



СИБИРСКИЙ  
ФЕДЕРАЛЬНЫЙ  
УНИВЕРСИТЕТ



# СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Материалы  
XXIII Всероссийской научно-технической конференции  
с международным участием,  
посвященной 127-й годовщине Дня радио  
Красноярск, 11–14 мая 2022 г.

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации  
Сибирский федеральный университет

## **СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

Материалы XXIII Всероссийской научно-технической конференции  
с международным участием,  
посвященной 127-й годовщине Дня радио

Красноярск, 11–14 мая 2022 г.

Красноярск  
СФУ  
2022

УДК 621.396.6  
ББК 32.844  
С568

**С568**      **Современные проблемы радиоэлектроники** : материалы XXIII Всерос. науч.-техн. конф. с междунар. участием, посвященной 127-й годовщине Дня радио. Красноярск, 11–14 мая 2022 г. / отв. ред. Ф. В. Зандер. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2022. – 700 с. ISBN 978-5-7638-4728-4

Представлены и отражены достижения, исследования и последние разработки в области радиоэлектроники по направлениям: радиоэлектронная техника навигации и связи; радиолокационные системы; СВЧ-технологии, антенны и устройства; информационные спутниковые системы и технологии; электроника и наноэлектроника; конструирование и технология электронных средств; телекоммуникация и интеллектуальные сети; функциональные материалы микро- и наноэлектроники. Также описаны проблемы и тенденции развития современной радиоэлектроники, телекоммуникаций и информационных технологий.

Предназначена для научных сотрудников, работников промышленных предприятий, аспирантов и студентов, обучающихся по направлениям и специальностям радиоэлектронного и инженернофизического профиля.

*Выражаем благодарность АО «НПП «Радиосвязь» г. Красноярск и лично  
Генеральному директору Ринату Гайсеевичу Галееву за помощь в проведении  
конференции и издании настоящего сборника трудов.  
Оргкомитет конференции «Современные проблемы радиоэлектроники 2022»,  
ИИФиРЭ СФУ.*

**Электронный вариант издания см.:**  
**<http://catalog.sfu-kras.ru>**

**УДК 621.396.6**  
**ББК 32.844**

ISBN 978-5-7638-4728-4

© Сибирский федеральный университет, 2022

## РАДИОТЕХНОЛОГИИ ОРГАНИЗАЦИИ СОЕДИНИТЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ ДЛЯ АВТОНОМНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСОВ

Р.Г. Галеев<sup>1</sup>, А.В. Туров<sup>2</sup>, Д.Ю. Черников<sup>3</sup>

<sup>1</sup>АО НПП «Радиосвязь»  
660009, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19  
E-mail: krtz@mail.ru

<sup>2</sup>ООО «КоммИнформ»  
660028, г. Красноярск, ул. Мечникова, 44а  
E-mail: turov@inbox.ru

<sup>3</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: dchernikov@sfu-kras.ru

Рассмотрены варианты создания и использования соединительных линий для автономных телекоммуникационных комплексов средствами тропосферных радиорелейных линий и спутниковых систем связи. Исходя из результатов измерений, произведено сравнение величины и стабильности задержки для каждого из случаев подключения удаленных фрагментов пакетных телекоммуникационных радиосистем.

Развертывание автономных узлов телекоммуникации и связи в условиях ограниченных возможностей при предварительной подготовке мест их размещения заставляет всерьез задуматься о необходимости использования различных радиотехнологий доставки соединительных линий в предполагаемую точку дислокации. К числу наиболее подходящих способов решения подобных задач традиционно относят технологии спутниковой связи, а также незаслуженно преданные забвению тропосферные радиорелейные линии (ТРРЛ) [1, 2]. При этом под спутниковой связью понимают сеансы радиосвязи между двумя и более корреспондентами наземного, воздушного или морского базирования, когда взаимодействие осуществляется с использованием ретранслятора, размещенного на искусственном спутнике Земли (ИСЗ) [3–5].

Наибольшие перспективы развития систем тропосферной связи следует связывать, прежде всего, с существенным ростом интереса к освоению территорий на Крайнем Севере. Принципы построения ТРРЛ характеризуются рядом особенностей, связанных со спецификой передачи радиосигналов в тропосферном радиоканале. Создание ТРРЛ стало возможным после того, как было открыто явление дальнего тропосферного распространения (ДТР) УКВ. ДТР происходит за счет отражения и рассеяния радиоволн турбулентными и слоистыми неоднородностями тропосферы. При этом поле в точке приема создается

в результате переизлучения только тех неоднородностей, которые находятся в пределах объема  $Q$ , образованного пересечением диаграмм направленности передающей и приемной антенн [1].

Переизлучающий объем  $Q$  тропосферы играет роль пассивного ретранслятора.  $Q$  характеризуется значительной пространственной и временной неоднородностью. Рассеяние радиосигнала в объеме  $Q$  происходит во все стороны, и лишь незначительная часть его поступает в точку приема. Актуальность применения ТРРЛ в составе радиотехнических систем передачи информации состоит в том, что ее можно достаточно оперативно и сравнительно легко наращивать, а средства передачи данных размещать в удаленных местах со сложными климатическими условиями. Самостоятельно ТРРЛ не способна обеспечить независимую работу большого числа абонентов в режиме точка-многоточка, и здесь ей на помощь могут прийти технологии пакетных мультисервисных сетей [6–8].

В этой связи актуальной является задача анализа реальных возможностей организации мультисервисных соединительных линий (СЛ) на отдаленные и труднодоступные территории с использованием ТРРЛ для подключения широкополосных пакетных радиосетей. Анализ таких возможностей производился по результатам натурного эксперимента. Схема организации связи, использованная при проведении натурного эксперимента, приведена на рис. 1.

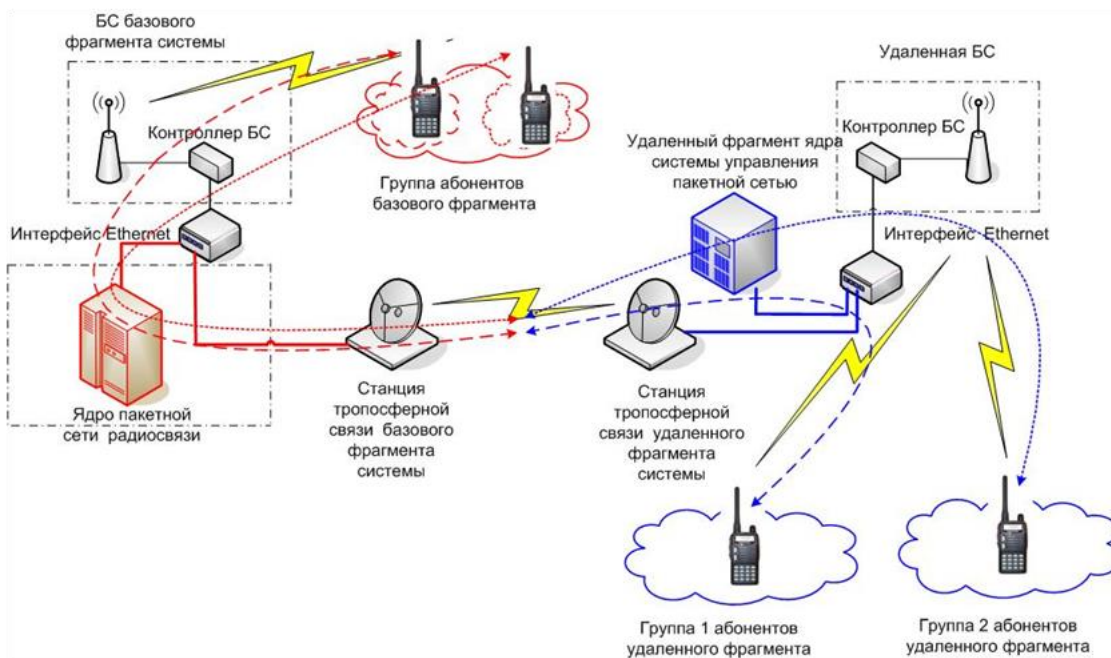


Рис. 1. Схема организации связи при проведении натурного эксперимента по подключению базовой станции сети Маквилл через ТРРЛ «Гроза-1.5»

На приведенном рисунке (рис. 1) ТРРЛ использована для организации СЛ между базовым и удаленным фрагментом пакетной мультисервисной сети служебной радиосвязи. Причем изначально предполагалось, что потенциальные абоненты, входящие в состав организуемых групп, могут быть расположены в зонах радиопокрытия как удаленного, так и базового фрагмента. Новизна проведенной работы заключается в экспериментальной проверке возможности организации средствами ТРРЛ внутрисистемных СЛ для доставки мультисервисных соединительных линий на отдаленные и труднодоступные территории, характерных для подключения удаленного фрагмента широкополосной пакетной радиосети, критичного как к абсолютной величине задержки пакетов  $\tau$  внутри СЛ, так и к величине возможных изменений задержки –  $\delta\tau$ .

Известно, что из-за пространственно-временной неоднородности переизлучающих объемов тропосферы принимаемые сигналы на ТРРЛ подвержены быстрым и медленным замираниям [1, 2, 9, 10]. Возникающие при этом ошибки передачи информации не одиночны во времени, а возникают пачками [2, 9, 10]. На практике это означает, что длительности воздействующих мешающих сигналов достаточно для возникновения ошибок в нескольких подряд идущих битах. Главная опасность такого вида помех заключается в том, что применяемые способы защиты от помех – это корректирующие коды, которые обычно могут распознать и исправить не более одной ошибки. Пачечные ошибки эти варианты защиты от ошибок не определяют, что, соответственно, может привести к существенному ухудшению качества связи.

Для борьбы с пачечными ошибками в системах подвижной связи применяется так называемый Interleaving или перемежение (рис. 2). Суть его заключается в том, что перед передачей в эфир биты переставляются местами. Например, вместо последовательности «1, 2, 3, 4, 5, 6 ...» создается последовательность: «5, 3, 6, 1, 4, 2 ...» (рис. 2).



Рис. 2. Использование технологии перемежения для ликвидации пачек ошибок

Причем одна и та же схема перемежения обычно накладывается как маска и применяется циклически к цифровому потоку. После перемежения полученная последовательность подвергается дальнейшим преобразованиям, как и обычный цифровой сигнал. После приема сигнала последовательность подвергается обратной перестановке, чтобы получить исходный сигнал. В случае, если на сигнал будет воздействовать пачечная помеха, например, на подряд идущие биты 3, 6 и 1, то после восстановления исходного потока эти биты окажутся не рядом стоящими, и к ним уже можно будет применить стандартные алгоритмы защиты от ошибок. Очевидно, что чем меньше отрезок сигнала, т. е. чем короче кадр по времени будет подвержен перемежению, тем более коротким пачечным ошибкам он может противостоять. Однако, чем более длительный отрезок сигнала будет вовлечен в перемежение, тем больше это потребует производственных возможностей и дополнительных временных затрат, а это может привести к задержкам сигнала. По данной причине использование технологий ТРРЛ не позволяет снизить задержку сигнала до самого минимума.

В то же время технология Маквилл [6–8] позиционируется как наиболее современная технология широкополосной профессиональной радиосвязи, предлагающая надежность традиционной транкинговой связи в сочетании с самыми передовыми сервисами высокоскоростной передачи данных, видео, позиционирования, диспетчеризации. Это гибкая и легко встраиваемая в уже существующие системы связи является критичной к величине задержки пакетов при передаче по соединительным линиям [5].

Изначально технология Маквилл создавалась для критически важных коммуникаций – предоставления специальным пользователям гарантированно устойчивой связи в любой ситуации, независимо от происходящего вокруг. Так, Маквилл – это стандарт, относящийся к группе стандартов четвертого поколения (4G) и рекомендованный Международным союзом электросвязи (ITU-RM.1801-2). В 2018 г. Маквилл принята как национальный стандарт РФ – ГОСТ Р 58166-2018 [7]. Для измерений, проводимых в ходе натурального эксперимента, предполагалось, что задержка ( $\tau$ ) – это время, которое необходимо, чтобы используемый сигнал (а точнее пакет байт с информацией) добрался от гейтвея (хаба, ядра центральной сети) через СЛ и ядро удаленного фрагмента, вобщем от любого другого абонентского терминала сети до абонентской радиостанции в сети удаленного фрагмента (рис. 1). Таким образом, задержка на сегодня является одной из главных проблем, на которую следует обращать внимание при организации соединительных линий радиосредствами.

На практике же при построении сетевых телекоммуникационных топологий как собственно регионального ядра, так и удаленного фрагмента пакетной сети служебной радиосвязи все основные компоненты получают IP-адреса внутренних закрытых сетей – 172.16.X.X, поэтому для анализа величины задержки была использована команда следующего вида [11, 12]:

ping -f -l<разм. пакета>< адрес хоста, использован. для измерений>. (1)

В качестве адреса хоста был использован адрес одного из хостов в составе удаленного фрагмента пакетной сети – 172.16.X.15.

При проведении натурального эксперимента одновременно измерялась локальная задержка в удаленном фрагменте [5, 11, 12] и задержка с учетом использования СЛ, организованных средствами ТРРЛ «Гроза 1.5» [10]. Все это показано на рис. 3.

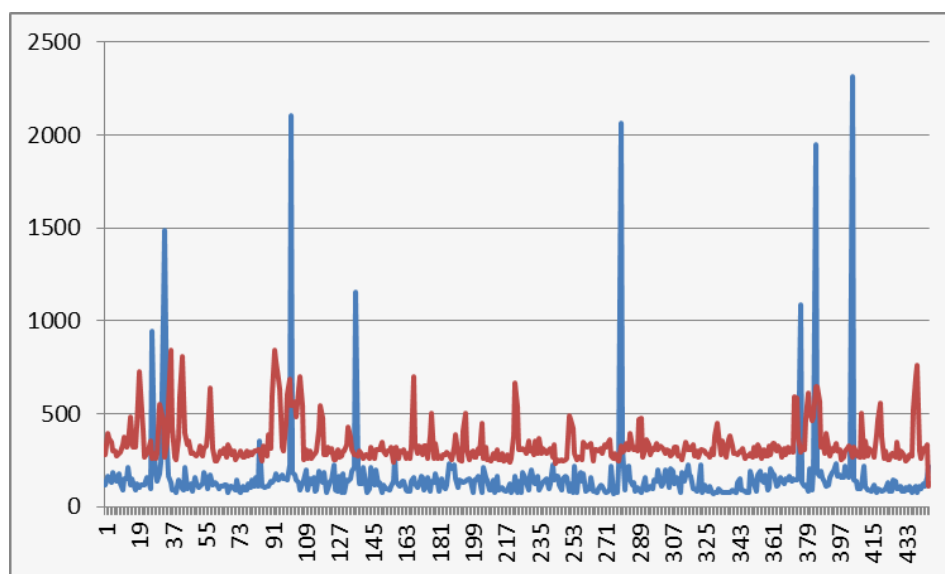


Рис. 3. Графики изменений величин задержки  $\tau$  при использовании СЛ через ТРРЛ «Гроза» (красная кривая) и локальной задержки внутри удаленного фрагмента (голубая кривая)

Полученные зависимости задержки  $\tau$  соответствуют скорости передачи данных внутри СЛ порядка 2 Мб/с и величине задержки, обусловленной использованием технологии перемежения в ТРРЛ, 70–80 мс [9, 10].

Как показала практика развертывания пролетов ТРРЛ в реальных ситуациях, определенную трудность вызывает организация трассы распространения радиоволн, лежащая в основе технологии ТРРЛ. Дополнительные сложности по созданию такой трассы могут быть вызваны наличием неоднородностей рельефа высотой 100 м и более, а также присутствием вдоль трассы различных техногенных объектов.

Переход к использованию технологий спутниковой связи для организации мультисервисных СЛ, как правило, подразумевает использование геостационарных ИСЗ. Схема организации связи для передачи в спутниковом канале мультисервисного трафика представлена на рис. 4.



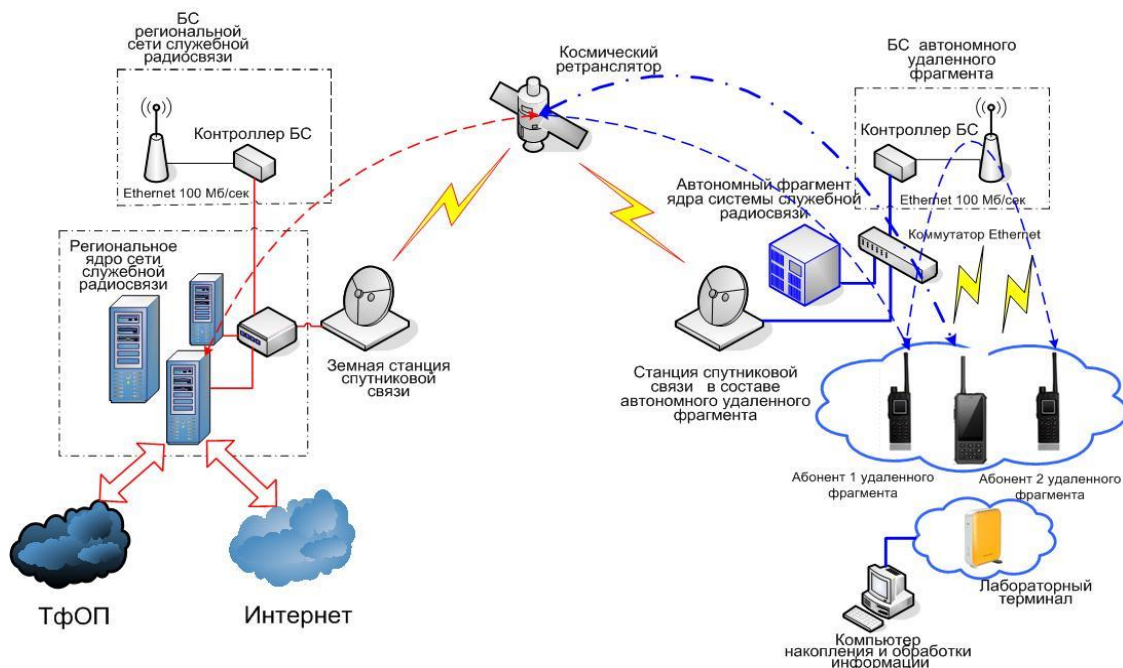


Рис. 4. Схема организации связи при использовании ИСЗ в качестве активного ретранслятора

Значительная величина расстояния до спутникового ретранслятора на геостационарной орбите приводит к соответствующему росту задержки вдоль траектории распространения радиосигнала до величины порядка 600 мс, что полностью исключает возможность прямого подключения удаленной БС к пакетной радиосети средствами спутниковой связи. Поэтому альтернативы использованию полностью автономного удаленного фрагмента пакетной радиосети практически не остается.

В ходе натурного эксперимента, который предусматривал использование схемы организации связи, представленной на рис. 4, космический канал был полностью «прозрачным», что позволило эмпирически оценить величину задержки пакетов между базовым и удаленным автономным сегментом. Результаты натурного эксперимента представлены на рис. 5.

Математическое ожидание величины задержки для выборки порядка 3000 измерений составило 635,5 мс, а величина средне-квадратического отклонения всего – 1 мс.

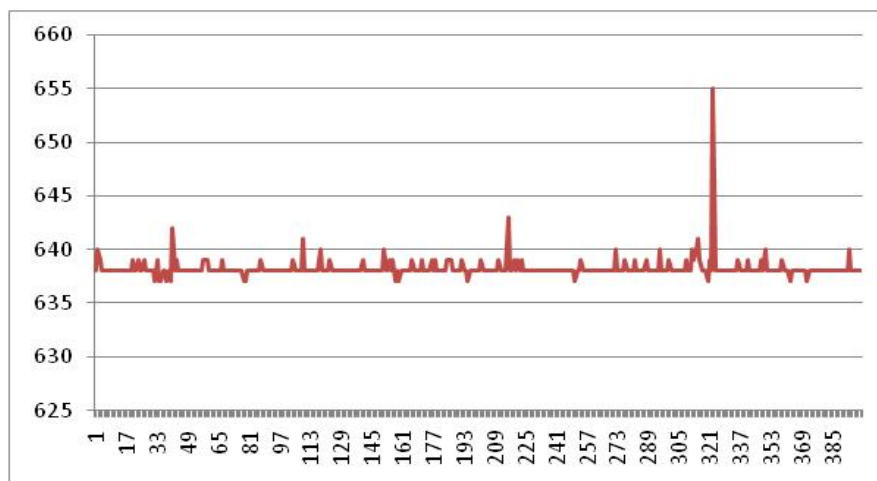


Рис. 5. Эмпирическая оценка задержки в спутниковом канале связи

Невольное сравнение технологий организации соединительных линий средствами тропосферной и спутниковой связи, которое проведено в данной работе, вполне адекватно отражает возможности и особенности их практического использования для решения сформулированной задачи. Так, при удалении автономного фрагмента на расстоянии до 200 км для организации СЛ необходимой производительности [13] вполне реально использовать технологии ТРРЛ.

При более значительном удалении автономного фрагмента он должен быть укомплектован средствами спутниковой связи, состав которых выбирается, исходя из условий радиовидимости ИСЗ, требований к производительности СЛ [13] и перечня телекоммуникационных услуг, для предоставления которых разворачивается система связи. Конечно, перечень возможных технологий абонентского доступа, которые можно использовать совместно или в составе систем тропосферной связи, далеко не ограничивается упомянутой системой Маквилл. Но главной мыслью здесь является как раз то, что и операторам «последней мили» и конечным пользователям систем связи значительно более продуктивно предлагать системы, как говорят, «под ключ», т. е. когда можно включить абонентское устройство и услышать знакомый голос или увидеть долгожданное изображение. А тот факт, что используемая технология построена на основе тропосферной связи, должен сказаться на низком уровне абонентской платы или величине тарифа за минуту телефонного разговора, подтверждая успешность и безусловную правильность сделанного выбора.

## Список литературы

1. Принципы организации тропосферной связи, мешающие эффекты. – URL: <https://siblec.ru/>.
2. Система тропосферной связи «Гроза». – URL: <https://tolos.ru/>.
3. Системы спутниковой связи: учеб. пособие для вузов / Л. Я. Кантор, А. М. Бонч-Бруевич, В. Л. Быков и др. / под ред. Л. Я. Кантора. – М.: Радио и Связь, 1992. – 224 с.
4. Девлишов, А. Г. О возможности использования технологии радиодоступа для организации «последней мили» космических систем связи / А. Г. Девлишов, А. В. Туров, Д. Ю. Черников. – Сб. тр. III Всероссийской научно-технической конференции «Системы связи и радионавигации». – Красноярск, 2016. – С. 50–54.
5. Шорин, А. О. Использование технологии космической ретрансляции внутрисистемных каналов связи в задачах организации абонентского радиодоступа / А. О. Шорин, А. Г. Девлишов, А. В. Туров, Д. Ю. Черников // Исследования Наукограда. – № 3–4 (18). – 2016. – С. 39–44.
6. Маквилл, описание, технические характеристики. – URL: <http://www.comm-inform.ru/>.
7. ГОСТ Р 58166-2018. Национальный стандарт Российской Федерации. Технические требования к радиоинтерфейсу широкополосной подвижной радиосвязи (ШПР). Организация протоколов и алгоритмов работы на канальном и физическом уровнях. Основные параметры и технические требования. – М.: СтандартИнформ, 2018. – 139 с.
8. Туров, А. В. Использование оборудования широкополосного радиодоступа NG-1 в составе мультисервисных систем связи / А. В. Туров, А. Г. Девлишов, Д. Ю. Черников // Радиотехника, электроника и связь (РЭС-2017) : сб. докладов IV Международной научно-технической конференции. – Омск, 2017. – С. 339–347.
9. Методы борьбы с ошибками. – URL: <http://celnet.ru/>.
10. Испытания ТРПЛ «Гроза». – URL: <https://mobile-review.com/>.
11. Черников, Д. Ю. Эмпирическая оценка статистических характеристик задержки в сети широкополосного радиодоступа McWill / Д. Ю. Черников, В. Н. Войцеховский // СПб НТО РЭС: труды ежегодной НТК. – 2019. – № 1 (74). – С. 97–100.
12. Липовка, М. А. Сравнительный анализ величин задержки при передаче данных в сети широкополосного радиодоступа McWill / М. А. Липовка, Д. Ю. Черников // Научно-технический прогресс: актуальные и перспективные направления будущего: сб. материалов IX Международной научно-практической конференции 28 ноября 2018 г. – Кемерово: ЗапСибНЦ, 2018. – Т II. – С.101–110.
13. Синиборов, И. Ю. Практика измерений скорости передачи данных для мультисервисных систем служебной радиосвязи / И. Ю. Синиборов, А. В. Туров, Д. Ю. Черников // Системы связи и радионавигации: сб. тезисов / науч. ред. В. Ф. Шабанов; отв. за вып. Г. П. Лопардина. – Красноярск: АО НПП «Радиосвязь», 2018. – 272 с.

**Секция**  
**«РАДИОЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА НАВИГАЦИИ И СВЯЗИ»**

---

**АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ И ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ  
ФАЗОКОДОМАНИПУЛИРОВАННОЙ ПОМЕХИ, ВОЗДЕЙСТВУЮЩЕЙ  
НА НАВИГАЦИОННУЮ АППАРАТУРУ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ  
НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ**

**А.А. Дисенов, А.В. Коровин, Ю.С. Левицкая**

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-Воздушная академия  
имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»  
394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54А  
E-mail: levitskaya-julia@mail.ru

Исследован вопрос помехоустойчивости навигационной аппаратуры потребителей при воздействии фазокодоманипулированной помехи. Разработана модель воздействия на навигационную аппаратуру потребителей глобальных навигационных спутниковых систем фазокодоманипулированной помехой, произведен анализ влияния и оптимальная оценка параметров данной помехи.

Влияние помех на помехоустойчивость аппаратуры рассматривается во многих источниках. Для сигналов навигационной аппаратуры потребителей часто используют метод оптимальной оценки параметров помехи, который наиболее подробно описан в работах Перова А. И. и Харисова В. Н. [1]. В качестве помехового сигнала рассматривают различные виды помех, в особенности компенсация данным методом гармонической помехи. Компенсация фазокодоманипулированной помехи описана не в полном объеме.

Целью данной работы является повышение помехоустойчивости навигационной аппаратуры потребителей при влиянии фазокодоманипулированной помехи. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующую задачу: сформировать оценку фазы фазокодоманипулированной помехи методом оптимальной оценки ее параметров.

**Постановка задачи и исходные данные.** Пусть имеется приемник, принимающий навигационный сигнал, на вход которого действует внутрисистемная фазокодоманипулированная помеха (например, от псевдоспутника). В этом случае сигнал на входе приемника выглядит следующим образом:

$$y_{\text{вх}}(t) = S_{\text{с}}(t) + S_{\text{п}}(t) + n(t), \quad (1)$$

где  $S_{\text{с}}(t)$  – полезный сигнал  $S_{\text{п}}(t)$  – помеховый фазокодированный сигнал, излучаемый на частоте сигнала  $S_{\text{с}}(t)$ ;  $n(t)$  – внутренний шум приемника, который полагается гауссовским с равномерной плотностью  $N_0$  в полосе пропускания  $\Delta f_{\text{пр}}$  высокочастотной части приемника.

Навигационный сигнал можно рассматривать как сигнал вида:

$$S_{\text{с}}(t) = A_{\text{с}} h_{\text{с}}(t) \sin \left( (\omega_{\text{с}} + \omega_{\text{д}})t - \varphi_{\text{с}} \right), \quad (2)$$

где  $A_{\text{с}}$  – амплитуда полезного сигнала;  $\omega_{\text{с}}$  – несущая частота сигнала;  $\omega_{\text{д}}$  – доплеровский сдвиг частоты сигнала с равномерным законом распределения, возьмем его на интервале от  $-800$  до  $800$  Гц [4];  $\varphi_{\text{с}}$  – начальная фаза с равномерным законом распределения на интервале  $\left[ \frac{-\pi}{2}; \frac{\pi}{2} \right]$ ;  $h_{\text{с}}(t)$  – функция дальномерного кода навигационного сигнала.

Помеховый фазокодированный сигнал имеет следующий вид:

$$S_{\text{п}}(t) = A_{\text{п}} h_{\text{п}}(t) \sin \left( (\omega_{\text{п}} + \omega_{\text{д}})t - \varphi_{\text{п}} \right), \quad (3)$$

где  $A_{\text{п}}$  – амплитуда помехового сигнала, постоянная и неизменная величина;  $\omega_{\text{п}}$  – несущая частота помехового сигнала, постоянная и неизменная величина;  $\varphi_{\text{п}}$  – начальная фаза помехового сигнала с равномерным законом распределения на интервале  $\left[ \frac{-\pi}{2}; \frac{\pi}{2} \right]$ ;  $h_{\text{п}}(t)$  – неизвестная функция дальномерного кода помехового сигнала. Фазокодированная помеха является фазоманипулированной за счет неизвестной функции дальномерного кода, амплитуда и несущая частота имеют постоянные значения на интервале наблюдения.

Возьмем случай, когда уровень внутреннего шума постоянен, а мощность принимаемой помехи настолько велика, что сигнал (1) на входе приемного устройства принимает вид:

$$y_{\text{вх}}(t) = S_{\text{п}}(t) + n(t). \quad (4)$$

Именно так и будем рассматривать воздействие сигнала (4) на вход навигационной аппаратуры потребителей.

**Основные математические соотношения модели.** Для решения первой задачи необходимо определить значения фазы фазокодо-

манипулированной помехи. На начальном этапе используем линейную регрессию для оценки параметров помехи. Задав начальное приближение фазы помехи и выбрав значение времени накопления входного сигнала, вычислим коэффициенты регрессии с помощью целевой функции:

$$\sqrt{\sum_T (S_{\Pi}(t) - \hat{S}_{\Pi}(t))^2} \rightarrow \min, \quad (5)$$

где  $\hat{S}_{\Pi}(t)$  – оцененная копия помехи:

$$\hat{S}_{\Pi}(t) = A_{\Pi} \sin((\omega_{\Pi} + \omega_{\Pi д})t - \hat{\varphi}_{\Pi}), \quad (6)$$

где  $\hat{\varphi}_{\Pi}$  – оцененная фаза помехи.

Так как фазокодоманипулированная помеха не известна, а на входе приемного устройства имеем сигнал  $y_{ВХ}(t)$ , то целевая функция (5) с учетом (4) примет следующий вид:

$$\sqrt{\sum_T (S_{\Pi}(t) - \hat{S}_{\Pi}(t) + n(t))^2} \rightarrow \min. \quad (7)$$

Так как мощность внутренних шумов является величиной постоянной, то минимальное значение функции (7) будет также минимальным для значения функции (5). Таким образом получим оценку фазокодоманипулированной помехи, принимаемой на фоне внутренних шумов  $n(t)$  [1].

Чтобы получить оценку фазы помехи, необходимо построить систему слежения за фазой в соответствии с [1]. Для этого определим огибающую помехового сигнала  $X_{\Pi}$  и моменты перехода значений фазы относительно синусоиды:

$$X_{\Pi} = \frac{-\operatorname{tg}(I_{\Pi}) \cdot Q_{\Pi}}{A_{\Pi}}, \quad (8)$$

где  $I_{\Pi}$  и  $Q_{\Pi}$  – синфазная и квадратурная составляющие, соответствующие виду:

$$I_{\Pi} = \sum_{\tau} y_{ВХ_{\tau}}(t) \sin(\omega_{\Pi} \cdot t + \hat{\varphi}), \quad (9)$$

$$Q_{\Pi} = \sum_{\tau} y_{ВХ_{\tau}}(t) \cos(\omega_{\Pi} \cdot t + \hat{\varphi}). \quad (10)$$

В [1] показано, что для ФКМ-сигнала (фазокодированного сигнала) оптимальная следящая система за фазой имеет вид, показанный на рис. 1.

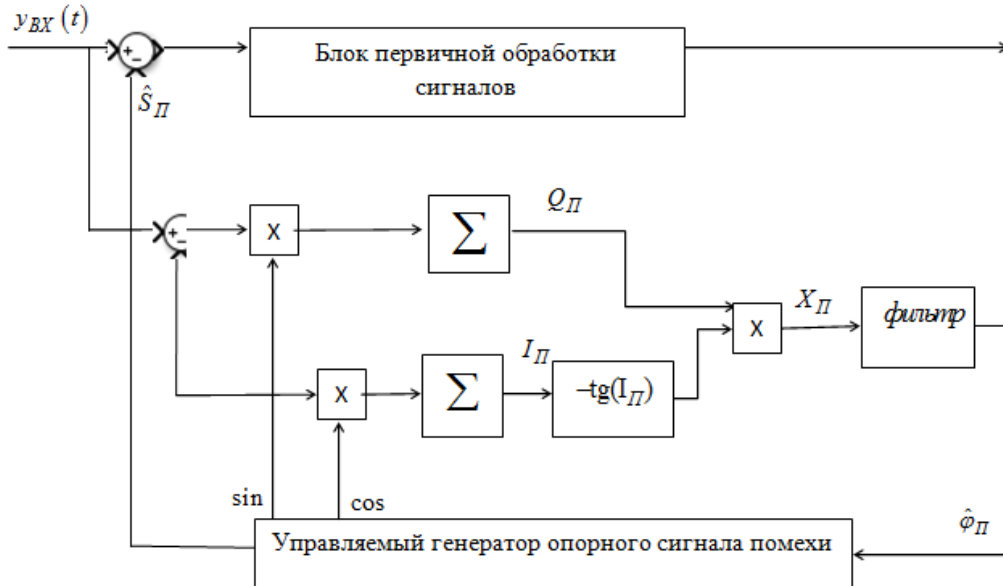


Рис. 1. Схема слежения за фазой фазокодированной помехи

Как показано в [4], дисперсия оценки фазы обратно пропорциональна отношению сигнал-шум по мощности и кривизне нормированной корреляционной функции фазокодированной помехи по фазе в ее максимуме:

$$D_{\phi} = \frac{1}{\left[ \frac{d^2 q_s(\phi)}{d\phi^2} \right]_{\phi_0}}, \quad (11)$$

где

$$q_s(\phi) = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} S_{\Pi}(t, \phi) S_{\Pi}(t, \phi) dt. \quad (12)$$

Из (11) и (12) видно, что дисперсия оценки фазы помехи тем меньше, чем больше время накопления помехи  $\tau$ , соответственно, тем выше точность определения фазы помехи.

**Эксперимент.** Для решения второй задачи в соответствии с (8)–(10) и рис. 1 была разработана модель компенсатора, а с помощью ЭВМ проведен модельный эксперимент. При слежении за фазой фазокодированной помехи использовалось различное время накопления входного сигнала. На рис. 2 и рис. 4 отображены результаты слежения за изменением фазы сигналоразличной помехи. Оценка разности

фазокодоманипулированной помехи (СПП) и оценки фазокодоманипулированной помехи (ОСПП)  $\Delta S_{\Pi} - \hat{S}_{\Pi}$  представлена на рис. 3 и рис. 5.

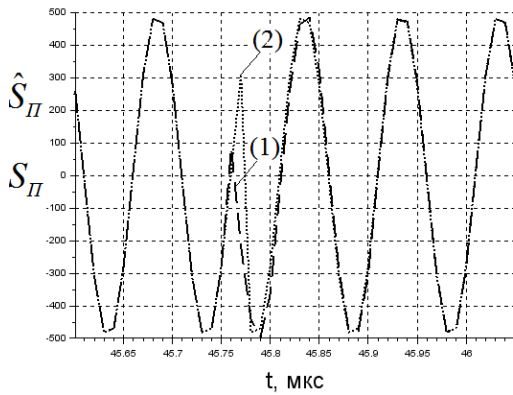


Рис. 2. Оценка фазокодоманипулированной помехи (1) и фазокодоманипулированная помеха (2) для времени накопления входного сигнала 0,05 мкс

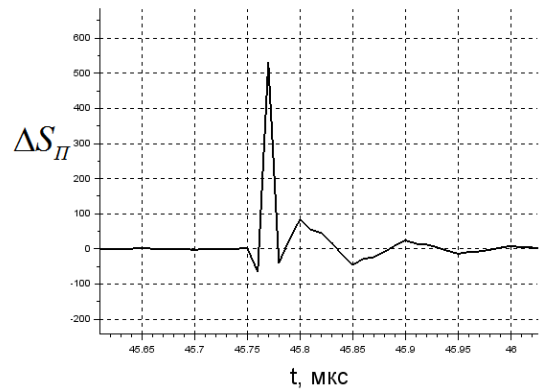


Рис. 3. Оценка разности СПП ОСПП для времени накопления входного сигнала 0,05 мкс

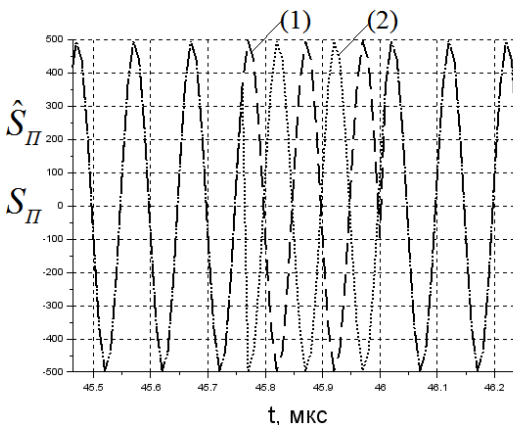


Рис. 4. Оценка фазокодоманипулированной помехи (1) и фазокодоманипулированная помеха (2) для времени накопления входного сигнала 1 мкс

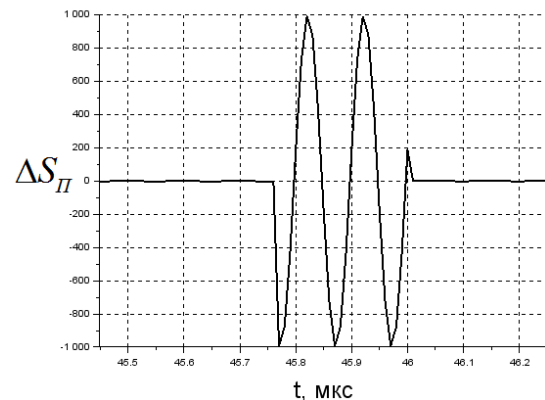


Рис. 5. Оценка разности СПП ОСПП для времени накопления входного сигнала 1 мкс

На рис. 2 видно, что для времени накопления сигнала в 0,05 мкс оценка фазокодоманипулированной помехи производится с большей точностью, чем на рис. 4 с временем накопления входного сигнала 1 мкс. Также на рис. 3 и 5 показана оценка разности фазокодоманипулированной помехи и оценки фазокодоманипулированной помехи с ошибкой определения фазы. На рис. 5 с временем накопления 1 мкс ошибка значительно больше, чем на рис. 3 с временем накопления 0,05 мкс, что противоречит выражениям (11)–(12).

Таким образом, в результате анализа и оценки фазы помехи было получено следующее: чем меньше время накопления сигнала на входе приемного устройства для нахождения фазокодоманипулированной помехи, тем меньше ошибка, которая возникает в моменты изменения



фазы в сигнале на выходе коррелятора. С увеличением времени накопления ошибка возрастает, что приводит к противоречию. Полученные в работе результаты в дальнейшем могут быть использованы для нахождения оптимального времени накопления.

#### Список литературы

1. Перов, А. И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / А. И. Перова, В. Н. Харисова // изд. 4-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
2. Перов, А. И. Статистическая теория радиотехнических систем / А. И. Перов. – М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.
3. Тихонов, В. И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 2004. – 86 с.
4. Тихонов, В. И. Оптимальный прием сигналов / В. И. Тиханов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.

# АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПРОСТЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ НА ВОЗМОЖНОСТИ НАДЕЖНОГО УСТРАНЕНИЯ МНОГОЗНАЧНОСТИ ПОЛНЫХ ФАЗОВЫХ ЦИКЛОВ ДЛЯ РАЗНЫХ МЕТРИЧЕСКИХ ЧАСТОТ

П.А. Лопардин, Д.С. Феоктистов, В.Ф. Гарифуллин,  
В.Н. Бондаренко, А.И. Зуевская

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: azuyevskaya@inbox.ru

Рассмотрено проведение анализа многолучевого распространения простых навигационных сигналов на возможности надежного устранения многозначности полных фазовых циклов для разных метрических частот. Для устранения многозначности в режиме измерения двойной дальности предлагается следующий алгоритм: каждые измеренные значения фазовых сдвигов для разных метрических частот разделить на два и затем произвести устранение многозначности фазовых отсчетов. Если учесть, что серийно выпускаемый РГК работает в открытом море без сбоев, то добавка запаса в 16 дБ должна позволить ему работать и в условиях наличия местных предметов. Это позволит увеличить надежность навигации и расширить сферу применения РГК на суше.

Для проведения анализа многолучевого распространения рассмотрено измерение расстояния ( $R$ ) с помощью радиоволны, имеющей частоту ( $f$ ) и распространяющейся со скоростью ( $C$ ). Величина  $\lambda = C / f = CT$  является длиной волны, то есть расстоянием, пройденным радиоволной с частотой ( $f$ ) за время одного периода  $T$  этой частоты.

Измерение расстояния ( $R$ ) сводится к измерению целого числа длин волн и дробной части длины волны. Поскольку значение скорости распространения радиоволны и значение частоты может быть известно с высокой точностью, то измерять необходимо только целое и дробное число периодов частоты.

Техническое выполнение этой задачи целесообразно с учетом энергетических и частотных ресурсов. Одним из возможных вариантов реализации измерения расстояния для навигационных нужд является измерение только дробной части периода метрической частоты. Для расширения пределов измерения расстояний используется несколько значений дискретных метрических частот, которые связаны между собой коэффициентами сопряжения метрических частот ( $n_i$ ).

С помощью математической операции устранения многозначности можно рассчитать полные фазовые циклы для разных метрических частот по формуле:

$$N_i = [n_{i-1}\Phi_{i-1} - \varphi_i + 0,5], \quad (1)$$

где  $N_i$  – целая часть фазовых циклов на  $i$ -той частоте;  $\varphi_i$  – результат измерения фазы на  $i$ -той частоте, представленной дробной частью фазового цикла на интервале от 0 до 1;  $\Phi_i$  – полная фаза на  $i$ -той частоте;  $n_{i-1}$  – коэффициент сопряжения метрических частот;  $[ ]$  – операция округления до целого с недостатком (отбрасывание дробной части).

Анализ и моделирование этой математической зависимости приводят к тому, что если погрешность измерения фазы  $\alpha_{i-1}$  достигает величины  $\pm 0,5/n$ , то при выполнении операции устранения многозначности фазовых отсчетов возникает дискретная погрешность в определении целой части фазовых циклов с тем же знаком. Условием возникновения дискретной погрешности (сбоя) устранения многозначности фазовых отсчетов является следующая величина погрешности  $a_{i-1}$ :

$$a_{i-1} \geq 0,5/n_{i-1} \text{ (ф. ц.)} = \pi/n_{i-1} \text{ (рад)}. \quad (2)$$

Для радиогеодезического комплекса «Крабик-БМ» используются следующие метрические частоты:  $f_1 = 10$  кГц,  $f_2 = 100$  кГц,  $f_3 = 1$  МГц,  $f_4 = 5$  МГц,  $f_5 = 10$  МГц, то есть  $n_1 = 10$ ,  $n_2 = 10$ ,  $n_3 = 10$ ,  $n_4 = 5$ ,  $n_5 = 2$ .

При распространении любых навигационных сигналов на приемник поступает сумма прямого сигнала и сигналов, отраженных от местных предметов. При использовании простых (многочастотных) навигационных сигналов разделить указанные сигналы, отличающиеся только временной задержкой, невозможно.

Для упрощения анализа абстрагируемся от метода получения метрических частот. Рассмотрим сложение прямого и отраженного сигналов, представленных синусоидальными колебаниями с заданной метрической частотой. Под отраженным сигналом от местных предметов будем понимать эквивалентный (суммарный) сигнал, заданный вектором  $A_{\text{отр.}}$ .

Для анализа сложения прямого и отраженного сигналов изображена векторная диаграмма сложения прямого и отраженного сигналов (рис. 1).

Максимальное искажение фазы вектора прямого сигнала при суммировании с отраженным сигналом будет в точках, полученных с помощью касательных линий к указанной окружности и исходящих из начала вектора прямого сигнала.

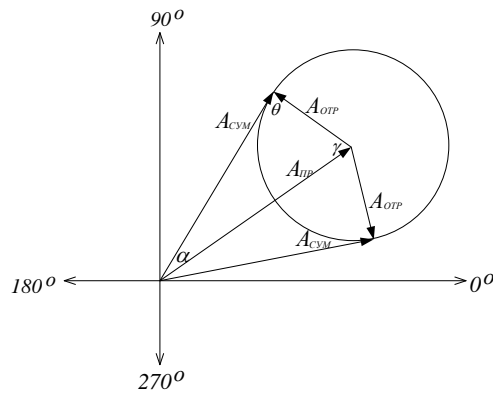


Рис. 1. Векторная диаграмма сложения прямого и отраженного сигналов

Используя свойство углов и амплитуд треугольника, можно записать:

$$\frac{|A_{\text{пр}}|}{\sin\theta} = \frac{|A_{\text{отр}}|}{\sin\alpha} = \frac{|A_{\text{сум}}|}{\sin\gamma}, \quad (3)$$

где  $\alpha$  – угол между вектором прямого сигнала и вектором суммарного сигнала, с точки зрения решения проблемы восстановления полной фазы (то есть возможности правильного устранения многозначности фазовых отсчетов) он является углом погрешности, ограничивающим эти возможности;  $\gamma$  – угол между вектором прямого сигнала и вектором отраженного сигнала.

Касательные линии всегда перпендикулярны к радиусу, проведенному в точку касания окружности, поэтому угол  $\theta$  является прямым, а  $\sin\theta = 1$ .

Учитывая свойства прямоугольного треугольника, следует, что

$$\gamma = \pi/2 - \alpha. \quad (4)$$

Найдем соотношение амплитуд векторов:

$$\frac{|A_{\text{отр}}|}{|A_{\text{пр}}|} = \sin\alpha, \quad (5)$$

$$\frac{|A_{\text{сум}}|}{|A_{\text{пр}}|} = \sin\gamma. \quad (6)$$

Каждой величине отношения амплитуд по формуле (5) соответствует значение величины угла  $\alpha$  и наоборот.

Таким образом, задавая значение предельно допустимого угла  $\alpha_{i-1}$  для  $(i-1)$ -ой метрической частоты при условии, что сигнал  $i$ -ой метрической частоты не искажен, можно получить максимальное значение  $\frac{|A_{отр}|}{|A_{пр}|}$ , при котором еще возможно правильное устранение многозначности фазовых отсчетов.

Для наглядности численные значения величины  $\alpha_{i-1}$  (2) для различных  $n_{i-1}$  и соответствующие им значения  $\frac{|A_{отр}|}{|A_{пр}|}$  (6) приведены в табл. 1.

Таблица 1

**Максимальные отклонения фазы между вектором прямого сигнала и вектором суммарного сигнала в зависимости от величины  $\frac{|A_{отр}|}{|A_{пр}|}$**

$ \alpha_{i-1} $ рад	$\pi/2$	$\pi/2,5$	$\pi/3$	$\pi/4$	$\pi/5$	$\pi/6$	$\pi/7$	$\pi/8$	$\pi/10$	$\pi/20$
$ \alpha_{i-1} $ ф. ц.	0,25	0,2	0,167	0,125	0,1	0,083	0,071	0,062	0,05	0,025
$\frac{ A_{отр} }{ A_{пр} }$	1	0,951	0,866	0,707	0,587	0,5	0,433	0,382	0,309	0,156

Таким образом, из рис. 1 видно, что при заданном соотношении  $\frac{|A_{отр}|}{|A_{пр}|} \leq 1$  угол  $\alpha$  не превысит величину  $\arcsin \frac{|A_{отр}|}{|A_{пр}|}$ . Следовательно, допустимый коэффициент сопряжения метрических частот ( $n$ ) для правильного устранения многозначности фазовых отсчетов (без учета фазового шума) должен быть меньше величины  $\pi/\alpha$ .

В настоящее время в РГК «Крабик-БМ» в основном режиме измерения двойной дальности сначала производится устранение многозначности фазовых отсчетов, а затем значение полной фазы делится пополам. При этом алгоритме, несмотря на то, что используется коэффициент сопряжения метрических частот  $n_{1,2,3} = 10$ , требование к допустимой величине  $\frac{|A_{отр}|}{|A_{пр}|}$  ужесточается почти в 2 раза и становится равным 0,156, что эквивалентно применению  $n_{i-1} = 20$  для одинарной дальности. Аналогично, при  $n_4 = 5$  отношение  $\frac{|A_{отр}|}{|A_{пр}|} = 0,309$ , а при  $n_5 = 2$ , соответственно,  $\frac{|A_{отр}|}{|A_{пр}|} = 0,587$ .

Для обеспечения возможности работы РГК при высоком уровне амплитуды отраженного от местных предметов (гор, строений и т. п.) сигнала, приближающейся к амплитуде прямого сигнала (превышение не допустимо), предлагается изменить указанный алгоритм и использовать коэффициент сопряжения метрических частот на уровне

2–2,5. Выигрыш по увеличению допустимого значения  $\frac{|A_{отр}|}{|A_{пр}|}$  составит более 16 дБ.

Если учесть, что серийно выпускаемый РГК работает в открытом море без сбоев, то добавка запаса в 16 дБ должна позволить ему работать и в условиях наличия местных предметов. Это увеличит надежность навигации и расширит сферу применения РГК на суше.

### **Благодарность**

Работа выполнена при финансовой поддержке ФГБУ «Российский фонд фундаментальных исследований» договор № 20-48-24003/21 и КГАУ «Красноярский краевой фонд поддержки научной и научно-технической деятельности» КФ-815.

### **Список литературы**

1. Алешечкин, А. М. Разработка методов и средств повышения точности и достоверности радионавигационных определений на море: дис. ... д-ра техн. наук : 05.12.14 / Алешечкин Андрей Михайлович. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2009. – 380 с.
2. Никитенко, Ю. И. Судовые радионавигационные системы / Ю. И. Никитенко, В. И. Быков, Ю. М. Устинов. – М.: Транспорт, 1992. – 336 с.
3. Казаринов, Ю. М. Радиотехнические системы / Ю. М. Казаринов, Ю. П. Гришин и др. – М.: Высшая школа, 1990. – 496 с.

# ВОЗМОЖНОСТИ ФУРЬЕ-ФИЛЬТРАЦИИ В НЕКОТОРЫХ ЗАДАЧАХ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

**Е.В. Кузьмин**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: ekuzmin@sfu-kras.ru, kuzminev@mail.ru

Показана эффективность применения Фурье-фильтрации для обработки сигналов радиоэлектронных систем. Приведены результаты статистического моделирования процедуры поиска сложного сигнала по задержке с предкорреляционной режекторной Фурье-фильтрацией узкополосной помехи. Кратко изложен опыт применения фильтрации для постобработки результатов длительных сеансов регистрации параметров сложного сигнала.

Постоянно совершенствующиеся возможности для реализации алгоритмов цифровой обработки сигналов предрасполагают к широкому применению дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Одним из вариантов его практического применения является организация Фурье-фильтра [1, с. 93; 2, с. 185]), предполагающего выполнение ДПФ от наблюдаемой реализации, умножение полученного спектра на функцию необходимого частотного преобразования, возвращение к временной реализации за счет обратного ДПФ. В докладе рассматриваются возможности и особенности таких фильтров применительно к двум независимым задачам – первичной и вторичной обработке шумоподобных сигналов (ШПС) глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) [3]. Вместе с тем результаты работы применимы к любым радиоэлектронным системам (РЭС) с шумоподобными сигналами, при функционировании которых возникают аналогичные задачи.

Цель работы – рассмотреть возможности применения и повышения эффективности Фурье-фильтрации для обработки сигналов РЭС, в частности ГНСС.

**Фурье-фильтрация в задаче режекции узкополосных помех.** Одним из возможных внешних воздействий для многих РЭС являются узкополосные помехи (УП). Эффективным средством борьбы с УП является режекторная Фурье-фильтрация (РФФ) [4], которая для практической реализации оказывается более выигрышной в сравнении с адаптивной трансверсальной фильтрацией [3, с. 777]. В статье [4] обоснован выбор весовой функции (ВФ) Парзена в качестве «окна» предварительного взвешивания для реализации РФФ. Однако

проведенные недавно исследования [5], частично подтвердившие целесообразность такого выбора, показали, что кубическая вариация ВФ Хеннинга [6, с. 40] обеспечивает лучшие возможности подавления УП на основе РФФ, обладая при этом более простым описанием. С одной стороны, потенциальные возможности подавления УП на основе РФФ несколько превосходят сегодняшние возможности по обеспечению их реализации на практике, но, с другой стороны, проведенное исследование [5] показало достижимость потенциально лучших характеристик подавления УП, что является актуальным, исходя из постоянно возрастающих требований, предъявляемых к РЭС. Более того, в области отношений «УП/сигнал», рассматриваемых как «возможные для обработки сегодня», введение предварительного взвешивания на основе указанной вариации ВФ Хеннинга также обладает некоторыми преимуществами.

Результаты статистического моделирования РФФ при использовании трех ВФ предварительного взвешивания аддитивной смеси (ШПС, УП и шума) представлены на рис. 1, где показаны зависимости вероятностей  $P(v)$  правильного выполнения беспорогового поиска по задержке ШПС с фазовой манипуляцией от отношения  $v = f_{УП} / f_0$  частот  $f_{УП}$  и центральной частоты ШПС  $f_0$ . Представлен сравнительно узкий интервал «сканирования» по частоте, поскольку его увеличение затрудняет визуализацию. Моделирование выполнено на основе методики [5; 7] при числе статистических испытаний  $10^5$ , энергопотенциале 45 дБГц, отношении «УП/сигнал» 100 дБ. Обработка аддитивной смеси в корреляторах осуществлялась в течение одного периода ШПС. Нумерация кривых на рис. 1 показывает на предварительное взвешивание аддитивной смеси за счет конкретной ВФ: 1 – Хеннинга, 2 – Ханна, 3 – Парзена.

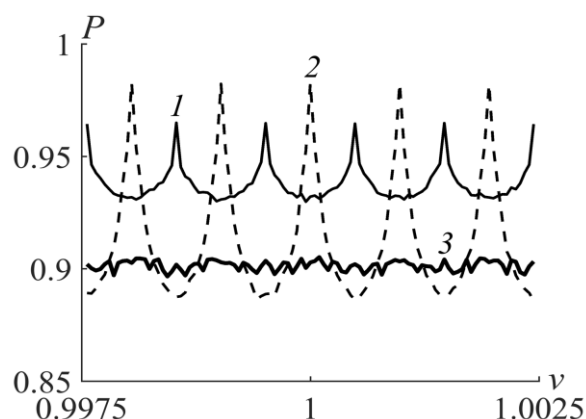


Рис. 1. Зависимости вероятности  $P$  правильного выполнения поиска ШПС по задержке от отношения частот  $v = f_{УП} / f_0$ . Основные условия: число статистических испытаний  $10^5$ ; используемые для РФФ весовые функции (1 – Хеннинга, 2 – Ханна, 3 – Парзена); энергопотенциал 45 дБГц; отношение «УП/сигнал» 100 дБ



Как видно из рис. 1, поведение зависимостей вероятности правильного выполнения поиска существенно варьируется в зависимости от типа применяемой ВФ. В табл. 1 приведены средние значения вероятностей  $P_{cp}$ , полученные в результате соответствующей обработки представленных зависимостей (рис. 1).

Таблица 1

К сравнительному анализу эффективности поиска ШПС по задержке на фоне УП при предкорреляционной РФФ с использованием различных ВФ

ВФ	Хеннинга	Ханна	Парзена
$P_{cp}$	0,94	0,91	0,9

Как видно из рис. 1 и табл. 1, ВФ Хеннинга обладает преимуществами перед ВФ Парзена, обеспечивая более высокие значения вероятности правильного выполнения поиска ШПС на фоне УП. Весовая функция Ханна в среднем обеспечивает паритетные с ВФ Парзена характеристики. Представленные результаты, демонстрирующие неисчерпанные возможности повышения эффективности РФФ для подавления УП при приеме ШПС, а также неравномерность поведения зависимостей при изменении частоты УП, дополняют результаты работ [5; 7], не противоречат частным результатам других авторов, например, натурный эксперимент [8, с. 208], моделирование [9] и др.

#### **Фурье-фильтрация в задачах ГНСС-рефлектометрии.**

Глобальное покрытие околоземного пространства навигационным полем ГНСС в сочетании с многочисленностью и доступностью парка приемной аппаратуры определили широкое использование ГНСС в научных целях [10; 11]. Одним из актуальных и развивающихся направлений является ГНСС-рефлектометрия (Р). Сеанс регистрации данных в ГНСС-Р имеет ряд особенностей, в результате которых получаемые рефлектограммы оказываются зашумленными. Их спектры являются сравнительно узкополосными [12], что позволяет эффективно проводить низкочастотную Фурье-фильтрацию [13]. Следовательно, благодаря возможности получения необходимой (исходя из содержания задачи) частотной характеристики Фурье-фильтра эффективность ГНСС-Р потенциально повышается.

Таким образом, в докладе продемонстрированы и кратко обсуждены результаты применения Фурье-фильтрации для повышения эффективности обработки шумоподобных сигналов и их параметров. Приведенные примеры не ограничивают область применения результатов.

## Список литературы

1. Поляков, П. Ф. Широкополосные аналоговые системы связи со сложными сигналами / П. Ф. Поляков. – М.: Радио и связь, 1981. – 152 с.
2. Глинченко, А. С. Цифровая обработка сигналов / А. С. Глинченко. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2005. – 482 с.
3. Перов, А. И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / А. И. Перов, В. Н. Харисов, изд. 4-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
4. Бакитько, Р. В. Использование весовых функций для предварительной обработки шумоподобных сигналов при наличии сильных интерференционных помех / Р. В. Бакитько, В. П. Польщик, А. И. Шилов, Я. Д. Хацкелевич, Е. Н. Болденков // Радиотехника. – 2006. – № 6. – С. 13–17.
5. Кузьмин, Е. В. Повышение эффективности обработки сигналов на фоне гармонической помехи за счет выбора функции предварительного взвешивания для частотного режектора / Е. В. Кузьмин // Цифровая обработка сигналов. – 2021. – № 4. – С. 16–20.
6. Дворкович, В. П. Оконные функции для гармонического анализа сигналов / В. П. Дворкович, А. В. Дворкович. – М.: Техносфера, 2016. – 208 с.
7. Кузьмин, Е. В. Повышение вероятности правильного поиска шумоподобного сигнала по времени запаздывания на фоне тональной помехи / Е. В. Кузьмин, Ф. Г. Зограф // Успехи современной радиоэлектроники. – 2016. – № 11. – С. 137–140.
8. Тузов, Г. И. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Г. И. Тузов, В. А. Сивов, В. И. Прытков, Ю. Ф. Урядников, Ю. А. Дергачев, А. А. Сулиманов. – М.: Радио и связь, 1985. – 264 с.
9. Куликов, Г. В. Помехоустойчивость приема сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией в присутствии гармонической помехи / Г. В. Куликов, А. В. Нестеров, А. А. Лелюх // Журнал радиоэлектроники. – 2018. – № 11.
10. Кашкин, В. Б. Экспериментальное определение электрофизических параметров лесного покрова с использованием сигналов глобальных навигационных систем ГЛОНАСС и GPS / В. Б. Кашкин, В. И. Кокорин, В. Л. Миронов, С. В. Сизасов // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т. 51. – № 7. – С. 825–830.
11. Jin, S. GNSS Remote Sensing / S. Jin, E. Cardellach, F. Xie. – Dordrecht, Heidelberg, New York, London: Springer, 2014. – 286 p.
12. Кузьмин, Е. В. Фурье-спектры амплитудных вариаций суперпозиции сигналов навигационных спутников вблизи поверхностей с различными свойствами / Е. В. Кузьмин, А. В. Сорокин // Письма в ЖТФ. – 2021. – Т. 47. – № 18. – С. 26–28.
13. Кузьмин, Е. В. Цифровая фильтрация результатов ГНСС-рефлектометрии / Е. В. Кузьмин, А. В. Сорокин // Цифровая обработка сигналов. – 2021. – № 1. – С. 51–54.

# ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ КОМБИНИРОВАННОГО СИГНАЛА ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ПРИ КАЛИБРОВКЕ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЯ

**К.А. Куличков, А.В. Гребенников, С.В. Сизасов,  
А.П. Кудревич, А.А. Попов**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
6660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: kirill.kulichkov.92@mail.ru

Представлена структурная схема калибровки систематической погрешности навигационной аппаратуры потребителя с использованием специального преобразователя комбинированного сигнала частотно-временной синхронизации. Описан принцип работы преобразователя в режиме калибровки.

Расширение сферы применения современных глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) требует повышения точности навигационных измерений. Погрешность определения координат и времени зависит от погрешности измерения псевдодальностей по сигналам ГНСС. Погрешность измерения псевдодальностей навигационной аппаратурой потребителя (НАП) обусловлена множеством факторов, наиболее весомыми из них являются погрешности эфемеридно-временного обеспечения, задержка сигнала в ионосфере и тропосфере, многолучевое распространение сигнала, частотная неравномерность задержки для различных литерных частот ГЛОНАСС в приемнике.

Для специализированной аппаратуры высокоточной синхронизации, кроме перечисленных источников погрешности, необходимо учитывать также систематическую задержку, возникающую в тракте приема и обработки сигналов ГНСС (антенна, антенный кабель, частотно-избирательные элементы тракта (фильтры)). Данная задержка входит в состав инструментальной погрешности НАП [1]. На сегодняшний день известно несколько способов определения инструментальной задержки в приемной аппаратуре, большинство из них рассмотрены в диссертационной работе Д. С. Печерицы [2]. Структурная схема оценки систематической задержки в приборе представлена на рис. 1.

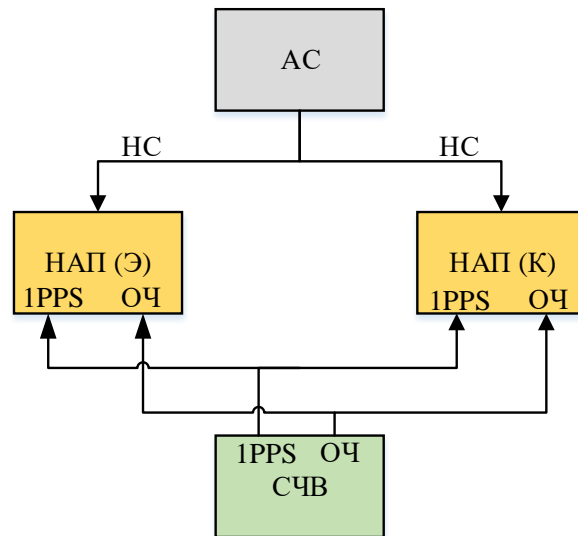


Рис. 1. Структурная схема оценки систематической задержки НАП

Эталонная (Э) и калибруемая (К) НАП проводят одновременные измерения навигационных параметров (псевдодальности, псевдоскорости, псевдофазы и т. д.) с необходимой дискретностью. При этом оба комплекта НАП используют для формирования и синхронизации своей шкалы времени сигналы опорной частоты (ОЧ) и импульсной метки времени (1 PPS), поступающие от одного стандарта частоты времени (СЧВ). Также оба комплекта подключены к одной антенной системе (АС) для исключения погрешности многолучевости. Для обеспечения требуемой точности оценки систематической погрешности для каждой литеры ГЛОНАСС необходимо проводить измерения на интервале не менее 1 суток.

После проведения измерений вычисляется разность одномоментных результатов измерения псевдодальностей эталонной и калибруемой НАП по каждому навигационному космическому аппарату (НКА). В первых разностях псевдодальностей исключены (компенсированы) общие погрешности НАП (погрешность эфемерид и шкалы времени НКА, ионосферная, тропосферная, погрешность многолучевости, отстройка шкалы времени СЧВ относительно шкалы времени НКА), соответственно, значения первых разностей псевдодальностей содержат только различающиеся погрешности НАП. К таким погрешностям относятся искомая разность систематических задержек НАП, а также случайная погрешность, обусловленная шумами измерений, и погрешность синхронизации НАП, определяющая погрешность данного метода калибровки. Представленный метод позволяет оценить систематическую погрешность НАП с суммарной неопределенностью не более 0,09 м.

В настоящее время АО НПП «Радиосвязь» для высокоточной синхронизации НАП используется комбинированный сигнал частотно-временной синхронизации (КСЧВС) [3]. Использование КСЧВС обеспечивает высокую точность синхронизации за счет использования измерений фазы несущей частоты КСЧВС и позволяет обойти многие ограничения, возникающие при использовании традиционных сигналов синхронизации, таких как импульсный сигнал метки времени 1 PPS и гармонический сигнал опорной частоты. При этом для НАП, синхронизирующейся по КСЧВС, калибровка представленным выше способом затруднена, поскольку имеющиеся образцы эталонной НАП используют традиционные сигналы синхронизации.

Разработанный авторами специализированный преобразователь КСЧВС дает возможность воспользоваться преимуществами КСЧВС для синхронизации аппаратуры, использующей традиционные сигналы синхронизации, без какой-либо ее доработки [4], что в том числе позволяет решить задачу калибровки НАП. На рис. 2 представлен внешний вид преобразователя КСЧВС.

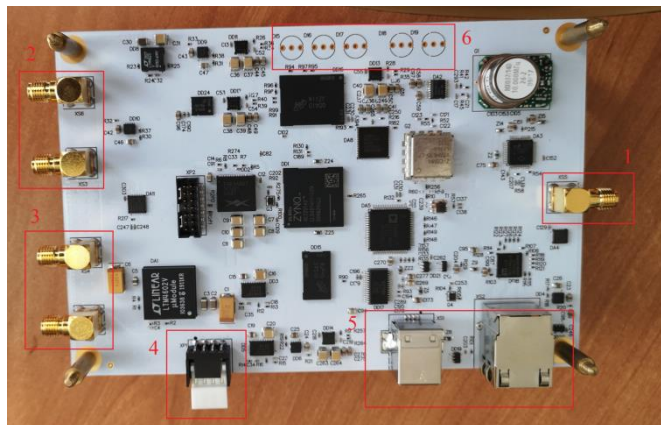


Рис. 2. Преобразователь КСЧВС

Преобразователь КСЧВС обеспечивает высокоточную конвертацию поступающих на его вход гармонического сигнала опорной частоты и импульсного сигнала метки времени в синхронный с ними КСЧВС, а также формирование на специальных выходах гармонического сигнала опорной частоты и импульсного сигнала метки времени, синхронных с КСЧВС. Устройство имеет 8 основных разъемов и блок индикации:

- разъем двунаправленной трансляции КСЧВС;
- разъемы приема гармонического сигнала опорной частоты и импульсной метки времени;
- разъемы передачи гармонического сигнала опорной частоты и импульсной метки времени;
- разъем питания (12 В);

- разъемы интерфейса (Ethernet или USB);
- элементы индикации.

Структурная схема калибровки НАП с применением преобразователя представлена на рис. 3.

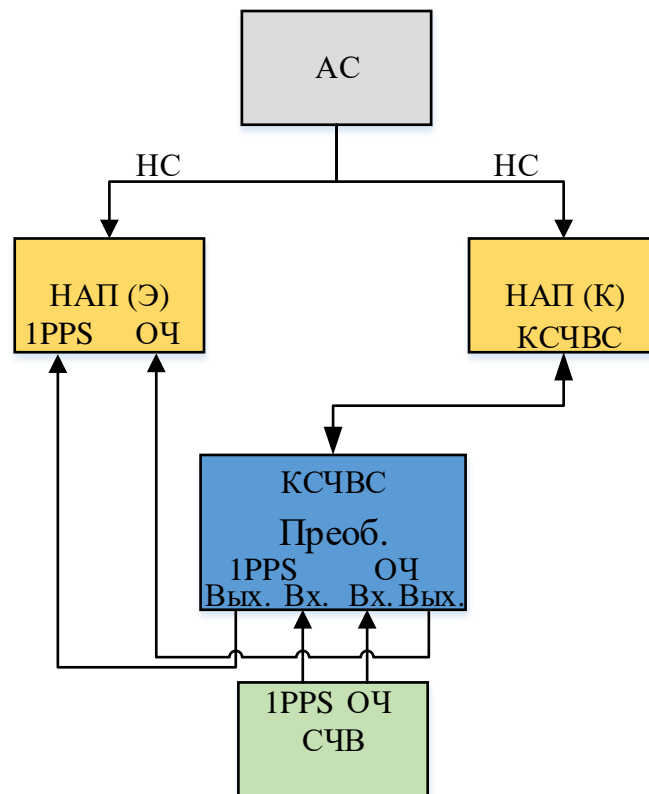


Рис. 3. Использование преобразователя КСЧВС при калибровке систематической задержки НАП

СЧВ выдает опорную частоту и сигнал 1PPS на вход преобразователя КСЧВС, преобразователь подстраивает внутренний опорный генератор под внешнюю опорную частоту с использованием цифровой петли ФАПЧ, а также измеряет положение фронта 1PPS относительно фазы опорной частоты. После этого производится формирование 3 сигналов: 1PPS и опорная частота, синхронные и синфазные с сигналами СЧВ – для эталонного НАП, а также КСЧВС, в котором пик корреляционной функции КСЧВС соответствует положению фронта 1 PPS, а фаза несущего колебания совпадает с фазой сигнала опорной частоты – для калибруемой НАП.

Такое применение преобразователя КСЧВС позволяет воспользоваться известным методом оценки систематической задержки для калибровки современных образцов НАП, оснащенной КСЧВС с использованием имеющегося парка эталонных НАП.

Калибровка систематической задержки преобразователя КСЧВС, которую необходимо выполнить для обеспечения требуемой

неопределенности оценки систематической задержки НАП, реализуется по фазовым измерениям опорной частоты и несущего колебания КСЧВС с погрешностью, не превышающей единицы пикосекунд.

### Список литературы

1. Matsakis, Demetrios. The Timing Group Delay (TGD) Correction and GPS Timing Biases, Proceedings of the 63rd Annual Meeting of The Institute of Navigation (2007). – Cambridge, MA. – April 2007. – PP. 49–54.

2. Печерица, Д. С. Метод калибровки навигационной аппаратуры потребителей ГЛОНАСС с использованием эталонов, прослеживаемых к государственным первичным эталонам единиц величин: дис... канд. техн. наук: 05.11.15 / Дмитрий Станиславович Печерица. – Менделеево, 2018. – 123 с.

3. Кондратьев, А. С. Перспективные сигналы высокоточной синхронизации / А. С. Кондратьев, А. С. Быков, А. В. Гребенников, Ю. Г. Хазагаров, С. В. Сизасов, А. П. Кудревич, А. В. Ячин // Тезисы докладов VII Международного симпозиума «Метрология времени и пространства», 17–19 сентября 2014 г. – Менделеево: ФГУП «ВНИИФТРИ», 2014. – С. 210–213.

4. Куличков, К. А. Способ внедрения КСЧВС в существующие системы синхронизации / К. А. Куличков, Н. С. Куличкова, А. В. Гребенников // Успехи современной радиоэлектроники. – 2017. – № 12. – С. 67–70.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАЗИТНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ РАДИОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА В УСЛОВИЯХ МЕГАПОЛИСА

**А.К. Дашкова, Ф.В. Зандер**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: ADashkova@sfu-kras.ru

Описано исследование и оценка паразитного электромагнитного излучения, которое влияет на прием широко используемых в настоящее время сигналов спутниковых навигационных систем, а также в определенных условиях способно вызывать патологические изменения в функционировании организма человека.

В условиях активной цифровизации экономики, основанной на разносторонней передаче информации, доминирующим фактором является загрязнение окружающей среды электромагнитными помехами (ЭМП), что также несет риски и для приема широко используемых в настоящее время сигналов спутниковых навигационных систем. Всемирной организацией здравоохранения введено понятие «электромагнитное загрязнение окружающей среды», в котором подчеркивается, что ЭМП является биологически активными биотропным фактором в определенных условиях, способным вызывать патологические изменения в функционировании организма человека. Подавление же сигналов спутниковых навигационных систем может вызывать, особенно в условиях мегаполиса, транспортные коллапсы, аварийные ситуации с электроснабжением, связью и т. д.

Целью исследования являлось измерение паразитных электромагнитных излучений радиочастотного диапазона в условиях мегаполиса. Определялись частоты мешающих сигналов радиочастотного (РЧ) диапазона и соответствующие им источники на рабочих частотах систем GPS и ГЛОНАСС, одновременно с этим изучалось воздействие паразитного электромагнитного излучения РЧ-диапазона в условиях мегаполиса на население и уточнялись параметры гигиенического нормирования. Пример воздействия паразитных электромагнитных излучений РЧ-диапазона в условиях мегаполиса на рабочие частоты систем GPS и ГЛОНАСС приведены в табл. 1.



Таблица 1

**Возможные источники ЭМП РЧ-диапазона в условиях мегаполиса  
на частотах систем GPS и ГЛОНАСС**

Диапазон частот мешающих сигналов (номер канала), МГц	Источник мешающих сигналов	Частоты GPS: 1227,6; 1575,42; 1176,45 МГц	Частоты ГЛОНАСС: 1246–1256,5; 1602–1615,5; 1242,94–1247,75; 1598–1604,25 МГц
1533	Радиолиния	+	–
~ 500	3-я гармоника	+	+
66 и 67 каналы ТВ	2-я гармоника	+	+
22 и 23 каналы ТВ	3-я гармоника	+	+
157 УКВ	10-я гармоника	+	+
131 и 121 УКВ	12-я и 13-я гармоники	+	+
525 частота кристалла	3-я гармоника	+	–
1575	Немодулированная несущая	+	–
> 1610	GLOBALSTAR	–	+
1240–1243,25	Передача цифровых данных (пакетное радио)	–	+
1242–1242,7	Любительские радиорелейные станции	–	+
1243–1260	Любительские ТВ передатчики	–	+
1250–1259	РЛС УВД	–	+
108–118	Помехи в полосах ЛПД ДПС	+	+

Как видно из приведенных в табл. 1 результатов исследований имеется значительное количество возможных источников паразитных ЭМП РЧ-диапазона, мешающих приему рабочих частот систем GPS и ГЛОНАСС. Особое внимание следует уделять контролю за качеством и исправностью используемой передающей аппаратуры и оборудования, особенно гражданских организаций и частных лиц. Данная проблема требует детального изучения и выработки не только методов борьбы по повышению надежности приема навигационных спутниковых сигналов в условиях мегаполиса, но и новых подходов к обеспечению безопасности как инфраструктуры мегаполисов, так и здоровья населения.

В последние годы произошли принципиальные качественные изменения в структуре и характере источников ЭМП, связанные с разработкой новых средств передачи и обработки информации. Эти источники максимально приближены к населению, их общее

количество исчисляется десятками тысяч, т. е. миллионы людей находятся в зоне действия создаваемых ими ЭМП. Поэтому актуален вопрос о воздействии паразитных ЭМП РЧ-диапазона в условиях мегаполиса на население и уточнение параметров гигиенического нормирования.

Основы комплекса обязательных санитарно-гигиенических нормативов для ЭМП созданы в СССР в 1960–1980-х гг. При этом учитывался состав и качественные характеристики источников ЭМП, характерных для того периода времени. Также был утвержден «План-график научно исследовательских работ, направленных на разработку гигиенических и технических мероприятий, связанных с размещением передающих радио, телевизионных и радиолокационных станций» [1].

Следующая по времени редакция комплекса Санитарных норм для ЭМП РЧ прошла в 2003 г., когда были введены СанПиН 2.1.8/2.2.4.1383-03 «Гигиенические требования к размещению и эксплуатации передающих радиотехнических объектов» и СанПиН 2.1.8/2.2.4.1190-03 «Гигиенические требования к размещению и эксплуатации средств сухопутной подвижной радиосвязи» [2, 3]. Соответствующие нормативные требования применительно к настоящему времени изменились мало.

Методика исследования воздействия паразитных излучений РЧ-диапазона в условиях мегаполиса на население заключалась в измерении ЭМП в диапазоне промышленной частоты 50 Гц и в радиочастотном диапазоне от 300 МГц до 2,7 ГГц в районе Студенческого городка г. Красноярск (рис. 1). Для измерений был использован анализатор спектра GSP-827 с основными характеристиками: диапазон частот входных сигналов 9 кГц–2,7 ГГц, пределы основной относительной погрешности установки центральной частоты анализатора  $\pm 0,001\%$ , диапазон измеряемых уровней входных сигналов от минус 100 до плюс 20 дБмВт в диапазоне 1 МГц–2,5 ГГц.



Рис. 1. Распространение ЭМП РЧ-диапазона в условиях мегаполиса

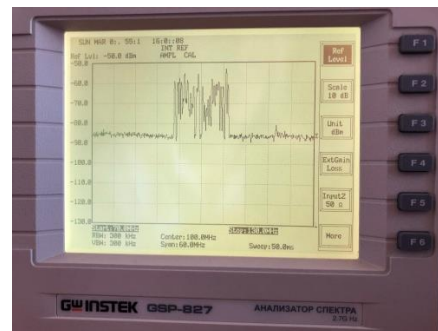


Рис. 2. Экран анализатора спектра в процессе исследования

Для анализа выбраны 14 источников излучения, превышающих диапазон измеряемых уровней входных сигналов от минус 80 до плюс 10 дБмВт в диапазоне частот 80 МГц–2,7 ГГц. Измерения проводили с помощью анализатора в разные периоды времени, осуществлялся мониторинг отслеживания максимального уровня сигнала электромагнитных излучений по интенсивности ЭМП с последующим удерживанием и фиксированием спектрограммы и представлением данных (рис. 2).

Измерения уровней ЭМП РЧ-диапазона осуществлялись в основном в штатном режиме работы в часы максимальной работы источников излучения. Производился целенаправленный поиск возможных источников с повышенными значениями ЭМП (табл. 2).

Таблица 2

**Возможные источники паразитного излучения исследуемого диапазона в районе Студенческого городка г. Красноярск**

Частоты паразитного излучения исследуемых сигналов, МГц	Предполагаемый источник сигналов	Уровень измеренного излучения, дБм / (мВт/см <sup>2</sup> )
110	Эфирное FM-радио	-26 дБм / (2,5·10 <sup>-3</sup> )
155–183	Технологическое оборудование сетей передачи данных	-26 дБм / (2,5·10 <sup>-3</sup> )
345–427	Любительское радиовещание	-40 дБм / (1,0·10 <sup>-4</sup> )
509	Цифровое ТВ (1)	-60 дБм / (1,0·10 <sup>-6</sup> )
590	Телевещание	-50 дБм / (1,0·10 <sup>-5</sup> )
665	Цифровое ТВ (2)	-65 дБм / (3,1·10 <sup>-7</sup> )
780–810	Сотовая связь	-30 дБм / (1,0·10 <sup>-3</sup> )
925–960	Сотовая связь	-35 дБм / (2,1·10 <sup>-3</sup> )
1150–1350	РЛС УВД	-78 дБм / (1,6·10 <sup>-8</sup> )
1550–1590	Радиорелейные станции (РРС)	-70 дБм / (1,0·10 <sup>-7</sup> )
1810–1837	Базовые станции различных операторов	-55 дБм / (3,1·10 <sup>-6</sup> )
2120–2160	Сотовая связь	-58 дБм / (1,5·10 <sup>-6</sup> )
2350–2550	Устройства передачи данных стандарта Bluetooth	-74 дБм / (4,0·10 <sup>-8</sup> )
2660	Радиорелейные станции (РРС)	-60 дБм / (1,0·10 <sup>-6</sup> )

В результате анализа выяснилось, что гигиеническое нормирование уровней максимальной интенсивности излучения мощных теле- и радиопередатчиков и РЛС остается неизменным уже в течении 30 лет в условиях постоянного увеличения реальных уровней и плотности мощности излучения этих источников.

Массовым по распространению и охвату населения источником ЭМП в радиочастотном диапазоне признана сотовая связь. Базовые

станции (БС) и абонентские сотовые телефоны являются источниками ЭМП с постоянным доступом к населению. ЭМП БС сотовой связи характеризуется значительными частотновременными флуктуациями, их средняя мощность зависит от количества мобильных передатчиков, находящихся в зоне обслуживания БС, т. е. зависит от времени суток, дня недели, времени года и т. п. Это приводит к постоянным изменениям условий электромагнитного воздействия на пользователей, поэтому проведение текущего контроля электромагнитного облучения населения в соответствии с нормативными требованиями на практике затруднено. БС подвижной радиосвязи влияют как на биосферу, так и на человека.

Суммарная экспозиционная нагрузка от подвижной радиосвязи на селитебной территории по усредненным данным выше в 6 раз, чем от амплитудно-модулированных радиостанций, и практически в 20 раз выше, чем от коротковолновых радиостанций [4]. БС сотовой связи формируют сложно организованный, изменяющийся во времени, модулированный, многочастотный режим облучения, в среднем относительно небольшой интенсивности, но с превышающими максимальные значения ППЭ ЭМП до близких к тепловым уровням (ППЭ – плотность потока энергии, единица измерения ЭМП в диапазоне свыше 300 МГц) [5].

Приведенные данные характеризуют основное излучающее оборудование подвижной сотовой радиосвязи в целом как источник ЭМП диапазона от 300 МГц до 6 ГГц. Максимальные возможные значения не превышают 500 мкВт/см<sup>2</sup> для БС сотовой связи и 50 мкВт/см<sup>2</sup> для АТ (измеренное по описанной методике в ходе исследования значение составляет около 3,1 мкВт/см<sup>2</sup>). В то же время интегральное значение мощности поглощенной дозы так же, как и суммарная энергетическая нагрузка, является индивидуальным показателем для каждого человека, подвергающегося воздействию.

Наряду с источниками ЭМП РЧ-диапазона остаются и источники ЭМП промышленной частоты 50 Гц. Также вклад в создание продолжительно воздействующего негативного магнитного поля в условиях непроизводственного воздействия вносят кабельные сети и электротехническое оборудование зданий, помещений и т. д. То есть с появлением принципиально новых источников ЭМП (сотовая связь, рабочие места с персональными компьютерами и системами беспроводного широкополосного доступа, системы распределения и потребления электроэнергии 0,4 кВ) индивидуальная нагрузка на человека в мегаполисах стала выше, чем за их пределами в силу специфики работы и образа жизни населения. Режимом работы этих источников невозможно управлять ни по интенсивности, ни по продолжительности воздействия.

Таким образом, базовые нормы ЭМП для населения, применяющиеся в оценке электромагнитного облучения в мегаполисе, должны постоянно подвергаться контролю и анализу, а возможно и пересмотру. Кроме того, необходимо учитывать, что неблагоприятный эффект может быть усилен сочетанием с другими факторами, в частности шумом и инфразвуком. Существующая проблема адекватной индивидуальной дозиметрии применительно к ЭМП не решена, количественный анализ распространенности и фактических условий облучения для различных групп населения крайне затруднен, поскольку требует проведения одномоментных измерений с учетом абсолютно всех источников. Действующий в настоящее время СанПиН 2.1.8/2.2.4.1190-03 «Гигиенические требования к размещению и эксплуатации средств сухопутной подвижной радиосвязи» в п. 6.9 рекомендует ограничить использование сотовых телефонов детьми и подростками до 18 лет, а также женщинами в период беременности [2, 3].

В результате проведенного исследования выяснилось, что в мегаполисах нет систематизированных и полных данных о состоянии электромагнитного облучения населения, как нет и специализированного органа, который бы изучал данные о первичных измерениях, а впоследствии анализировал бы их, управлял и выработывал безопасные методы защиты от электромагнитного облучения населения с учетом развития научно-технического прогресса.

#### Список литературы

1. Паньков, И. В. Электромагнитное загрязнение окружающей среды / И. В. Паньков // Современные проблемы технических наук: сб. тез. докл. Новосиб. межвуз. науч. студ. конф. «Интеллектуальный потенциал Сибири», Новосибирск, 19–20 мая 2004 г. Ч.2. – Новосибирск: ИГАСУ, 2004. – С. 73–75.
2. СанПиН 2.1.8/2.2.4.1190-03. Гигиенические требования к размещению и эксплуатации средств сухопутной подвижной радиосвязи.
3. СанПиН 2.1.8/2.2.4.1383-03. Гигиенические требования к размещению и эксплуатации передающих радиотехнических объектов.
4. Слукин, В. М. Техногенные электромагнитные излучения как фактор экологии населенных пространств / В. М. Слукин // Академический вестник УралНИИ проект РААСН. – 2010. – № 4. – С. 112–116.
5. Скоробогатая, И. В. Гигиеническая оценка электромагнитных излучений: учеб.-метод. пособие / И. В. Скоробогатая, Э. И. Леонович. – Минск: БГМУ, 2018. – 39 с.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОВОГО ФОНА НА ВХОДЕ ПРИЕМНИКА СИСТЕМЫ БЛИЖНЕПОЛЬНОЙ МАГНИТНОЙ СВЯЗИ В ГОРОДСКИХ УСЛОВИЯХ

**А.Н. Конев, А.А. Комаров, А.В. Луферчик**

АО НПП «Радиосвязь»  
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19  
E-mail: FBRLC@yandex.ru

Приведены результаты экспериментальных исследований, направленных на изучение помеховой обстановки в канале ближнепольной магнитной связи (БПМС). Получены данные о характере помех, проведен анализ частотных диапазонов на возможность передачи информации с помощью систем БПМС, найдены наилучшие частоты для работы системы.

Задача обеспечения связи в пространстве, имеющем значительное количество препятствий с большой диэлектрической проницаемостью, является актуальной на сегодняшний день. Традиционные методы радиосвязи используют электромагнитные (ЭМ) волны, которые сильно ослабляются при прохождении через толстый слой проводимых материалов, что делает невозможным их эффективно использовать в условиях, когда на пути распространения сигнала имеется большое количество таких препятствий. В отличие от традиционных способов, реализация связи с помощью магнитной индукции (МИ) в такой среде распространения позволяет обеспечить достаточную дальность связи, имея при этом малые размеры катушек, использующихся в качестве антенн [1]. Ближнепольная магнитная связь не восприимчива к отражению, рассеянию, дифракции сигнала [2]. В отличие от электромагнитной связи, в связи на основе МИ подобные эффекты возникают лишь при прохождении через ферромагнитные материалы. Большинство материалов, окружающих нас на планете, такие как почва, вода, строительные материалы, не обладают такими свойствами, имеют магнитную проницаемость, близкую к таковой у вакуума, тем самым обеспечивая беспрепятственное распространение магнитных волн [3].

Одной из задач применения БПМС является обеспечение надежной беспроводной связи для спасателей, пожарных, сотрудников МЧС при выполнении их профессиональной деятельности в условиях завалов, вызванных различными разрушениями городских строений.

Стоит отметить, что в таких условиях проводимость строительных материалов и почвы может оказывать влияние на распространение не только электрического, но и магнитного поля. Дело в том, что из-за проводимости таких материалов при использовании связи на основе МИ в материалах возникают вихревые токи. Это приводит

к возникновению вторичного магнитного поля, находящегося в противофазе. При наложении двух полей возникают искажения, приводящие к быстрому затуханию магнитного поля при прохождении через материал.

Однако описанные выше эффекты не оказывают влияния на работу проектируемой системы БПМС, описываемой в этой статье. Строение приемных и передающих антенн в системе БПМС накладывает ограничения на доступный рабочий диапазон частот, поэтому эффективная работа возможна только на низких частотах от единиц до сотен кГц, в зависимости от используемой антенны. При распространении магнитного поля на таких низких частотах, вихревые токи имеют достаточно низкое значение, чтобы ими можно было пренебречь [4].

Другим применением систем БПМС является обеспечение защищенного канала связи для колонны воинских формирований. Поскольку магнитная энергия убывает достаточно быстро, обратно расстоянию в 6 степени, дистанционный перехват такой связи невозможен, возможность обнаружения колонны по уровню излучаемого сигнала отсутствует.

В приведенных выше областях применения надежность связи вне зависимости от окружающих условий является основным и самым важным параметром.

Основной проблемой организации связи системы БПМС в городских условиях являются индустриальные и сетевые шумы, излучаемые различной электроаппаратурой, линиями электропередач, другими внешними источниками помех, поскольку магнитные антенны чувствительны к электрической составляющей электромагнитного поля.

В городских условиях в описанном выше рабочем диапазоне частот БПМС наблюдается значительное помеховое загрязнение спектра. Значительную роль оказывают кондуктивные электромагнитные помехи. Согласно [5] кондуктивные электромагнитные помехи представляют собой общие несимметричные напряжения в полосе частот от 0 до 150 кГц, подобные тем, которые возникают при протекании электрического тока в силовых кабелях, расположенных поблизости от технических средств (ТС) и токов утечки в системах заземления. Соответственно, при построении надежной системы БПМС требуется учитывать этот фактор, соответствующе выбрать рабочий диапазон частот с учетом городской помеховой обстановки.

Для оценки помеховой обстановки на входе приемника БПМС в городских условиях использовалась приемная магнитная антенна в виде тонкопленочного магнитометра [6]. Наибольшую эффективность

для такого типа антенн можно достичь в рабочем диапазоне частот 10–200 кГц. Выход антенны был подключен к анализатору спектра Rohde & Schwarz FSV Signal Analyzer с диапазоном работы от 10 Гц до 30 ГГц.

На рис. 1 изображено рабочее место для исследования помеховой обстановки.



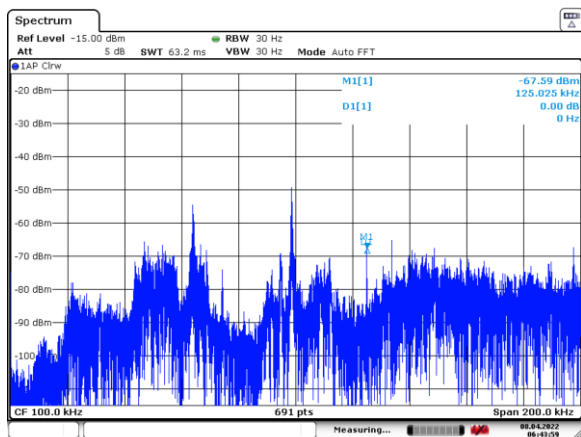
Рис. 1. Рабочее место для исследования помеховой обстановки

Полученные результаты по помеховой обстановке в полосе 0–200 кГц изображены рис. 2, 3, 4, 5. Проанализировав полученные данные, можно отметить сильные источники промышленных помех в диапазонах частот 40–74 кГц, 95–100 кГц.

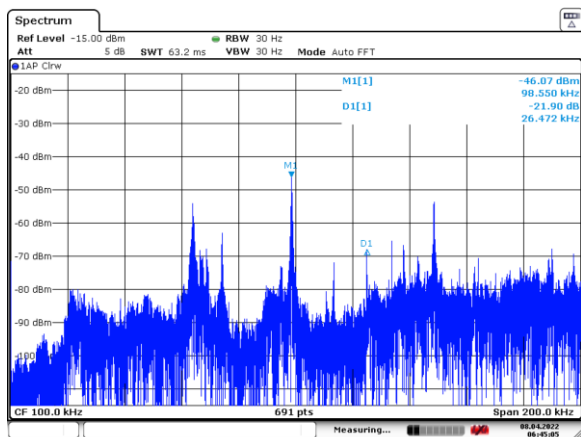
В качестве одного из самых значимых источников помех для приемной антенны системы БПМС были идентифицированы осветительные лампы, создающие помеховый фон в диапазоне частот от 45 до 60 кГц.

На рис. 2 представлены изображения спектра в диапазоне частот 0–200 кГц при включенном (а) и отключенном (б) электрическом освещении. На рис. 3 представлены изображения спектра в диапазоне частот 35–75 кГц при включенном (а) и отключенном (б) электрическом освещении. По представленным рисункам можно сделать вывод, что при отключении электрического освещения помеховый фон значительно снижается. На рис. 4 изображен спектр сигнала на выходе антенны, при направлении антенны в сторону лампы освещения. По рис. 4 можно сделать вывод, что при направлении на осветительные приборы помеховый фон в диапазоне частот от 45 до 60 кГц значительно возрастает.



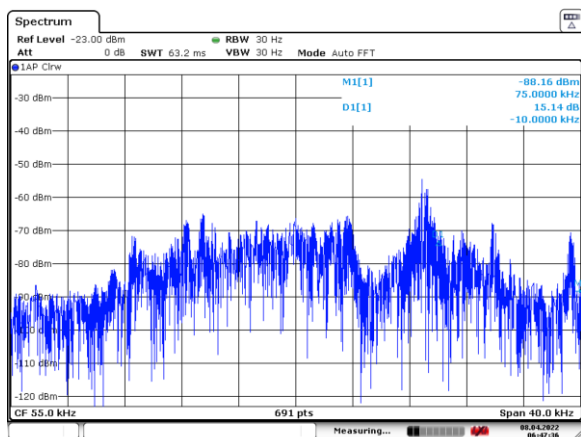


Date: 8.APR.2022 06:43:59

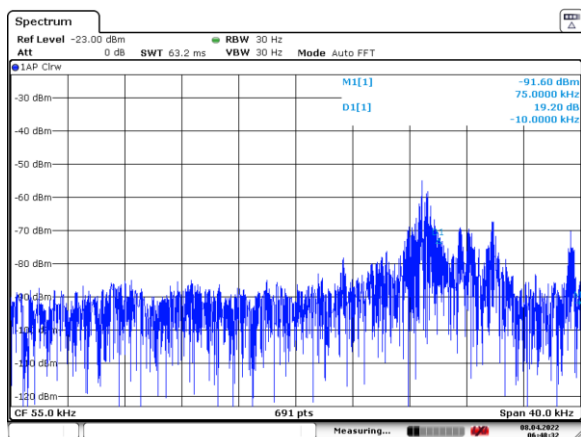


Date: 8.APR.2022 06:45:05

а б  
Рис. 2. Спектр на выходе приемной антенны при: а – включенном; б – отключенном освещении в диапазоне частот 0–200 кГц

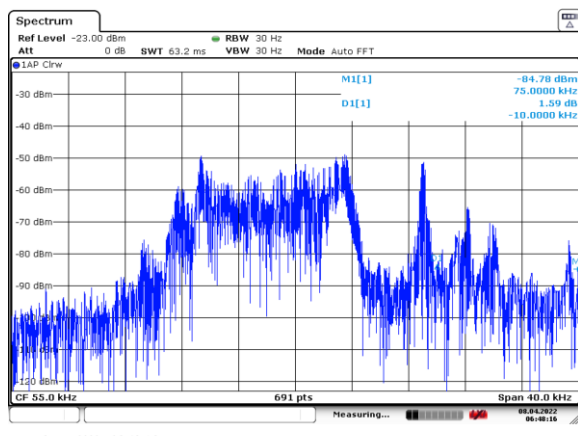


Date: 8.APR.2022 06:47:36



Date: 8.APR.2022 06:48:32

а б  
Рис. 3. Спектр на выходе приемной антенны при: а – включенном; б – отключенном освещении в диапазоне частот 35–75 кГц



Date: 8.APR.2022 06:48:16

Рис. 4. Спектр сигнала при направлении в сторону лампы освещения

Источники остальных помех достоверно установить не удалось, однако уровень помех усиливается при наведении приемной антенны на сетевые приборы (сетевые источники, блоки питания, разветвители и т. д.), что позволяет характеризовать эти помехи как кондуктивные. При обесточивании помещения большинство помех пропадали.

Для получения объективной картины помеховой обстановки измерена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) приемной антенны (рис. 5). Для измерения АЧХ была сконструирована калибровочная катушка в виде цилиндрического соленоида диаметром 41 см, количеством витков, равным пяти. Индуктивность калибровочной катушки равна 17,9 мкГн; катушка обладает равномерной АЧХ в пределах 0–500 кГц. Приемная антенна была помещена в внутрь калибровочной катушки, с помощью осциллографа фиксировалось выходное напряжение антенны на разных частотах (рис. 6).

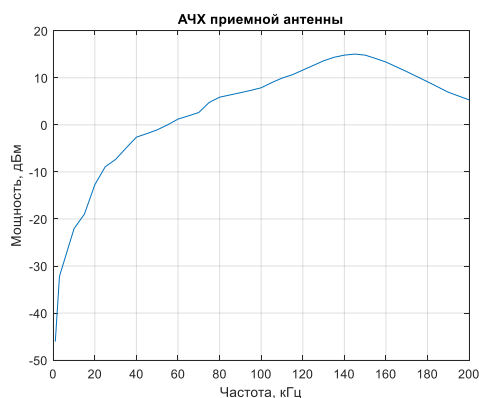


Рис. 5. АЧХ приемной антенны



Рис. 6. Шумовая обстановка на выходе приемной антенны с учетом нормировки по АЧХ антенны

На основе анализа полученных значений были определены наилучшие рабочие диапазоны частот: 75–95 кГц, 100–147 кГц, 150–200 кГц.

Однако диапазон частот 150–200 кГц использовать нецелесообразно, поскольку наибольшая дальность и эффективность индуктивных систем связи достигается на частотах не более 150 кГц [7]. Кроме того, стоит отметить, что поскольку магнитная индукция передающей антенны обратно пропорциональна частоте передаваемого сигнала, то для обеспечения максимальной дальности связи в реальных системах предпочтительно использовать как можно более низкие частоты сигналов [8].

По результатам анализа можно сделать вывод, что применение систем БПМС в городских условиях является достаточно сложной задачей из-за характера помех, распространяющихся в канале такого вида связи. Для эффективного применения БПМС требуется разработка

устройств приема, обеспечивающих достаточно сильную фильтрацию сигналов вне выбранной полосы. Очевидно, что в таких системах, применение цифровой фильтрации является первоочередной необходимостью. Перспективно применение перестраиваемых аналоговых полосовых фильтров в приемном тракте. Анализ доступных компонентов показал, что, несмотря на достаточно малое предложение перестраиваемых фильтров в данном частотном диапазоне, существуют подходящие модели, например перестраиваемый полосовой фильтр LTC6602 фирмы Analog Devices. Также в таких системах модулированный полезной информацией сигнал должен иметь узкую полосу.

Максимальной эффективности при использовании систем БПМС возможно добиться в таких условиях, где наличие электрических кондуктивных помех сведено к минимуму, а именно вдали от электрофицированных поселений, в водной среде, под землей.

Разработка такой системы является особенно важной задачей на сегодняшний день. Данная система обладает уникальными характеристиками, такими как скрытность, защищенность канала связи, возможность прохождения сигнала через абсолютное большинство препятствий без значимого затухания. БПМС может быть применена в интересах министерств и силовых структур Российской Федерации в таких сценариях использования, где применение традиционной ЭМ связи является невозможным.

#### Список литературы

1. Sharma, A. K. Magnetic Induction-Based Non-Conventional Media Communications: A Review / A. K. Sharma, S. Yadav, S. N. Dandu, V. Kumar, J. Sengupta, S. B. Dhok, S. Kumar // *IEEE Sensors Journal*. – 2017. – vol. 17. – С. 926–940.
2. Hott, M. Underwater Communication Employing High-Sensitive Magnetic Field Detectors / M. Hott, P. A. Hoehner // *IEEE Access*. – September 2020. – № 8. – P. 177385–177394.
3. Telford, W. *Applied Geophysics*, Cambridge University Press / W. Telford, L. Geldart, R. Sheriff. – URL: <https://books.google.co.in/books?id=Q8ogAwAAQBAJ>.
4. Шварц, Б. А. Оперативная беспроводная индуктивная связь внутри предприятия (Основы теории расчета) / Б. А. Шварц. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Связь, 1978. – 208 с.
5. Tumanski, S. Induction coil sensors – a review / S Tumanski // *Measurement Science and Technology*. – January 2007. – Vol. 18. – № 3.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ С ПОМОЩЬЮ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

**Е.В. Яковлева<sup>1</sup>, К.А. Фролова<sup>1</sup>, В.Ф. Гарифуллин<sup>2</sup>,  
А.К. Дашкова<sup>2</sup>, А.И. Зуевская<sup>2</sup>**

<sup>1</sup>Военно-инженерный институт СФУ  
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13а  
E-mail: frkris99@mail.ru

<sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: vadimgar@mail.ru

Исследована точность определения координат с помощью UWB-технологий на примере локального позиционирования в помещении. Определены погрешности отклонения истинных координат от измеренных.

В последние годы такие технологические гиганты, как Google, Microsoft, Apple и Broadcom, а также некоторые всемирно известные университеты изучают технологию позиционирования внутри помещений. Большая часть исследований сосредоточена на использовании существующих технологий для решения проблемы определения местоположения. Использование систем позиционирования людей и материальных объектов – одно из актуальных направлений совершенствования технологических и бизнес-процессов в самых разных отраслях деятельности: от мониторинга передвижения пациентов, персонала и оборудования в больницах до контроля местонахождения рабочих, сборочных единиц и инструмента на конвейере, от обнаружения пострадавших при пожаре, до наблюдения за поведением животных на свободном выпасе с целью выявления заболевших. Разнообразие областей применения и относительная «молодость» направления породили разнообразие технологий позиционирования. А заодно и названий этой технологии: позиционирование, мониторинг, отслеживание, визуализация, трекинг и тому подобное.

UWB (Ultra-Wide Band, далее – UWB) на текущий момент одна из самых последних, точных и перспективных технологий. UWB-сигналы представляют собой короткие импульсы, энергия которых распределена по заданному достаточно широкому участку спектра. Данные кодируются полярностью и взаимным расположением импульсов. В результате, обладая достаточно высокой суммарной передаваемой в эфир мощностью и сочетая в себе такие качества, как малое энергопотребление и импульсный характер передачи данных, получаем высокую скорость передачи данных. При этом такой сигнал

практически не оказывает помех для других коммуникаций, несмотря на то, что он занимает в том числе и уже отведенные для других стандартов участки спектра. Методы позиционирования на основе UWB обеспечивают высокоточное отслеживание местоположения объектов в режиме реального времени.

Итак, UWB хорошо подходит для применения в помещении. Для использования этой технологии были разработаны различные алгоритмы позиционирования, в которых информация о местоположении извлекается из радиосигналов, перемещающихся между опорными узлами и целевым узлом в дополнение к информации о местоположении опорных узлов.

В экспериментальном исследовании использовалась система позиционирования UWB 4mini, состоящая из 5 модулей (4 анкера и 1 тега) соединенных беспроводными линиями связи с единым центром обработки информации (рис. 1).

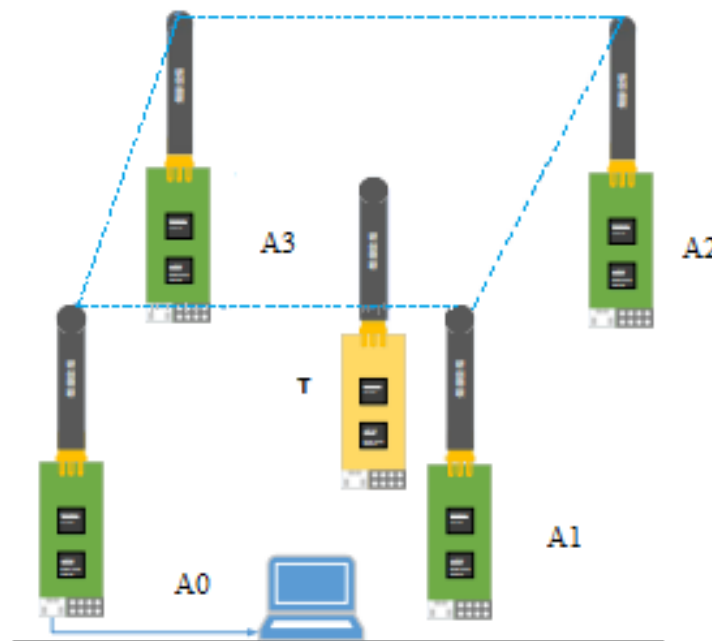


Рис. 1. Схема расположения 5 модулей

Для отображения графического порта используется Host программа DecaRangeRTLS.exe. Расчет координат метки осуществлялся по расстояниям от тега до анкеров с известными координатами, полученными двунаправленным измерением дальности по времени распространения сигнала (ToF). Это означает, что метка должна несколько раз отправлять и получать сигналы якоря, а затем, измеряя время прохождения сигнала между анкером и тегом, мы можем рассчитать расстояние между ними, поскольку радиоволны распространяются со скоростью света. Алгоритм

позиционирования основывается на трилатерации. Однако недостаток данного метода заключается в том, что каждый узел аппаратного обеспечения и энергопотребления неодинаков, а измеренное расстояние не является идеальным значением, так как в качестве решения может выступать не единственная точка или решений может не быть вовсе.

Посредством перемещения метки в пределах 4 анкеров, которые были установлены на расстоянии 4 метров друг от друга, были получены координаты, которые были соотнесены с истинными значениями (розовые метки) (рис. 2). Отклонения от истинных значений – символы с красной меткой.

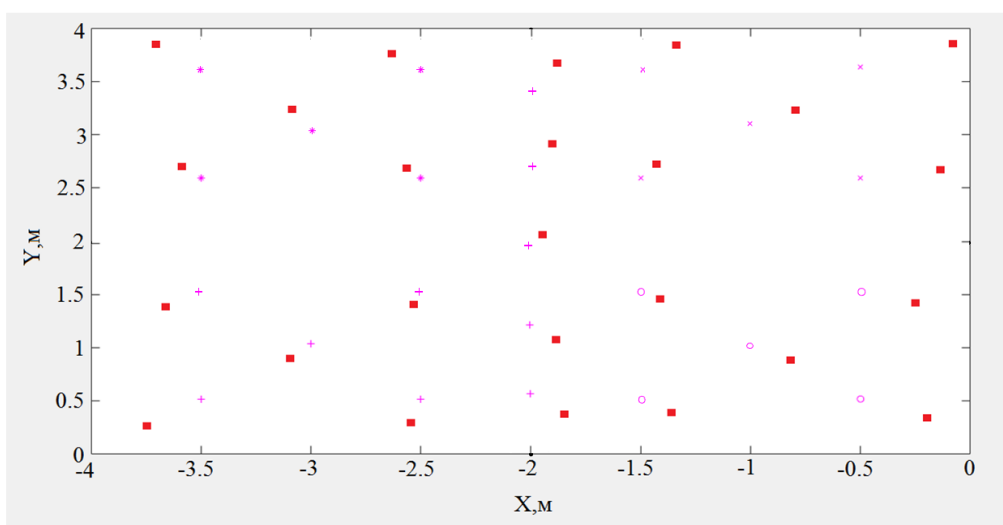


Рис. 2. График отклонения экспериментальных значений от истинных

Проанализировав полученные данные, мы видим, что прослеживается некая закономерность в четырех областях (рис. 3).

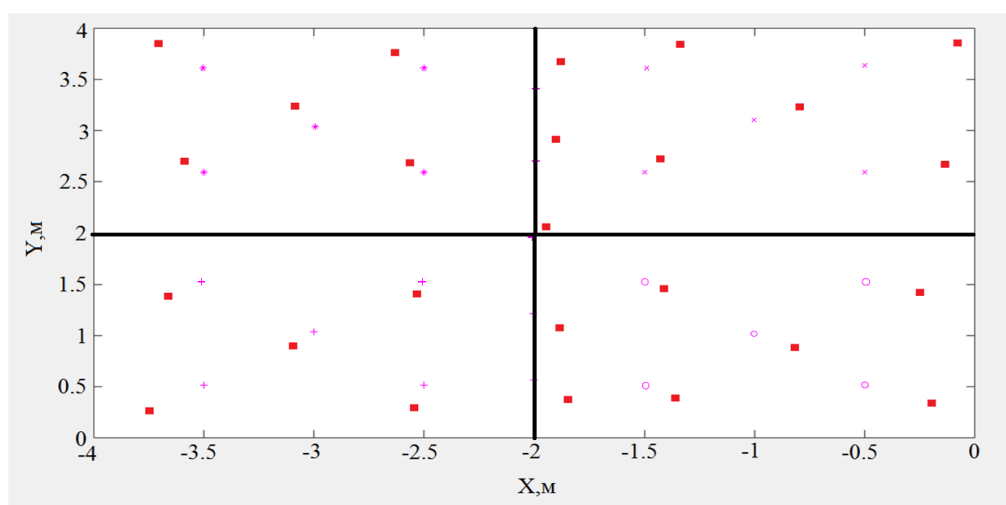


Рис. 3. Отклонение измеренных значений от истинных в четырех областях

Выявленная закономерность проявляется в уменьшение расстояния между измеренным значением и истинным при приближении метки к смещенной центральной точке помещения как по координате  $X$ , так и по  $Y$  (рис. 4).

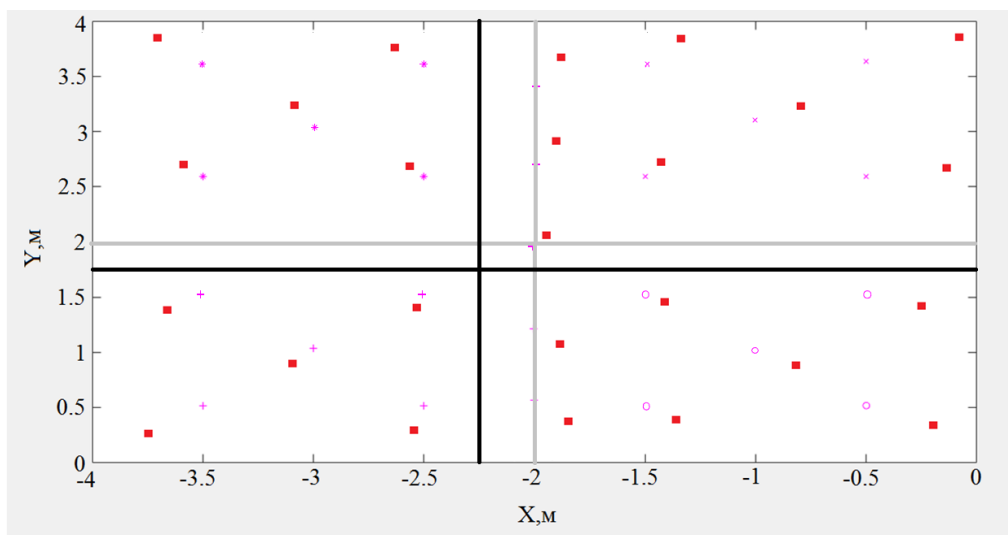


Рис. 4. Отклонение измеренных значений от истинных в четырех областях при смещении центральной точки

В результате полученных значений можно сделать вывод, что при удалении метки от центральной точки исследуемой области погрешность увеличивается, а точность измерения расстояния между приемником и передатчиком с использованием UWB не превышает 30 см. Соответственно, что отслеживание местонахождения объектов с помощью технологии UWB осуществляется с высокой точностью, а сама технология является перспективной и находит широкое применение в разных отраслях.

#### Список литературы

1. Ghavami, M. Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering / M. Ghavami, L. B. Michael, R. Kohno. – John Wiley Sons, Ltd: Newark, NJ. – USA, 2006.
2. Segura, M. Ultra-wideband indoor navigation system / M. Segura, V. Mut, C. Sisterna. – URL: <https://www.researchgate.net/publication/260500238>.
3. Syed Naveen Altaf Ahmed. UWB positioning accuracy and enhancements / Syed Naveen Altaf Ahmed, Yonghong Zeng – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8227939/>.

# МЕТОД ТЕРМОКОМПЕНСАЦИИ ПРИЕМНИКА НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

**А.Н. Верещагин<sup>1</sup>, А.Ю. Тараненко<sup>1,2</sup>**

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: AVereshagin@sfu-kras.ru  
<sup>2</sup>ООО НПО «ЮСТ»  
660001, г. Красноярск ул. Ладо Кецовели 22а, пом. 210

Рассмотрен метод термокомпенсации прецизионного приемника навигационных сигналов. Приведены результаты измерений фазы сигнала при различных значениях температуры. Предложен оригинальный метод точечного нагревания термозависимых элементов. Экспериментально подтверждена достоверность полученных результатов.

В настоящее время для поверки и калибровки навигационной аппаратуры потребителей используются имитаторы навигационных сигналов (ИНС). От точности и достоверности решения задачи калибровки ИНС во многом зависит точность навигационной аппаратуры потребителя. Существует ряд факторов, которые приводят к ухудшению точности формирования и приема навигационного сигнала, например, изменение температуры окружающей среды.

В радиотехнике используются два основных метода уменьшения влияния температуры – термостабилизация и калибровка по температуре чувствительных элементов [1]. Термостатирование связано с большими затратами в аппаратной части, этот способ более энергоемкий, чем калибровка по температуре чувствительных элементов, при которой используется только датчик температуры для внесения поправок в прием сигнала. В данной работе будем рассматривать метод калибровки по температуре приемника навигационных сигналов.

В качестве приемника навигационных сигналов использовался приемник на базе аппаратной платформы «Каспар» [2]. Чувствительные элементы – микросхема АЦП, синтезатор частот и вычислитель. Для выявления температурных зависимостей предлагается использовать точечный нагрев элементов. Нагревание элементов необходимо проводить для различных значений температуры, в пределах температуры эксплуатации устройства. После получения результатов необходимо составить модель применяемых поправок.

На рис. 1 представлена структурная схема по проведению калибровки. В качестве ИНС использовался имитатор навигационных сигналов МВРЕ.468915.001 [3].



Генератор Agilent 33512В совместно с одним из каналов блока питания GWINSTEK GPS-4303 выполняли функцию удаленного управления нагревательными элементами (реализованы на транзисторах J1309), расположенными на радиаторах микросхем АЦП и синтезатора частот.

Работа выполнялась в 3 этапа:

- проверка рабочего места;
- калибровка приемника;
- проверка калибровки.

На первом этапе была произведена проверка температурной калибровки задержки в ИНС следующим образом:

- изменялась температура в комнате, где был установлен ИНС за счет открытия окон, использования кондиционера и перекрытия радиаторов отопления;
- измерялась задержка приемником при стабильной температуре в термокамере 20 °С с одновременным фиксированием температуры в ИНС.

В результате при изменении температуры от 12,5 до 27,5 °С в течении трех часов измерение фазы не превысило 4,2° (~2,2 мм в диапазоне L1 ГЛОНАСС).

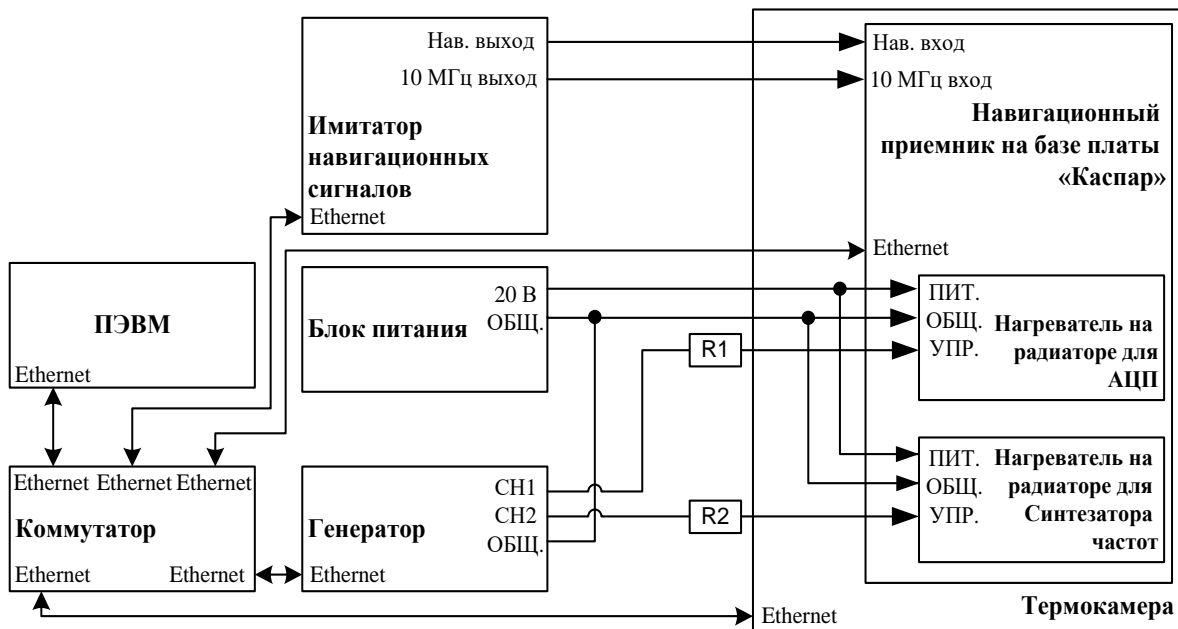


Рис. 1. Структурная схема проведения калибровки навигационной аппаратуры

На втором этапе было произведено измерение задержки навигационным приемником при условной постоянной температуре в помещении и изменении температуры в термокамере и отдельно на микросхемах АЦП и синтезаторе частот в различных комбинациях.

В результате были получены зависимости изменения температур (рис. 2) и задержки (рис. 3).

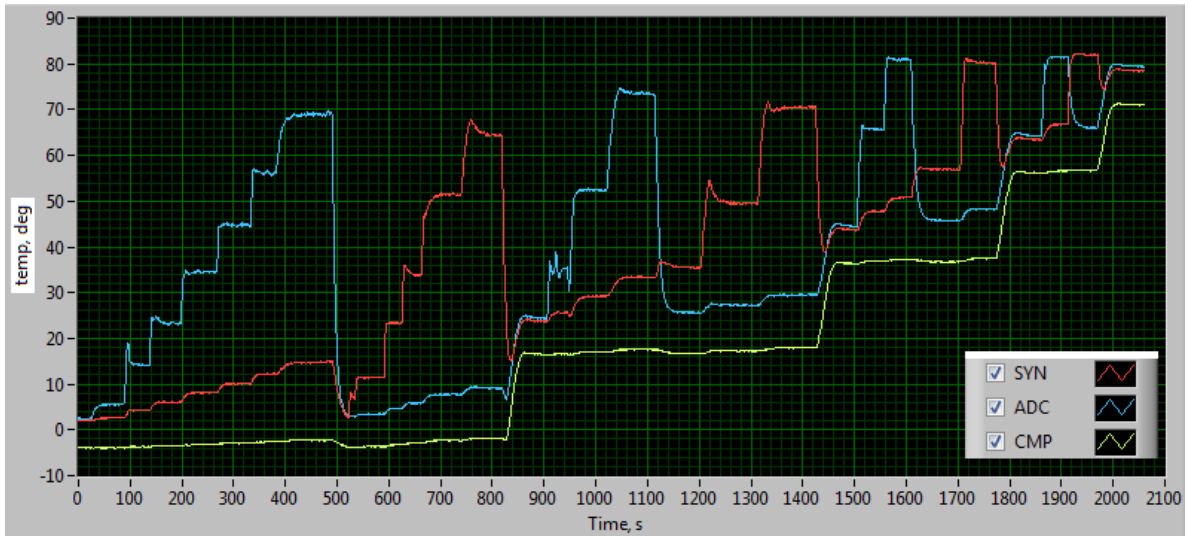


Рис. 2. Графики изменения температур по показаниям датчиков температуры с АЦП (ADC), синтезатора частот (SYN) и вычислителя (CMP)

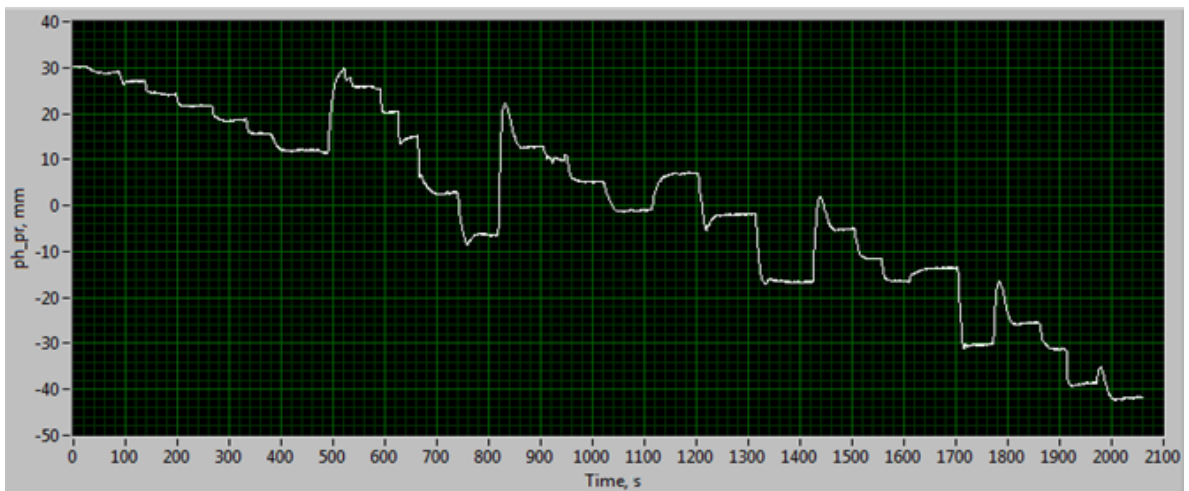


Рис. 3. График изменения фазы принимаемого навигационного сигнала

В период проведения калибровки изменение температуры в ИНС не превысило  $0,9\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Изменение фазы формируемого сигнала не превышает  $0,5^{\circ}$  (приблизительно  $0,26\text{ мм}$  в диапазоне частот L1 ГЛОНАСС) [3].

По полученным данным была сформирована таблица коэффициентов (табл. 1) для трехмерной матрицы термокомпенсации, элементы которой описываются выражением (1).

$$D(T_{\text{adc}}, T_{\text{syn}}, T_{\text{cmp}}) = S + K_{1\text{ adc}} \cdot T_{\text{adc}} + K_{2\text{ adc}} \cdot T_{\text{adc}}^2 + K_{1\text{ syn}} \cdot T_{\text{syn}} +$$

$$+ K_{2 \text{ syn}} \cdot T_{\text{syn}}^2 + K_{1 \text{ cmp}} \cdot T_{\text{cmp}} + K_{2 \text{ cmp}} \cdot T_{\text{cmp}}^2, \quad (1)$$

где  $S$  – постоянная, определяющая величину поправки при  $0 \text{ }^\circ\text{C}$  по всем термодатчикам;  $K$  – коэффициент для соответствующего термодатчика,  $T$  – показание температуры соответствующего датчика.

Таблица 1

Значение коэффициентов для расчета термокомпенсации

Узел	$S$ , мм	$K_1$ , мм/град	$K_2$ , мм/град <sup>2</sup>
Adc	-86,9856	-0,409897	-0,177865
Syn		-0,122624	-0,002136
Cmp		-0,000904	-0,000926

Полученные коэффициенты были записаны в навигационный приемник. Затем произведен тестовый замер фазовой псевдодальности при изменении температуры в термокамере от минус 20 до плюс 50  $^\circ\text{C}$  (шаг 10  $^\circ\text{C}$ , выдержка 10 мин.), при условно постоянной внешней температуре и без включения нагревателей на радиаторах. Для наглядности результата один канал в приемнике не подвергался термокомпенсации. Графики температур, фазовой псевдодальности до/после коррекции представлены на рис. 4–6.

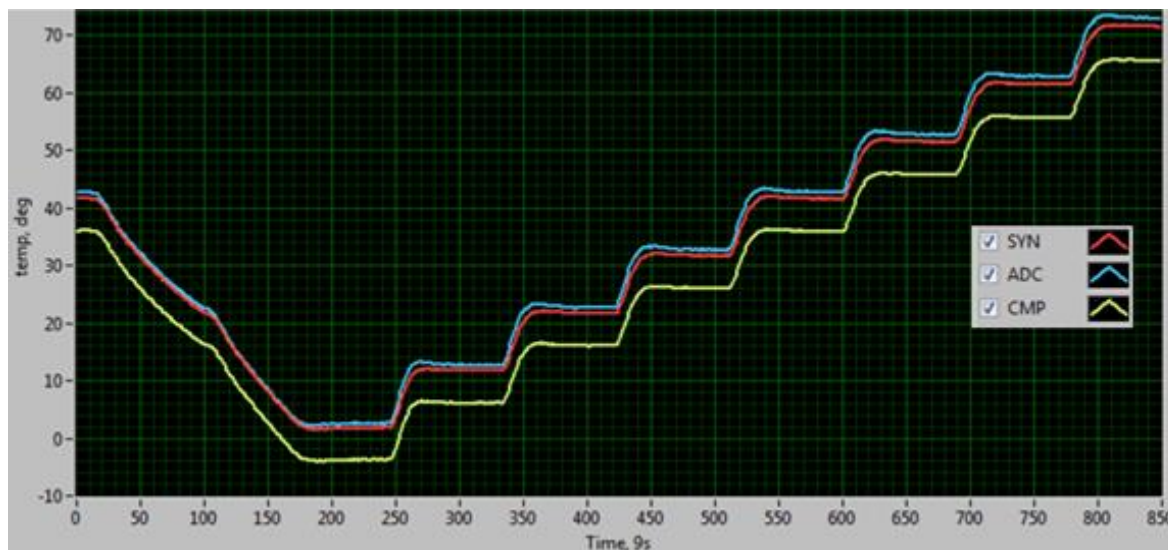


Рис. 4. Графики изменения температуры по показаниям датчиков температуры с АЦП (ADC), синтезатора частот (SYN) и вычислителя (CMP)

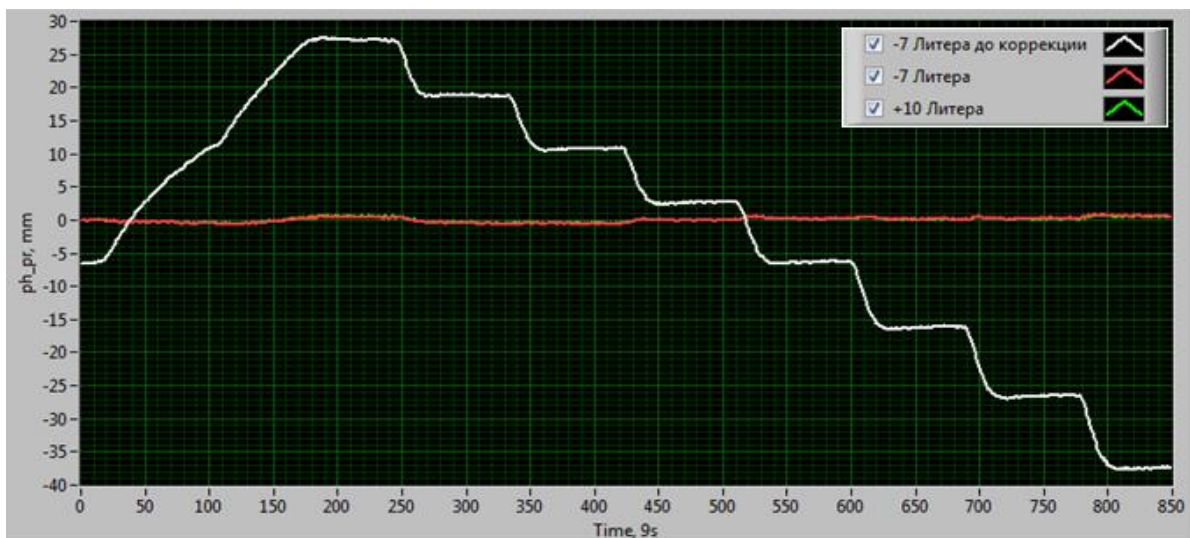


Рис. 5. Графики измерения фазы принимаемого навигационного сигнала без коррекции и с коррекцией по температуре

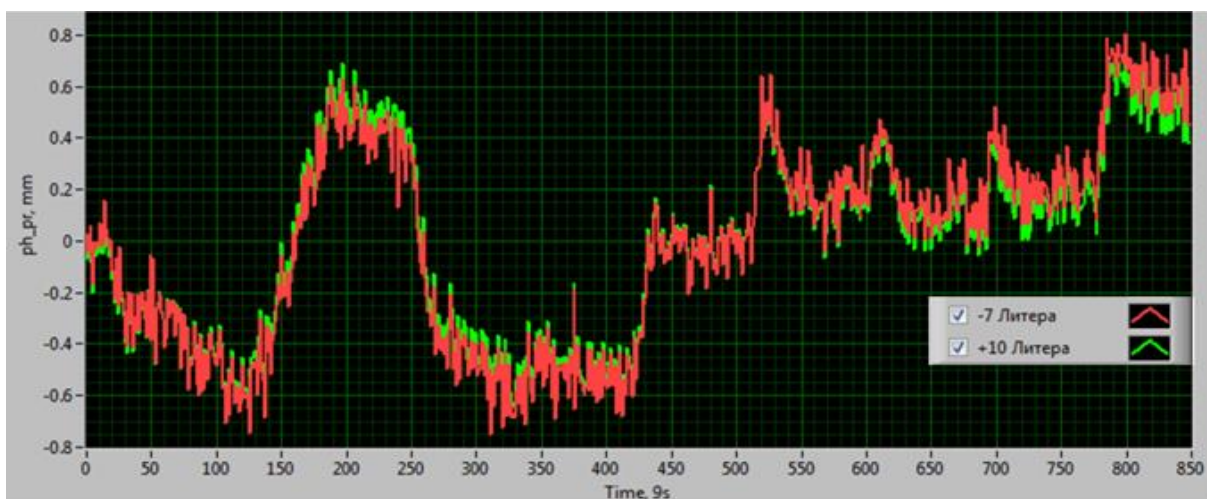


Рис. 6. Графики измерения фазы принимаемого навигационного сигнала с коррекцией по температуре

При использовании термокомпенсации изменение фазы не превысило 3 °С (1,6 мм в диапазоне частот L1 ГЛОНАСС) при изменении температуры от минус 20 до плюс 50 °С. Представленный метод демонстрирует высокий результат. Данный метод применен при калибровке по температуре приемника и имитатора навигационных сигналов на базе аппаратной платформы «Каспар».

### Список литературы

1. Данилин, А. А. Измерения в радиоэлектронике: учеб. пособие / А. А. Данилин, Н. С. Лавренко. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2021. – 408 с.
2. Официальный сайт ООО НПО «ЮСТ». Описание аппаратной платформы «Каспар». – URL: <http://antenn.ru/store/show/apparatnaya-platforma-kaspar>.
3. Имитатор навигационных сигналов ИНС. Руководство по эксплуатации. МВРЕ.468915.001 РЭ. Отраслевой документ. – Красноярск, 2016. – 41 с.

# НАВЕДЕНИЕ ИМИТАЦИОННЫХ ПОМЕХ НА АППАРАТУРУ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

**А.В. Пичкалев<sup>1</sup>, А.В. Гребенников<sup>2</sup>**

<sup>1</sup>АО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнева»

662972, г. Железногорск, ул. Ленина, 52

E-mail: al-mail@iss-reshetnev.ru

<sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ

660074, Красноярск, ул. Киренского, 28

E-mail: berg24@mail.ru

Указана возможность наведения имитационных помех на аппаратуру спутниковой навигации. Определены виды имитационных помех и методы их формирования. Перечислены методы выявления в навигационных приемниках ложных навигационных сигналов. Охарактеризованы способы различения навигационных сигналов, использующие их пространственные отличия. Обоснована необходимость учета возможности наведения имитационных помех при создании аппаратуры спутниковой навигации.

Сегодня технология спутникового координатно-временного обеспечения по сигналам космических навигационных систем (КНС) ГЛОНАСС/GPS востребована для объектов не только на поверхности Земли и ближнем околоземном пространстве, но и для космических аппаратов (КА), находящихся на орбитах выше, чем орбиты навигационных КА (НКА), в том числе геостационарных (ГСО) и высокоэллиптических (ВЭО). Наличие на борту такого КА специализированного навигационного приемника – аппаратуры спутниковой навигации (АСН), обеспечивающей обработку навигационных сигналов (НС) вне навигационного поля КНС, значительно упрощает определение местонахождения КА [1].

По мере все более широкого распространения АСН различного назначения к ним растут требования по обеспечению высокой надежности и помехозащищенности, в том числе по защите от ложных НС, возникающих в результате либо нештатной работы НКА, либо специально наведенных имитационных помех (ИП). Такие имитационные помехи еще называют спуфинг-помехами (от англ. «spoofing») – это радиопомехи, имитирующие сигналы навигационных спутников, в результате приема которых в приемнике решается навигационная задача с определением местоположения и параметров движения АСН, не соответствующих действительным.

В отличие от заградительных помех, блокирующих приемные тракты за счет высокой мощности излучения так называемых

«джаммеров», ИП должны иметь более сложную структуру, в точности повторяющую реальные сигналы, но с теми или иными внесенными изменениями. Именно эти изменения, не распознаваемые приемной аппаратурой, и заставляют навигационные процессоры выдавать ложные данные о местоположении объектов навигации. Такие помехи еще называют интеллектуальными. Случаев применения этих помех немало, что говорит о серьезности данной проблемы. По данным Европейского агентства по КНС (GSA) за 18 месяцев в 2016–2017 гг. было выявлено более 160 000 случаев сбоев в работе КНС на территории 14-ти стран ЕС. Какие из этих случаев следует отнести к категории технических сбоев или внешних вмешательств, а тем более вмешательств с использованием ИП точно не указано. При этом точной статистики, откуда такие сбои берутся, нет ни в России, ни за рубежом.

Преимущества использования ИП по сравнению с мощными маскирующими помехами подтверждены в ходе практических экспериментов. При соответствующем подборе мощности ИП может быть обеспечено их дезинформирующее воздействие, в том числе, на аппаратуру с адаптивными антенными решетками, которая эффективно противодействует влиянию мощных заградительных помех. Естественно, что ИП, при наличии таких существенных преимуществ применения, не могли остаться незамеченным. Действительно, на протяжении последних нескольких лет в средствах массовой информации появляются факты практического применения ИП. Так, в 2011 г. в Иране «посадили» американский беспилотник «Lockheed Martin» RQ-170 Sentinel.

Можно утверждать, что ИП более опасны, чем постановщики активных шумовых помех, т. к. атакуемый навигационный приемник не осознает угрозы и продолжает выдавать потребителю данные о местоположении. Эти данные выглядят правдоподобными, хотя они могут быть абсолютно ложными, т. к. получены по имитационным сигналам.

Различают 2 вида ИП:

- помехи, нацеленные на разрушение навигационного сообщения. К данным помехам также можно отнести и «глушилки»;
- спуфинг – имитация созвездия НКА.

Атака спуфингом, как правило, начинается широкоэвещательной передачей немного более мощного сигнала, который указывает корректную позицию, а затем медленно отклоняет ее к позиции, заданной атакующим, т. к. слишком быстрое перемещение повлечет к блокировке сигнала как недостоверного, и тогда спуфинг станет работать только как передатчик помех.

Известны 2 метода формирования спуфинг-помех (СП): генераторный метод и ретрансляционный метод.

*При генераторном методе* формируемый помеховый сигнал имеет параметры, аналогичные параметрам сигналов КНС, а передающая антенна излучает его в направлении атакуемой АСН.

В настоящее время большинство вариантов кодовых структур сигналов КНС, используемых для гражданских применений, общеизвестны, поэтому реализация устройства формирования СП на основе генераторного метода в большей степени применима именно в системах гражданского назначения. Сигналы же военного назначения в КНС кодируются более сложными последовательностями. Структуры этих последовательностей являются закрытыми, поэтому декодирование такого сигнала технически является сложной задачей. В связи с этим обстоятельством формирование СП для систем военного назначения генераторным методом достаточно затруднено. Поэтому для создания СП системам военного назначения обычно используется ретрансляционный метод.

*При использовании ретрансляционного метода* устройство формирования СП сначала получает аутентичный сигнал КНС с помощью приемной антенны, а затем после добавления к сигналу определенной временной задержки и, возможно, дополнительного сдвига частоты усиливает его и передает помеховый сигнал с помощью передающей антенны на АСН. АСН после получения помехового сигнала вычисляет псевдодалность до соответствующего мнимого (имитируемого) спутника, поэтому позиционирование носителя АСН производится с ошибкой.

Возможны два способа реализации ретрансляционного метода, различающиеся по степени сложности. В первом используется одиночные приемная и передающая антенны для приема всех аутентичных спутниковых сигналов и повторной передачи (ретрансляции) искаженных сигналов. В этом случае, если задержка достаточно мала, мы можем предположить, что помеха синхронизирована с информационным сигналом от НКА, который она имитирует, воспроизводя в ретранслируемом сигнале навигационные параметры текущего местонахождения постановщика СП. Поскольку траектория движения реального объекта и постановщика СП в общем случае не совпадают, то этот тип СП может быть идентифицирован АСН и, следовательно, в этом случае может быть установлен факт наличия помехи.

Второй способ реализации ретрансляционного метода предполагает использование для приема навигационных сигналов от НКА многолучевой антенны, что делает возможным вносить

специфические искажения в любой из принятых от НКА сигнал. В этом случае данные позиционирования могут быть существенно искажены, при этом АСН не сможет определить факт помехового воздействия без использования специальных методов.

В настоящее время сигналы ГЛОНАСС общего пользования сами по себе не имеют эффективной защиты от имитационных воздействий. КА, находящиеся на круговых орбитах с высотами ниже 19000 км, являются более защищенными от ложных НС. Их приемные антенны расположены в верхней части КА. Нештатно функционирующие НКА могут быть легко селектированы и игнорированы, а для наведения ИП требуется другие КА, летящие над КА, для которого формируется помеха, что крайне сложно и дорого для реализации. Приемные антенны КА, находящегося на ГСО или в апогее ВЭО, направлены на Землю, так как улавливают сигналы от НКА перед их заходом и выходом из-за Земли. Это значит, что бортовая АСН такого КА легко подвергается наведению ложного сигнала с поверхности Земли. В последнем случае соответствующая наземная имитационная аппаратура постановкой индивидуальной ИП для конкретного объекта с известными координатами может полностью дезориентировать КА на ГСО или в апогее ВЭО и «увести» его из заданной рабочей точки с определенными координатами [2].

Следует признать, что проблема защиты АСН на борту КА от ИП является весьма важной. Существует ряд методов выявления в АСН ложных НС, которые относительно просто реализуются в современных навигационных приемниках и, очевидно, должны учитываться при их создании [3]:

- слежение за абсолютной мощностью каждой несущей частоты НС;
- слежение за скоростью изменения мощности сигнала;
- слежение за относительными мощностями принимаемого сигнала;
- ограничение и сравнение скоростей динамики кода и фазы;
- проверка доплеровского смещения частоты;
- взаимная корреляция несущих частот НС;
- остаточный анализ сигнала;
- проверка полученных эфемероидных данных;
- обнаружение резкого скачка параметров сигнала.

Все эти методы считаются простыми в силу их давнего применения, отработанности и широкой известности. Однако необходимо учитывать существенное усложнение как самих АСН, так и их программно-математического обеспечения при использовании этих методов.



Кроме указанных способов защиты можно предложить реализуемые (отрабатываемые) уже сегодня относительно более сложные способы различия сигналов НКА и ИП, использующие их пространственные отличия. Они предполагают наличие вместо одной ненаправленной антенны нескольких антенных элементов, которые давно уже стали привычной составляющей помехозащищенных приемников военного и специального назначения.

В основе пространственных методов защиты от помех лежит различие радиоволн, приходящих к АСН от НКА и от постановщика помех. Различие обусловлено разными направлениями прихода. Хотя ИП может воспроизвести любой вид сигнала как функцию от времени, единственный способ формирования им «достоверной» пространственной радиоволны, подобной радиоволне сигнала, это расположение постановщиков ИП на линии визирования от АСН к НКА, что в большинстве случаев невозможно реализовать на практике. Только в этом случае форма радиоволны ИП практически не будет отличаться от формы радиоволны полезного сигнала. В противном случае демаскирование ИП гарантировано, т. е., пространственные методы являются наиболее эффективной и надежной защитой от ИП [4].

Таким образом, возможность наведения ИП следует обязательно учитывать при создании АСН, особенно для КА, используемых на ГСО или ВЭО.

### Список литературы

1. Пичкалев, А. В. Применение радиоугломерно-навигационной аппаратуры для решения задачи определения ориентации космических аппаратов. / А. В. Пичкалев, А. В. Гребенников, В. Н. Школьный // Радионавигационные технологии. Вып. 7. Сб. статей / под ред. А. И. Перова. – М.: Радиотехника, 2018. – с. 156.
2. Недорезов, Д. А. Методы радиоэлектронной борьбы в области космической навигации и обеспечение безопасности космических аппаратов. / Д. А. Недорезов, А. В. Пичкалев, С. С. Красненко, А. Ю. Лапин // Материалы XXXXIII Всероссийской научной конференции Военной академии ВКО; Военная академия воздушно-космической обороны. – Тверь, 2014. – С. 142–146.
3. Красненко, С.С. Построение радиоугломерного навигационного приемника для космических аппаратов и его испытательной аппаратуры. / С. С. Красненко, А. В. Пичкалев / Разработка, производство и эксплуатация космических аппаратов и систем: материалы IV Международной научно-технической конференции молодых специалистов; АО «ИСС». – Железногорск, 23–25 августа 2017. – С. 125–126.

4. Красненко, С. С. Обеспечение помехозащищенности навигационных приемников космических аппаратов от ложных сигналов. / С. С. Красненко, А. В. Пичкалев, А. В. Гребенников // Решетневские чтения: материалы XVII Международной научной конференции, посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М. Ф. Решетнева (12–14 ноября 2013 г.): в 2 ч. / под общей редакцией Ю. Ю. Логинова; Сибирский гос. аэрокосмич. ун-т. – Красноярск, 2013. – Ч.1. – С. 180–181.

## О ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ ДАЛЬНОЙ ИОНОСФЕРНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Б.Н. Гладких<sup>1</sup>, В.И. Сажин<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: boris.gladkix.03@mail.ru

<sup>2</sup>Иркутский государственный университет  
664003, г. Иркутск, ул. Карла Маркса, 1  
E-mail: visazhin47@mail.ru

Рассмотрена возможность повышения надежности дальней ионосферной связи за счет устранения межмодовой интерференции в точке приема. Разработан алгоритм и создана программа, позволяющая рассчитать значение частотного диапазона односкачкового распространения в некоторых условиях. Произведено моделирование для выбора оптимальной рабочей частоты для надежной связи в полуденный период времени на конкретной трассе.

Понятно, что по причине большой изменчивости ионосферы [1] получить определение частотного диапазона одномодового распространения [2], применимого для большинства реальных условий, очень сложно. Тем не менее для частного случая ионосферных условий и требований для радиотрасс можно его реализовать. Так, после изучения литературы [5] была выбрана формула (1), позволяющая рассчитать максимально применимую частоту (МПЧ) для трассы в условиях, описываемых однослойной сферической моделью ионосферы, параметры которой соответствуют основному слою  $F2$  при отсутствии их изменения в горизонтальном направлении. Такие условия на практике приближенно соответствуют трассам протяженностью от 500 до 2000 км, работающим в окрестности полуденного времени в средней точке трассы (горизонтальные изменения ионосферы для этого периода малы).

$$f_{\text{МП}} = f_{\text{кр}} \sqrt{1 + \frac{d^2}{4(h_m + \frac{d^2}{8R_0})^2}} \quad (1)$$

где:  $d$  – длина трассы в км;  $f_{\text{кр}}$  – значение критической частоты в МГц;  $h_m$  – высота максимума электронной концентрации;  $R_0$  – радиус Земли. Вначале по формуле (1) производится расчет для выбранной трассы МПЧ<sub>1</sub>, параметры модели ионосферы при этом задаются на основе

выбора их значений из ионосферной модели или выбираются их типичные величины для этого пункта и периода времени. Далее проводится расчет МПЧ2. При этом расчет этой величины ведется по той же формуле (1) и тех же параметрах ионосферы, но для длины трассы равной половине длины при расчете МПЧ1. При этом учитывается, что в отсутствие горизонтальных изменений ионосферы, МПЧ2 будет равна по величине МПЧ1 на трассе длиной  $d/2$ . Цикл образован для того, чтобы оперативно производить расчеты МПЧ для разных условий ионосферы.

После произведения вычислений по формуле на экран выводятся результаты для односкачкового и двухскачкового одномодового ионосферного распространения радиоволн на трассе. В конце цикла к начальной частоте добавляется  $\Delta f$  и цикл запускается с новой начальной частотой. Тестирование этой программы проводится так: при вводе  $d = 0$  программа, как видно из формулы, должна вывести значение критической частоты. Диапазон одномодового ионосферного распространения радиоволн будет определяться частотами большими МПЧ2 и меньшими МПЧ1. Внутри этого диапазона выбирается оптимальная рабочая частота (ОРЧ) с учетом двух особенностей. Первая заключается в том, что по данным литературы [4] изменчивость ионосферы приводит к отклонениям основного параметра ионосферы – критической частоты, в конкретный день примерно на 20 % от данных среднемесячных моделей ионосферы. Таким образом, чтобы обезопасить наш расчет от возможного уменьшения реального в этот день значения критической частоты по сравнению с модельным значением, ОРЧ должна выбираться как минимум на 20 % меньше МПЧ1. Вторая особенность связана с тем, что поглощение сигнала в ионосфере обратно пропорционально квадрату рабочей частоты. Поэтому уменьшать далее рабочую частоту невыгодно и, следовательно, для ОРЧ можно закрепить значение 0,8 МПЧ1. По программе проведены вычисления величины частотного диапазона одномодового распространения радиоволн для некоторых условий ионосферы на конкретной трассе и получен временной ход значения оптимальной рабочей частоты для этой трассы в близкий к полуденному период.

Для выбора ОРЧ на трассе использовалась возможность прогнозирования критических частот по модели Международной справочной ионосферы IRI [6]. Модель описывает среднемесячное состояние ионосферы над любой точкой земной поверхности с небольшой поправкой на каждый конкретный день месяца. На рис. 1 показан интерфейс получения данных по модели, нас интересует получение данных по критической частоте. Их можно получить

из выводимых данных по максимальному значению электронной концентрации, поскольку для спокойной невозмущенной ионосферы выполняется соотношение (2).

Выберите дату и время года (1958-2020):   
**Примечание:** Если дата находится вне диапазона индекса Ap (1958/02/14-2020/9/16), то модель STORM будет выключена.  
 Месяц:  День (1-31):   
 Время  Час суток (например, 1.5): Выберите   
 тип координат  
  
 Широта(deg., от -90. до  90.): Долгота(deg., от 0. до 360.)    
 Высота (км, от 60. до 2000.): Выберите тип профиля и его параметры:  
 Высота, км -  -  Запуск   стоп-шагов

Рис. 1. Интерфейс IRI – 2012

$$f_{кр} = \sqrt{80,8 \cdot N_{max}}, \quad (2)$$

где  $f_{кр}$  – критическая частота ионосферы (МГц); а  $N_{max}$  – электронная концентрация в максимуме ( $m^{-3}$ ). На рис. 2 изображена полученная из модели для примера суточная зависимость критической частоты для 15 сентября 2011 г. (г. Иркутск).

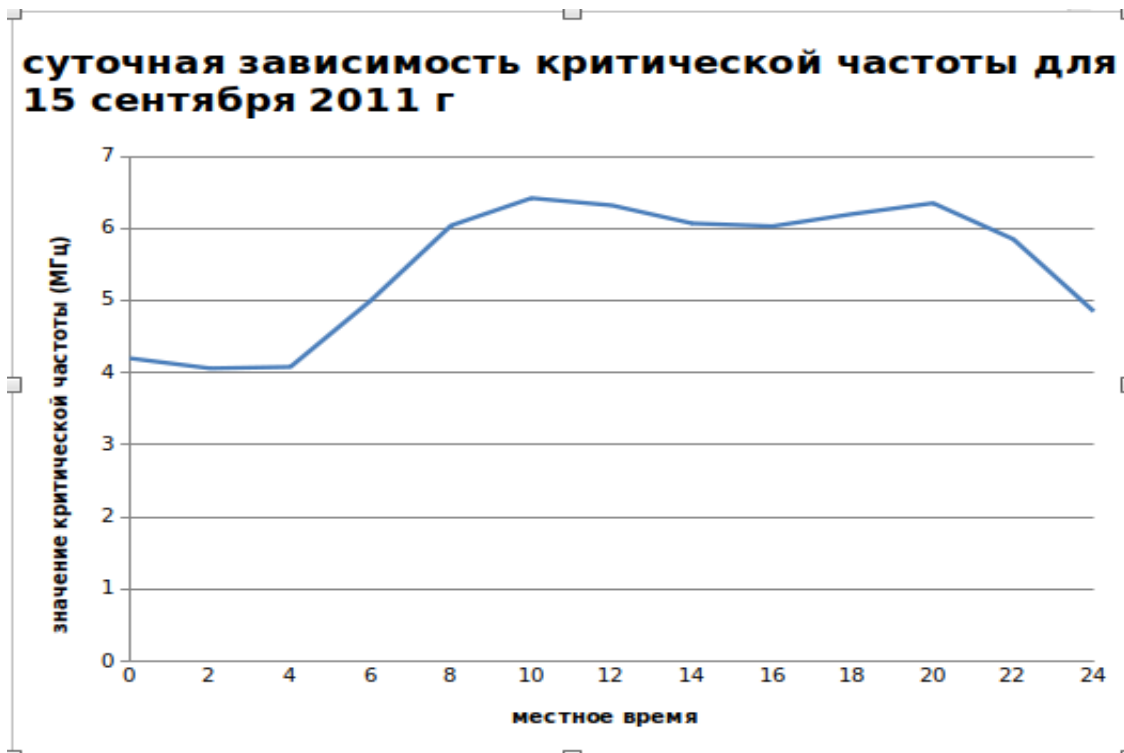


Рис. 2. Суточный ход критической частоты

Как видно, значения критических частот существенно отличаются для дневной и ночной ионосферы, поэтому при выборе суточного графика для ОРЧ целесообразно выбирать разные ее значения для дневной и ночной ионосферы. Учитывая продолжительность периода одномодового распространения в несколько часов, можно предложить выборочный по времени режим связи для конкретных трасс. Так как при небольших значениях критической частоты обеспечивается небольшая дальность односкачкового распространения, то для дальностей, примерно, от 400 до 700 км лучше использовать связь через отражение радиоволны от дневного слоя *E* и сравнительно низкие рабочие частоты. При дальностях от 700 до 1200 км надо использовать связь через отражение от ночного слоя *F* и уже рабочие частоты больше. Наконец, при дальностях от 1200 и до 2000 км надо использовать связь через отражение от дневного слоя *F*. Для дальностей более 2000 км формула для расчета МПЧ, полученная в приближении отсутствия изменений ионосферы вдоль трассы начинает давать большие ошибки. Надо отметить, что связь через ночную ионосферу энергетически более выгодна, т. к. нет поглощения энергии волны в слое *D* и меньше поглощение в слое *E*. С другой стороны, энергия сигнала больше поглощается из-за более низких рабочих частот, поскольку величина поглощения обратно пропорциональна рабочей частоте в квадрате. Тем не менее, ночные условия в ионосфере несколько предпочтительнее для связи, поскольку характеризуются значительно меньшим уровнем мелкомасштабных возмущений электронной концентрации, чем в дневной ионосфере. Таким образом, для каждой трассы из указанных трех диапазонов дальностей может быть определено свое значение ОРЧ.

Преимуществом дальней ионосферной связи является достаточно простая организация канала связи со стационарным пунктом для передвижного (мобильного) корреспондента, перемещающегося в малонаселенных районах с отсутствием развитой инфраструктуры, например, в геологической экспедиции. Переносное устройство, сочетающее приемник и передатчик, имеет небольшие габариты и вес. В качестве хорошей антенны может служить длинный кусок провода, размещенный на высоте над земной поверхностью, например, на деревьях. Поскольку на ОРЧ будет обеспечиваться в течение нескольких часов надежная связь с одномодовым распространением, то в этот период можно не только осуществлять голосовую связь, но и передавать или принимать довольно большие объемы данных. Приведем для примера расчет ОРЧ для связи организации, расположенной в Иркутске, с геологической экспедицией, ведущей работу на севере Иркутской области в Катангском районе, удаленном

от Иркутска примерно на 1200 км. Для средней точки трассы подберем, пользуясь картой, размещенной в сети Интернет [3], значения координат, затем для выбранного года и дня в определенном месяце этого года найдем по модели IRI критическую частоту в полуденный период. Построенный график хода значений МПЧ1 и МПЧ2 для полуденного времени на трассе показан на рис. 3.

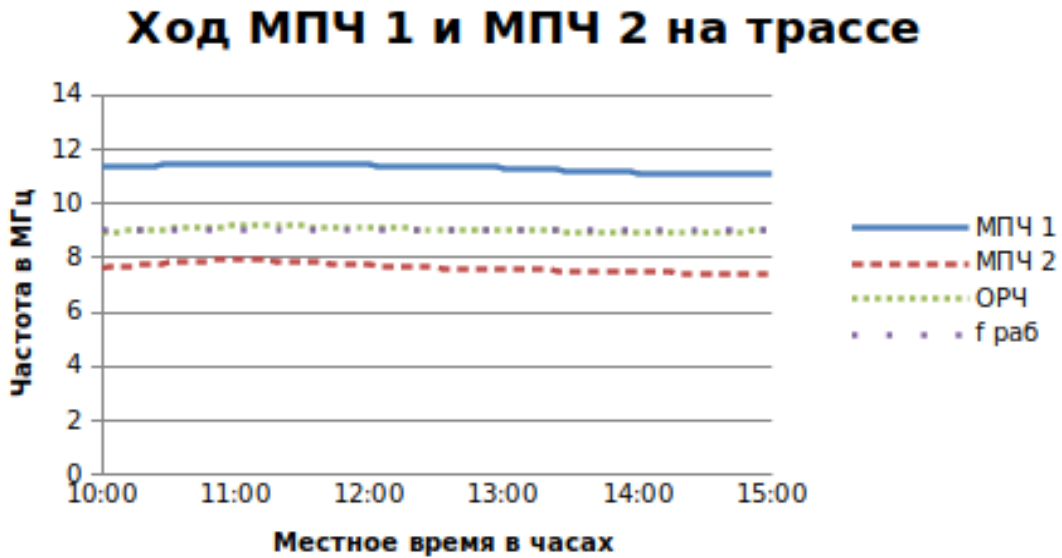


Рис. 3. График суточного хода измеряемых частот

Из графика, во-первых, видно, что в околополуденный период изменения МПЧ со временем малы (кривые по форме близки к прямым), т. е. ионосфера близка к однородной, что подтверждает возможность применения приближенной формулы для расчета МПЧ. Во-вторых, видно, что интервал между МПЧ1 и МПЧ2 довольно велик по частоте около 3,5 МГц и сохраняется таким в течение всего околополуденного периода. Это позволяет на весь период выбрать одно значение рабочей частоты. Выбираем его равным ОРЧ, чтобы обезопаситься от вообще срыва связи, если вдруг из-за возмущения критическая частота уменьшится, то у нас будет запас на уменьшение до 20 %. В соответствии с этим оптимальная рабочая частота выбрана 9 МГц. Таким образом, на данной трассе в течение нескольких часов вблизи полудня на этой рабочей частоте прогнозируется по нашему алгоритму наиболее надежная связь. В данное время возможна и передача довольно больших объемов данных между корреспондентами.

Определены условия повышения надежности дальней ионосферной связи за счет устранения в точке приема межмодовой интерференции в принимаемом сигнале. Рассмотрены возможные способы такого устранения и выбран наиболее экономичный и проще реализуемый способ подбора рабочей частоты сигнала в диапазоне, обеспечивающем распространение односкачковой модой с наименьшим поглощением сигнала в ионосфере. Для выбранного способа разработан алгоритм и создана программа, позволяющая в некоторых частных условиях, достаточно хорошо соответствующих возможным практическим случаям, рассчитать величину этого частотного диапазона, выбрать оптимальную рабочую частоту и получить зависимость от времени изменения оптимальной рабочей частоты на конкретной трассе в конкретных условиях. По программе проведены вычисления величины частотного диапазона одномодового распространения радиоволн для некоторых условий ионосферы на конкретной трассе, и получен временной график выбора оптимальной рабочей частоты для этой трассы на основе задания величины критических частот ионосферы по модели международной справочной ионосферы IRI. Для околополуденного периода на трассе продолжительностью несколько часов показано, что надежная связь с передачей больших объемов данных на трассе возможна для одного постоянного значения рабочей частоты.

#### Список литературы

1. Ионосфера и ее изучение. – URL: <http://www.qrz.ru/solar/articles/ionosfera.shtml>.
2. Сажин, В. И. Компьютерное моделирование распространения радиоволн в регулярной ионосфере / В. И. Сажин. – Иркутск: Изд-во Иркутского гос. ун-та, 2010. – 91 с.
3. О сверхдальнем распространении на КВ. – URL: <http://www.qrz.ru/solar/articles/long.shtml>.
4. Долуханов, М. П. Распространение радиоволн: учебник для вузов / М. П. Долуханов – М.: Связь, 1972. – 336 с.
5. Дэвис, К. Радиоволны в ионосфере: учебник для вузов / К. Дэвис – М.: Мир, 1973. – 504 с.
6. International Reference Ionosphere. – URL: <https://iri.gsfc.nasa.gov/>.



## ПРИМЕНЕНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В МОРСКИХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ УВЧ-ДИАПАЗОНА

**В.Н. Бондаренко, Д.С. Феоктистов, В.Ф. Гарифуллин, А.И. Зуевская**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: azuyevskaya@inbox.ru

Описано исследование и разработка новых научно-технических решений для реализации высокоточных и помехозащищенных широкополосных РНС УВЧ-диапазона с улучшением электромагнитной совместимости за счет применения шумоподобных сигналов. С научной точки зрения выполнение предложенного исследования позволит продвинуться в разработке методов и алгоритмов использования фазовых измерений для определения координат объектов с одновременным разрешением фазовой неоднозначности.

За последние годы достигнуты значительные успехи в области спутниковой радионавигации. Вместе с тем интерес к наземным системам радионавигации по-прежнему не ослабевает. Это связано с тем, что в критических ситуациях наземные системы более эффективны и менее уязвимы из-за своей мобильности и локальности, чем спутниковые системы. Также большой интерес к эксплуатации наземных радионавигационных систем (РНС) нового поколения проявляют службы геодезии и картографии.

Радионавигационные системы DECCA, Альфа, Крабик-БМ, не использующие широкополосные сигналы, характеризуются тем, что их энергия сконцентрирована в сравнительно узком частотном диапазоне, а большинство параметров не удовлетворяют жестким современным требованиям помехозащищенности и надежности работы. Сосредоточение энергии сигнала по времени и/или частоте позволяет с легкостью обнаружить присутствие и функционирование в эфире соответствующую систему.

Решение проблемы повышения помехозащищенности для РНС «Крабик-БМ» (фазовая РНС УВЧ-диапазона), а также улучшения ее электромагнитной совместимости (ЭМС) связано с применением шумоподобных сигналов (ШПС). Шумоподобные сигналы позволили бы распределить энергию сигнала по времени и частоте и замаскировать излучение под естественные шумы. В работе Агафонникова А. М. [4] показано, что с увеличением базы ШПС радиотехнической системы увеличивается ЭМС с другими системами, в том числе и с узкополосными.

В существующих наземных (Syledis, Spot) и спутниковых (ГЛОНАСС, GPS и пр.) РНС для формирования шумоподобных сигналов используется преимущественно фазовая манипуляция несущего колебания двоичной кодовой последовательностью (двоичная ФМ) [2]. Однако более высокую частотную и энергетическую эффективность имеют сигналы с постоянной огибающей, частотной манипуляцией и непрерывной фазой, среди которых практический интерес представляют сигналы с минимальной частотной манипуляцией (МЧМ). Сохранение непрерывности фазы в моменты смены информационных символов позволяет существенно сузить полосу частот, занимаемую сигналом, и уменьшить долю внеполосного излучения.

По графикам нормированных спектров (рис. 1) можно отметить, что при одной и той же скорости передачи информации и мощности сигнала МЧМ имеет более компактный спектр, нежели двоичная ФМ.

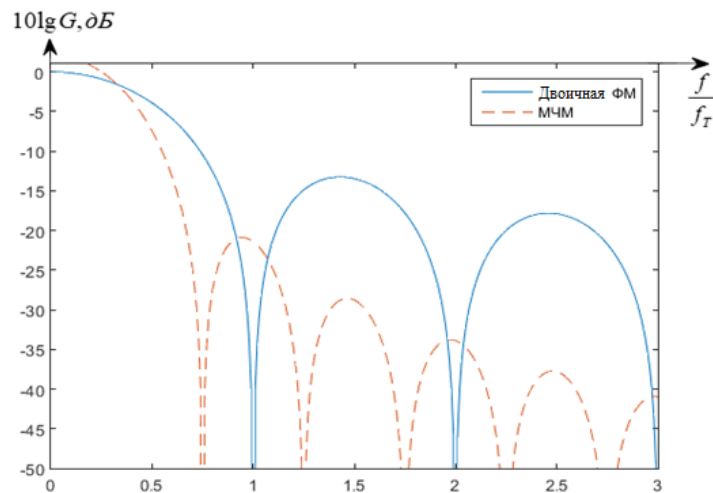


Рис. 1. Нормированные спектры сигналов с МЧМ и двоичной ФМ

Стоит отметить, что в спектре сигнала с МЧМ уровень боковых лепестков убывает пропорционально  $f^{-4}$ , а при двоичной ФМ – пропорционально  $f^{-2}$ .

Для оценки спектральной эффективности сигнала определяют полосу частот, занимаемую сигналом, и уровень внеполосного излучения. Под полосой частот ( $F_{\Pi}$ ) понимают такую полосу, в которой сосредоточено 99 % средней мощности сигнала  $P_c$ , а под уровнем внеполосного излучения  $P_{\text{ВНИ}}$  – долю средней мощности сигнала вне полосы частот, которая необходима для обеспечения требуемого качества передачи сигнала (уровень внеполосного излучения радиопередатчиков морских служб составляет  $-40$  дБ). Уровень внеполосного излучения  $P_{\text{ВНИ}}$  определяется как (1):

$$P_{\text{ВНИ}} = 1 - \left[ \frac{\int_0^{F_{\Pi}} G(f) df}{\int_0^{\infty} G(f) df} \right] \quad (1)$$

Результаты вычислений показывают, что для удержания 99 % энергии МЧМ сигнала требуется полоса  $F_{\Pi, \text{МЧМ}} = \frac{1,2}{T}$ , а для ФМ сигнала  $F_{\Pi, \text{МЧМ}} = \frac{2,0}{T}$ , в то время как вне полосы  $F_{\Pi} = \frac{1,2}{T}$  содержится 1 и 13 % энергии, соответственно, МЧМ и двоичной ФМ сигналов. Кроме того, МЧМ сигнал имеет более высокую скорость спада внеполосных излучений.

Численной мерой помехозащищенности служит коэффициент помехозащищенности (2), выраженный в дБ [2]:

$$k_{\Pi} = \frac{P_{\Pi}}{P_{\text{с}}} = B - q_{\text{min}}^2 \quad (2)$$

где  $B$  – база сигнала;  $q_{\text{min}}^2$  – пороговое значение отношения сигнал-шум на выходе корреляционного приемника.

Как следует из (2), коэффициент помехозащищенности определяет предельно допустимое отношение помеха-сигнал  $P_{\Pi}/P_{\text{с}}$ , соответствующее пороговому значению  $q_{\text{min}}^2$ , которое, в свою очередь, определяется требуемой точностью измерения РНП (значением СКО ошибки).

При фиксированном частотном ресурсе с увеличением длительности посылок (ОС) на каждом цикле излучения увеличивается база сигнала и, соответственно, запас помехозащищенности. Так, при полосе частот 10 МГц изменение длительности посылок (ОС) от 10 до 100 мс влечет увеличение базы сигнала от  $10^5$  до  $10^6$  (от 50 до 60 дБ) и, соответственно, коэффициента помехозащищенности на 10 дБ. Достигается это ценой снижения темпа выдачи результатов измерения РНП.

Пороговое значение  $q_{\text{min}}^2$  отношения сигнал-шум на выходе корреляционного приемника определяется видом модуляции и структурой сигнала, а также способом приема сигнала.

Помехозащищенность широкополосных РНС определяется рациональным выбором вида модуляции и параметров сигналов. Так, выбор длительности излучения опорной станции (ОС), определяющей интервал интегрирования на каждом цикле, проводится для достижения требуемой точности измерения РНП (значения  $\sigma_{\phi}$ ). Для достижения значения  $\sigma_{\phi} = 0,01$  рад требуется отношение сигнал-шум составляет 40 дБ. В то же время типичным для ОС широкополосной РНС УВЧ-диапазона является пороговое значение отношения сигнал/шум на цикле излучения  $q_{\text{min}}^2$  дБ, что соответствует условиям

приема сигнала ОС, удаленной от корабельной станции на расстояние 150 км. При этом отношение сигнал-шум в полосе приемного тракта корабельной станции составляет около  $-40$  дБ.

Приведенное в литературе требуемое значение коэффициента помехозащищенности для систем специального назначения составляет 40 дБ. Для исследуемого частотно-временного формата излучения станций системы помехозащищенность составит 44 дБ без учета аппаратных потерь, величина которых должна быть минимизирована при аппаратной реализации.

Применение шумоподобных сигналов позволяет получить высокую точность совместного измерения дальности и скорости подвижных объектов, а также дает возможность бороться с многолучевостью распространения радиоволн, возникающей в результате отражений от различных препятствий на пути распространения. С точки зрения простоты реализаций аппаратуры формирования, приема и обработки сигналов следует признать целесообразным применение в широкополосных РНС УВЧ-диапазоне спектрально-эффективных сигналов с МЧМ.

### **Благодарность**

Работа выполнена при финансовой поддержке ФГБУ «Российский фонд фундаментальных исследований» договор № 20-48-24003/21 и КГАУ «Красноярский краевой фонд поддержки научной и научно-технической деятельности» КФ-815.

### **Список литературы**

1. Алешечкин, А. М. Разработка методов и средств повышения точности и достоверности радионавигационных определений на море: дис. ... д-ра техн. наук : 05.12.14 / Алешечкин Андрей Михайлович. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2009. – 380 с.
2. Бондаренко, В. Н. Помехоустойчивость приема спектрально-эффективных шумоподобных сигналов: монография / В. Н. Бондаренко. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2015. – 160 с.
3. Бондаренко, В. Н. Широкополосные радионавигационные системы с шумоподобными частотно-манипулированными сигналами / В. Н. Бондаренко, В. И. Кокорин. – Новосибирск: Наука, 2011. – 260 с.
4. Агафонников, А. М. Фазовые радиогеодезические системы для морских исследований / А. М. Агафонников. – М.: Наука, 1979. – 164 с.

# РАЗРАБОТКА АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ OFDM ДЛЯ ТРОПОСФЕРНОГО И РАДИОРЕЛЕЙНОГО КАНАЛА

П.В. Луферчик<sup>1</sup>, А.А. Комаров<sup>2</sup>, П.В. Штро<sup>3</sup>

АО НПП «Радиосвязь»  
660021, Красноярск, ул. Декабристов, 19  
<sup>1</sup>E-mail: luferchikp@gmail.com  
<sup>2</sup>E-mail: komarovalal@gmail.com  
<sup>3</sup>E-mail: faust\_256@mail.ru

Рассмотрена реализация модулятора и демодулятора OFDM-сигнала, проведено исследование зависимости битовой ошибки от отношения сигнал-шум для различных кодовых скоростей и модуляций. Предложен подход к оптимизации частотного и энергетического ресурса в зависимости от состояния радиоканала, задержки в канале для различных применений. Обозначены дальнейшие пути развития представленной системы связи.

Выбор оптимальной сигнально-кодовой конструкции является важнейшей задачей при проектировании современных средств связи. Использование OFDM является перспективным направлением развития тропосферной и радиорелейной связи. Гибкость системы на основе OFDM позволяет динамически подстраиваться под условия передачи, требования к задержкам в канале.

Разработанный приемник и передатчик подразумевает использовать в тропосферном и радиорелейном канале связи. В тропосферном радиоканале в процессе прохождения сигнала через канал возникают частотно-селективные замирания и многолучевость [1]. Использование OFDM позволяет бороться с этими явлениями [2]. Модель, рассмотренная в данной работе, разработана в среде MatLab/simulink, где исследованы различные сигнально-кодовые конструкции, проведено сравнение, сделаны выводы о возможности использования тех или иных сигнально-кодовых конструкции (СКК).

Ниже приведено описание приемной и передающей части рассмотренной системы.

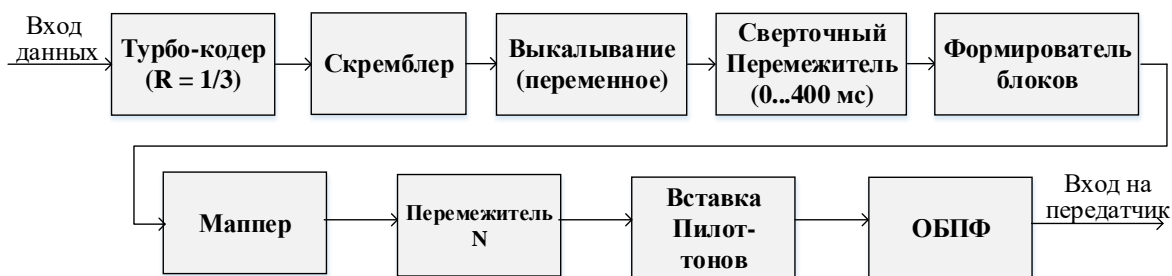


Рис. 1. Схема передающей части

Структура OFDM-модулятора представлена на рис. 1. Турбо-кодер кодирует данные со скоростью  $1/3$ , с последующим выкалыванием данных до скоростей  $1/3$ ,  $1/2$ ,  $2/3$ ,  $3/4$  или  $5/6$ . Кодированные данные поступают на сверточный перемежитель от 0 до 400 мс с шагом 10 мс. Далее формируются блоки, вставляются синхропоследовательности и маркирование блоков. Далее происходит маппинг кодированных данных на созвездия QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM, 128QAM или 256QAM. Вместе с данными формируется заголовок, который модулируется QPSK-модуляцией и кодируется с кодовой скоростью  $1/3$ . Заголовок содержит информацию о текущей СКК, а также информацию об оценке канала с приемника. Далее по длине кадра выполняется матричное перемежение и накладывается ПСП для выполнения скремблирования. Далее происходит вставка пилот-тонов для оценки характеристики канала в приемнике. Перемеженные данные поступают на OFDM-модулятор, где поднесущие с данными и пилотами преобразуются во временную область [3].

На рис. 2 приведена структурная схема приемной части.

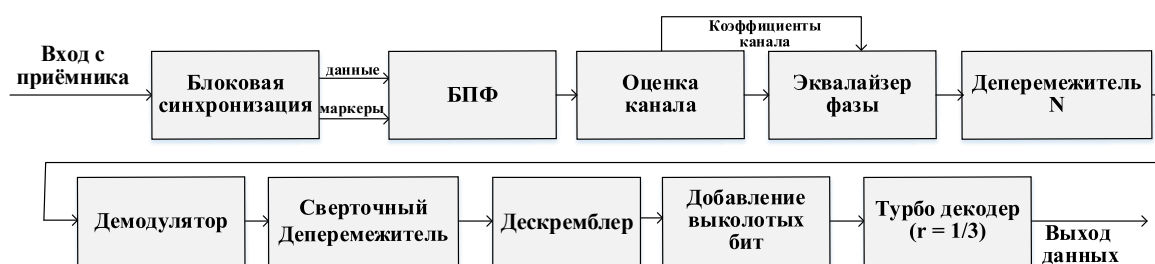


Рис. 2. Схема приемной части

Блоковый синхронизатор реализован по схеме скользящего коррелятора. Система имеет многоуровневую синхронизацию. На начальном этапе осуществляется поиск основных синхронизирующих последовательностей, маркирующих начало блоков. Поиск осуществляется сравнением пиков корреляционной функции с пороговым значением. С выхода блокового синхронизатора сигнал поступает на OFDM-демодулятор, реализованный посредством быстрого преобразования Фурье (БПФ). Далее сигнал поступает на блок оценки канала. Данный блок выполняет скользящее усреднение сигналов пилот-тонов по времени, меньшему интервала когерентности канала. Затем проводится оценка сдвига фазы и изменения амплитуды каждого пилот-тона. Полученные значения интерполируются по частоте между пилот-тонами для получения оценочных сдвигов фазы и изменений амплитуды по информационным поднесущим, расположенным между пилот-тонами.

Далее сигнал выравнивается по фазе, что необходимо для корректной работы блока умножения на ПСП и поступает на депережежитель длиной  $N$  (число несущих OFDM). В многолучевом канале при достаточно большом количестве несущих замирания на соседних несущих являются коррелированными. Это приводит к тому, что символы, несмотря на расширение спектра, могут попасть в замирание целиком, что приведет к усилению шума. Корреляция между несущими приводит к увеличению вероятности ошибки на бит. Чтобы избежать корреляции, в передатчике пережежитель  $N$  переставляет местами расширенные символы по поднесущим таким образом, чтобы различные куски одного символа оказались в некоррелированных группах. Депережежитель  $N$  выполняет обратную функцию, вновь объединяя части одного символа. Данные с депережежителя поступают на демодулятор, а затем на сверточный депережежитель. После чего к данным добавляются выколотые при увеличении кодовой скорости биты и происходит декодирование сигнала.

В модель были добавлены источник сигнала (генератор ПСП) и контрольная схема счета ошибок, позволяющая определить достоверность принимаемой информации. Сигнал был пропущен через канал с аддитивным белым гауссовским шумом. При моделировании были получены кривые достоверности для различных сигнально-кодовых конструкций.

При использовании различных сигнально-кодовых конструкций в различных условиях приема/передачи возможно достигать оптимального использования частотного ресурса и энергетика, создавать системы, адаптирующиеся под условия распространения сигнала. Для реализации данного механизма в передаваемые служебные данные было внедрено служебное поле, содержащее в себе информацию об используемой кодовой скорости и типе модуляции закодированное в соответствии с табл. 1.

Данный подход позволяет оптимизировать использование энергетического и частотного ресурса. В совокупности с использованием алгоритмов оценки качества канала возникает возможность динамически изменять сигнально-кодую конструкцию при изменении условий приема. Регулировкой глубины пережежения возможно оптимизировать пороговое отношение  $C/\text{Ш}$  или величину задержки информации в канале в зависимости от требований к системе (рис. 3).

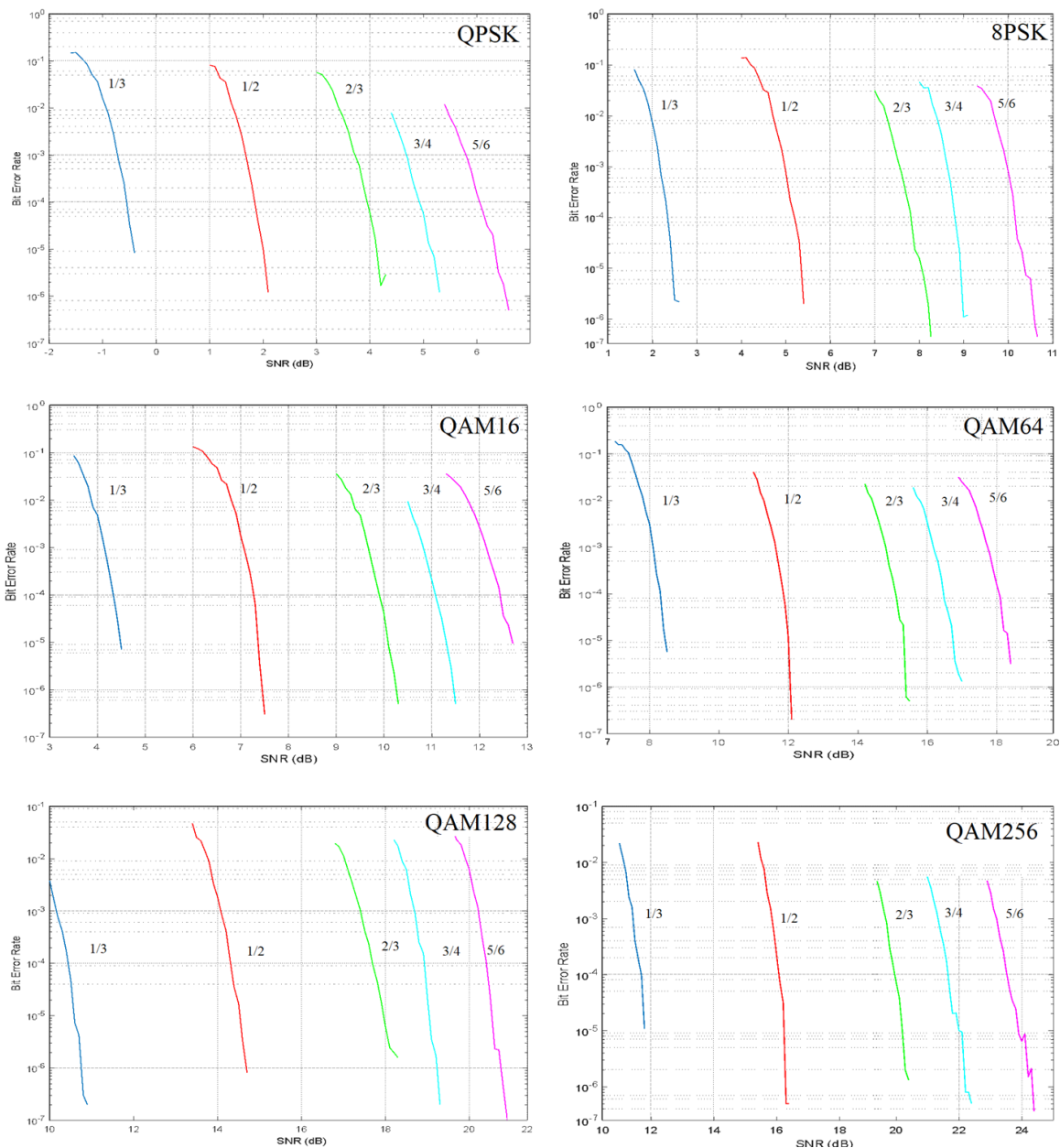


Рис. 3. Зависимость BER от С/Ш для различных сигнально-кодовых конструкций

Таблица 1

**Кодирование видов модуляции и кодовых скоростей**

Модуляция	Индекс модуляции	Кодовая скорость	Индекс кодовой скорости	Глубина перемежения, мс	Индекс перемежения
QPSK	1	1/3	1	0	1
8-PSK	2	1/2	2	20	2
16-QAM	3	2/3	3	40	3
64-QAM	4	3/4	4	80	4
128-QAM	5	5/6	5	160	5
256-QAM	6			400	6



Проведенные эксперименты позволяют сделать вывод, что рассмотренные подходы возможно использовать в системах тропосферной и радиорелейной связи. Но следует учитывать высокий пик-фактор OFDM-сигнала [4], что делает требования к линейности используемых усилителей более строгими и вызывает необходимость включать в систему алгоритмы уменьшения пик-фактора [5] OFDM-сигнала и цифровых предскажений.

#### Список литературы

1. Давыденко, Ю. И. Дальняя тропосферная связь / Ю. И. Давыденко. – М.: Военное издательство министерства обороны СССР, 1968. – 212 с.
2. Maokai, Chen Xihong, Shu Tao, Dong Shaoqiang. New generation Troposcatter Communication Based on OFDM Modulation // Hu The Ninth International Conference on Electronic Measurement & Instruments ICEMI'2009.
3. Скляр, Б. Цифровая связь. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003 – 1104 с.
4. Baxley, R. J. Constrained Clipping for Crest Factor Reduction in OFDM / R. J. Baxley, Chunming Zhao, G. Tong Zhou // IEEE Transactions on Broadcasting. – Vol. 52. – №. 4. – Dec. 2006. – PP. 570–575.
5. J. Armstrong. Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering // Electronics Letters. – 28th February, 2002. Vol. 38. – №. 5. – PP. 246–247.

## РАЗРАБОТКА КОМПЛЕКСА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТРАЕКТОРИИ ДВИЖЕНИЯ ЧЕЛОВЕКА В ПОМЕЩЕНИИ

К.А. Фролова<sup>1</sup>, Е.В. Яковлева<sup>1</sup>, В.Ф. Гарифуллин<sup>2</sup>,  
Ф.В. Зандер<sup>2</sup>, А.И. Зуевская<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Военно-инженерный институт СФУ  
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13а  
E-mail: jakovleva3k47@yandex.ru

<sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: vadimgar@mail.ru

Рассмотрен способ определения траектории движения человека посредством применения UWB-технологии, а также возможности практического применения данного метода.

В настоящее время существует множество технологий, на базе которых разрабатываются программно-аппаратные системы позиционирования объектов внутри помещения, именуемые IPS (*Indoor Positioning System*). Технология радиочастотного позиционирования позволяет определять местоположение объекта путем излучения базовыми станциями радиосигналов во внешнюю среду и их приемом переносными устройствами (метками). На основе данных, полученных меткой, вычисляется местоположение объекта позиционирования.

Одной из наиболее перспективных технологий, позволяющих осуществлять локацию внутри помещений, является Ultra Wide Band (UWB). Она основана на передаче сверхширокополосных форм электромагнитных волн, образованных последовательностью коротких импульсов с использованием широкой полосы пропускания (более 500 МГц). Сам процесс определения местоположения объекта состоит из двух этапов: определение расстояния между источником и приемником сигнала и определение местоположения приемника относительно источника. Для определения расстояния между приемником и передатчиком радиочастотного сигнала применяется метод TW-ToF (*two way-time of flight*), суть которого заключается в следующем: каждый модуль генерирует независимую временную метку с момента начала работы. Передатчик модуля *A* передает запрошенный импульсный сигнал по временной метке  $T_{a1}$ . Модуль *B* посылает ответный сигнал в момент  $T_{b2}$ , который принимается модулем *A* в его собственной временной метке  $T_{a2}$ . Таким образом, расстояние между анкером и тегом определяется по формуле:

$$S = \frac{c[(Ta2 - Ta1) - (Tb2 - Tb1)]}{2},$$

где  $S$  – расстояние между анкером и меткой;  $c$  – скорость света;  $Ta1$ ,  $Ta2$ ,  $Tb1$ ,  $Tb2$  – временные метки.

Определение координат осуществляется методом латерации, который позволяет однозначно найти пространственные координаты тега как координаты точки пересечения 4-х и более сфер, центрами которых являются анкеры с известными координатами, длины радиусов сфер равны расстояниям между анкером и тегом.

Для создания системы определения траектории движения человека и проведения экспериментальных исследований были использованы 5 UWB-модулей, получающих питание от 5 power bank. Схема траектории движения тега и расположения 4-х анкеров приведена на рис. 1.

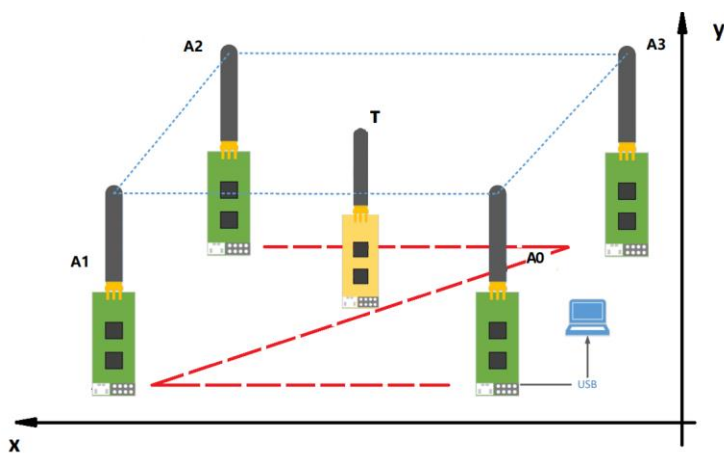


Рис. 1. Схема траектории движения тега и расположения анкеров

Для отображения координат и последующий их регистрации на ПК была установлена хост-программа DecaRangeRTLС.exe. На рис. 2. представлен формат записи данных о траектории движения тэга, где  $avx$ ,  $avy$  и есть искомые координаты.

```

20220422_155707RTLS_log.txt - Блокнот
Файл Правка Формат Вид Справка
T:155707767:DecaRangeRTLS:LogFile:Ver. 2.10 TREK

:Conf:Tag:0:Chan2
T:155707934:AP:0:0:0:1.5
T:155707934:AP:1:-4:0:1.5
T:155707934:AP:2:-4:4.15:1.5
T:155707934:AP:3:0:4.15:2.5
T:155708007:RR:1:0:4992:4992:134:498
T:155708007:RR:1:1:4163:4163:134:498
T:155708007:RR:1:2:1780:1780:134:498
T:155708007:RR:1:3:3901:3901:134:498
T:155708007:LE:1:57:133:[-2.94765,3.78438,0.136181]:4987:4158:1761:3915
T:155708007:TS:1 avx:-2.90799 avy:3.85448 avz:0.180546 r95:1.13699
T:155708268:RR:1:0:4992:4992:135:505
T:155708283:RR:1:1:4167:4167:135:505
T:155708283:RR:1:2:1770:1770:135:505
T:155708283:RR:1:3:3891:3891:135:505
T:155708283:LE:1:58:134:[-2.94869,3.78129,0.111767]:4992:4163:1780:3901
T:155708283:TS:1 avx:-2.92837 avy:3.83692 avz:0.16681 r95:0.951344
T:155708564:RR:1:0:4992:4992:136:512
T:155708564:RR:1:1:4158:4158:136:512
T:155708564:RR:1:2:1850:1850:136:512
T:155708564:RR:1:3:3872:3872:136:512
T:155708564:LE:1:59:135:[-2.94452,3.78958,0.125605]:4992:4167:1770:3891
T:155708564:TS:1 avx:-2.94457 avy:3.81913 avz:0.154367 r95:0.745543
T:155708845:RR:1:0:4969:4969:137:519
T:155708845:RR:1:1:4172:4172:137:519
T:155708845:RR:1:2:1775:1775:137:519
T:155708845:RR:1:3:3877:3877:137:519
T:155708845:LE:1:60:136:[-2.95389,3.74566,0.0287229]:4992:4158:1850:3872
T:155708845:TS:1 avx:-2.95658 avy:3.80057 avz:0.137011 r95:0.480907
T:155709110:RR:1:0:4959:4959:138:526
T:155709110:RR:1:1:4149:4149:138:526
T:155709110:RR:1:2:1728:1728:138:526
T:155709110:RR:1:3:3877:3877:138:526
T:155709110:LE:1:61:137:[-2.91067,3.79246,0.144951]:4969:4172:1775:3877
T:155709110:TS:1 avx:-2.96388 avy:3.78268 avz:0.119904 r95:0.147644
T:155709391:RR:1:0:4978:4978:139:533
T:155709391:RR:1:1:4139:4139:139:533
T:155709391:RR:1:2:1780:1780:139:533
T:155709391:RR:1:3:3919:3919:139:533
T:155709391:LE:1:62:138:[-2.92218,3.78924,0.198404]:4959:4149:1728:3877

```

Рис. 2. Формат записи данных о траектории движения тега

Используя массив данных о местоположении тега, можно определить траекторию его движения. Для обработки результатов и наглядной демонстрации была применена программа MathLab. На рис. 3 отображена траектория движения тега, построенная по координатам, полученным от UWB-модуля.

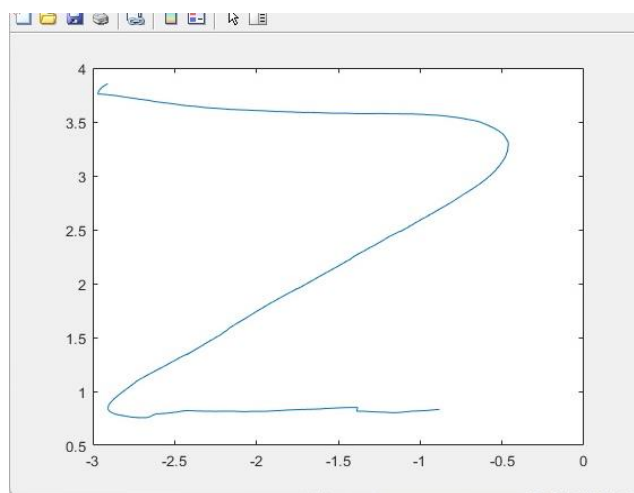


Рис. 3. Траектория движения метки

Основным преимуществом данного комплекса является достаточно высокий показатель точности, погрешность определения координат представленного комплекса составляет до 10 см. Скрытность и устойчивость к подавлению так важны, поскольку приемники обычных радиосистем воспринимают СШП-сигнал как случайные помехи,

которые к тому же нередко оказываются и по амплитуде полностью скрыты в естественных шумах. Также UWB-сигнал обладает высокой проникаемостью сквозь препятствия и устойчивостью к многолучевому распространению. В связи с тем, что для передачи данных используются ультракороткие сигналы с низкой спектральной плотностью мощности, данная технология обладает высокой энергоэффективностью. Небольшие габариты анкеров и меток, простота развертывания системы делают ее мобильной и легкой в использовании.

Преимущества данной системы позволяют применять ее в различных сферах, таких как медицинская практика врачей-реабилитологов, неврологов, поскольку оценка траекторных показателей дает возможность диагностировать двигательную патологию и производить динамическое наблюдение в процессе реабилитации и управление им. Также данная система используется в охранных системах и системах слежения, в позиционировании персонала на предприятии, в заводском позиционировании контейнеров и грузов.

#### **Список литературы**

1. Хундонугбо, Э. Ф. Исследование и разработка методов позиционирования узлов для построения и функционирования беспроводных сенсорных сетей: дис... канд. техн. наук: 05.12.13 / Элизе Франк Хундонугбо. – СПб, 2018. – 119 с.

2. Дмитриев, В. Технологии передачи информации с использованием сверхширокополосных сигналов / В. Дмитриев // Компоненты и технологии. – 2004. – № 1.

3. Брагин, Д. С. Радиочастотные технологии локального позиционирования в здравоохранении: обзорная статья / Д. С. Брагин, И. В. Поспелова, И. В. Черепанова, В. Н. Серебрякова // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2020. – Т. 23. – № 3. – С. 62–79.

## РАЗРАБОТКА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИ ЭФФЕКТИВНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ В ТРОПОСФЕРНОМ РАДИОКАНАЛЕ НА БАЗЕ OFDM-СИГНАЛОВ

П.В. Луферчик<sup>1</sup>, П.В. Штро<sup>2</sup>, А.Н. Конев<sup>3</sup>

АО НПП «Радиосвязь»  
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19

<sup>1</sup>E-mail: Luferrchikp@gmail.ru

<sup>2</sup>E-mail: faust\_256@mail.ru

<sup>3</sup>E-mail: FBRLC@ya.ru

Для уменьшения влияния межсимвольной интерференции и селективных замираний, а также для увеличения помехоустойчивости и скорости передачи информации в данной работе предложено применение OFDM-сигналов (*orthogonal frequency-division multiplexing* – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) а также методов, позволяющих реализовать систему тропосферной связи на базе OFDM-сигналов.

На сегодняшний день серийно выпускаются станции тропосферной связи Р-423-ПМ и Р-423-АМК со скоростью передачи данных не превышающих 2048 кбит/с. Поэтому увеличение скорости передачи информации является актуальной задачей для тропосферной связи.

Преградой для увеличения пропускной способности тропосферного радиоканала выступает многолучевое распространение и частотно-селективные замирания сигнала. Также для получения максимальной пропускной способности тропосферного радиоканала необходимо плавное изменение скоростей передачи данных, чтобы приблизится к истинной пропускной способности радиоканала. Решением поставленных задач может быть применение OFDM-сигналов в тропосферной связи. Мультиплексирование множества потоков передачи данных различных типов модуляторов (BPSK, QPSK, QAM) позволяет реализовать плавное изменение скоростей передачи данных, а также эффективно бороться с частотно-селективными замираниями.

Станции тропосферной связи зачастую используют нелинейные усилители в передающем тракте, для уменьшения габаритов и энергопотребления станции связи. Для применения OFDM-сигналов в существующих станциях тропосферной связи необходимо использовать различные алгоритмы линеризации передающего тракта, а также использовать алгоритмы уменьшения пик-фактора OFDM-сигнала.

В ходе обзора отечественной и зарубежной литературы было обнаружено множество методов уменьшения пик-фактора OFDM-сигналов. Наилучшие результаты уменьшения пик-фактора дала комбинация алгоритмов *Tone reservation* (TR) [1] и *Active constellation*

extension (ACE) [2]. Моделирование в среде matlab/simulink показало, что комбинация алгоритмов TR и ACE уменьшает пик-фактор OFDM сигналов примерно на ~5,5 дБ для BPSK-потока данных и ~4,5 дБ для 8-PSK, QAM-16, QAM-64, QAM-128 и QAM-256.

Для дальнейшего увеличения энергетической эффективности системы тропосферной связи с OFDM-сигналами было рассмотрено несколько способов реализации функционального блока ввода предсказаний: аналитический способ, на основе нелинейной функциональной зависимости (полиномиальная модель, полиномиальная модель с памятью, модель на основе рядов Вольтера и др.) [3, 4, 5]; комбинированный способ на основе табличной аппроксимации известных нелинейных функций.

К преимуществам *табличного способа* относится невысокая трудоемкость вычисления значений таблиц аппроксимации. Для табличного способа применяется линейная, кубическая, кусочно-линейная или сплайновая аппроксимация. Однако табличный способ малоприменим для описания инерционных свойств усилителей мощности, т. к. для их описания требуется увеличение количества таблиц и существенно усложняется процедура вычисления значений этих таблиц. То же самое относится и к процедуре адаптации таблиц с течением времени, т. к. адаптировать необходимо каждый элемент таблиц.

*Аналитический способ* предполагает использование нелинейных функциональных зависимостей, как правило, степенных функций (полиномов), для расчета коэффициентов полиномов решается линейная задача наименьших квадратов через процедуру псевдо-обращения Мура-Пенроуза, сингулярное разложение, QR-разложение и др. [6, 7]. Преимуществом аналитического способа является возможность использования рядов Вольтера для полноценного описания нелинейных свойств усилителя мощности с учетом влияния инерционных свойств в различные моменты времени, а также упрощенных вариантов рядов Вольтера: модель Вольтера со снижением девиации динамики, полиномиальная модель с памятью, обобщенная полиномиальная модель с памятью и др. [8, 9].

Адаптацию коэффициентов блока ввода предсказаний, который выполнен на основе аналитической модели, целесообразно выполнять с помощью алгоритма косвенного обучения. Основным преимуществом алгоритма косвенного обучения является то, что он способен начать работу с «нуля», не имея начальных (заранее рассчитанных) параметров для блока ввода предсказаний. Структурная схема системы ввода предсказаний с косвенным обучением представлена на рис. 1.

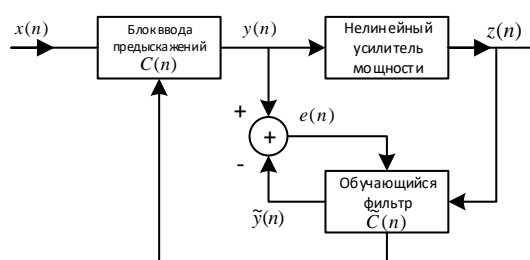


Рис. 1. Структурная схема системы ввода предсказаний с косвенным обучением

Адаптация параметров системы ввода предсказаний происходит по сигналу ошибки, который является разностью между сигналом на выходе блока ввода предсказаний в прямом канале и сигнала на выходе обучающегося фильтра в обратном канале [9]. Коэффициенты системы ввода предсказаний постоянно подстраиваются (рекурсивный алгоритм) при сравнении двух сигналов с выхода блока ввода предсказаний и с выхода обучающегося фильтра. Основными алгоритмами адаптации для систем с косвенным обучением являются: метод наименьших квадратов (LMS), нормализованный метод наименьших квадратов (NLMS), рекурсивный метод наименьших квадратов (RLS), рекурсивный метод прогноза ошибки (RPEM).

Для оценки алгоритмов цифровых предсказаний в среде matlab/simulink была разработана модель для методов LMS, NLMS, RLS, RPEM и модель усилителя мощности с реальными характеристиками. Параметры модели усилителя мощности: диапазон частот 4,4–5 ГГц, максимальная излучаемая мощность 100 Вт, интермодуляционные искажения третьего порядка – минус 27 дБ.

По результатам моделирования алгоритмов был выбран RLS. Кроме того, в рамках данной работы был разработан модифицированный вариант алгоритма адаптации на основе рекурсивного метода наименьших квадратов (RLSm). Основным результатом модификации являются:

- уменьшение количества арифметических операций, необходимых для выполнения одной итерации (более чем в 5 раз);
- повышение стабильности алгоритмов адаптации за счет введения методов регуляризации;
- уменьшение времени сходимости за счет введения экспоненциальной зависимости фактора «забывания».

Для оценки эффективности алгоритмов адаптации была разработана модель усилителя мощности. Данная модель разработана на основе сигналов входа и выхода, полученных от реального усилителя мощности. Основой модели является аналитическое описание на базе обобщенной полиномиальной модели с памятью [7]:



$$\begin{aligned}
y_{gmp} = & \sum_{k \in K_a} \sum_{l \in L_a} a_{kl} x(n-l) |x(n-l)|^k + \\
& + \sum_{k \in K_b} \sum_{l \in L_b} \sum_{m \in M_b} b_{klm} x(n-l) |x(n-l-m)|^k + \\
& + \sum_{k \in K_c} \sum_{l \in L_c} \sum_{m \in M_c} c_{klm} x(n-l) |x(n-l+m)|^k.
\end{aligned} \tag{1}$$

В данной модели  $K_a L_a$  – число коэффициентов для сигнала и огибающей, записанных без временной задержки;  $K_b L_b M_b$  – число коэффициентов для сигнала и огибающей, записанных с задержкой;  $K_c L_c M_c$  – число коэффициентов для сигнала и огибающей, записанных с опережением. Таким образом, в данной модели учитывается влияние перекрестных членов, ограниченных величиной задержки  $M_b$ .

Разработанная модель позволила оценить спектральные характеристики сигналов (ACPR), скорость сходимости алгоритмов и модуль вектора ошибки (EVM) относительно входного сигнала. На рис. 2 представлены сигнальные созвездия без использования предсказаний и с использованием предсказаний с алгоритмом адаптации RLS на выходе модели для полосы 28 МГц, частоты несущего сигнала 5 ГГц и мощности 100 Вт.

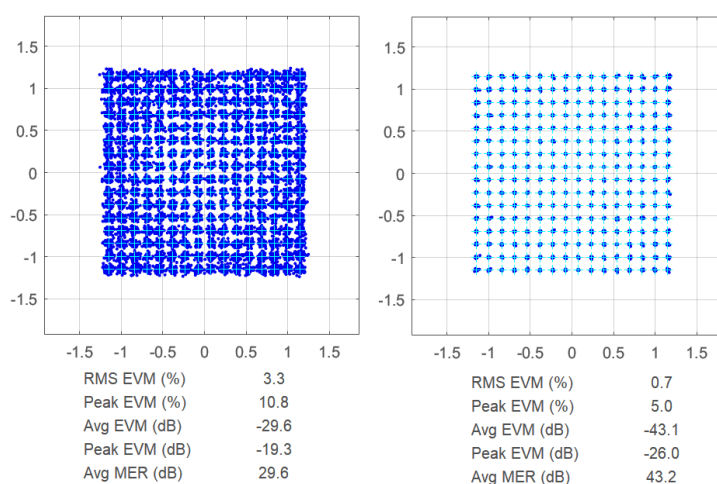


Рис. 2. Сигнальные созвездия с использованием предсказаний и без использования предсказаний с алгоритмом адаптации RLS на выходе модели для полосы 28 МГц, частоты несущего сигнала 5 ГГц и мощности 100 Вт

Как видно из данных, представленных на рис. 2, использование предсказаний позволяет снизить величину модуля вектора ошибки (EVM), а также существенно увеличить соотношение модуляция/ошибка (MER). На рис. 3 представлен спектр сигнала на выходе модели для полосы 28 МГц и частоты несущего сигнала 5 ГГц.

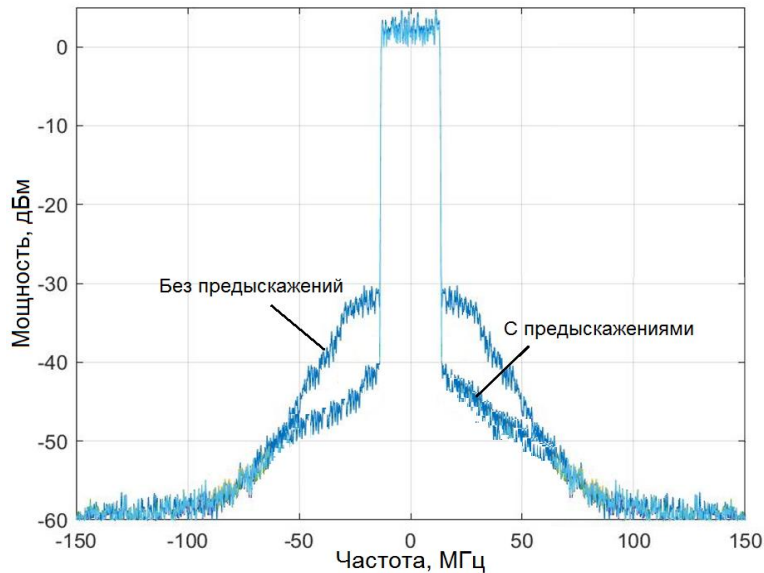


Рис. 3. Спектр сигнала на выходе модели до и после алгоритмов предсказаний

Использование предсказаний позволяет существенно снизить уровень нелинейных искажений, т. к. уровень помехи в соседнем канале снизился на 10 дБ. Также уменьшается величина модуля вектора ошибки (EVM) на 13,5 дБ и существенно увеличивается соотношение модуляция/ошибка (MER) на 13,6 дБ.

В результате анализа и моделирования были выработаны методы, позволившие увеличить энергетическую эффективность режима OFDM в тропосферных станциях связи. Проведено моделирование различных алгоритмов понижения пик-фактора. Реализованы два наилучших алгоритма снижения PAPR, наиболее подходящих для применения в тропосферном канале. Комбинация алгоритмов Active Constellation Extension (ACE) и Tone Reservation (TR) позволяет существенно уменьшить пик-фактор OFDM-сигналов. Для увеличения линейности передающего тракта был выбран и модернизирован алгоритм ввода цифровых предсказаний RLSm. Он позволил снизить величину модуля вектора ошибки (EVM) на 13,5 дБ, а также увеличить соотношение модуляция/ошибка (MER) на 13,6 дБ. Полученные результаты позволяют значительно повысить энергетическую эффективность режима OFDM, приведут к устойчивой связи в нестационарном тропосферном канале и увеличению пропускной способности.

## Список литературы

1. Filippo Tosato. Tone Reservation for PAPR Reduction: an Optimal Approach through Sphere Encoding / Filippo Tosato, Magnus Sandell, Makoto Tanahashi // IEEE ICC 2016 – Signal Processing for Communications Symposium.
2. Sandeepkumar Vangalaa. Adaptive Clipping Active Constellation Extension for PAPR Reduction of OFDM/OQAM System / Sandeepkumar Vangalaa, Anuradha Sundrub // 6th International Conference On Advances In Computing & Communications, ICACC 2016, 6–8 September 2016, Cochin, India.
3. Ir. Johan Paduart. Identification of Nonlinear systems using Polynomial Nonlinear State Space Model / Ir. Johan Paduart // Vrije Universiteit Brussel. PP. 102–104, 2008.
4. Zhu, A. An overview of Volterra series based behavioral modeling of RF/microwave power amplifiers / A. Zhu, T. J. Brazil // Wireless Microwave Technol. Conf. – 2006. – P. 101–107.
5. Jeon, W. G. An Adaptive Data Predistorter for Compensation of Nonlinear Distortion in OFDM systems / W. G. Jeon, K. H. Chang and Y. S. Cho // IEEE Transactions on Communications. – 1997.
6. Ding, L. A least square/Newton method for digital predistortion of wideband signals / L. Ding, Z. Ma, D. R. Morgan, M. Zierdt, and J. Pastalan // IEEE Trans. on Communications. – May 2006. – Vol. 54, № 5. – PP. 833–840.
7. Gan, L. Adaptive digital predistortion of nonlinear systems / L. Gan // Ph. D. Thesis, Faculty of Electrical and Information Engineering, Graz University of Technology, Graz, Austria. – 2009.
8. Morgan, D. A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers / Morgan, Ma, Kim, Zierdt, and Pastalan // IEEE Trans. Sig. Proc, vol. 54. – 2006. – P. 3852–3860.
9. Zhu, A. Dynamic deviation reduction-based Volterra behavioral modeling of RF power amplifiers / A. Zhu, J. C. Pedro, T. J. Brazil // IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 54. – 2006. – № 12. – P. 4323–4332.

## РАСЧЕТ КООРДИНАТ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ФАЗОВОГО ЦЕНТРА ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ

**Р.В. Максименко, М.В. Ермолаев, Д.И. Марарескул**

Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнева»  
662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52  
E-mail: ermakc@iss-reshetnev.ru

Дано краткое описание метода определения положения фазового центра зеркальной антенны относительно фазового центра геодезической антенны, на которую осуществляется прием навигационных сигналов. Приведены результаты моделирования в среде программирования MATLAB метода определения положения фазового центра зеркальной антенны.

В настоящее время в связи с расширением числа потребителей системы ГЛОНАСС ставятся задачи обеспечения непрерывного контроля параметров навигационных сигналов. Для оценки ряда параметров навигационных сигналов в оперативном режиме требуется применение крупноапертурных антенн с высоким коэффициентом усиления. При этом оценка параметров задержки навигационных сигналов требует наличия информации о положении фазового центра антенны.

Под фазовым центром понимается точка антенны, до которой определяют расстояние от навигационного космического аппарата (НКА) глобальной навигационной спутниковой системы. Положение фазового центра зависит от частоты используемого сигнала, его поляризации, направления излучения или приема антенны и других факторов. При этом возможность непосредственного измерения координат данной точки измерительными средствами отсутствует [1].

В статье рассмотрена методика, которая позволяет определить положение фазового центра зеркальной антенны относительно фазового центра геодезической антенны. Задача определения положения фазового центра геодезической антенны может быть решена методами космической геодезии и в рамках настоящей работы не рассматривается.

Предложенная методика обеспечивает определение положение фазового центра с помощью измерительной информации по навигационным сигналам одного космического аппарата, принимаемым на каждую из антенн. Измерительная информация должна быть привязана к одной шкале времени. Пример конструкции зеркальной антенны и схема проведения измерений изображены на рис. 1.

Фазовый центр зеркальной антенны перемещается относительно двух непересекающихся осей: вертикальной  $A$  и горизонтальной  $B$ . Вращение относительно оси  $B$  осуществляется в вертикальной плоскости

с постоянным радиусом  $R$ . При этом ось  $B$  вращается в горизонтальной плоскости с постоянным радиусом вращения  $r$  вокруг оси  $A$  относительно неподвижной точки конструкции зеркальной антенны с координатами  $O = |x_{A0}, y_{A0}, z_{A0}|^T$ , которую будем называть опорной точкой.

Тогда для произвольного момента времени справедливы выражения:

$$\begin{aligned} x_A &= x_{A0} + r \cdot \cos(\theta) + R \cdot \cos(\theta) \cdot \cos(\varphi), \\ y_A &= y_{A0} + r \cdot \cos(\theta) + R \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\varphi), \\ z_A &= z_{A0} + r \cdot \sin(\theta). \end{aligned}$$

Радиус  $r$  определяется конструкцией зеркальной антенны и считается априорно известным. Радиус  $R$  зависит от положения фазового центра и является искомым параметром. Координаты точки  $|x_{A0}, y_{A0}, z_{A0}|^T$  также подлежат уточнению.

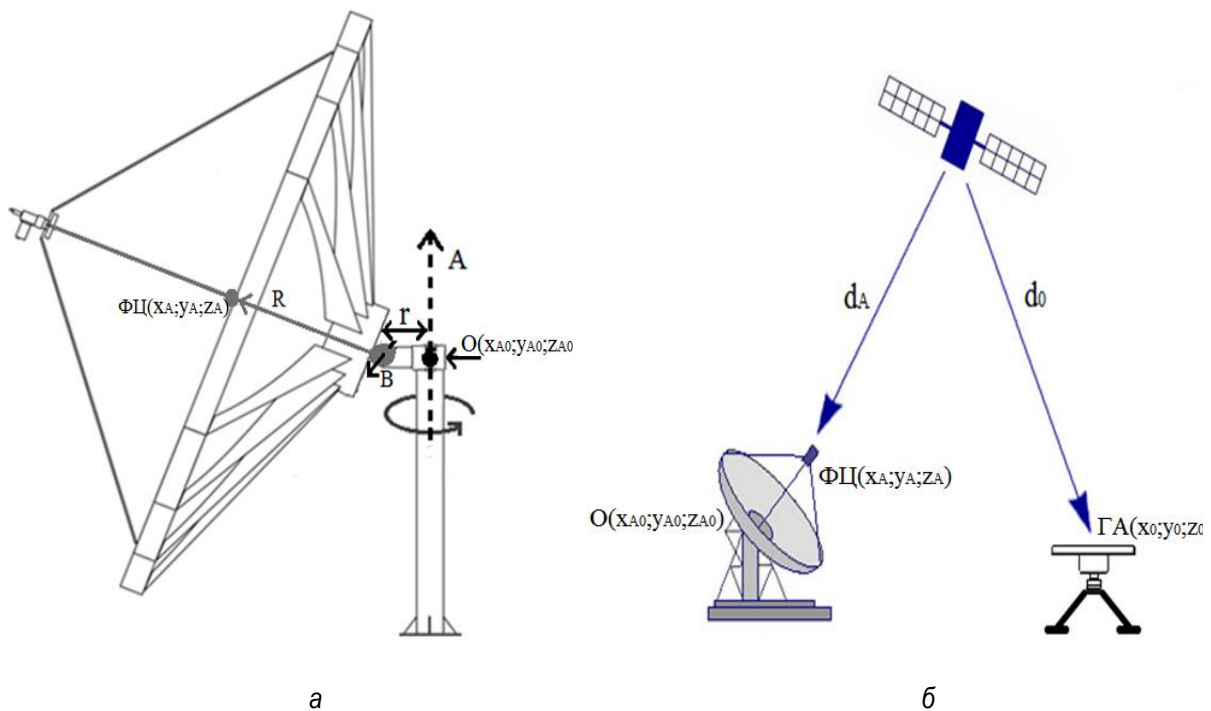


Рис. 1. Зеркальная антенна: а – конструкция зеркальной антенны; б – схема проведения измерений

Пусть  $\Gamma_A = |x_0, y_0, z_0|^T$  – координаты фазового центра геодезической антенны,  $\Phi_C = |x_A, y_A, z_A|^T$  – координаты фазового центра зеркальной антенны.

За исходные координаты фазового центра зеркальной антенны  $\Phi_C = |x_A, y_A, z_A|^T$  приняты грубые координаты точки  $|x_{A0}, y_{A0}, z_{A0}|^T$ , в которой установлена антенная система.

Необходимо рассчитать для каждой эпохи измерений геометрические дальности от геодезической антенны и фазового центра зеркальной антенны до НКА по формулам:

$$d_0[i] = \sqrt{(x_{\text{НКА}0}[i] - x_0)^2 + (y_{\text{НКА}0}[i] - y_0)^2 + (z_{\text{НКА}0}[i] - z_0)^2},$$

$$d_A[i] = \sqrt{(x_{\text{НКА}0}[i] - x_A)^2 + (y_{\text{НКА}0}[i] - y_A)^2 + (z_{\text{НКА}0}[i] - z_A)^2},$$

где  $x_{\text{НКА}0}[i]$ ,  $y_{\text{НКА}0}[i]$ ,  $z_{\text{НКА}0}[i]$  – координаты НКА в геоцентрической системе координат в  $i$ -ый момент времени.

Составляем систему уравнений, где количество уравнений равно количеству эпох измерений. Решить полученную переопределенную систему уравнений возможно методом наименьших квадратов.

Вектор значений ошибки  $\hat{e} = |\hat{e}_1, \hat{e}_2, \hat{e}_3|^T$  определяется следующим выражением:

$$\hat{e} = (A^T \cdot A)^{-1} \cdot A^T \cdot b,$$

где  $A$  – матрица производных

$$A = \begin{bmatrix} \frac{p_{0,0}}{\Delta x_a} & \frac{p_{0,0}}{\Delta y_a} & \frac{p_{0,0}}{\Delta z_a} & \frac{p_{0,0}}{\Delta R} \\ \frac{p_{0,1}}{\Delta x_a} & \frac{p_{0,1}}{\Delta y_a} & \frac{p_{0,1}}{\Delta z_a} & \frac{p_{0,1}}{\Delta R} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{p_{0,n}}{\Delta x_a} & \frac{p_{0,n}}{\Delta y_a} & \frac{p_{0,n}}{\Delta z_a} & \frac{p_{0,n}}{\Delta R} \end{bmatrix};$$

$b = p_1 - p_0$ ;  $p_0 = (d_A - d_0)^2$ ;  $p_1 = (d_{\text{изм.А}} - d_{\text{изм.0}})^2$ ;  $d_A, d_0$  – расчетная измерительная информация по навигационным сигналам, принимаемым, соответственно, зеркальной и геодезической антенной;  $d_{\text{изм.А}}, d_{\text{изм.0}}$  – измерительная информация по навигационным сигналам, принимаемым соответственно зеркальной и геодезической антенной.

Для достижения необходимой точности достаточно трех-пяти итераций [2].

### Результаты вычислительного эксперимента

Для моделирования была создана программно-математическая модель, реализованная в среде программирования MATLAB. Моделирование метода определения положения фазового центра

зеркальной антенны относительно фазового центра геодезической антенны проводилось при следующих условиях:

1. Расстояние между точками, в которых установлены геодезическая антенна и зеркальная антенна равно 50 м.

2. Погрешность определения координат фазового центра геодезической антенны пренебрежимо мала.

3. Измерительная информация по навигационным сигналам, принимаемым зеркальной и геодезической антеннами, представляет собой массив 30-секундных измерений на 5-часовом интервале наблюдения.

В табл. 1 представлены значения среднего квадратичного отклонения (СКО) ошибки определения координат фазового центра и опорной точки зеркальной антенны при различных значениях СКО аддитивного белого гауссова шума измерительной информации по навигационным сигналам, принимаемым зеркальной и геодезической антенной.

Таблица 1

**СКО ошибки определения координат фазового центра зеркальной антенны**

Параметр	СКО ошибки определения координат фазового центра зеркальной антенны, м		
	СКО шума 1 м	СКО шума 15 см	Без добавления шума
$x_{A0}$	< 1 мм	< 1 мм	< 1 мм
$y_{A0}$	< 1 мм	< 1 мм	< 1 мм
$z_{A0}$	< 1 мм	< 1 мм	< 1 мм
$x_A$	0,37	0,04	< 1 мм
$y_A$	0,17	0,02	< 1 мм
$z_A$	0,20	0,02	< 1 мм
$R$	1,06	0,12	< 1 мм

Приведенные результаты моделирования (табл. 1) показывают возможность реализации данной методики для определения положения фазового центра зеркальной антенны с приемлемыми точностными характеристиками.

В дальнейшем требуется проведение исследований в части определения функциональных зависимостей погрешностей от различных факторов.

### Список литературы

1. Rodrigo Figueiredo Leandro. Precise Point Positioning with GPS. A new approach for positioning, atmospheric studies, and signal analysis // Geodesy and Geomatics Engineering. Technical report. – April 2009. – № 267.
2. Kai Borre. A Software-Defined GPS and Galileo Receiver. A Single-Frequency Approach / Kai Borre, Dennis M. Akos, Nicolaj Bertelsen, Peter Rinder, Soren Holdt Jensen // Birkhäuser Boston, 2007.



## РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ ВЫСОКОТОЧНОЙ РЕЗЕРВИРУЕМОЙ СИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ ПО СИГНАЛАМ ГНСС

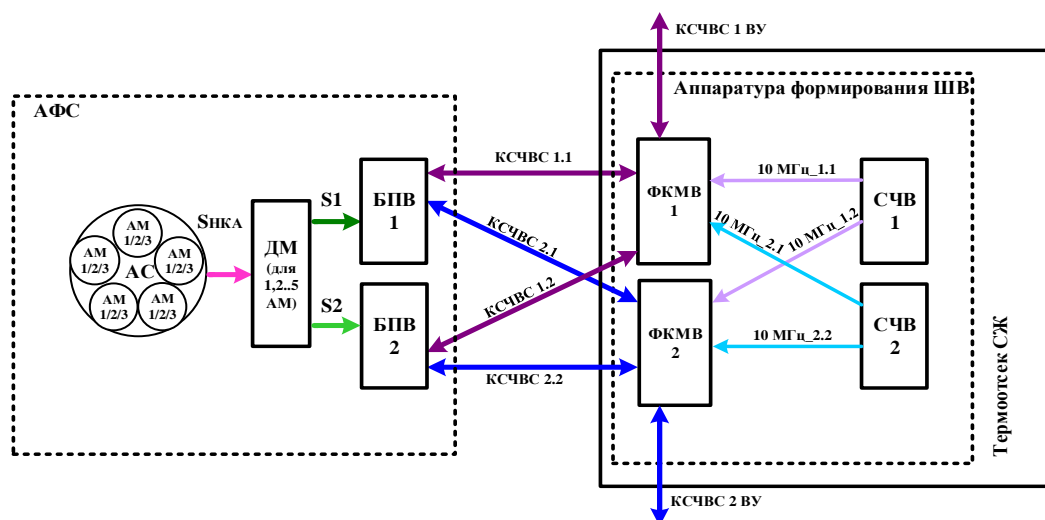
**К.А. Куличков, А.В. Гребенников, А.С. Кондратьев,  
П.В. Шаршавин, А.А. Попов**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
6660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: kirill.kulichkov.92@mail.ru

Представлена структурная схема построения системы частотно-временной синхронизации, работающей по сигналам ГНСС. Рассмотрена реализация синхронизации с использованием комбинированного сигнала частотно-временной синхронизации. Описаны основные преимущества КСЧВС и представлены результаты испытаний системы.

На современном этапе развития высокоточная частотно-временная синхронизация является одним из востребованных приложений глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). В некоторых применениях наряду с высокой точностью требуется, обеспечить безотказность работы системы частотно-временной синхронизации, в том числе в условиях воздействия преднамеренных помех, а также с учетом возможных отказов отдельных элементов системы. Решение подобных задач может быть обеспечено резервированием оборудования системы частотно-временной синхронизации (СЧВС), применением высокостабильных квантовых генераторов, а также использованием в составе приемной аппаратуры ГНСС многоэлементных антенных решеток, обеспечивающих работу в условиях помех. Структурная схема СЧВС и использование такого подхода приведена на рис. 1.

Аппаратура формирования шкалы времени (АФШВ), состоящая из СЧВ и ФКМВ, установлена в термоотсеке, где поддерживается постоянная температура с погрешностью  $\pm 1$  °С там же находится и антенная система (АС), а также БПВ в специальном контейнере, который должен обеспечивать отсутствие перемещений несущей конструкции. Контейнер АС размещен на удалении от контейнера системы жизнеобеспечения с целью уменьшения влияния отражений сигналов навигационных космических аппаратов от подстилающей поверхности и местных предметов на результат измерений [1].



АМ - антенный модуль, АС – антенная система, ДМ – делитель мощности, БПВ – блок приемо-вычислительный, КСЧВС – комбинированный сигнал частотно-временной синхронизации, ФКМВ – формирователь КСЧВС, СЧВ – стандарт частоты и времени, АФС – антенно-фидерная система, ШВ – шкала времени, ВУ – внешнее устройство

Рис. 1. Структурная схема СЧВС

Синхронизация всех основных блоков СЧВС осуществляется с помощью комбинированного сигнала частотно-временной синхронизации (КСЧВС) [2]. К отличительным особенностям использования КСЧВС относятся:

- высокоточная синхронизация по фазе несущей сигнала;
- единая линия передачи всех компонентов сигнала и цифровой информации;
- применение пассивных делителей мощности для подключения множества потребителей;
- возможность передачи дополнительной служебной информации;
- возможность калибровки задержек линий передачи в процессе работы системы синхронизации без влияния на функционирование.

При данном построении системы есть возможность воспользоваться методами оценки систематической и случайной погрешности измерительных приборов на нулевой базе.

Разность одномоментных кодовых псевдодалностей полученных с двух БПВ дает возможность оценить случайную погрешность измерения кодовой псевдодалности, абсолютное значение погрешности синхронизации и разность некомпенсированной систематической погрешности. На рис. 2 представлен результат полученной разности кодовых псевдодалностей для ГЛОНАСС № 7.

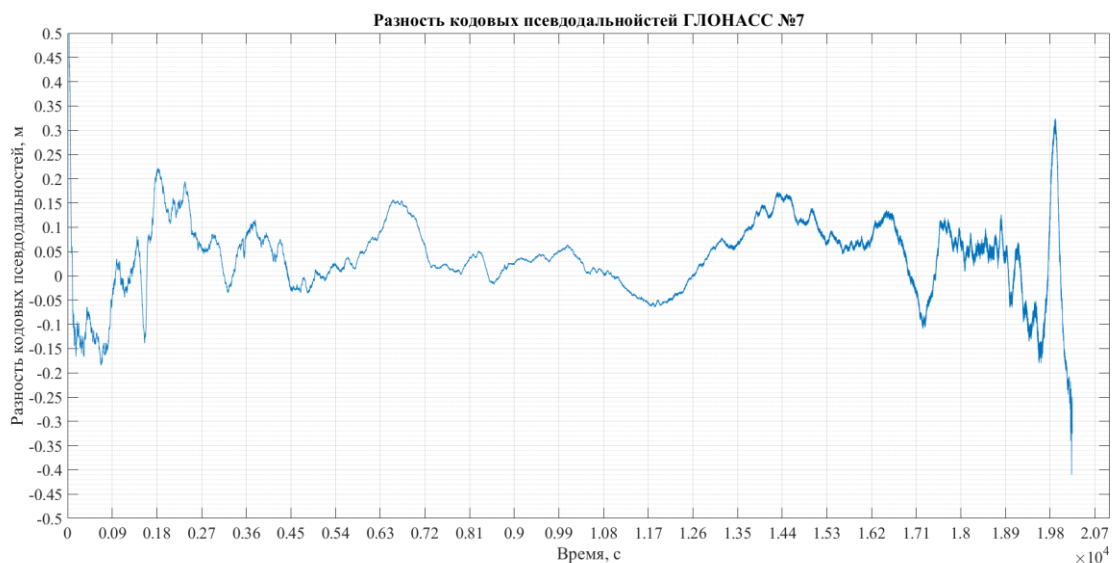


Рис. 2. Разность кодовых псевдодальностей для ГЛОНАСС № 7

По результату видно, что среднеквадратичное отклонение погрешности определения кодовой псевдодальности составляет 0,0815 м, а сумма некомпенсированной систематической задержки и абсолютного значения погрешности синхронизации равно 127 пс.

Разность одномоментных псевдодальностей, измеренных по фазе несущей навигационного сигнала, дает возможность оценить изменение погрешности синхронизации двух БПВ. На рис. 3 представлен результат полученной разности фазовых псевдодальностей для ГЛОНАСС № 7.

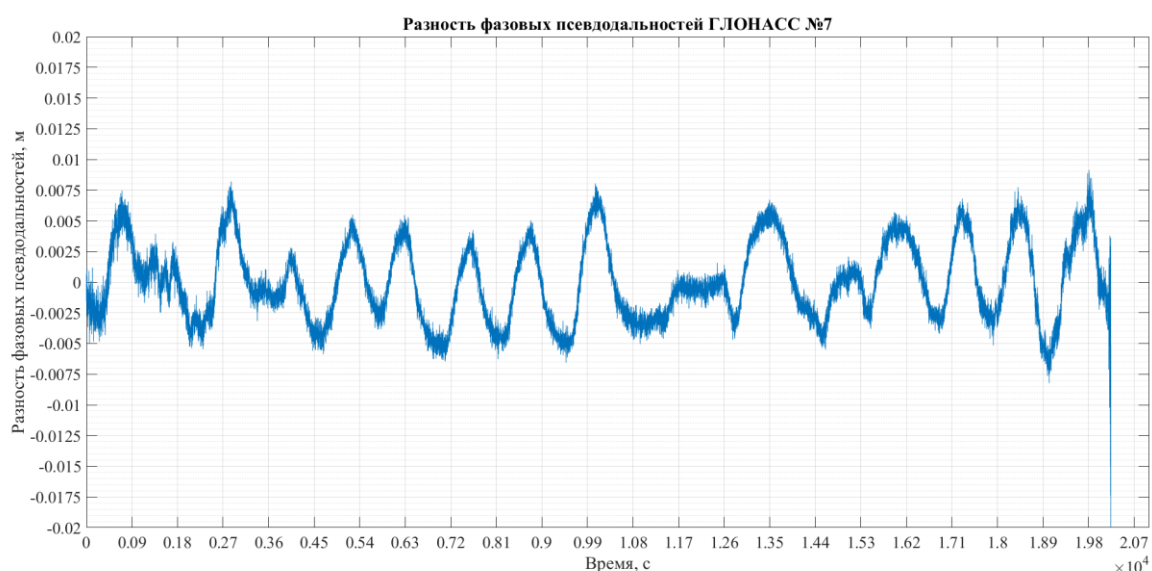


Рис. 3. Разность фазовых псевдодальностей для ГЛОНАСС № 7

По полученному графику видно, что среднеквадратичное отклонение изменения погрешности синхронизации составляет 12 пс.

Для оценки среднеквадратичного отклонения фазовой псевдодальности необходимо произвести вторые разности фазовой псевдодальности, т. е. вычесть одномоментно из полученного результата, представленного на рис. 3, разность фазовых псевдодальностей по другому спутнику. Такая разность позволяет вычесть погрешность синхронизации и оставить только удвоенную случайную погрешность измерения фазовой псевдодальности. На рис. 4 представлен результат вычисления вторых разностей фазовой псевдодальностей по ГЛОНАСС № 7 и № 9.

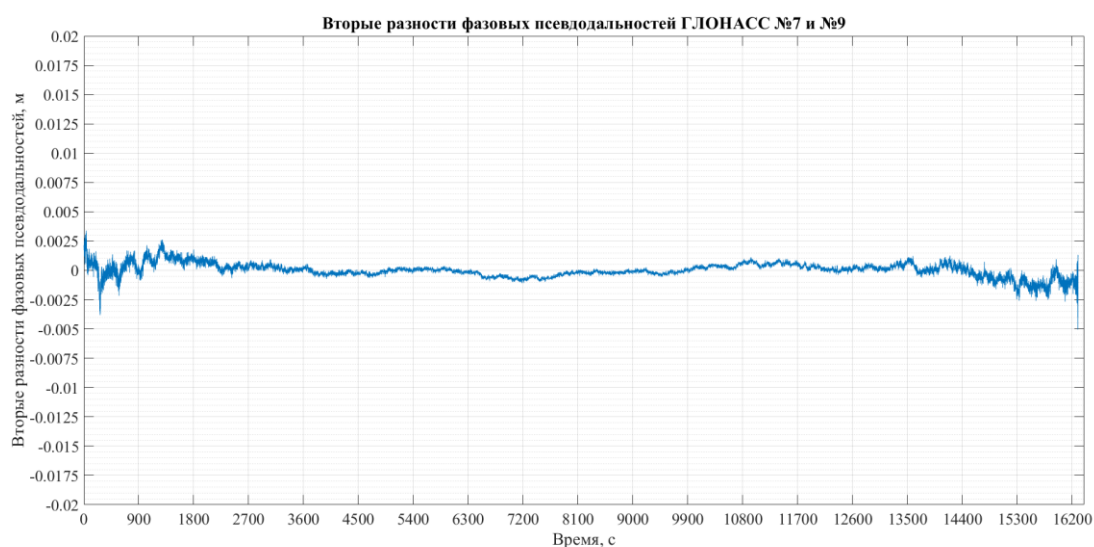


Рис. 4. Вторые разности фазовых псевдодальностей ГЛОНАСС № 7 и № 9

Среднеквадратичное отклонение полученного результата составляет 0,0006 м (2 пикосекунды). Данный график показывает, что квазигармоническое отклонение, полученное на рис. 3, относится к погрешности синхронизации, так как остальные погрешности на нулевой базе вычитаются.

Таким образом, по полученным данным видно, что точность измерений навигационных параметров, резервируемой СЧВС, соответствует современным требованиям. Применение комбинированного сигнала частотно-временной синхронизации позволяет синхронизировать резервируемые блоки аппаратуры с погрешностью не более 200 пс.

## Список литературы

1. Гребенников, А. В. Построение высокоточной резервируемой системы синхронизации по сигналам ГНСС / А. В. Гребенников, А. С. Кондратьев, П. В. Шаршавин, К. А. Куличков, Н. С. Куличкова, К. Н. Чепа // Материалы IX Международного симпозиума «Метрология времени и пространства». – Менделеево: ФГУП «ВНИИФТРИ», 2018. – С. 183–189.

2. Кондратьев, А. С. Перспективные сигналы высокоточной синхронизации / А. С. Кондратьев, А. С. Быков, А. В. Гребенников, Ю. Г. Хазагаров, С. В. Сизасов, А. П. Кудревич, А. В. Ячин // Тезисы докладов VII Международного симпозиума «Метрология времени и пространства», 17–19 сентября 2014 г., г. Суздаль Владимирской области. – Менделеево: ФГУП «ВНИИФТРИ», – 2014. – С. 210–213.

# ЦИФРОВОЙ ПЕРЕДАТЧИК БЛИЖНЕПОЛЬНОЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

**С.Д. Креков<sup>1,2</sup>, Б.А. Беляев<sup>1,2</sup>**

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: krkov00@bk.ru

<sup>2</sup>Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН  
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 50, стр. 38

Ближнепольные магнитные системы связи (БПМСС) – системы связи, в которых передача сигнала осуществляется посредством модуляции магнитного поля, генерируемого передающей антенной. Проведен анализ БПМСС, рассмотрены области их применения, основные преимущества и недостатки, методы построения передатчиков. Представлены результаты практической реализации нового цифрового передатчика БПМСС [1] с индукционной антенной с отводами.

В настоящее время большинство систем беспроводной связи реализуются путем излучения электромагнитных (ЭМ) колебаний в окружающее пространство в широком диапазоне частот. Однако существуют специальные задачи, где применение ЭМ излучения невозможно ввиду различных ограничивающих факторов. К таким задачам относится необходимость реализации беспроводной связи в проводящей среде, например, осуществление передачи сигнала через почвенные слои или проводящую жидкость, такую как морская вода [2]. Применение здесь электромагнитного излучения оказывается неэффективным по нескольким причинам:

- значительное затухание сигнала в среде распространения, вызванное его отражениями и поглощениями;
- изменчивость параметров канала связи в пространственных координатах и с течением времени, что при распространении сигнала в подземной среде обуславливается неоднородностью состава почвы, изменением ее температуры и количества содержащейся в ней жидкости;
- большие габаритные размеры антенн для низкочастотных диапазонов.

В меньшей степени данные факторы влияют на эффективность передачи сигнала посредством магнитного поля, так как величина его затухания в проводящих средах практически неотличима от значения для свободного пространства [3], а прием сигнала может осуществляться с помощью малогабаритных магнитометрических преобразователей. Системы, где передача сигнала осуществляется с помощью магнитного поля, называют ближнепольными магнитными системами связи.

Несмотря на слабое затухание в проводящих жидкостях и грунте, общее затухание магнитного поля остается выше, чем затухание электромагнитной волны в свободном пространстве, что значительно ограничивает максимальную дальность связи.

Применение БПМСС может быть полезно в различных областях деятельности человека [3, 4]:

- промышленность: организация беспроводной связи для объектов, расположенных глубоко под землей или водой; отслеживание добычи полезных ископаемых; контроль состояния шахт, трубопроводов, резервуаров и прочих подземных и подводных инфраструктур;

- сельское хозяйство: контроль качества воды и почвы, уровня загрязняющих в них веществ и удобрений;

- экология: прогнозирование различных стихийных бедствий (землетрясений, оползней, извержения вулканов, обнаружение движения ледников);

- медицина и спорт: обеспечение связи с имплантируемым оборудованием и датчиками, размещаемыми на живых организмах; контроль состояния спортивных площадок с газоном.

С помощью ближнепольных магнитных систем связи может быть решена и часть специализированных военных и навигационных задач.

Данные системы являются альтернативой применяемым сегодня акустическим и оптическим системам связи. В сравнении с акустическими системами БПМСС имеют меньшие задержки распространения и в меньшей степени зависят от механических особенностей среды. Для БПМСС не актуально требование прямой видимости между приемником и передатчиком, характерное для оптических систем. Магнитная система связи работоспособна как в толще воды и над ее поверхностью, так и в подземной среде, что может быть использовано при работе системы в мелководном водоеме [4]. Помимо этого, в БПМСС может быть реализовано беспроводное питание приемника от передающей части.

Для магнитного поля характерна большая величина общего затухания. Оценка индукции магнитного поля антенны БПМСС, без учета влияния окружающей среды может быть получена, согласно закону Био-Савара-Лапласа:

$$B_r = \frac{\mu_0 M \cos(\alpha)}{2\pi r^2}, \quad (1)$$

$$B_r = \frac{\mu_0 M \sin(\alpha)}{2\pi r^3}, \quad (2)$$

где  $B_r$  и  $B_\tau$  – радиальная и тангенциальная составляющие магнитной индукции поля, Тл;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  – магнитная постоянная, Гн/м;  $M$  – магнитный момент, А·м<sup>2</sup>;  $\alpha$  – угол, рад;  $r$  – расстояние, м.

Из приведенных формул (1) и (2) для радиальной и тангенциальной составляющих магнитного поля, генерируемого индукционной антенной в свободном пространстве, следует, что амплитуда сигнала БПМСС находится в обратной зависимости от третьей степени расстояния. Мощность с расстоянием убывает пропорционально его шестой степени. Именно эта особенность является основным недостатком магнитных систем связи. Стоит отметить, что данный недостаток БПМСС может эффективно использоваться при организации скрытой связи, так как на определенном расстоянии от передатчика амплитуда сигнала становится ниже уровня геомагнитного шума.

Существует два метода построения передатчиков БПМСС: резонансный и нерезонансный [5] (рис. 1), где  $R_n$  – сопротивление активных потерь в контуре; УМ – усилитель мощности. В основе резонансного метода лежит явление резонанса последовательного колебательного LC-контура. Главной отличительной особенностью резонансного метода является узкая полоса пропускания, обратно пропорциональная добротности колебательного контура. В нерезонансном методе емкость из выходной цепи передатчика исключается. Полоса пропускания такой системы значительно шире и определяется индуктивностью антенны и активными потерями в контуре, в который она включается.

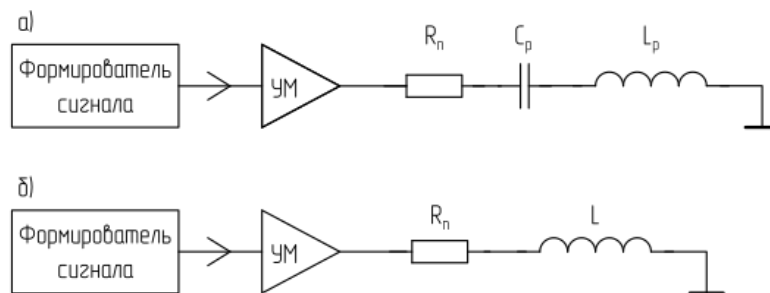


Рис. 1. Структурные схемы: а – резонансного и б – нерезонансного передатчиков БПМСС

Реактивное сопротивление индуктивности при повышении рабочей частоты возрастает, что при постоянстве входного напряжения соответствует снижению тока, текущего через антенну и формируемого ей магнитного момента. Поэтому рабочая частота БПМСС должна быть как можно ниже. Это накладывает ограничения на увеличение скорости передачи данных с помощью повышения несущей частоты. Скорость передачи может быть увеличена путем применения более сложных видов манипуляции с большим числом позиций на сигнальном созвездии



за счет расширения спектра передаваемого сигнала. Для этой цели нерезонансный метод построения передатчика является более подходящим из-за его широкой полосы пропускания. В соответствии с этим условием предложена и запатентована новая схема нерезонансного цифрового передатчика с амплитудно-фазовой манипуляцией, где антенна представлена катушкой индуктивности с отводами [1]. Следующая часть статьи посвящена практической реализации данного устройства.

В соответствии со схемой, описанной в патенте [1], проведена разработка цифрового передатчика БПМСС с 32-позиционным сигнальным созвездием (32-APSK). В качестве несущей выбрана частота 10 кГц, при этом обеспечена скорость передачи информации 10 кбит/с. Модулятор реализован на микроконтроллере (МК) STM32F429ZIT, размещенном на макетной плате NUCLEO-144. Разработана схема управления дискретными уровнями амплитуды с выводами сигналов для управления полевыми транзисторами (ПТ) усилителя мощности. Собранный модулятор представлен на рис. 2.

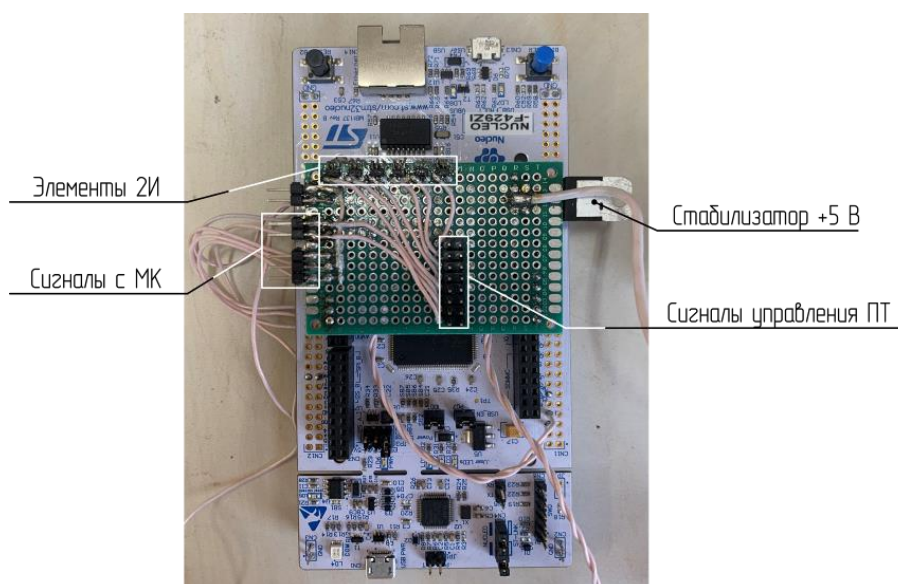


Рис. 2. Модулятор со схемой управления дискретными уровнями амплитуды

Основными элементами усилителя мощности являются транзисторные модули (ТМ), для которых была разработана печатная плата. ТМ выполняют следующие задачи:

- преобразование управляющего напряжения с модулятора (3,3 В) в увеличенное двухполярное (+/- 15 В);
- обеспечение гальванической развязки, управление напряжением на затворе транзистора относительно его истока.

Для рассеивания тепла, выделяемого полевыми транзисторами при работе устройства, ТМ установлены на алюминиевом радиаторе. На рис. 3 представлены собранный усилитель мощности и один из транзисторных модулей.

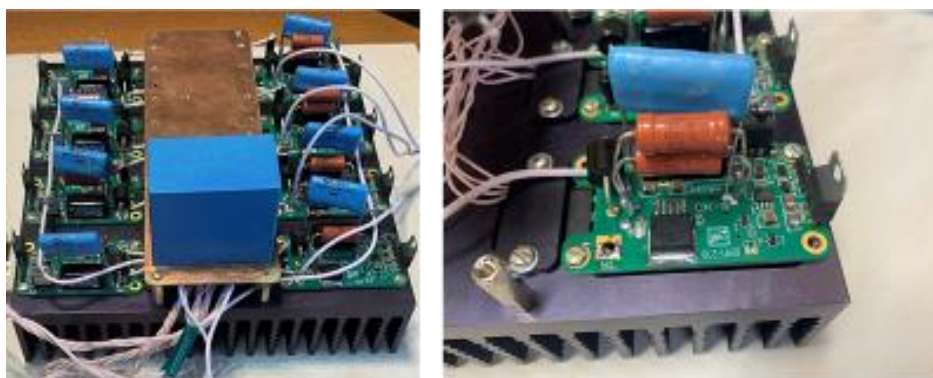


Рис. 3. Собранный усилитель мощности (фото слева) и размещенный на радиаторе транзисторный модуль (фото справа)

Намотана квадратная индукционная антенна со стороной 50 см и отводами через каждые 5 витков. Ее характеристики, измеренные на частоте 10 кГц, приведены в табл. 1. На рис. 4 представлена фотография полученной индукционной антенны.

Таблица 1

Параметры намотанной индукционной антенны с отводами (10 кГц)

Номер отвода	Число витков, $N$	Индуктивность $L$ , мкГн	Сопротивление потерь $R_p$ , мОм	Импеданс $Z$ , Ом
1	5	46,2	140	2,9
2	10	173,8	331	10,9
3	15	377,6	540	23,7

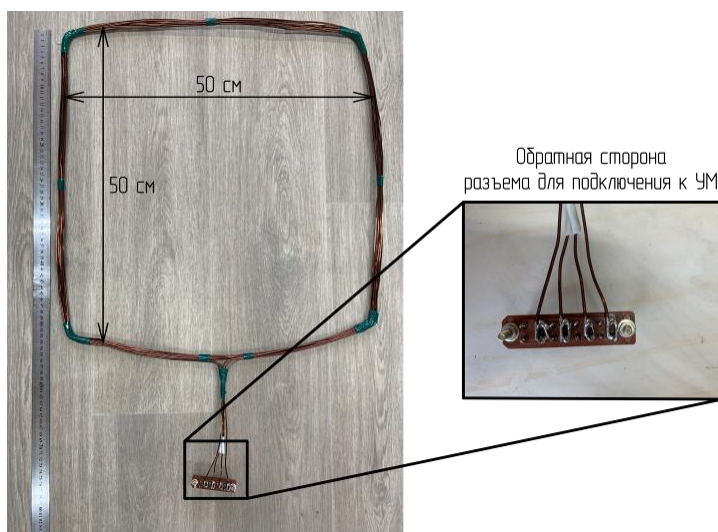


Рис. 4. Намотанная индукционная антенна с отводами

Осуществлен запуск собранного прототипа передатчика БПМСС. Для проверки устройства реализована циклическая передача следующей последовательности символов: 0, 3, 1, 9, 12, 10, 18, 22, 17, 18, 1. В результате эксперимента получена осциллограмма тока, текущего через индукционную антенну (рис. 5).

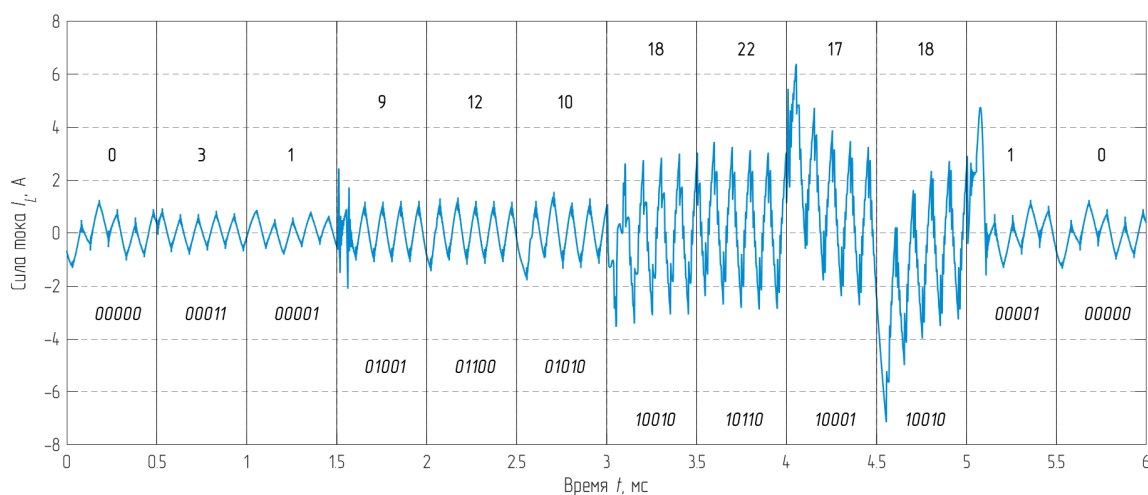


Рис. 5. Осциллограмма передаваемого сигнала

Сигнал имеет треугольную форму: передаваемый сигнал является результатом интегрирования управляющего, на приемной стороне во входной цепи сигнал должен быть продифференцирован. Допустимая для голосовой связи вероятность ошибок  $10^{-3}$  для 32-APSK обеспечивается при отношении сигнал-шум 15 дБ. С таким условием при имеющемся приемнике с собственным шумом в рабочей полосе частот 10 кГц равным 6 нТл максимальная дальность связи со скоростью 10 кбит/с при питании от лабораторного источника составила 25 м.

### Список литературы

1. Пат. 2709790 Российская Федерация. Цифровой передатчик ближнепольной магнитной системы связи с амплитудно-фазовой манипуляцией / Н. М. Боев, С. Д. Креков, А. В. Изотов, А. А. Сушков, А. А. Горчаковский, И. В. Говорун, К. В. Лемберг, И. В. Подшивалов, Е. О. Грушевский. БИ № 35; опубликован 20.12.2019.
2. Hott, M. Underwater communication employing high-sensitive magnetic field detectors / M. Hott, P. A. Hoehner // Communications in Harsh Environments // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – PP. 177385–177394.
3. Sharma, A. K. Magnetic induction-based non-conventional media communications: A Review / A. K. Sharma, S. Yadav, S. N. Dandu, V. Kumar, J. Sengupta, S. B. Dhok and S. Kumar // IEEE Sensors Journal. – 2017. – Vol. 17. – № 4. – PP. 926–940.

4. Singh, P. Magnetic induction technology-based wireless sensor network for underground infrastructure, monitoring soil conditions, and environmental observation applications: challenges and future aspects / P. Singh, R. P. Singh, Y. Singh, J. S. Chohan, S. Sharma, M. Sadeghzadeh, A. Isaakhov // *Journal of Sensors* – 2022. – Vol. 2022. – P. 18.

5. Бабицкий, А. Н. Ближнепольные системы передачи цифровой информации / А. Н. Бабицкий, Т. Е. Батулин, Б. А. Беляев, Н. М. Боев, Р. Г. Галеев, А. В. Изотов, А. А. Сушков // *Сборник трудов конференции «Перспективные системы и задачи управления»*. – 2017. – С. 476–488.

6. Vichabian, A. Electromagnetic cave-to-surface mapping system / A. Vichabian, A Vandiver, P. M. Reppert, D. Coles // *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.* – 2004. – № 42 (4). – PP. 754–763.

7. ГОСТ Р 51317.4.16-2000. Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к кондуктивным помехам в полосе частот от 0 до 150 кГц. Требования и методы испытаний. – М.: ИПК Издательство стандартов, 2001. – С. 16.

8. Babitskii, A.N. Low noise wideband thin-film magnetometer / A. N. Babitskii, B. A. Belyaev, N. M. Boev, A. V. Izotov // *IEEE Sensors 2017, conference proceedings.* – 2017. – PP. 316–318.

# ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЛОГАРИФМИЧЕСКОГО ДЕТЕКТОРА

**Д.Е. Черныш**

Новосибирский государственный технический университет,  
630073, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20  
E-mail: denischernish99@gmail.com

Приведены принцип работы логарифмического детектора (ЛД). Разработана электрическая принципиальная схема измерительного стенда. На основе электрической схемы спроектирована печатная плата и изготовлен опытный образец. В ходе эксперимента получены и проанализированы экспериментальные графики зависимости выходного напряжения ЛД от параметров входного сигнала.

Современные радиотехнические системы и комплексы включают в себя различные системы измерения мощности принимаемых и излучаемых сигналов [1]. Логарифмические детекторы массово применяются в измерительных приборах, а также в приемной радиоаппаратуре в качестве детекторов колебаний [2]. Основными достоинствами ЛД являются компактные размеры, как правило, не более 25 мм<sup>2</sup>, а также широкий динамический диапазон входного сигнала [3, 4, 8]. Применение ЛД в приемной аппаратуре позволяет существенно снизить ряд требований, предъявляемых к АЦП.

Преобразование случайного процесса (СП), представленного в виде смеси высокочастотного импульсного сигнала с шумом и поданного на вход ЛД, подробно описано в [5]. Однако возможность зафиксировать изменение закона распределения СП при практическом использовании остается нерассмотренной.

Экспериментальное исследование выходного сигнала позволит оценить степень его корреляции с математической моделью и позволит говорить о ее состоятельности. Кроме того, проведение эксперимента позволит сформировать требования к входному сигналу и к используемому оборудованию при работе с ЛД.

Целью работы является экспериментальное изучение параметров выходного сигнала ЛД при различных уровнях входного сигнала и уровнях шума.

Принцип работы ЛД заключается в изменении уровня выходного напряжения в десятичный логарифм по отношению к изменению уровня входного сигнала [6]. При выборе ЛД для реализации конкретной задачи во внимание берутся такие параметры, как крутизна проходной

характеристики, частотный и динамический диапазон, а также напряжение перехвата.

Зависимость выходного напряжения от уровня входного сигнала определяется выражением (1):

$$U_{\text{ВЫХ}} = S \cdot \lg\left(\frac{U_{\text{ВХ}}}{U_x}\right), \quad (1)$$

где  $U_{\text{ВЫХ}}$  – выходное напряжение ЛД;  $U_{\text{ВХ}}$  – напряжение входного сигнала,  $S$  – крутизна; характеристика, выражается в В/дБ;  $U_x$  – напряжение перехвата, при котором  $U_{\text{ВЫХ}} = 0$ .

Поскольку входной сигнал ЛД может иметь широкий динамический диапазон, возникают определенные трудности в борьбе с нелинейными искажениями. Идеальной линейной характеристики ЛД очень сложно добиться во всем диапазоне. По этой причине применяется кусочно-линейная аппроксимация. Такой вид аппроксимации возможно реализовать путем внедрения многокаскадной структуры, в основе которой лежат несколько соединенных вместе усилителей. Каждый усилитель имеет постоянный коэффициент усиления, крутизна характеристики которого не меняется [7].

Принцип преобразования высокочастотного сигнала условно показан на рис. 1, а, проходная характеристика ЛД AD8317 на рис. 1, б.

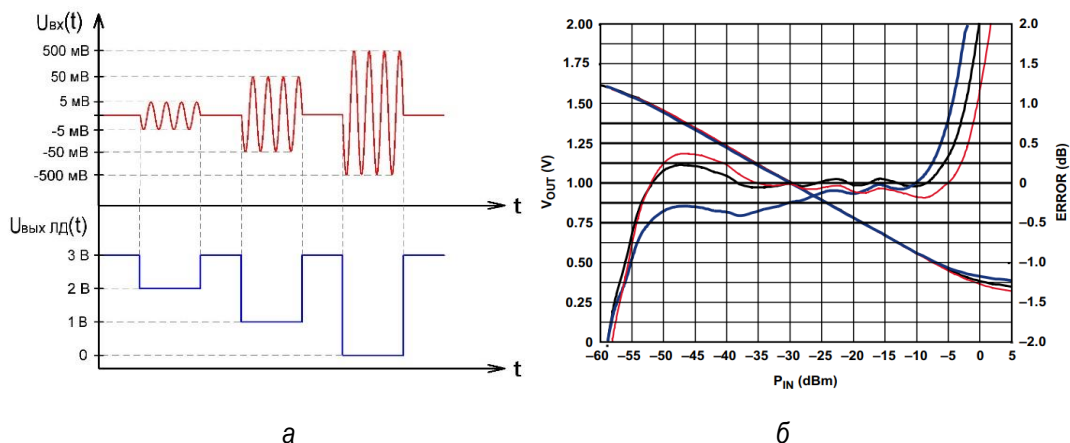


Рис. 1. а – принцип преобразования входного сигнала ЛД; б – и проходная характеристика ЛД AD8317

В качестве испытуемой микросхемы был выбран логарифмический детектор фирмы Analog Devices AD8317. Типовая схема включения приводится в технической документации на данный ЛД и изображена на рис. 2, а.

Помимо компонентов, представленных на типовой схеме (рис. 2, а), в электрическую основную платы измерительного стенда были добавлены два 50-омных SMA-разъема, разъем питания, преобразователь напряжения с 5 на 3,3 В с фильтрующим конденсатором. Дополнительных емкостей и сопротивлений не использовалось, поскольку их наличие в типовой схеме включения вызвано применением их в качестве НЧ-фильтра [8]. Итоговая схема электрическая принципиальная основной платы измерительного стенда представлены на рис. 2, б.

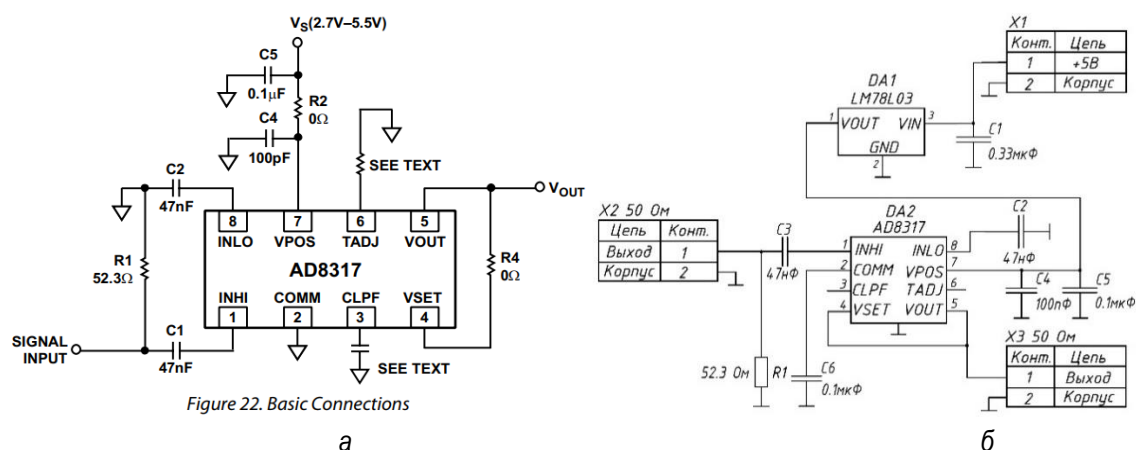


Рис. 2. Типовая схема включения ЛД AD 8317: а – схема электрическая; б – принципиальная измерительного стенда

Согласно приведенной выше (рис. 2, б) схеме была спроектирована печатная плата, 3D-вид которой представлен на рис. 3. Габариты получившейся платы без учета разъемов составляют 35 мм в ширину и 23 мм в высоту. Плата двухсторонняя, материал подложки FR4. Все проводники расположены на лицевой стороне печатной платы, обратная сторона представляет сплошную металлизацию. Поскольку максимальная частота обрабатываемого данным логарифмическим детектором сигнала достигает 10 ГГц, было использовано большое количество переходных отверстий между слоями и 50-омная схемотехника подводящих линий передачи [9, 10].

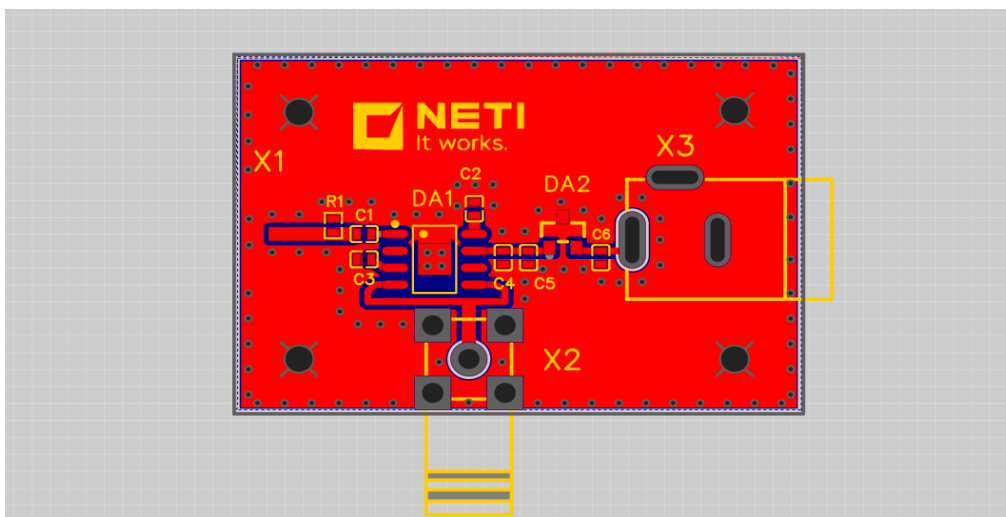


Рис. 3. Внешний вид печатной платы

Методом фотолитографии был изготовлен прототип основной платы измерительного стенда, представленный на рис. 4. В конструкцию стенда были внесены некоторые изменения в сторону упрощения конструкции вследствие невозможности их внедрения в рамках прототипирования. В частности, на печатной плате отсутствуют переходные отверстия, паяльная маска и шелкография.

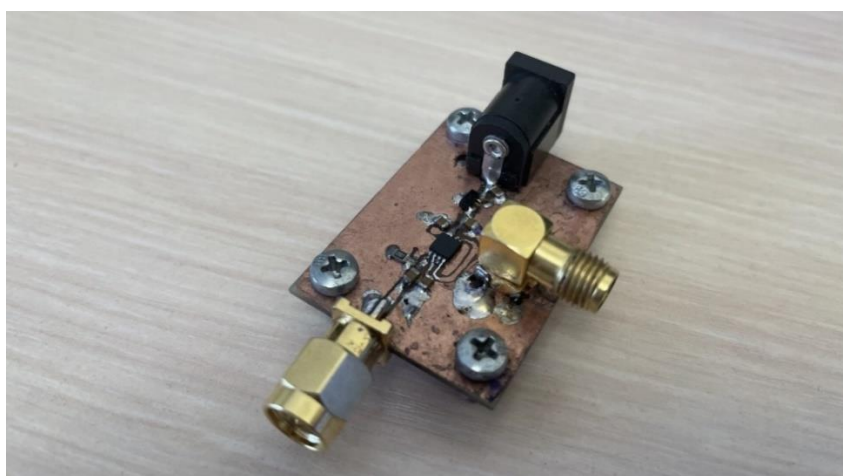


Рис. 4. Изготовленный прототип

Экспериментальное исследование заключается в изучении параметров выходного сигнала ЛД при изменении параметров входного. Для корректного проведения эксперимента были сформированы требования к измерительному стенду.

Измерительный стенд должен содержать формирователь сигнала, подаваемого на вход ЛД, источник питания и измерительное устройство. Формирователь сигнала может быть представлен генератором сигналов и генератором шума. Входы обоих генераторов необходимо подключить к



смесителю, выход которого соединяется с входом основной платы измерительного стенда. Выход основной платы стенда подключается к измерительному устройству, в качестве которого может быть использован осциллограф. Все компоненты, кроме источника питания, должны быть соединены 50-омным коаксиальным кабелем. Структурная схема измерительного стенда представлена на рис. 5.

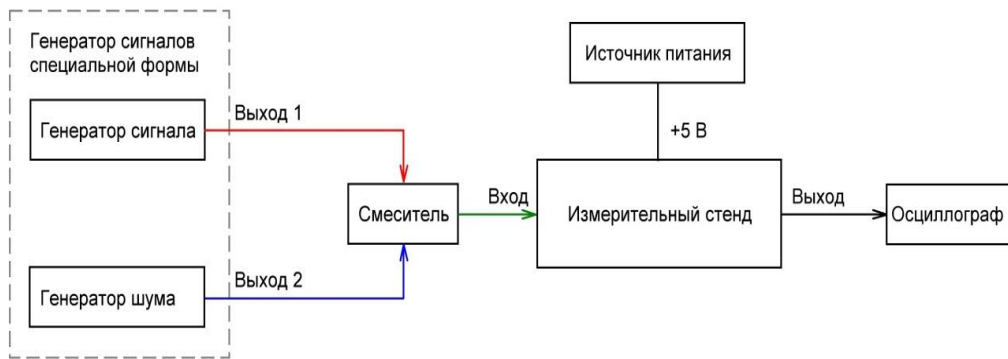


Рис. 5. Структурная схема измерительного стенда

Импульсный высокочастотный сигнал был получен от генератора сигналов специальной формы ГСС-93/2. Со второго входа этого же генератора подавался шум, имеющий равномерный закон распределения СПМ. Оба сигнала суммировались в 50-омном смесителе, ослабляющий суммарный сигнал на 6 дБ. К разъему питания был подключен импульсный источник питания с выходным напряжением 5 В. Выход основной платы измерительного стенда был подключен к осциллографу АКИП-4119/4.

На рис. 6 показана практическая реализация структурной схемы измерительного стенда.

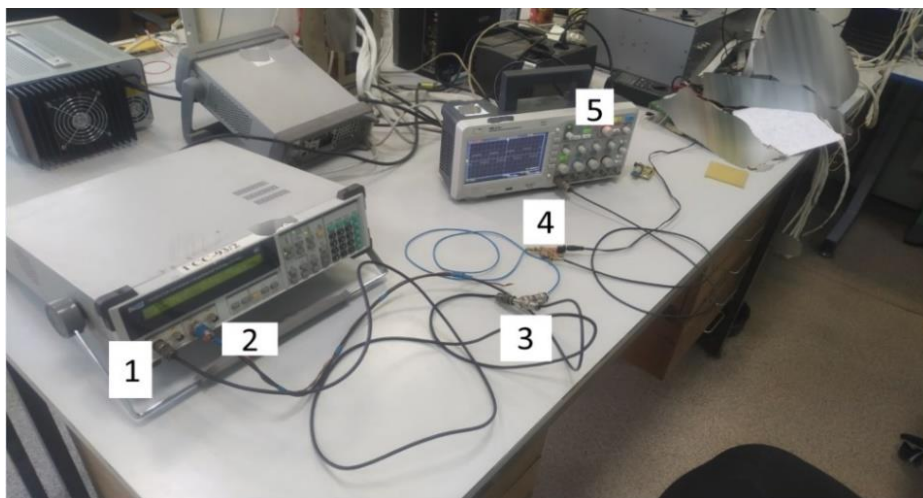


Рис. 6. Проведение эксперимента: 1 – выход полезного сигнала; 2 – выход шумового сигнала; 3 – смеситель; 4 – измерительный стенд, 5 – осциллограф

На вход изготовленного прототипа подавался высокочастотный сигнал, модулированный периодическим сигналом прямоугольной формы со скважностью 50 %. Частота высокочастотного сигнала 900 МГц, частота модулирующего сигнала 1,25 МГц.

В ходе эксперимента производилось снятие осциллограмм выходного сигнала ЛД. При этом происходило изменение мощности полезного сигнала и мощности шума. Значения уровней мощности полезного сигнала и шума выбирались примерно в середине динамического диапазона данного ЛД.

На рис. 7 представлена осциллограмма выходного напряжения при мощности полезного сигнала  $P_c = -5$  дБм и ОСШ  $q = 25$  дБ.

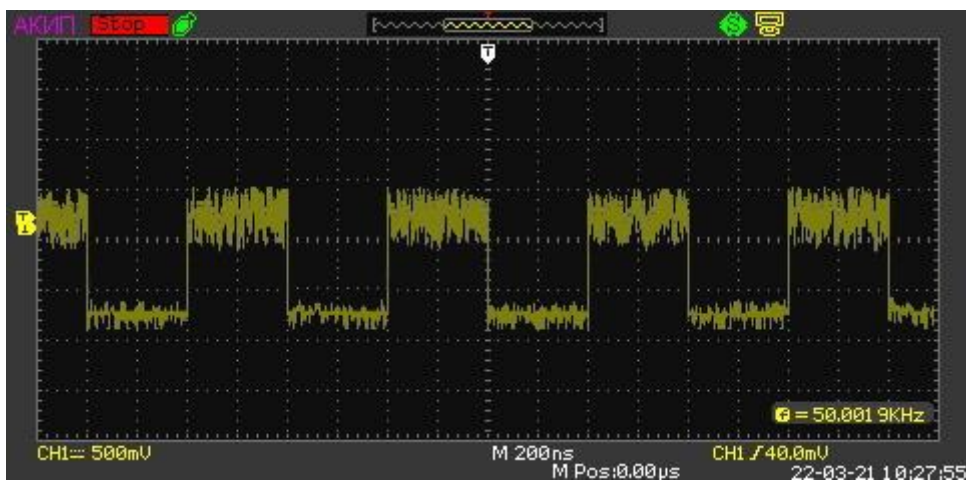


Рис. 7. Осциллограмма выходного напряжения при ОСШ 25 дБ

На рис. 8 представлена осциллограмма выходного напряжения при мощности полезного сигнала  $P_c = -15$  дБм и ОСШ  $q = 10$  дБ.



Рис. 8. Осциллограмма выходного напряжения при ОСШ 10 дБ

Поскольку проходная характеристика имеет обратный наклон, с увеличением уровня мощности сигнала и шума уровень напряжения

выходного сигнала уменьшается, а при уменьшении уровня полезного сигнала, уровень выходного напряжения возрастает до первоначального. Хорошо видно, как сильно происходит увеличение ОСШ на выходе ЛД. Это происходит потому что ЛД производит сжатие шумовой дорожки в десятичный логарифм раз. Однако данное преимущество нивелируется тем, что при низком уровне мощности полезного сигнала будет затруднено различение этого сигнала на фоне шума. Стоит отметить, что применение НЧ-фильтра на выходе ЛД способно уменьшить уровень шумовой составляющей в выходном сигнале.

В ходе проведения эксперимента подтвердились заявленные производителем характеристики, что свидетельствует о корректности условий и методики проведения эксперимента.

Из анализа графиков выходного напряжения ЛД (рис. 7, рис. 8) следует, что СКО СП на выходе ЛД зависит и от уровня полезного сигнала, и от уровня мощности шума. Закон ПРВ СП на выходе ЛД не позволяет описать в силу низкого разрешения экрана осциллографа.

#### Список литературы

1. Мейзда, Ф. Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений / Ф. Ф. Мейзда. – М.: Мир, 1990. – 535 с.
2. Fitz, M. P. A Performance Analysis of a Digital PLL Based MPSK Demodulator / M. P. Fitz, R. J.-M. Cramer // IEEE Trans on Communications. Feb/Mar/Apr 1995. – Vol. 43. – № 2/3/4. – PP. 1192–1201.
3. ICs – Power Detectors – Log Detectors. – URL: <http://www.hittite.com/products/index.html/category/302>.
4. MAX 4000 2.5GHz 45 dB RF-Detecting Controllers | Maxim Integrated. – URL: <http://www.hittite.com/en/products/comms/wireless-rf/MAX4000.html>.
5. Литвин, С. П. Статистические характеристики сигналов на выходе логарифмического амплитудного детектора / С. П. Литвин, К. К. Храмов, М. Ю. Ивушкин // Радиолокационная техника: устройства, станции, системы РЛС-2015. Тезисы докладов Третьей Всероссийской научно-практической конференции акционерного общества «Муромский завод радиоизмерительных приборов». – Муром, 9–10 июня 2015. – С. 29–30.
6. Nash, E. Logarithmic Amplifier Explained. Analog Dialogue, 33–3, 1999.
7. Simoneau, J. B. Multitone Feedback Through Demodulating Log Detector for Detection of Spurious Emissions in Software Radio / J. B. Simoneau // IEEE Transactions on Circuits and Systems. 2007, October. – № 10.
8. RF Power Detectors. – URL: <http://www.analog.com/en/products/rf-microwave/rf-power-detectors.html>.
9. Малорадский, А. Г. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях / А. Г. Малорадский, Л. Р. Явич. – М.: Советское радио, 1972. – 232 с.
10. Varga G. Design of an integrated CMOS highly sensitive true RMS RF power detector for cognitive radio applications / G. Varga, B. Wolf, T. van Rey, A. Ashok and S. Heinen // 2016 12th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME). 2016, June. – PP. 1–4.

**Секция**  
**«РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»**

---

**ИЗУЧЕНИЕ ФИЗИЧЕСКИХ ОСНОВ ПОСТАНОВКИ ПОМЕХ  
НА ОСНОВЕ SDR-ТЕХНОЛОГИЙ**

**Н.Л. Патраков, В.В. Рыкалин, С.В. Сергиенко, И.Н. Сушкин, Д.Ю. Худоногов**

Военно-инженерный институт СФУ  
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13А  
E-mail: isushkin@sfu-kras.ru

Рассмотрены вопросы применения SDR-технологий (*Software Defined Radio*) для анализа радиоэлектронной обстановки с целью постановки помехи. Целью работы была разработка аппаратно-программного комплекса для изучения принципов активной постановки помех, в том числе для радиолокаторов. Представлены примеры разработанных систем на базе модуля USRP-2901.

В настоящее время и в обозримом будущем радиоэлектронные средства (РЭС) составляют и будут составлять основу систем управления войсками (силами) и боевыми средствами (оружием) во всех видах вооруженных сил [1].

По мере появления в войсках и на флотах новых РЭС связи, средств радиолокации, навигации, управления оружием и военной техникой деятельность и возможности радиоразведки и радиопомех неуклонно расширялись, влияние их на боевые действия возрастало. Одновременно совершенствовались меры обеспечения скрытности от разведки и сохранения работоспособности РЭС своих войск (сил) в условиях воздействия радиопомех. В области радиоэлектроники развернулась напряженная борьба, получившая название радиоэлектронной борьбы.

Радиотехническая разведка (РТР) во взаимодействии с другими видами технической разведки должна решить двойную задачу:

- выявление и анализ излучений РЭС в интересах их радиоэлектронного подавления;
- выявление и анализ помеховых излучений в интересах повышения уровня радиоэлектронной защиты своих РЭС в динамике РЭБ.

РТР также проводится с целью получения исходной информации для последующей разработки, в том числе и синтеза, оптимальных

структур и алгоритмов РЭС, предназначенных для работы в данной помеховой обстановке. Информация, поступающая от РТР и других средств технической разведки, во многом обеспечивает базы данных ЭВМ, входящих в системы управления средствами РЭБ, в системы радиоэлектронной защиты, от преднамеренных помех и средств технической разведки.

**Анализатор радиоэлектронной обстановки с применением SDR-технологий.** Цифровые приемопередающие системы, построенные по принципу SDR (software defined radio) – это радиотехнические системы, в которых большинство функций физического уровня выполняются в программном виде, а функции, выполняемые аппаратно, должны оперативно модифицироваться. При этом основные задачи, в том числе обработка информации, осуществляются в цифровом виде, что позволяет приемо-передающим системам работать с разными видами сигналов при одной и той же аппаратной части. Это делает SDR-технологию экономически выгодной и гибкой.

Широкое распространение при физическом моделировании анализаторов помеховой обстановки с применением SDR-технологий получили аппаратно-программные комплексы на базе модуля USRP-2901 (рис. 1).



Рис. 1. Аппаратно-программный комплекс анализатора радиоэлектронной обстановки

Аппаратно-программный комплекс состоит из модуля USRP-2901, персональной электронно-вычислительной машины и специализированного программного обеспечения, написанного в среде LabVIEW. Структурная схема модуля USRP-2901 представлена на рис. 2.

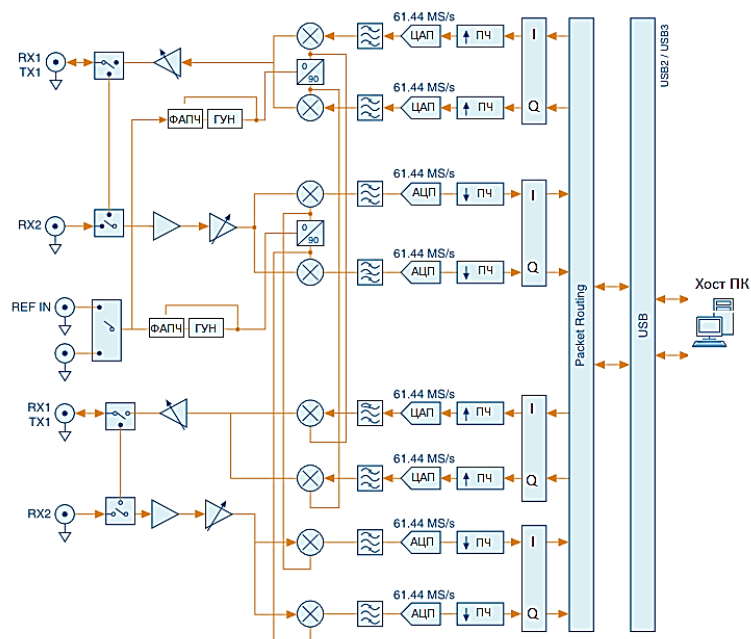


Рис. 2. Структурная схема USRP-2901

Передающий тракт включает в свой состав следующие функциональные блоки:

- сгенерированные сигналы I/Q в основной полосе частот поступают на контроллер передачи с хоста персонального компьютера через соединение USB 3.0 или USB 2.0;

- цифровой преобразователь с повышением частоты (умножает, фильтрует и интерполирует сигнал до 61,44 МС/с) является частью системы обработки сигналов тракта передачи цифрового блока и выполняет функцию фильтрации и преобразования исходного цифрового сигнала в сигнал с более высокой скоростью следования выборок (отсчетов), которые через цифро-аналоговый преобразователь поступают в аналоговый выходной блок;

- цифро-аналоговый преобразователь преобразует сигнал в аналоговый;

- полосовой фильтр уменьшает шум и высокочастотные составляющие в сигнале;

- микшер с повышением частоты преобразует сигналы на заданную частоту;

- ФАПЧ, контролируемый ГУН, обеспечивает синхронизацию по частоте с опорным сигналом;

- усилитель передачи усиливает сигнал и передает сигнал через антенну.

Приемный тракт включает в свой состав следующие функциональные блоки:

- малошумящий усилитель усиливает входящий сигнал;
- микшер с понижением частоты преобразует сигналы в I/Q-составляющие основной полосы;
- полосовой фильтр уменьшает шум и высокочастотные составляющие в сигнале;
- аналого-цифровой преобразователь оцифровывает данные I и Q.

Далее цифровой преобразователь с понижением частоты смешивает, фильтрует и обрабатывает сигналы с заданной скоростью, которые далее передаются через соединение USB 3.0 или USB 2.0 на хост ПК.

На рис. 3 представлен результат работы анализатора радиоэлектронной обстановки в диапазоне частот от 2,36 до 2,48 ГГц.

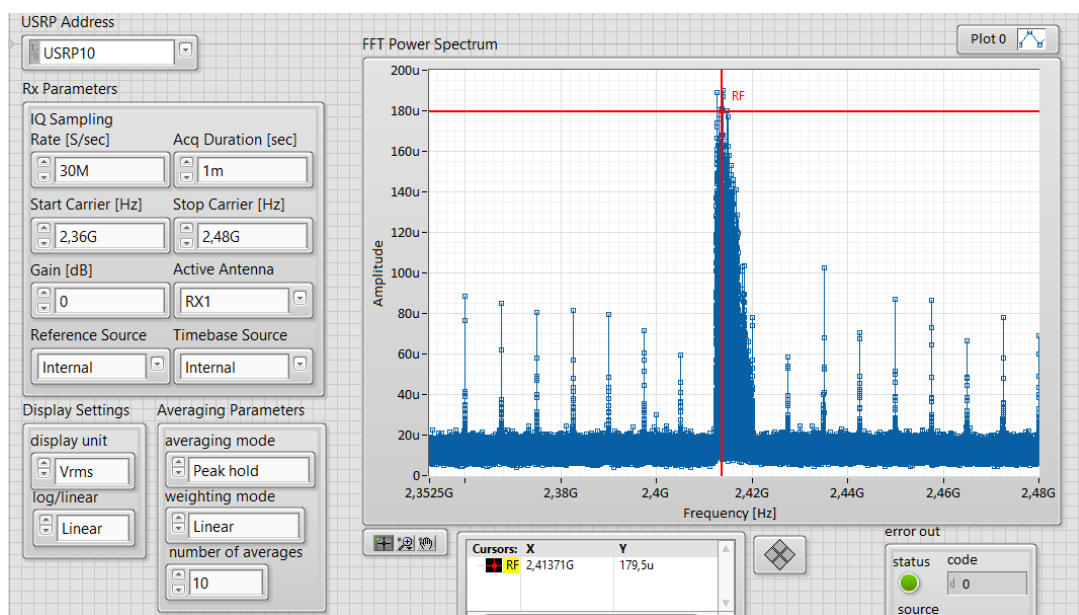


Рис. 3. Анализатор радиоэлектронной обстановки

**Аппаратно-программный комплекс РЭБ.** С целью изучения принципов активной постановки помех, в том числе для радиолокаторов, а также для изучения принципов борьбы с постановщиками помех в радиолокации был разработан аппаратно-программный комплекс (АПК) РЭБ. АПК состоит из модуля анализатора радиоэлектронной обстановки и генератора помех.

На рис. 4 представлена виртуальная панель анализатора радиоэлектронной обстановки, основанный на анализе спектра принимаемого сигнала.

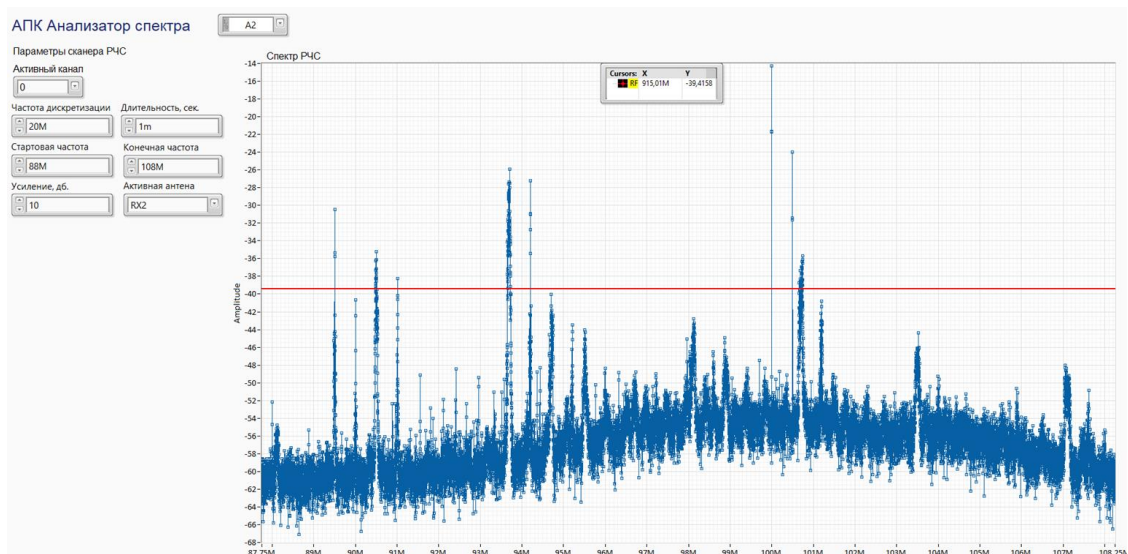


Рис. 4. Виртуальная панель анализатора радиоэлектронной обстановки

При анализе радиоэлектронной обстановки задается исследуемый диапазон частот и коэффициент усиления входного тракта приемника. Элементы управления и конфигурации заданных параметров, разработаны на основе интерфейсных элементов ввода/вывода среды LabVIEW. Основные элементы управления АПК включают в свой состав: выбор устройства USRP, установку активного канала и антенны, окно ввода диапазона частот для обнаружения источника передачи информации (начальная и конечная), длительность сканирования радиосигналов.

На рис. 5 представлена виртуальная панель для заградительной помехи.

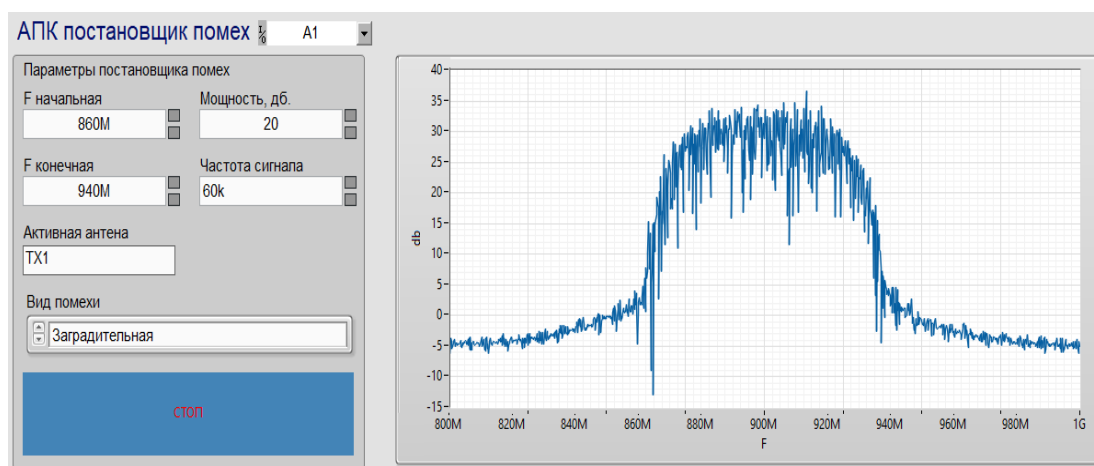


Рис. 5. Виртуальная панель заградительной помехи

При формировании заградительной помехи вводятся начальные и конечные значения диапазона частот, а также выходная мощность сигнала.



Таким образом разработанный аппаратно-программный комплекс с применением SDR-технологий, позволяет производить математическое и физическое моделирование радиоэлектронной обстановки с целью исследования современных средств радиоэлектронной борьбы и методов повышения помехоустойчивости радиолокационных систем.

#### **Список литературы**

1. Военно-техническая подготовка. Военно-технические основы построения средств и комплексов радиоэлектронного подавления: учебник / Е. Н. Гарин, А. С. Осипов, А. Б. Гладышев и др.; ред. Е. Н. Гарин. – 2-е изд., перераб. и доп. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2021. – 478 с.

## НАЗЕМНАЯ СИСТЕМА ПРИВЯЗКИ КООРДИНАТ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ В УСЛОВИЯХ СРЫВА КОСМИЧЕСКОЙ НАВИГАЦИИ

Г.Я. Шайдуров, В.В. Лой, А.В. Когтин

Военно-инженерный институт СФУ  
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13А  
E-mail: gshaidurov@sfu-kras.ru

Описан возможный вариант создания локальной радионавигационной системы привязки координат различных оборонных и гражданских пользователей в условиях срыва работы космических средств навигации по причине физического уничтожения или подавления радиопомехами.

В основе работы положено развертывание на Земле разностно-дальномерной навигационной системы в дециметровом или метровом диапазоне радиоволн с размещением базовых станций на квадрокоптерах и их ориентации по угловым отражателям, заранее установленным в определенных точках на Земле.

Дублирующими системами оценки координат на Земле могли бы быть длинноволновые разностно-мерные радионавигационные комплексы типа Лоран (США), «Неман», «Крабик» (Россия), используемые в морской навигации [1]. Однако предельная точность оценки координат этими системами в длинноволновом диапазоне (порядке 100 кГц) обеспечивается в пределах 100–1000 м из-за влияния ионосферы и других нестабильных факторов.

Отечественная морская средневолновая система «Крабик» [2], предназначенная для геодезических работ на море и работающая в диапазоне частот 3 МГц в морских условиях и штилях позволяет оценивать координаты с точностью до долей метра, сопоставимые с погрешностью, даваемыми космическими навигационными системами.

Использование ее на суше затруднено из-за влияния рельефа и неоднородности электромагнитных параметров поверхности Земли на трассе распространения. Тем не менее, этот вариант требует серьезных радиофизических исследований.

В качестве альтернативы в статье рассматривается вариант создания локальной радионавигационной системы с площадью работы порядка  $100 \times 100 \text{ км}^2$  на СВЧ-частотах, в том числе в диапазоне работы системы ГЛОНАСС.

Эта проблема уже рассматривалась в печати [3] с использованием базовых станций под условным названием «псевдоспутник», в г. Красноярск защищена диссертация на соискание ученой степени кандидата наук. В этих работах оценивались инструментальные

погрешности определения координат. Однако в них не учтено влияние рельефа поверхности и электромагнитных параметров Земли.

В статье описывается вариант системы с подвесом «РНС» на квадрокоптерах на высоту в пределах 100–1000 м, позволяющий обеспечить прямую видимость проходимости радиосигналов над рельефом.

На рис. 1 изображена схема размещения оборудования системы, в которой не менее чем в 3 базовых точках на поверхности Земли заранее устанавливаются уголкового отражатели 8, 9, 10 с определенными координатами. Эти отражатели служат ориентирами для подвеса над ними на квадрокоптерах 4, 5, 6, несущих на своем борту передающие устройства РЛС 2, 3, 4.

Управление всей системой осуществляется со станции управления 1, снабженной приемно-передающей аппаратурой местной сотовой системы радиосвязи, либо имеющей в своем составе специальный радиоканал.

При угрозе срыва космической навигации с этой станции запускают в сторону уголкового отражателя квадрокоптеры, которые, по достижению точек положения уголкового отражателя, включают свои базовые РНС-ориентации и «зависают» над отражателями. Ориентация осуществляется методом равносигнальной зоны [4] РЛС, формируемой вдоль оси, соединяющей квадрокоптер и уголкового отражатель 11, 12, 13.

Поскольку РНС стоят на месте, то в точках приема у неподвижных пользователей не будет доплеровского сдвига частоты, поэтому принцип расчета системы и проблема обслуживания будут отличаться от космических. Они будут работать разностно-дальномерным способом, используемом в длинноволновой радионавигации. Радиостанция одной из РЛС на квадрокоптере *A* будет являться ведущей базовой станцией, излучающей в сторону рабочей зоны выбранную несущую частоту, не обязательно соответствующую системе ГЛОНАСС. Стабилизация частоты возможна обычным кварцевым генератором со стабильностью порядка  $10^{-6}$ .

Радиостанции на других точках положения квадрокоптеров *B* и *C* будут ведомыми, задача их последовательно переизлучать сигналы ведущей радиостанции со своим кодом распознавания.

Несущие радиосигналы должны быть модулированы псевдослучайным фазоманипулированным кодом с базой порядка 1000, что обеспечит высокую помехоустойчивость приема.

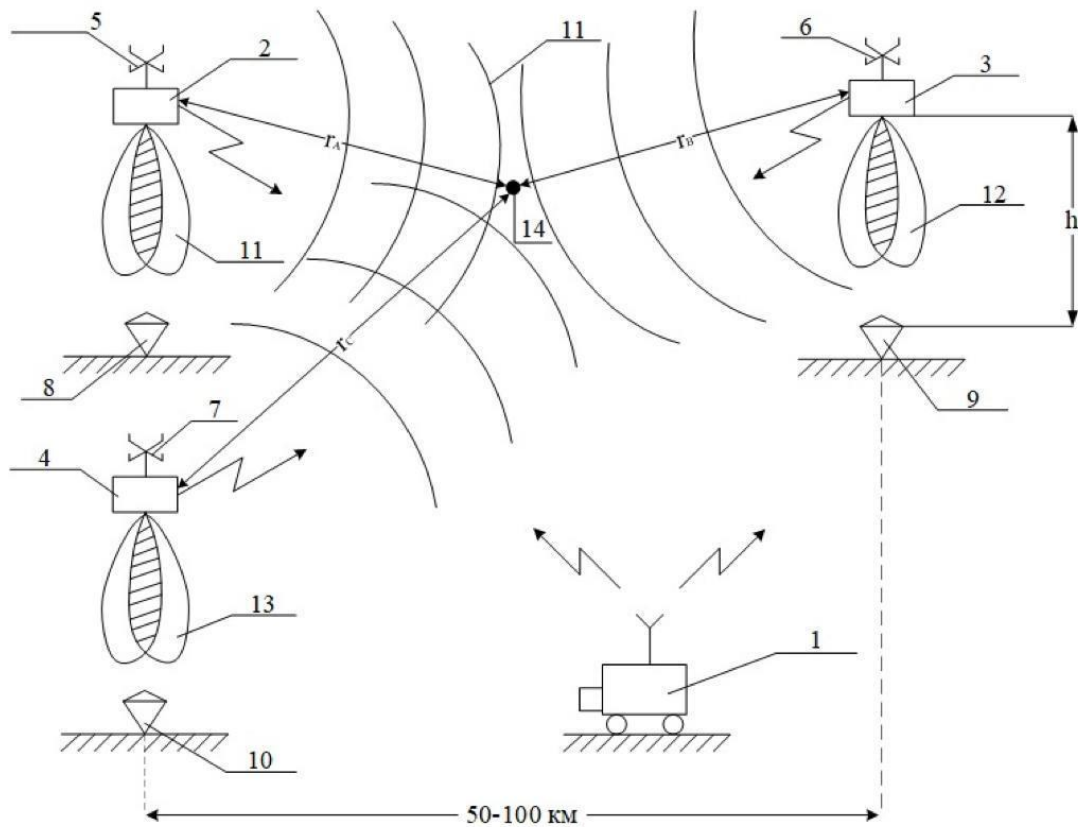


Рис. 1. Схема размещения оборудования системы привязки координат в условиях отсутствия космической навигации

Приемник-индикатор пользователя 14 в этом случае может работать с «грубой» сеткой координат по свертке псевдослучайных кодов и «точной» – по фазе несущей частоты.

Возможно использование приемников системы ГЛОНАСС с некоторой доработкой каналов синхронизации.

Три базовых РНС в рабочей зоне формируют гиперболическую сетку координат соответствующих пересечений линий положения на фиксированных разностях расстояний  $\Delta r_{AB}=r_A-r_B$  и  $\Delta r_{AC}=r_A-r_C$ . У пользователей должна быть электронная карта местности с декартовой сеткой координат, пересчитанных из гиперболической.

Высота подвеса квадрокоптеров определяется рельефом местности. Несмотря на это, в рабочем пространстве могут быть «мертвые» зоны, в которых прием сигналов РНС не проходит. В этом случае у пользователя должен быть в распоряжении свой квадрокоптер с той же системой ориентации, что и на базовых станциях.

Точность положения передатчика РНС, размещенного на квадрокоптере, безусловно, зависит от колебаний его положения под действием ветра, причем, чем ниже высота подвеса, тем вариации положения меньше.

При точности ориентации квадрокоптера относительно углового отражателя в  $\psi = 1^\circ$  при высоте подвеса в  $h = 100$  м дополнительная ошибка в определении координат составит  $\Delta r_{AB} = r_B = htg\psi \approx 2$  м.

Как вариант снижения ошибки – это размещение передатчика базовых станций РНС на высоких точках рельефа местности и увеличение времени приема пользователем.

Дадим оценку необходимой мощности излучения передатчика РНС при приеме их сигнала стандартный электрический диполь длиной  $\lambda/2$ , где  $\lambda$  – длина рабочей волны.

При круговой диаграмме направленности необходимо плотность потока мощности передатчика РНС на расстоянии  $r$  оценивать:

$$\Pi = \frac{P}{4\pi r^2} = \frac{E^2}{4\pi W r^2}, \quad (1)$$

где  $E$  – напряженность электрического поля в точке приема;  $W = 377$  Ом – волновое сопротивление воздуха;  $P$  – мощность передатчика.

ЭДС сигнала, наведенная в приемной антенне:

$$U = \frac{E \cdot \lambda}{2}, \quad (2)$$

Мощность тепловых шумов на входе приемника:

$$P_{ш} = kT_k \Delta f, \quad (3)$$

где  $k = 1,23 \cdot 10^{-23}$  – постоянная Больцмана;  $T^\circ \cong 300^\circ$  – температура шумов, соответствующая полосе ГЛОНАСС;  $\tau = 1$  мс – длина элемента псевдослучайной последовательности сигналов.

С этим параметром:  $P_{ш} = 4,7 \cdot 10^{-14}$  Вт.

Мощность сигнала на входе приемника:

$$P_c = \frac{U^2}{R_{вх}}, \quad (4)$$

где  $R_{вх} = 75$  Ом – волновое сопротивление антенны.

Будем считать  $P_c \geq P_{ш}$ , тогда требуемая напряженность поля в точке приема:

$$P_c \geq P_{ш} = \left(\frac{E\lambda}{2}\right)^2 \cdot \frac{1}{R_{вх}}. \quad (5)$$

Тогда напряженность поля в точке приема составит:

$$E = \sqrt{\frac{4P_{\text{ш}}P_{\text{вх}}K_N}{\lambda^2}}. \quad (6)$$

Мощность передатчика РНС:

$$P \geq 4\pi r^2 P_{\text{ш}} K_N. \quad (7)$$

Здесь коэффициент запаса в отношении сигнал/шум определяется необходимостью фазового метода измерения расстояний. Так, на рабочей чистоте  $f = 1500$  МГц;  $\lambda = 20$  см. При задании дальномерной точности в  $\Delta r = 1$  см требуемое отношение сигнал/шум по мощности должно быть не хуже  $K_N = \frac{\lambda^2}{\Delta r^2} = 400$ .

В этом случае из (7) получим  $P = 2$  Вт.

Далее оценим влияние отражения радиосигнала от Земли в точке положения приемника пользователя.

На рис. 2 изображена схема прохождения радиосигнала между базовой радиостанцией и приемником пользователя.

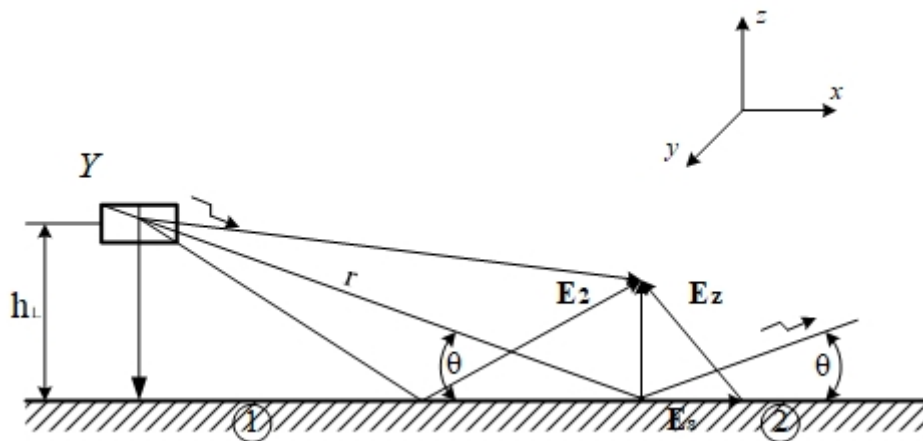


Рис. 2. Схема прохождения радиосигнала на трассе

В точку приема 2 радиоволна передатчика базовой РНС приходит как прямая волна с напряженностью  $E$  и переотраженная от Земли в виде горизонтальной компоненты  $E_x$ , величина которой зависит от электромагнитных параметров Земли. На больших дальностях в точке приема  $E = E_z$ , напряженность магнитного поля  $H_y = E_z/w_B$ , здесь  $w_B = 377$  Ом – волновое сопротивление воздуха.

Напряженность поля горизонтальной компоненты  $E_x$  на поверхности Земли с волновым сопротивлением  $w_3$ :

$$w_3 = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon\varepsilon_0}}, \quad (8)$$

где  $\mu=4\cdot\pi\cdot 10^{-7}$  – магнитная проницаемость Земли;  $\varepsilon, \varepsilon_0$  – диэлектрические проницаемости Земли и воздуха. Величина  $\varepsilon$  колеблется в пределах 1–80 для очень сухой почвы и воды.

Принимая для примера  $\varepsilon = 9$ , соответствующая почве с наносом, получим  $w_3 = 126$  Ом.

С учетом граничных условий Леонтовича [5], коэффициент отражения от Земли оценивается как:

$$R_B = \frac{w_B - w_3}{w_B + w_3} = 0,2. \quad (9)$$

В этом случае на приемнике пользователь получит отраженные от Земли волны с напряженностью горизонтальной компоненты поля, определяющую связь с параметрами Земли:

$$E_{2x} = ER_B \cdot \frac{w_3}{w_B}. \quad (10)$$

Эта волна даст дополнительный фазовый сдвиг сигнала на входе приемника:

$$\operatorname{tg}\varphi = 0,06; \varphi = 3,5^\circ.$$

Понятно, что при большом неконтролируемом разбросе параметра  $\varepsilon$ , приемоиндикатор пользователя будет давать дополнительно погрешность, которую нужно как-то учесть. По-видимому, лучший вариант – исследование на приеме направленной антенны, например, типа волновой канал и др.

Негативный опыт использования привязки координат с помощью приемников *GPS* и ГЛОНАСС сейсморазведочных комплексов в условиях заснеженной тайги обусловлен высоким поглощением радиоволн диапазона частоты 1,5 ГГц шапкой снега и хвоей деревьев. Для решения подобной задачи и ряда других, в том числе оборонных, целесообразно строить локальную РНС на более низких частотах (300–400 МГц). Это позволит также уходить от радиопомех, создаваемых космосом.

Использование диапазона частот РНС на Земле осложняется малым радиусом действия прямой видимости из-за кривизны Земли.

За счет атмосферной рефракции эта дальность несколько увеличивается.

Согласно [8] это расстояние определяется через высоту подвеса передатчика  $h$  как:

$$r = 4,12\sqrt{h}. \quad (13)$$

Таблица 1

**Зависимость величины  $r$  от  $h$**

$h$ , м	10	20	50	100	1 000
$r$ , км	11	16	28	35	100

На высоте положения передатчика 1000 м, даже при дальномерной ошибке в 1 м требуется точность ориентации квадрокоптера порядка  $0,06^\circ$ .

Поскольку при ориентации по равносогласованной зоне квадрокоптер вряд ли удастся стабилизировать с точностью  $1^\circ$ , то при этом высота подвеса передатчика составит 57 м и дальность действия РНС не превысит 30 км.

Переход в метровый диапазон за счет рефракции позволит увеличить еще дальность видимости по отношению к табл. 1.

Остается вопрос, для каких целей нужна РНС, обеспечивающая точность оценки координат до  $\pm 1$  м.

В упомянутых выше задачах сейсморазведки в горно-таежных условиях, работающих с разрешающей способностью по глубине 5–10 м, точность измерения расстояния  $\pm 1$  м вполне приемлема, а радиус действия РНС может устраивать в 20–50 км.

В задачах привязки средств ПВО при срыве космической навигации: если не использовать радиолокатор, координаты будут определяться лишь по компасу и автосчетчику проделанного пути. Ошибка, в целом, может достигать десятков метров.

Описанная выше система может дать погрешность на порядок меньше.

### **Выводы**

1. Рассмотрен вариант построения наземной радионавигационной системы, развертывание которой является альтернативой космической РНС в условиях срыва работы спутников.

2. Для работы в условиях горной и пересеченной местности предложено размещать базовую радиостанцию РНС на квадрокоптерах с ориентацией их точки методом равносигнальной зоны относительно уголкового отражателя, установленных на Земле.



3. Из-за требований высокой точки ориентации квадрокоптеров высота их зависания над Землей вряд ли может превысить 50–100 м с дальностью РНС 30 км.

#### Список литературы

1. Соловьев, В. И. Связь на море / В. И. Соловьев, Л. И. Новик, И. Д. Морозов. – Л.: Судостроение, 1978. – 320 с.
2. Алешечкин, А. М. Высокоточная радионавигационная система для морских потребителей / А. М. Алешечкин, П. Н. Иванов, В. И. Кокорин, А. И. Яновский // Гироскопия и навигация. – 2004. – № 2(45). – С. 5–12.
3. Тяпкин, В. Н. Оценка погрешностей измерения навигационных параметров в системе ближней навигации на основе псевдоспутников / В. Н. Тяпкин, Е. Н. Гарин, Д. Д. Дмитриев и др. // Радионавигационные технологии. – М.: Издательство «Радиотехника», 2017. – С. 78–84.
4. Долуханов, М. П. Распространение радиоволн: учебник для вузов / М. П. Долуханов. – М.: «Связь», 1972.
5. Справочник по радиолокации / под общ. ред. В. С. Вербы. В 2 кн. Кн. 2. / под ред. М. И. Сколника; пер. с англ. – Техносфера, 2015. – 680 с.

# О ВОЗМОЖНОСТИ БОРЬБЫ С ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫМИ ЗАМИРАНИЯМИ И КОМПЕНСАЦИЯ СМЕЩЕНИЯ ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА В КАНАЛАХ РАДИОСВЯЗИ

В.Б. Малинкин<sup>1</sup>, Е.В. Сомов<sup>2</sup>, А.В. Малинкин<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики  
630102, г. Новосибирск, ул. Кирова, 86

E-mail: mesmnb@yandex.ru

<sup>2</sup>Военный учебный центр СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13а

E-mail: somov.evgeniy@mail.ru

<sup>3</sup>ЦНИИ № 4 Министерства обороны РФ  
г. Королев

E-mail: mesmnb@yandex.ru

Рассмотрены методы борьбы с частотно-селективными замираниями и пути компенсации доплеровского смещения частотного спектра в каналах радиосвязи. Также разработан инвариантный метод компенсации доплеровского частотного спектра.

На цифровой радиоканал воздействует комплекс помех: аддитивный шум, мультипликативная помеха, частотно-селективные замирания, сдвиг частотного спектра. Кроме помех в тракте радиоприема присутствуют направляющие фильтры, которые приводят к появлению межсимвольной интерференции.

Традиционные способы борьбы с мультипликативной помехой и частотно-селективными замираниями включают в себя разнесение приемных устройств в пространстве и прием сигналов на различных частотах. Борьба со сдвигом частотного спектра заключается в использовании фазоразностной модуляции второго порядка. Указанные выше методы основаны на адаптивных алгоритмах обработки информации и требуют передачи детерминированного сигнала (пилот-сигнала). Всем этим методам свойственен сложный алгоритм обработки сигнала.

Задачу борьбы с замираниями в канале с переменными параметрами можно решить на основе использования тензорной методологии и свойств относительности канала связи, которые можно реализовать во временной и частотной областях.

**Частотно-селективные замирания.** При частотно-селективных замираниях использована модель канала связи, в котором общая полоса пропускания разбивается на несколько участков. Каждый частотный диапазон является составной частью полосы пропускания и имеет свой коэффициент передачи. Суть метода борьбы с частотно-селективными

замираниями сводится к разбивке информационного сигнала на подканалы. В каждом подканале вычисляется оценка инварианта. Эта оценка в дальнейшем используется для восстановления всего информационного сигнала. Недостатком метода является снижение скорости передачи из-за наличия полос расфилтровки.

В соответствии со свойствами относительности среды распространения аналитическое выражение оценки инварианта образовано на основе частного двух случайных величин – числителя и знаменателя. Оценка инварианта в  $k$ -ом подканале может быть вычислена с помощью выражения:

$$INV_{lk} = \frac{\sum_{i=1}^N \left( INV_l \left( \mu_{ck} \int_{t-L}^t z(x) \cos k\Omega_1(t-x) dx + \mu_{sk} \int_{t-L}^t z(x) \sin k\Omega_1(t-x) dx \right) + \xi(i) \right)}{\frac{1}{L_1} \sum_{m=1}^{L_1} \sum_{j=1}^N \left( S_{об} \left( \mu_c(m,k) \int_{t-L}^t z(x) \cos k\Omega_1(t-x) dx + \mu_s(m,k) \int_{t-L}^t z(x) \sin k\Omega_1(t-x) dx \right) + \eta(m,j) \right)} S_{об},$$

где  $INV_{lk}$  – оценка  $l$ -го передаваемого инварианта по  $k$ -му частотному подканалу;  $N$  – количество временных отсчетов;  $INV_l$  –  $l$ -ый передаваемый инвариант;  $\mu_{ck}$  – косинусная составляющая коэффициента передачи  $k$ -го частотного подканала;  $k$  – номер частотного подканала;  $z(x)$  – передаваемый сигнал;  $\Omega_1$  – частота первого фильтра;  $\mu_{sk}$  – синусная составляющая коэффициента передачи  $k$ -го частотного подканала;  $\xi(i)$  –  $i$ -ый отсчет аддитивной помехи;  $L$  – память канала;  $L_1$  – количество накоплений с усреднениями;  $S_{об}$  – обучающий сигнал;  $\mu_c(m,k)$  – косинусная составляющая  $k$ -го частотного подканала в  $m$ -ой реализации обучающего сигнала;  $\mu_s(m,k)$  – синусная составляющая  $k$ -го частотного подканала в  $m$ -ой реализации обучающего сигнала;  $\eta(m,j)$  –  $j$ -ый отсчет аддитивной помехи в  $m$ -ой реализации обучающего сигнала.

В числителе выражения – сумма временных отсчетов для выбранного  $k$ -го номера частотного подканала. В знаменателе выражения – сумма временных отсчетов для накопленных и усредненных сигналов обучения. Кривые помехоустойчивости при частотно-селективных замираниях представлены на рис. 1.

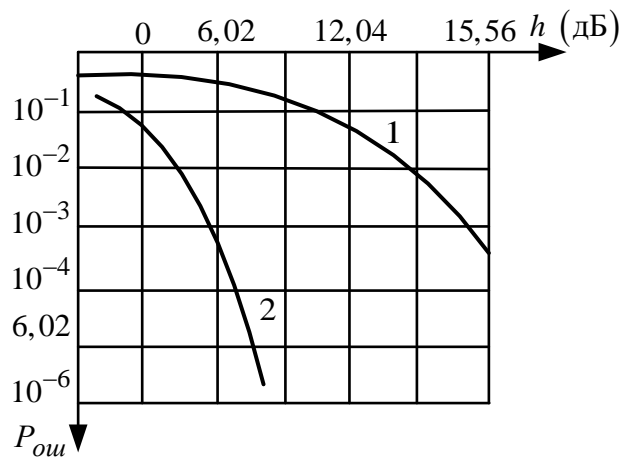


Рис. 1. Кривые помехоустойчивости при частотно-селективных замираниях:  
 1 – кривая вероятности ошибок, полученная при классическом подходе;  
 2 – кривая вероятности ошибок, полученная для синтезированного метода

**Доплеровское смещение частоты.** Для компенсации доплеровского смещения частотного спектра синтезирован метод борьбы, где принимаемый сигнал разбивается на секции. Объем выборки в каждой секции определяется  $N$  отсчетами. При обработке информационных блоков на приемной стороне имеются предыдущие аналогичные блоки обработки. Следовательно, для компенсации доплеровского смещения частотного спектра можно воспользоваться инвариантными равенствами, справедливыми при случайном частотном сдвиге.

Для любого линейного четырехполюсника справедливо инвариантное равенство

$$\frac{S_{\text{пер}i}(z)}{S_{\text{пер}i-1}(z)} \cdot \frac{S_{\text{пер}i-1}(z)}{S_{\text{пер}i-2}(z)} = \frac{Y_{\text{пр}i}(z)}{Y_{\text{пр}i-1}(z)} \cdot \frac{Y_{\text{пр}i-1}(z)}{Y_{\text{пр}i-2}(z)}, \quad (1)$$

где  $S_{\text{пер}i}(z)$  –  $z$ -изображение сигнала передачи на  $i$ -м блоке;  
 $Y_{\text{пр}i}(z)$  –  $z$ -изображение сигнала приема на  $i$ -м блоке.

Это инвариантное равенство справедливо как для среды распространения сигналов с доплеровским смещением частотного спектра, так и без такого.

Для среды с доплеровским смещением справедливо соотношение:

$$\frac{H_i(z)}{H_{i-1}(z)} = \frac{H_{i-1}(z)}{H_{i-2}(z)} = \dots = \frac{H_{i-k}(z)}{H_{i-k-1}(z)} = Q(z), \quad (2)$$

где  $H_i(z)$ ,  $H_{i-1}(z)$ ,  $H_{i-k}(z)$  –  $z$ -изображения передаточных характеристик, соответственно, на  $i$ -м,  $(i-1)$ , ...,  $(i-k)$  блоках обработки;  $Q(z)$  –  $z$ -изображение постоянного множителя.

Если для среды выдерживается соотношение

$$\frac{H_i(z)}{H_{i-1}(z)} \approx 1, \quad (3)$$

тогда среда распространения не имеет сдвига частотного спектра. Следует заметить, что обычный канал без смещения частотного спектра является частным случаем канала, описываемого соотношением (2).

Использование равенства (1) позволяет демодулировать сигнал передачи, бороться с амплитудно-частотными и фазо-частотными искажениями и, наконец, позволяет компенсировать доплеровский сдвиг частотного спектра. Однако для перечисленных выше процедур необходимо произвести модуляцию сигнала передачи, которая определена выражением (1).

В модуляторе используется 4 стандартные операции: преобразование аналогового сигнала в цифровой; обратное преобразование из цифрового эквивалента в аналоговый сигнал; преобразование сигнала из временной области в частотную область; преобразование сигнала из частотной области обработки во временную область. В силу очевидности этих операций мы их выпускаем из рассмотрения. Выходной сигнал на  $i$ -том блоке обработки имеет вид:

$$S_{\text{пер}i}(z) = C \cdot S_i(z) S_{\text{пер}i-1}^2(z) \frac{1}{S_{\text{пер}i-2}(z)}, \quad (4)$$

где  $S_{\text{пер}i}(z)$ ,  $S_{\text{пер}i-1}(z)$  и  $S_{\text{пер}i-2}(z)$  –  $z$ -изображения сигналов передачи, соответственно, на  $i$ -м,  $(i-1)$  и  $(i-2)$  блоках обработки;  $S_i(z)$  –  $z$ -изображение модулирующего сигнала, для исключения переполнения разрядной сетки служит масштабирующий коэффициент  $C$ . В соотношении (4) делитель определяется комплексным спектром, задержанном на два блока. В этой связи для исключения деления на ноль нужен контроль за величиной делителя. Помимо этого, при первоначальном включении нужно линии задержки отключать ровно на 2 блока.

При расчете сигнала приема в  $z$ -области выражением (4) и с учетом  $z$ -изображения сигналов приема на трех блоках обработки будет равно:

$$\begin{aligned}
Y_{\text{при}}(z) &= S_{\text{пер}}(z)H_i(z), \\
Y_{\text{при-1}}(z) &= S_{\text{пер-1}}(z)H_{i-1}(z) = S_{\text{пер-1}}(z)H_i(z)Q(z), \\
Y_{\text{при-2}}(z) &= S_{\text{пер-2}}(z)H_{i-2}(z) = S_{\text{пер-2}}(z)H_{i-1}(z)Q(z).
\end{aligned}$$

На рис. 2 приведена структурная схема демодулятора, осуществляющего демодуляцию сигналов приема совместно с коррекцией доплеровского сдвига частот. Она состоит из двух линий задержек и трех делителей.

На выходе первой линии задержки будет сигнал  $Y_{\text{при-1}}(z)$ , а на выходе второй линии задержки будет сигнал  $Y_{\text{при-2}}(z)$ .

На выходе первого делителя получим следующее соотношение:

$$\frac{Y_{\text{при}}(z)}{Y_{\text{при-1}}(z)} = \frac{S_{\text{пер}}(z)H_i(z)}{S_{\text{пер-1}}(z)H_i(z)Q(z)} = \frac{S_{\text{пер}}(z)}{S_{\text{пер-1}}(z)Q(z)}.$$

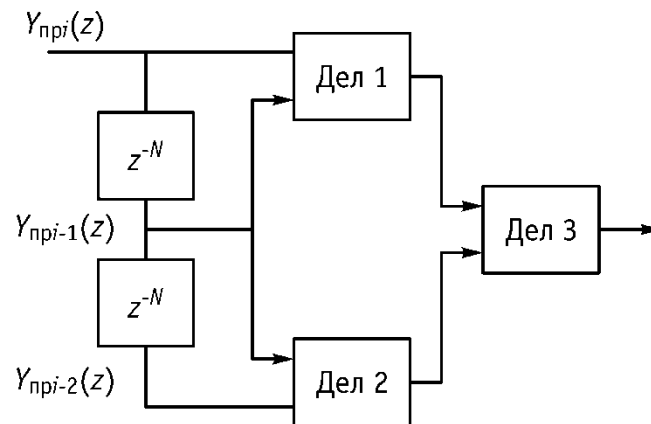


Рис. 2. Структурная схема инвариантного демодулятора

На выходе второго делителя результат деления будет равен:

$$\frac{Y_{\text{при-1}}(z)}{Y_{\text{при-2}}(z)} = \frac{S_{\text{пер-1}}(z)H_{i-1}(z)}{S_{\text{пер-2}}(z)H_{i-1}(z)Q(z)} = \frac{S_{\text{пер-1}}(z)}{S_{\text{пер-2}}(z)Q(z)}.$$

На выходе третьего делителя результат деления имеет вид:

$$\frac{Y_{\text{при}}(z)}{Y_{\text{при-1}}(z)} \cdot \frac{Y_{\text{при-1}}(z)}{Y_{\text{при-2}}(z)} = \frac{S_{\text{пер}}(z)}{S_{\text{пер-1}}(z)} \cdot \frac{S_{\text{пер-1}}(z)}{S_{\text{пер-2}}(z)} = C \cdot S_i(z)$$

Следует заметить, что на выходе третьего делителя доплеровский сдвиг отсутствует. Кроме этого, демодулирован сигнал передачи  $S_i(z)$ .

Вероятности ошибки в случае воздействия доплеровского смещения частотного спектра с компенсацией и без компенсации доплеровского смещения представлены на рис. 3.

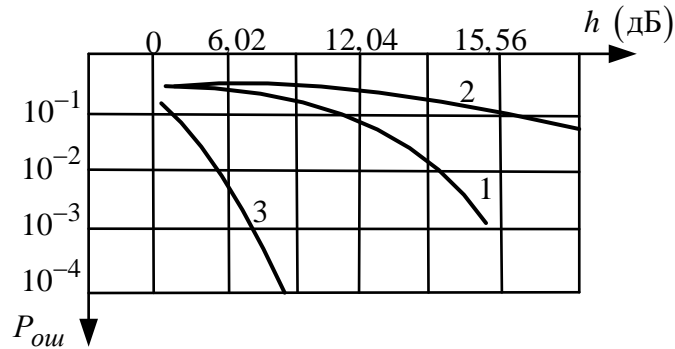


Рис. 3. Кривые помехоустойчивости инвариантной системы передачи информации:  
 1 – кривая помехоустойчивости инвариантной системы при компенсации доплеровского смещения частотного спектра; 2 – кривая помехоустойчивости инвариантной системы без компенсации доплеровского смещения частотного спектра; 3 – кривая помехоустойчивости инвариантной системы без доплеровского смещения частотного спектра

Таким образом, разработан инвариантный метод борьбы с частотно-селективными замираниями в канале связи с переменными параметрами и оценена помехоустойчивость этого метода. Разработан инвариантный метод компенсации доплеровского смещения частотного спектра и оценена помехоустойчивость инвариантной системы на основе этого метода.

### Список литературы

1. Крон, Г. Тензорный анализ сетей / Г. Крон, пер. с англ. / под ред. Л. Т. Кузина, Г. П. Кузнецова. – М.: Сов. Радио, 1978.
2. Петров, А. Е. Тензорная методология в теории систем. Монография / А. Е. Петров. – М.: Радио и связь, 1985. – 152 с.
3. Веревкина, Е. В. Тензорная методология в информационных сетях: Научное издание / Е. В. Веревкина, М. О. Захарченко, М. Н. Петров; под ред. проф. М. Н. Петрова. – Красноярск: НИИ СУВПТ, 2001. – 158 с.
4. Малинкин, А. В. Инвариантная обработка сигналов в радиотехнических системах. / В. Б. Малинкин, Е. И. Алгазин, А. В. Малинкин. – Красноярск: «Поликом», 2012. – 252 с.
5. Малинкин, А. В. Оценка помехоустойчивости инвариантной системы передачи информации при наличии частотно-селективных замираний / А. В. Малинкин, Е. И. Алгазин, В. Б. Малинкин // Омский научный вестник: сб. науч. тр. / ОмГТУ. – Омск, 2012. – Вып. 3(113).

# ПОИСК ПУТЕЙ МОДЕРНИЗАЦИИ РЛС С ЦЕЛЬЮ УВЕЛИЧЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ

А.В. Жгун

Военная академия воздушно-космической обороны им. Маршала Советского Союза Г.К. Жукова  
170022, Тверь, ул. Жигарева, 50  
E-mail: alexlig8@yandex.ru

Раскрыты возможные пути модернизации современных радиолокационных станций для улучшения качественных показателей обнаружения воздушных целей. Проведены расчеты, обосновывающие целесообразность дальнейшего внедрения найденных путей модернизации в войсках РТВ. А также приведены технические способы реализации исследования на натуральных существующих и разрабатываемых образцах вооружения и военной техники.

В настоящее время в связи с появлением новых средств воздушного нападения возросли требования к системам воздушно-космической обороны, в том числе к радиолокационным станциям (РЛС). Эффективность и качество решения боевых задач с использованием РЛС непосредственно зависит от количественных характеристик РЛС. Такими характеристиками являются тактические и технические параметры, которые определяют возможности РЛС по выполнению своего назначения особенно в условиях воздействия на РЛС преднамеренных помех.

Основным показателем зоны обнаружения РЛС является ее дальность действия. Основное уравнение радиолокации отражает связь дальности действия РЛС с ее основными параметрами и эффективной площадью рассеивания цели:

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{и}} \cdot \tau_{\text{и}} \cdot G \cdot A_{\text{эф max}} \cdot M \cdot \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 \cdot \gamma \cdot k \cdot T_0 \cdot K_{\text{ш}}}}, \quad (1)$$

где  $P_{\text{и}}$  – импульсная мощность;  $\tau_{\text{и}}$  – длительность импульса;  $G$  – коэффициент усиления антенны;  $A_{\text{эф max}}$  – эффективная площадь антенны;  $M$  – число импульсов в пачке;  $\sigma_{\text{ц}}$  – эффективная площадь рассеивания цели (ЭПР);  $\lambda$  – длина излучаемой волны;  $\gamma$  – коэффициент различимости;  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  [Дж/град] – постоянная Больцмана;  $T_0$  – абсолютная температура в градусах Кельвина ( $T_0 = 300^\circ\text{K}$ );  $K_{\text{ш}}$  – коэффициент шума приемного устройства.



Одним из способов увеличения дальности обнаружения цели, в том числе и в условия помех, является увеличение энергии сигнала:

$$\mathcal{E} = P_{\text{и}} \cdot \tau_{\text{и}} \cdot M. \quad (2)$$

Увеличение мощности и длительности зондирующего импульса для конкретных РЛС возможно лишь при глубокой модернизации аппаратуры. Это ведет к большим экономическим затратам. Наиболее экономически выгодным направлением увеличения энергии принятого сигнала является увеличение числа импульсов в пачке принятого сигнала. Это можно реализовать путем увеличения времени облучения цели, что достигается уменьшением скорости вращения антенны РЛС.

Дальность обнаружения РЛС 22Ж6ММ при скорости вращения антенны 6 об/мин для цели типа самолета МИГ-31 составляет порядка 300 км.

Расчеты показали, что при уменьшении скорости вращения антенны до 1 об/мин дальность обнаружения цели типа самолета МИГ-31 может достигать до 500 км (рис. 1).



Рис. 1. График зависимости дальности обнаружения от скорости вращения антенны

Одним из способов изменения скорости вращения антенны РЛС в системах вращения с асинхронными двигателями переменного тока является применение частотных преобразователей. Частотный преобразователь – это устройство, позволяющее плавное регулирование скоростью и снижение влияния старта и торможения.

Ротор любого электродвигателя приводится в движение под действием сил, вызванных вращающимся электромагнитным полем внутри обмотки статора. Скорость его оборотов обычно определяется промышленной частотой электрической сети.

Если изменять величину частоты напряжения сети, приложенного к статору, то можно регулировать скорость вращения ротора и подключенного к нему привода. Этот принцип заложен в основу управления электродвигателями. Описанный эффект позволяет управлять работой двигателя без остановки. Схема частотного электропривода приведена на рис. 2.

Для получения высоких энергетических показателей асинхронных двигателей (коэффициентов мощности, полезного действия, перегрузочной способности) необходимо одновременно с частотой изменять и подводимое напряжение. Закон изменения напряжения зависит от характера момента нагрузки. При постоянном моменте нагрузки напряжение на статоре должно регулироваться пропорционально частоте и угловой скорости.

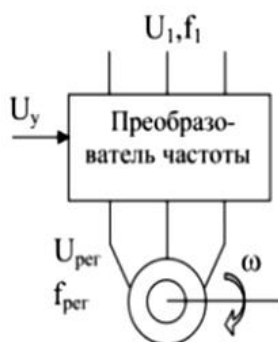


Рис. 2. Схема подключения частотного преобразователя к асинхронному электродвигателю

Частотное регулирование скорости асинхронного двигателя позволяет изменять частоту вращения в диапазоне  $(20-30):1$ . Потери мощности при таком регулировании невелики, поскольку минимальны потери скольжения.

Большинство современных преобразователей частоты построены по схеме двойного преобразования, основными частями которого являются звено постоянного тока (неуправляемого выпрямителя), силовой импульсный инвертор и системы управления (рис. 3).

Звено постоянного тока состоит из неуправляемого выпрямителя и фильтра. Переменное напряжение питающей сети преобразуется в нем в напряжение постоянного тока.

Силовой трехфазный импульсный инвертор содержит шесть транзисторных ключей. Каждая обмотка электродвигателя подключается через соответствующий ключ к положительному и отрицательному выводам выпрямителя. Инвертор осуществляет преобразование выпрямленного напряжения в трехфазное переменное напряжение

нужной частоты и амплитуды, которое прикладывается к обмоткам статора электродвигателя.

В выходных каскадах инвертора в качестве ключей используются силовые *IGBT*-транзисторы. По сравнению с тиристорами они имеют более высокую частоту переключения, что позволяет вырабатывать выходной сигнал синусоидальной формы с минимальными искажениями. Регулирование выходной частоты и выходного напряжения осуществляется за счет высокочастотной широтно-импульсной модуляции.

На силовой выпрямительный блок с мощными диодами поступает промышленное напряжение. На выходе выпрямительного блока убираются синусоидальные гармоники, но остаются пульсации сигнала. Для их подавления предусмотрен конденсатор с индуктивностью (*LC*-фильтр), обеспечивающей стабильную, сглаженную форму выпрямленному напряжению.

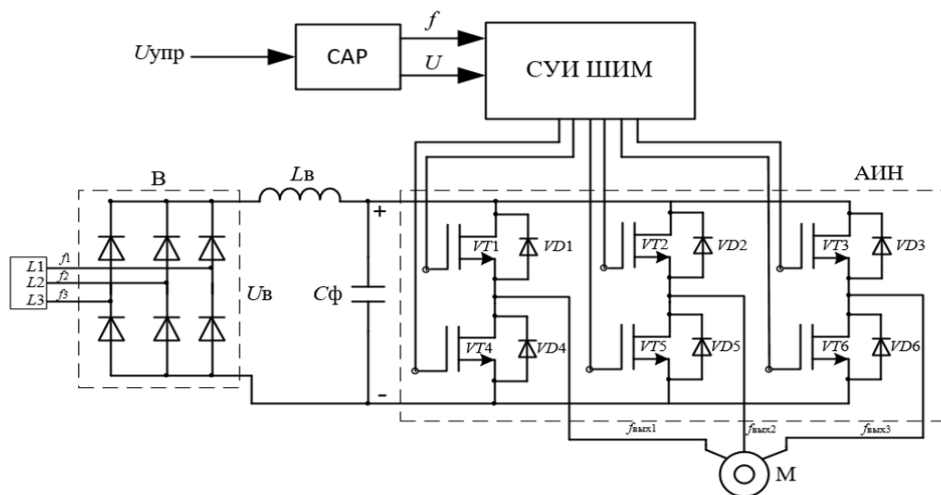


Рис. 3. Функциональная схема преобразователя частоты

Затем сигнал поступает на вход преобразователя частоты, выполненного в виде мостовой трехфазной схемы из шести силовых транзисторов серии *IGBT* или *MOSFET* с диодами защиты от пробоя напряжений обратной полярности. Используемые ранее для этих целей тиристоры не обладают достаточным быстродействием и работают с большими помехами.

Широтно-импульсное управление характеризуется периодом модуляции, внутри которого обмотка статора электродвигателя подключается поочередно к положительному и отрицательному полюсам выпрямителя.

Длительность этих состояний внутри периода ШИМ модулируется по синусоидальному закону. При высоких (обычно 2–15 кГц) тактовых частотах ШИМ в обмотках электродвигателя вследствие их фильтрующих свойств, текут синусоидальные токи.

Таким образом, применение преобразователей частоты для управления скоростью вращения антенны РЛС является наиболее перспективным и экономически целесообразным направлением модернизации РЛС для увеличения дальности обнаружения целей, в том числе при реализации систем с адаптивной скоростью вращения антенн.

### Список литературы

1. Основы построения радиолокационных станций: учебник / В. Н. Тяпкин, А. Н. Фомин, Е. Н. Гарин и др.; под общ. ред. В. Н. Тяпкина. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т. – 2011. – 535 с.
2. Устройство РЛС (РЛК) РТВ ВКС. Радиолокационная станция 22Ж6ММ. [Электронный ресурс]: альбом схем и рисунков / А. Б. Гладышев и др. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т. – 2018. – 71 с.
3. Модернизация системы вращения РЛС 22Ж6ММ / М. В. Ильина, И. А. Швед, А. В. Назаров // Проспект Свободный – 2019. Материалы XV Международной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. Сиб. федер. ун-т. – 2019. – С. 1865–1868.

## ПРИМЕНЕНИЕ SDR-ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ СИСТЕМ В РАДИОЛОКАЦИИ

Н.Л. Патраков, В.В. Рыкалин, С.В. Сергиенко, И.Н. Сушкин, Д.Ю. Худоногов

Военно-инженерный институт СФУ  
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13А  
E-mail: isushkin@sfu-kras.ru

Рассмотрены вопросы применения SDR-технологий (*Software Defined Radio*) при построении приемопередающих систем. Представлены примеры разработанных систем на базе модуля USRP-2901. Разработанные приемопередающие системы используются для изучения различных типов сигнала при передаче информации, в т. ч. используемые в радиолокации.

На протяжении многих десятилетий радиоприемные тракты в подавляющем большинстве строились по супергетеродинной схеме. В зависимости от диапазона рабочих частот занимаемой радиосигналом полосы частот и требований к избирательности по побочным каналам приема варьировались количество ступеней преобразования и значения промежуточных частот (ПЧ).

Долгое время возможности цифровой обработки сигналов были ограничены, аналого-цифровое преобразование выполнялось уже после демодулятора либо на ПЧ, значение которой должно было быть достаточно низким. Однако интенсивное развитие микро- и нанoeлектроники привело к тому, что параметры аналого-цифровых преобразователей ведущих производителей (Analog Devices, Texas Instruments, Maxim Integrated и др.) позволяют устанавливать их практически в любой точке радиотракта. Соответственно, аналоговым остается только ВЧ-тракт, а все операции по обработке радиосигнала, включая его демодуляцию и декодирование, выполняются в цифровом модуле.

При построении цифровых приемопередающих систем, к которым относятся и радиолокационные системы, необходимо проводить исследование различных видов радиосигналов с точки зрения помехоустойчивости как к пассивным, так и активным помехам. С этой целью наиболее удобным является применение SDR-технологий для построения физической модели приемопередатчика.

**Основы построения приемопередатчика с применением SDR-технологий.** Цифровые приемопередающие системы построенные по принципу SDR (*Software Defined Radio*) – это радиотехнические системы, в которых большинство функций физического уровня выполняются в программном виде, а функции, выполняемые аппаратно,

должны оперативно модифицироваться. При этом основные задачи, в том числе обработка информации, осуществляются в цифровом виде, что позволяет приемопередающим системам работать с разными видами сигналов при одной и той же аппаратной части. Это делает SDR-технологии экономически выгодной и гибкой.

Широкое распространение при физическом моделировании приемопередающих систем, с применением SDR-технологий получили аппаратно-программные комплексы на базе модуля USRP-2901 (рис. 1).



Рис. 1. Приемопередающий аппаратно-программный комплекс

Аппаратно-программный комплекс состоит из модуля USRP-2901, персональной электронно-вычислительной машины и специализированного программного обеспечения написанного в среде LabVIEW. Структурная схема модуля USRP-2901 представлена на рис. 2.

Передающий тракт включает в свой состав следующие функциональные блоки:

- сгенерированные сигналы I/Q в основной полосе частот поступают на контроллер передачи с хоста персонального компьютера через соединение USB 3.0 или USB 2.0;

- цифровой преобразователь с повышением частоты (умножает, фильтрует и интерполирует сигнал до 61,44 МГц) является частью системы обработки сигналов тракта передачи цифрового блока и выполняет функцию фильтрации и преобразования исходного цифрового сигнала в сигнал с более высокой скоростью следования выборок (отсчетов), которые через цифро-аналоговый преобразователь поступают в аналоговый выходной блок;

- цифроаналоговый преобразователь преобразует сигнал в аналоговый;
- полосовой фильтр уменьшает шум и высокочастотные составляющие в сигнале;
- микшер с повышением частоты преобразует сигналы на заданную частоту;
- ФАПЧ, контролируемый ГУН, обеспечивает синхронизацию по частоте с опорным сигналом;
- усилитель передачи усиливает сигнал и передает сигнал через антенну.

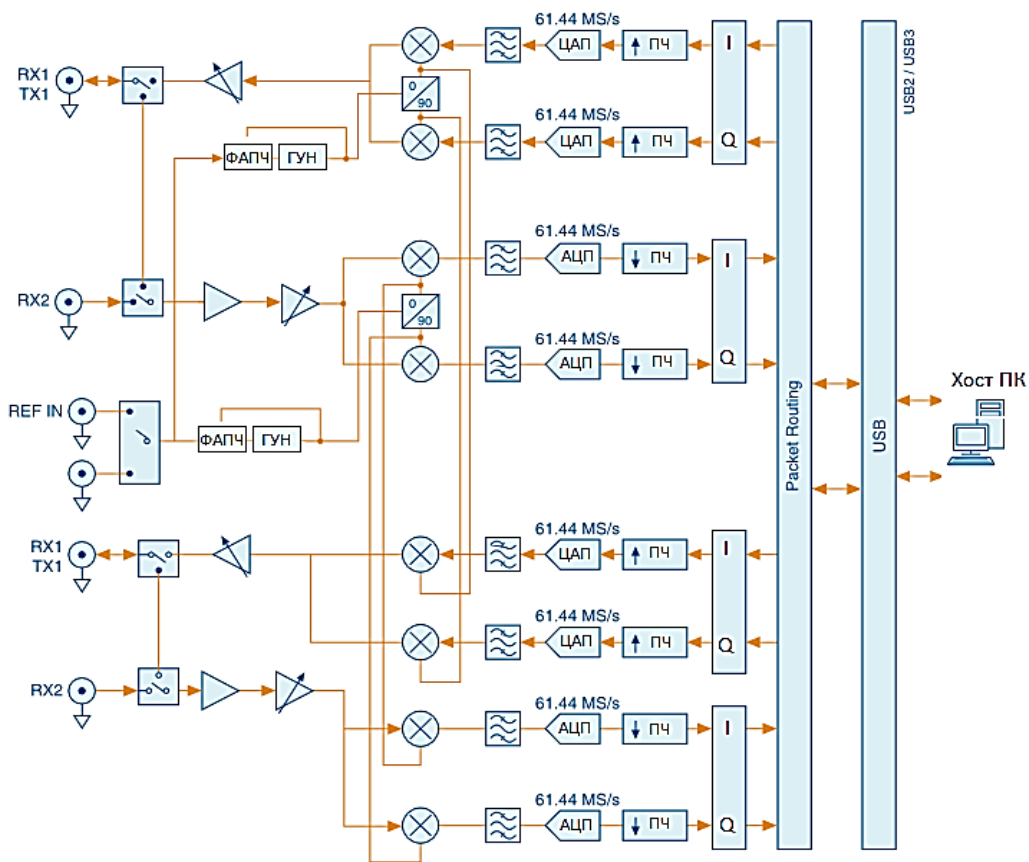


Рис. 2. Структурная схема USRP-2901

Приемный тракт включает в свой состав следующие функциональные блоки:

- малошумящий усилитель усиливает входящий сигнал;
- микшер с понижением частоты преобразует сигналы в I/Q составляющие основной полосы;
- полосовой фильтр уменьшает шум и высокочастотные составляющие в сигнале;
- аналого-цифровой преобразователь оцифровывает данные I и Q.

Цифровой преобразователь с понижением частоты смешивает, фильтрует и обрабатывает сигналы с заданной скоростью, которые далее передаются через соединение USB 3.0 или USB 2.0 на хост ПК.

**Аппаратно-программный комплекс «Цифровой приемопередатчик».** С целью изучения физических свойств радиосигнала различной модуляции, возможных разновидностей кодировки сигнала, в том числе и исследования помехоустойчивости, был разработан приемопередатчик. На рис. 3 представлена виртуальная панель, предназначенная для управления приемопередатчиком.

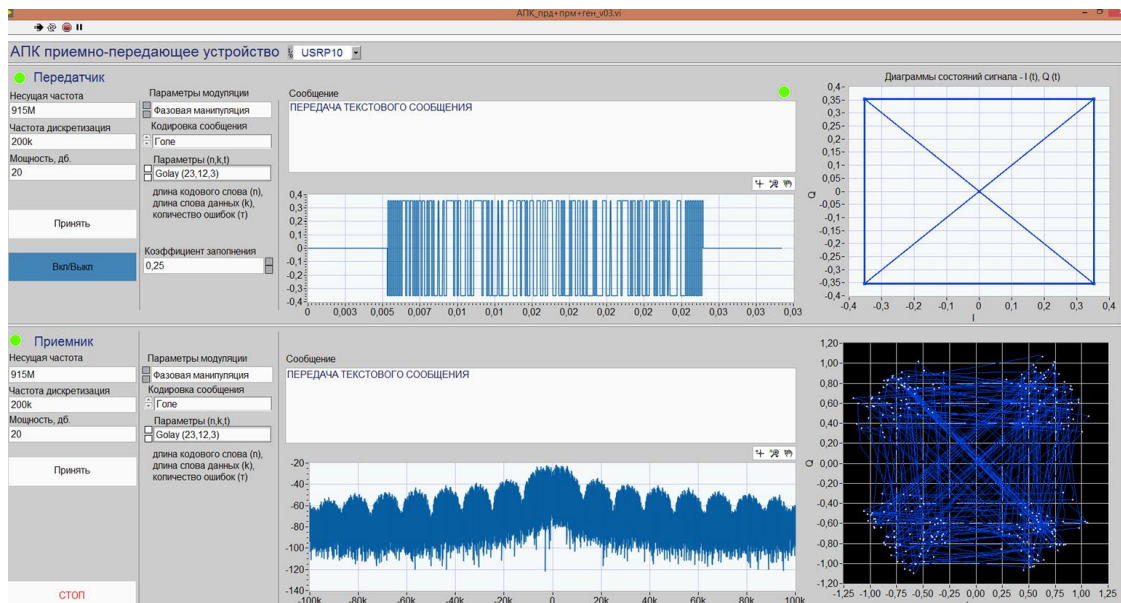


Рис. 3. Виртуальная панель приемопередатчика

Аппаратно-программный комплекс позволяет проводить следующие исследования:

1. Помехозащищенность приемного устройства с различными видами модуляции.
2. Методы повышения достоверности принимаемой информации при различных видах модуляции.
3. Методы повышения достоверности принимаемой информации при различных видах шифрования информации.
4. Исследования ширины спектра сигнала при различных видах модуляции.
5. Варианты построения приемных устройств различными видами модуляции.
6. Варианты построения передающих устройств различными видами модуляции.

Виртуальная панель передатчика аппаратно-программного комплекса состоит из виртуальной панели цифрового передатчика



и виртуальной панели цифрового приемника. При настройке цифрового приемопередатчика можно варьировать следующими параметрами:

1. Диапазон частот несущего сигнала от 70 до 3 ГГц.
2. Коэффициент усиления в диапазоне от 0 до 80 дБ.
3. Виды модуляций: амплитудная модуляция, частотная модуляция, частотная манипуляция, двоичная фазовая манипуляция, симулятор генератора произвольных сигналов, OFDM, ASK, FSK, MSK, GMSK, PSK, QPSK, PAM, QAM, 8PSK, 16 APSK, 32 APSK.
4. Частота дискретизации.
5. Тип кодирования (Голе, Соломона, БЧХ, Хэминга и т. п.).

На виртуальной панели передатчика отображается: несущая частота сигнала, коэффициент усиления передатчика, частота дискретизации сигнала, вид кодировки сигнала, заполнение сигнала и диаграмма I и Q составляющих сигнала.

На виртуальной панели приемника АПК отображается: несущая частота сигнала, коэффициент усиления приемника, частота дискретизации сигнала, вид кодировки сигнала, спектр принимаемого сигнала и диаграмма I и Q составляющих сигнала.

Разработанный аппаратно-программный комплекс, с применением SDR-технологий, позволяет производить математическое и физическое моделирование радиосигнала с последующим исследованием его свойств.

#### **Список литературы**

1. Костин, М. С. Архитектурно-конфигурируемые SDR-технологии радиомониторинга и телеметрии: учебное пособие / М. С. Костин. – Вологда: Инфра-Инженерия, 2021. – 148 с.

## ПРИМЕНЕНИЕ СПУТНИКОВОГО НАВИГАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА В СОСТАВЕ КОМПЛЕКСА ЗАГОРИЗОНТНОЙ РЛС

**И.Н. Сушкин, В.А. Леусенко, С.В. Сергиенко**

Военно-инженерный институт СФУ  
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13А  
E-mail: isushkin@sfu-kras.ru

Рассмотрен вариант применения навигационной аппаратуры потребителя, работающей по сигналам спутниковых радионавигационных систем ГЛОНАСС и GPS в составе комплекса загоризонтных радиолокационных станций. Применение навигационной аппаратуры потребителя позволяет производить оценку полной электронной концентрации в ионосферном слое Земли с целью формирования оптимальной частоты радиолокационного сигнала.

Одной из основных задач, возникающих при разработке средств современной радиолокационной техники, является увеличение дальности действия. Это относится к различным видам радиолокационных станций (РЛС), предназначенных как для наземных применений, так и для космических исследований. Последние позволили осуществить радиолокацию планет Солнечной системы. Однако в земных условиях в диапазонах от метровых до миллиметровых радиоволн, используемых для радиолокации, максимальная дальность действия вследствие кривизны Земли практически ограничена расстоянием прямой видимости. Поэтому все больший интерес вызывает применение для радиолокации волн декаметрового диапазона (3–30 МГц), позволяющих при определенных параметрах РЛС обнаруживать цели, глубоко скрытые за горизонтом.

В станциях с прямым рассеянием радиоволн, работающих не в метровом, а в декаметровом диапазоне, удается получить очень большую дальность обнаружения. В таких станциях передатчик и приемник разнесены на тысячи километров. Антенна передающей позиции облучает район цели; а излучаемые сигналы принимаются на приемной позиции. Если между передающей и приемной позициями в районе, облучаемом сигналами передатчика, появляется цель, то характер принимаемых сигналов изменяется, что и позволяет обнаружить ее. Достоинством указанной станции является выигрыш в энергетике за счет использования сигнала, не отраженного целью обратно, а прямого, переизлученного вперед. Однако следует отметить, что принцип прямого рассеяния имеет и ряд недостатков [1].

Одним из них является малая информативность: станция, состоящая из передающей и одной приемной позиций, только

обнаруживает цель, но не позволяет определить ее координаты, включая дальность. Этот недостаток можно устранить использованием не одной, а нескольких приемных позиций с совместной обработкой всех результатов наблюдения, но при этом существенно усложняется и прием, и обработка сигналов. Другое ограничение состоит в том, что для наблюдения за интересующими районами передающая и приемная части станции должны быть определенным образом расположены. Третий недостаток – это сложность обеспечения синхронизации приемного сигнала. Так как расстояние между передающей и приемной частями станции может превышать 10 000 км, то трудно осуществить синхронизацию сигналов по линии связи. Поэтому в приемное устройство вводится опорный гетеродин, синхронизируемый с помощью сигналов единого времени, что снижает надежность действия РЛС.

Приемное устройство загоризонтной РЛС (ЗГ РЛС) вынуждено работать в очень сложных условиях. В первую очередь, это обусловлено высоким уровнем как активных (от радиостанций), так и пассивных помех за счет отражений от Земли и ионосферы. Помимо этого заметно проявляют себя замирания. Требования к радиоприемным устройствам значительно усложняются также необходимостью обеспечивать заданные характеристики при работе в широком диапазоне частот.

Непрерывно изменяющиеся условия распространения радиоволн вследствие изменчивости ионосферы, а также быстро меняющаяся помеховая обстановка не позволяют получить не только наибольшее возможное, но даже сколько-нибудь удовлетворительное отношение сигнал – помеха при длительной работе на одной фиксированной частоте. Для эффективной работы ЗГ РЛС нужно непрерывно иметь текущее описание условий распространения радиоволн. Кроме того излучаемый РЛС сигнал и обработка сигнала в приемном устройстве должны быть согласованы с ионосферными и помеховыми условиями, существующими в данный момент времени. В связи со сказанным ЗГ РЛС должны представлять собой адаптирующиеся системы.

Информацию о текущей обстановке можно получить с помощью вертикального зондирования ионосферы и наклонного зондирования.

При построении систем загоризонтной радиолокации необходимо осуществлять контроль за состоянием ионосферного слоя Земли, а также производить временную синхронизацию удаленных станций ЗГ РЛС.

**Методы адаптации частотного режима ЗГ РЛС.** Работа загоризонтных РЛС определяется физическими процессами проникновения декаметровых радиоволн за горизонт вследствие взаимодействия радиоволн с ионосферой. Активное взаимодействие радиоволн с ионосферой оказывает существенное влияние на энергетические

характеристики зондирующих сигналов, в значительной мере определяемые текущим состоянием ионосферы вдоль трассы распространения. Такое влияние сказывается, прежде всего, на изменении оптимальных частот (т. е. на распространении электромагнитной энергии (частоты)), которые характеризуются минимальным ослаблением электромагнитных волн на трассе зондирования, а также на ослаблении самих радиоволн. Это обстоятельство приводит к необходимости адаптации частотного режима излучения зондирующих сигналов к изменяющемуся во времени состоянию ионосферы на трассе локации.

Создание методов адаптации частотного режима, основной задачей которых является реализация потенциальных возможностей радиолокатора, предполагает разработку способов текущей диагностики оптимальных частот зондирования и затухания зондирующего сигнала. Зависимость затухания от частоты зондирования, зависимость минимального затухания и оптимальной частоты от состояния ионосферы на всей трассе распространения и, как следствие этого, существенная зависимость характеристик обнаружения загоризонтного радиолокатора от этих факторов предъявляют качественно новые требования к методам диагностики оптимальных частот и затухания по сравнению с используемыми в практике радиосвязи. Указанные требования приводят к необходимости более детального анализа вопросов ионосферного распространения декаметровых радиоволн.

Отсутствие в достаточной мере адекватных моделей глобального распределения характеристик ионосферы, влияющих на распространение радиоволн, затрудняет в настоящее время использование теоретических методов на уровне инженерной практики. Это обстоятельство привело к необходимости разработки полуфеноменологических и статистических подходов к решению задач распространения.

Сущность подобных подходов заключается в том, что основные функциональные связи характеристик поля с параметрами ионосферы, получаемые в том или ином приближении решения задачи (по отношению к методу решения или задания характеристик среды), дополняются некоторыми феноменологическими константами, имеющими статистический или детерминированный характер, которые затем определяются из экспериментальных данных. При разумном подходе набор констант должен быть ограничен, и каждая из констант должна иметь достаточно «прозрачный» физический смысл. Построенную при таком подходе модель можно признать приемлемой, если она объясняет имеющиеся экспериментальные данные в случае одного и того же значения используемых в ней констант. При этом

значения констант, определяемых по экспериментальным данным, позволяют судить о значимости того или иного эффекта при формировании характеристик поля на реальных трассах в том случае, если не удастся провести оценку вкладов рассматриваемых эффектов в рамках чисто теоретических подходов.

Очевидно, что развитие такого рода подходов предполагает наличие достаточно разработанных теоретических методов и достаточно полного набора независимых экспериментальных данных, полученных в широком диапазоне изменения характеристик ионосферы. Подобный набор экспериментальных данных может быть получен на основе исследования характеристик распространения декаметровых радиоволн методами возвратно-наклонного зондирования (ВНЗ) и наклонного зондирования (НЗ) на трассах различной протяженности и ориентации, на основе исследования характеристик кругосветного сигнала (КС), а также с использованием специальных измерений, позволяющих получить информацию о вертикальном распределении поля.

Наибольший интерес для загоризонтной радиолокации представляют глобальные эмпирические модели, построенные по данным мировой сети станций вертикального зондирования (ВЗ). В настоящее время известно большое число таких моделей. Среди них, прежде всего, следует назвать IRI (*International Reference Ionosphere*), метод вертикального радиозондирования, метод наклонного радиозондирования.

Модель IRI – эмпирическая модель ионосферы, являющаяся, по мнению авторитетных источников, наиболее развитой, доступной и удобной для использования в практических целях. Было выпущено несколько постоянно улучшающихся версий модели. Для данного местоположения, времени и даты IRI предоставляет среднемесячные значения электронной плотности, электронной температуры, температуры ионов и состава ионов в диапазоне высот ионосферы.

Основными источниками данных являются всемирная сеть ионозондов, мощные некогерентные рассеивающие радары, зонды и спутники, а также приборы, находящиеся на многих спутниках и ракетах. IRI обновляется ежегодно в ходе специальных семинаров IRI. Модель и программное обеспечение IRI обновляется в соответствии с решениями рабочей группы IRI.

Модель IRI носит глобальный характер, для нее есть QP-аппроксимация профиля, упрощающая процесс расчета траекторий, предусмотрен учет возмущенных условий, предложена коррекция модели с помощью данных GPS. Программная реализация модели помещена

в сети Интернет и постоянно обновляется, что делает целесообразным ее использование для настройки частоты радиопередающего устройства [2].

Используя эмпирическую модель ионосферного слоя Земли IRI и модель распространения радиосигнала VOACAP можно произвести расчет частоты зондирующих сигналов ЗГ РЛС.

VOACAP (*Voice of America Coverage Analysis Program*) – это модель распространения радиосигнала, которая использует эмпирические данные для прогнозирования потерь пути от точки до точки и покрытия данного приемопередатчика, если они заданы в качестве входных данных: две антенны (конфигурация и положение), солнечная погода и время/дата [3].

При использовании модели VOACAP произведен расчет 24-часового колеса прогнозирования оптимальных рабочих частот в зимнее время на трассе Красноярск – Якутск (рис. 1).

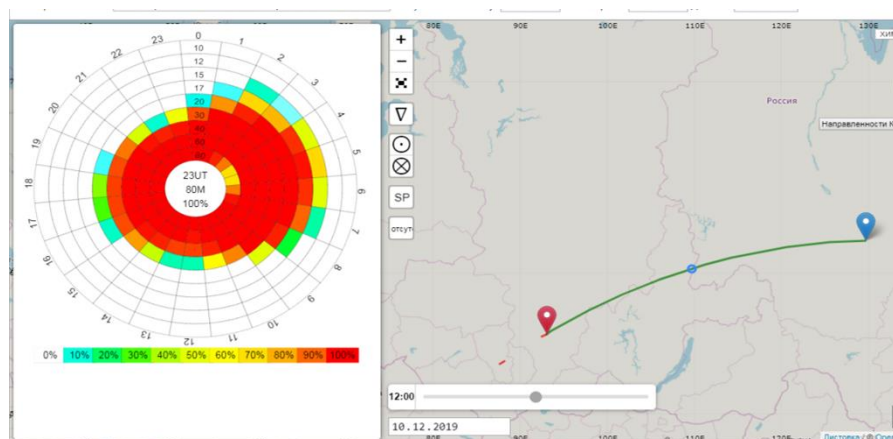


Рис. 1. 24-часовое колесо прогнозирования оптимальных рабочих частот в зимнее время

Недостаток данного метода определения оптимальных рабочих частот загоризонтной РЛС заключается в низкой оперативности и зависимости от работы зарубежных серверов.

**Применение спутникового навигационного приемника в составе ЗГ РЛС.** Одной из основных задач для повышения качества работы ЗГ РЛС, которую необходимо решить, является определение полной электронной концентрации в ионосфере в режиме реального времени.

Атмосфера имеет ярко выраженную частотную избирательность. Неоднородное по высоте распределение диэлектрической проницаемости вызывает искривление траектории распространения радиоволн, т. е. рефракцию. Вследствие этого на рабочей частоте навигационного космического аппарата (НКА) погрешность определения псевдодальности составляет от 5 до 50 метров.

Для описания высотного профиля электронной концентрации применяются различные модельные зависимости, учитывающие наиболее характерные особенности строения ионосферы. Поправка к групповому пути для биэкспоненциальной модели профиля электронной концентрации при произвольном угле места НКА [4] равна:

$$S_i = \frac{4,03 \cdot 10^7}{f_i^2} \gamma N_m \frac{1}{\sin \alpha_i} \sum_{j=1}^{j=2} (-1)^{i+1} H_j [1 - \exp(-\frac{z_u - H_0}{H_i})], \quad (1)$$

где  $S_i$  – задержка распространения сигнала  $i$ -го НКА в ионосфере вычисляемая по формулам:  $S_i = 1,531 \cdot c \cdot (\tau_i(f_2) - \tau_i(f_1))$  для спутников системы ГЛОНАСС и  $S_i = 1,546 \cdot c \cdot (\tau_i(f_2) - \tau_i(f_1))$  для спутников системы GPS;  $\tau_i(f_1)$  – время распространения сигнала от  $i$ -го НКА, измеренное на частоте  $f_1$ ;  $\tau_i(f_2)$  – время распространения сигнала от  $i$ -го НКА, измеренное на частоте  $f_2$ ;  $c$  – скорость света в вакууме;  $N_m$  – электронная концентрация в ионосфере;  $H_0 = 200$  км,  $H_1 = 325$  км,  $H_2 = 32,5$  км.

Коэффициенты биэкспоненциальной модели:

$$z_u = \sqrt{R_e^2 + 2R_e R_i \sin \alpha_i + R_i^2},$$

где  $R_e$  – высота источника излучения;  $R_e$  – радиус Земли;  $\alpha_i$  – угол места  $i$ -го НКА относительно навигационной аппаратуры потребителя.

$$\sin(\alpha_i) = \frac{x(x_{ci} - x) + x(z_{ci} - z) + z(z_{ci} - z)}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2} R_i}, \quad \gamma^{-1} = \left(\frac{h_2}{h_1}\right)^{\frac{h_2}{h_1 - h_2}} - \left(\frac{h_2}{h_1}\right)^{\frac{h_1}{h_1 - h_2}} = 1,435,$$

где  $f_i$  – излучаемая частота сигнала  $i$ -го НКА:  $R_i = \sqrt{(x_{ci} - x)^2 + (y_{ci} - y)^2 + (z_{ci} - z)^2}$ ,  $x, y, z$  – координаты НАП,  $x_{ci}, y_{ci}, z_{ci}$  – координаты  $i$ -го НКА.

Задержка распространения сигнала от НКА до НАП зависит от геометрической дальности, а также от задержки распространения сигнала в ионосфере и тропосфере. Уравнение для определения задержки будет иметь вид:

$$\tau_{ci} = \frac{R_i + S_i + \mathcal{S}_i}{c}, \quad (2)$$

где  $\mathcal{S}_i$  – задержка распространения сигнала от  $i$ -го НКА до НАП в тропосфере.

Время распространения сигнала в ионосфере можно определить путем измерения времени распространения сигнала от НКА до НАП на двух частотах  $f_1$  и  $f_2$ , с последующим вычислением разности задержек этих сигналов на трассе по формуле  $\delta\tau_i = \tau_i(f_2) - \tau_i(f_1)$ , равную разности дополнительных групповых задержек в ионосфере на разных частотах. В результате получим выражения:

$$S_i = 1,531 \cdot c \cdot (\tau_i(f_2) - \tau_i(f_1)) \text{ для спутников системы ГЛОНАСС,} \quad (3)$$

$$S_i = 1,546 \cdot c \cdot (\tau_i(f_2) - \tau_i(f_1)) \text{ для спутников системы GPS.} \quad (4)$$

Используя выражение (1) и (3 или 4) в зависимости от используемого спутника в текущий момент измерения, можно вычислить полную электронную концентрацию (ПЭС) в ионосфере на пути прохождения сигнала от НКА до НАП.

Применяя полученные выражения для определения полной электронной концентрации в ионосферном слое Земли, а также зависимость ПЭС от азимута и угла места НКА относительно НАП, можно определить оптимальную рабочую частоту загоризонтной РЛС [1].

#### Список литературы

1. Алебастров, А. В. Основы загоризонтной радиолокации / В. А. Алебастров, Э. Ш. Гойхман, И. М. Заморин. – М.: Радио и связь, 1984. – 256 с.
2. Руководство по ионосферным, магнитным и гелиофизическим наблюдениям. Ионосферные наблюдения: руководящий документ / Часть 1, вып. 1. – Москва.: ФГБУ «ИПГ», 2012. – 272 с.
3. [Электронный ресурс]: <http://voacap/blogstop/com/2018/06/voacap-online-hf-predictions-users.html>.
4. Сушкин, И. Н. Региональная сеть мониторинга атмосферы Земли / И. Н. Сушкин // Известие высших учебных заведений. Физика. – 2013. Т. 56. – № 10/3.



## **РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА МОДЕЛИРОВАНИЯ РЛС ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ**

**Д.Д. Кликно, М.Э. Буравлева, А.Б. Гладышев, А.Ю. Колупаев**

Военный учебный центр СФУ  
660036, г. Красноярск, Академгородок, 13А  
E-mail: mariya.buravleva@mail.ru

Рассмотрен вопрос разработки комплекса, позволяющего моделировать работу радиолокационной станции вертикального зондирования, для исследования характеристик атмосферы. Данный комплекс выполнен на специальном модульном оборудовании фирм Keysight и National Instruments.

В последние годы значительно увеличилось количество опасных метеорологических явлений, к которым относятся тайфуны, ураганы, неоднородности атмосферы. В связи с этим важность прогнозирования таких явлений значительно возрастает [1]. Для осуществления прогнозирования опасных метеорологических явлений используются различные методы зондирования атмосферы. Одним из перспективных методов исследования атмосферы является вертикальное радиолокационное зондирование.

Радиолокационные станции вертикального зондирования (РЛС ВЗ) предназначены для дистанционного бесконтактного определения параметров атмосферы. Физические принципы, положенные в основу функционирования этих станций, позволяют проводить непрерывные измерения независимо от погодных условий [2].

В данной работе рассматривается структура и принцип работы программно-аппаратного комплекса моделирования РЛС ВЗ (ПАК РЛС ВЗ).

Для сокращения времени и стоимости разработки РЛС ВЗ на этапе прототипирования целесообразно использовать комплексы аппаратуры на основе современных программно-определяемых измерительных приборов. Например, для этого могут быть применены модули PXI производства Keysight, National Instruments, которые по своим техническим характеристикам удовлетворяют требованиям, необходимым для формирования, приема и обработки радиолокационных сигналов, заданной структуры.

По результатам работы был разработан ПАК РЛС ВЗ. В состав ПАК РЛС ВЗ входит:

1. Антенная система, состоящая из 4-х антенн типа волновой канал (антенн Яги) и согласующих антенных трансформаторов, позволяющих

объединить 4 антенны в один антенный кластер с круговой поляризацией излучаемых сигналов [3].

2. Четыре идентичных по длине подводящих ВЧ-комплекта коаксиальных кабелей.

3. Активные дуплексеры (4 штуки) для независимой запитки 4-х антенн.

4. Пассивный дуплексер для синфазной запитки всех 4-х антенн кластера.

5. Задающий векторный генератор произвольных зондирующих сигналов PXIe M9383A.

6. Предварительный усилитель мощностью 100 Вт.

7. Блок делителей сигнала.

8. Два усилителя мощности (ПМ-2) по 500 Вт каждый.

9. Блок сумматора сигналов.

10. Приемная аппаратура, выполненная на модулях PXI National Instruments (ПЛИС NI PXIe-7976R (Xilinx K710T), векторный анализатор сигналов PXIe-5663E, модуль для хранения данных NI HDD-8261, контроллер вычислительный NI PXIe-8840).

11. Устройство синхронизации (стандарт частоты и времени рубидиевый Ч1-93/1).

12. ПЭВМ для управления работой РЛС ВЗ и для обработки принимаемых данных.

13. Дополнительное оборудование (комплект измерительных приборов, используемый для настройки, тестирования и контроля параметров аппаратуры кластера, система бесперебойного питания аппаратуры РЛС).

Структурная схема ПАК РЛС ВЗ приведена на рис. 1.

В состав передатчика РЛС ВЗ входит векторный генератор, предназначенный для формирования маломощных зондирующих сигналов. Генератор имеет программное управление и обеспечивает удобство при выборе модулирующей последовательности зондирующего сигнала, частоты, длительности и периода повторения в заданных диапазонах. Также каскады усилителей мощности, обеспечивающих требуемую импульсную мощность на входе антенной системы [4].

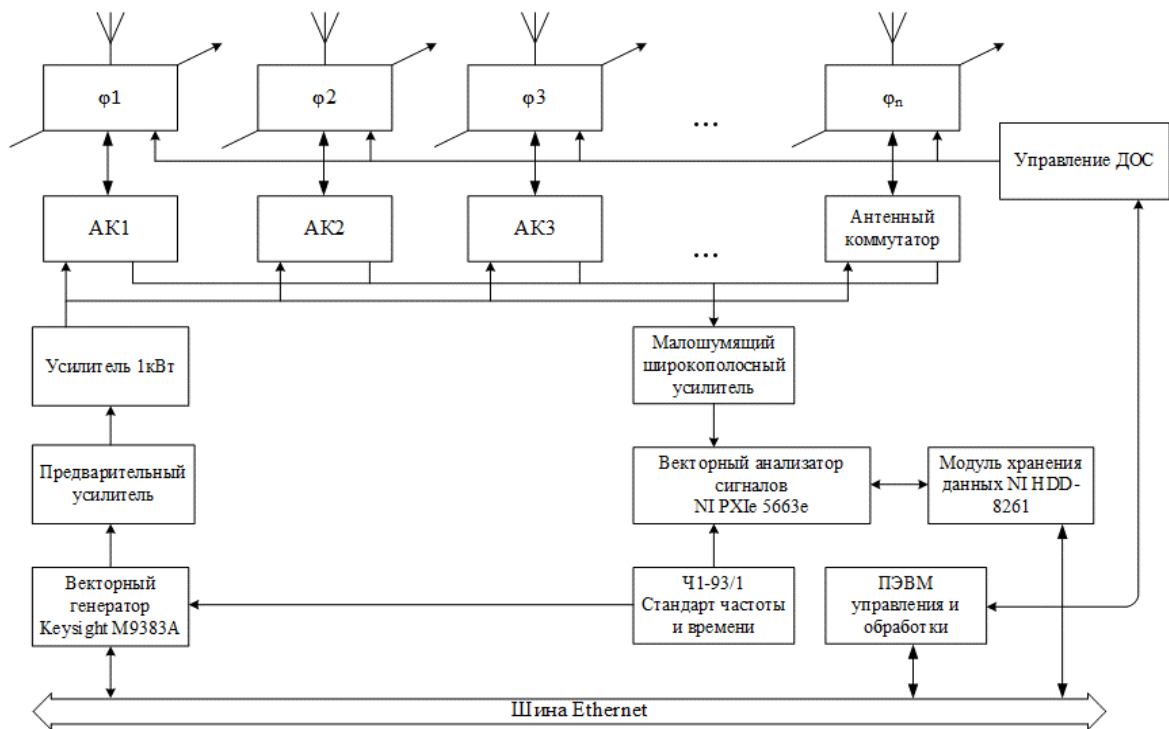


Рис. 1. Структурная схема ПАК РЛС ВЗ

Векторный генератор содержит следующие модули:

1) M9300A PXIe предназначен для задания опорной частоты. M9300A PXIe является совместимым компактным модульным прибором, который может быть использован в качестве опорного генератора сигналов в полосе частот 10 или 100 МГц;

2) M9303A PXIe – это СВЧ-синтезатор, который представляет собой автономный локальный генератор. Конструкция включает в себя несколько управляемых напряжением генераторов для улучшения характеристик фазового шума и скорости переключения;

3) M9316A – цифровой векторный модулятор PXIe. Этот модуль имеет встроенный модулятор IQ и генератор сигналов произвольной формы и поддерживает генерацию сигналов в диапазоне частот от 1 до 20 ГГц, с шириной спектра до 160 МГц;

4) модуль M9312A выполняет усиление, амплитудную и импульсную модуляцию в полосе частот до 14 или 20 ГГц;

5) модуль M9314A принимает РЧ-сигнал, преобразует его, повышая частоту, и направляет на выход источника PXIe M9312A.

Приемная аппаратура выполнена на модулях PXI National Instruments и предназначена для обработки эхо-сигналов, отраженных от неоднородностей атмосферы, измерения параметров сигналов, записи эхо-сигналов и радиолокационных параметров на внешний носитель информации.

Приемная аппаратура содержит:

- анализатор сигналов модульный NI PXIe-5663E, предназначенный для измерения параметров спектра модулированных высокочастотных сигналов в коаксиальных трактах;

- модуль для хранения данных NI HDD-8261. HDD-8261 является встроенным высокоскоростным модулем накопления данных PXI Express со встроенным контроллером SATA. Это идеальное устройство для полевых испытаний и задач по записи сигналов. Можно использовать этот модуль не только для потоковой скоростной передачи данных, но и для быстрого обмена информацией между различными тестовыми приложениями, а также в качестве дополнительного хранилища для контроллера PXI системы;

- встраиваемый контроллер NI PXI-8840 PXI/CompactPCI является высокопроизводительным контроллером PXI, совместимым с системой CompactPCI. Контроллер NI PXI-8840 объединяет стандартные функции ввода-вывода в одном устройстве, используя современную компоновку.

Система синхронизации ПАК РЛС ВЗ предназначена:

- обеспечения истинной когерентности РЛС за счет высокоточной синхронизации опорного гетеродина задающего генератора;

- синхронизации шкалы времени, приемного и передающего устройств;

- синхронизации цифровой обработки отраженных зондирующих сигналов.

В качестве устройства синхронизации в макете РЛС используется стандарт частоты и времени рубидиевый Ч1-93/1, который предназначен для формирования и выдачи приемопередающей аппаратуре РЛС ВЗ высокостабильных высокоточных по частоте синусоидальных сигналов с частотами 10 (5) МГц.

Внешний вид задающего векторного генератора, приемной аппаратуры и стандарта частоты и времени показан на рис. 2.



Рис. 2. Внешний вид приемопередающей аппаратуры

Таким образом, использование описанной выше аппаратуры в составе ПАК РЛС ВЗ позволило обеспечить удобство работы при прототипировании РЛС ВЗ, обеспечило возможность проверки эффективности применения зондирующих сигналов различных типов, позволило проверить правильность разработки различных алгоритмов обработки эхо-сигналов, отраженных от различных слоев атмосферы.

На основании проведенной работы в области радиолокационного зондирования атмосферы выбраны направления дальнейших исследований по созданию РЛС ВЗ, обеспечивающих высокоточное измерение параметров сигналов, отраженных от неоднородностей атмосферы, и определение состояния атмосферы на различных высотах.

### Список литературы

1. Замятин, В. В. Мониторинг опасных метеорологических явлений по данным с геостационарного спутника Meteosat-8 / В. В. Замятин // Географическое изучение территориальных систем. – 2021. – С. 162–164.
2. Иванов, В. Э. Современное состояние и перспективы развития систем радиозондирования атмосферы / В. Э. Иванов, А. В. Гусев, К. А. Игнатков, С. И. Кудинов, В. Я. Носков, О. В. Плохих // 22-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2011). – Севастополь, 2012. – С. 3–12.

3. Advanced radar wind profiling / A. Muschinski [etc.] // Meteorologische Zeitschrift. – 2005. – Vol. 14, № 5. – PP. 609–626.

4. Mathematical and hardware modelling of MST radar signals / D. D. Dmitriev, V. N. Ratuschnyak, A. B. Gladyshev [etc.] // JOP Conference Series: Metrological Support of Innovative Technologies. Krasnoyarsk Science and Technology City Hall of the Russian Union of Scientific and Engineering Associations. – Krasnoyarsk, Russia. – 2020.

**Секция**  
**«ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ**  
**И ТЕХНОЛОГИИ»**

---

**АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ**  
**НА ТЕРРИТОРИИ РОССИИ**

**Р.М. Гимадуддинов, М.К. Заленская**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: gimadutdinov01@mail.ru

Представлен краткий анализ текущего состояния некоторых систем спутниковой связи, активно используемых на территории России. Рассмотрены услуги, предоставляемые данными системами и оборудование, требуемое для работы в сетях этих систем: антенны, модемы, терминалы.

Спутниковая связь для России является системообразующей отраслью и играет важную роль для поддержания целостности страны. В настоящее время широкополосный доступ в большей степени предоставляется посредством волоконно-оптических линий связи (ВОЛС), но монтаж ВОЛС не везде является возможным или экономически эффективным. По этой причине наиболее выгодным вариантом для удаленных и труднодоступных мест представляется использование спутниковой связи, которая для водного транспорта также является одним из немногих доступных способом связи.

На данный момент на территории России развернуты зарубежные и отечественные спутниковые системы связи (ССС), в основном из которых можно выделить такие, как Iridium, Inmarsat, Thuraya и системы на основе спутниковых группировок Intelsat, «Ямал» и «Экспресс». Из указанных СССР первая является низкоорбитальной, а остальные – геостационарными системами.

В системах Iridium, Inmarsat, Thuraya основными услугами являются спутниковая голосовая связь, передачи коротких текстовых сообщений SMS, система интернет-вещей M2M/IoT и передача данных [4], скорость которой указана в табл. 1. Для доступа к услугам голосовой связи и SMS в качестве абонентских устройств обычно требуется только спутниковый телефон, спутниковый терминал (далее просто терминал), к которому возможно подключить стационарный телефон (через

специальный разъем в терминале или модеме), или специальный спутниковый адаптер для смартфонов, позволяющий обычному сотовому телефону работать в спутниковой сети. Для доступа к услугам M2M/IoT требуется терминал, специально разработанный под эту технологию или поддерживающий ее. Работа с услугами широкополосного доступа в сеть Интернет организуется с помощью терминалов, поддерживающих высокоскоростную передачу данных и имеющих возможность подключать сразу несколько устройств, включая персональные компьютеры, планшеты, мобильные телефоны, принтеры. Пример такого терминала представлен на рис. 1.



Рис. 1. Спутниковый терминал Thales VesseLINK 200 для работы в сети Iridium

В системах на основе группировок Intelsat, «Ямал» и «Экспресс» предоставлены услуги на основе технологий Very Small Aperture Terminal (VSAT) и морской VSAT. Для подключения к VSAT-сетям требуется VSAT-станция, состоящая из двух основных частей: внешний блок (OutDoorUnit – ODU) и внутренний блок (InDoorUnit – IDU). Первый, в свою очередь, состоит из параболической антенны, диаметром от 0,55 до 2,4 м, приемопередатчика и облучателя. Второй же представляет собой компактный спутниковый модем (далее просто модем), преобразующий информацию, обмен которой происходит между такими же устройствами на спутнике и оконечными абонентскими сетевыми устройствами (компьютеры, телефоны и т. д.) [5]. Работа в системе морского VSAT отличается от предыдущей технологии тем, что внешний блок заменен на гиросtabilизированную антенную систему морского исполнения. Скорость передачи данных в VSAT-сетях зависит от используемой системы и в среднем составляет до 50 Мбит/с на прием и до 5 Мбит/с на передачу для одного канала.



Таблица 1

## Параметры спутниковых систем связи

ССС	Абонентские диапазоны частот, ГГц	Максимальная скорость передачи данных		Зона покрытия территории России	Примечания
		«верх»	«вниз»		
Iridium	L	352 кбит/с	704 кбит/с	Вся территория	Скорость указана для Iridium Next, для прежней группировки она составляет 134 кбит/с [2]. Охватывает всю поверхность Земли
Inmarsat	L, Ka	492 кбит/с	492 с кбит/с	Кроме полуострова Таймыр и более северных территорий	Скорость указана для спутников Inmarsat-4, для Inmarsat-3, она составляет 64 кбит/с, для Inmarsat-5 (в России не доступны) – 5 «верх» и 50 «вниз» Мбит/с [3]
Thuraya	L	384 кбит/с	384 кбит/с	Кроме архипелага Земля Франца-Иосифа и Чукотского полуострова	Есть возможность работать в GSM-сетях
Системы на основе Intelsat, «Ямал», «Экспресс»	C, Ku, Ka	Зависит от системы	Зависит от системы	Вся территория	Характеристики зависят от системы связи

Как уже было сказано ранее, терминал состоит из спутниковой антенны, передатчика и модема. Производство спутниковых антенн в России налажено на достаточном уровне, чтобы покрыть текущие потребности, но самой сложной и высокотехнологичной частью является модем, без которого будет невозможна организация работы в любой ССС. На рис. 2 представлена общая схема модема. По конструктивному исполнению модемы можно разделить на следующие [6]:

- отдельные, взаимозаменяемые устройства разных производителей, предназначенные для использования в составе любой ЗС;
- устройства, интегрированные в какую-либо систему, которые можно использовать только в составе терминалов того же производителя;
- подсистемы канальных блоков, объединяющие в своем составе, помимо основных элементов модема, речепреобразующее устройство и модули для соединения с оконечным оборудованием.

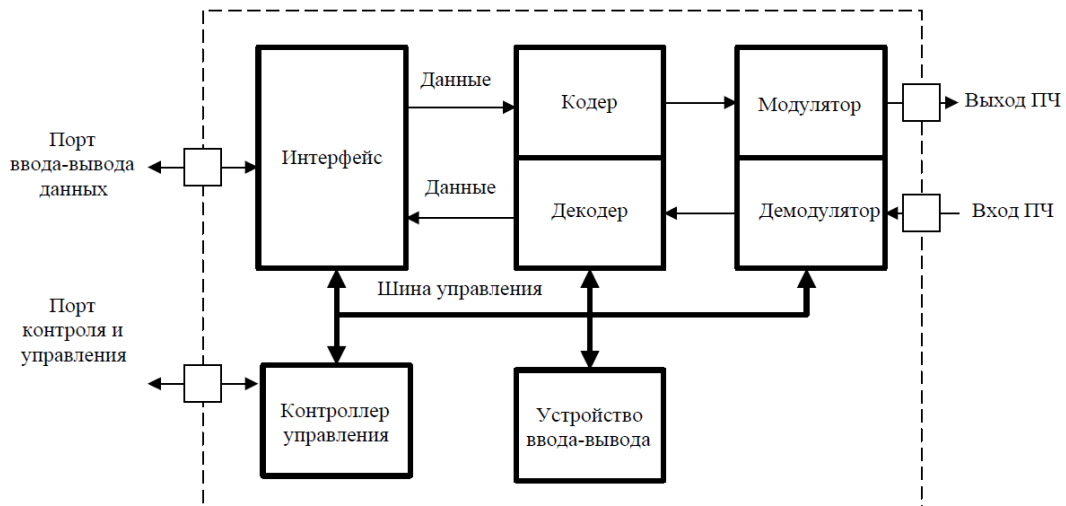


Рис. 2. Обобщенная структурная схема спутникового модема

На сегодняшний день российский рынок модемов представлен в основном иностранными производителями, например: Hughes (США), iDirect (США), Gilat (Израиль), Comtech (США), Newtec (Бельгия). Но также в небольшом количестве заявлены отечественные производители такие, как: ФГУП НИИР–ЛОНИИР, ЗАО «Радиян», ООО «Радис Лтд», ФГУП РНИИРС, ООО «ПК Дельта» ООО «ЭТРА-Плюс». До 2021 г. на рынке присутствовала российская компания ООО «ИСТАР», которая впоследствии была куплена иностранной компанией Comtech. В работе [1] описано довольно подробное сравнение характеристик, предоставленных производителями, отечественных модемов. При рассмотрении модемов отечественного производства можно выделить такие отличия от зарубежных аналогов:

- в большинстве отечественных модемов используются старый стандарт DVB-S2, а в зарубежных – новый высокоэффективный стандарт DVB-S2X;
- иностранные модемы предлагают более высокие скорости передачи информации (до 720 Мбит/с, у отечественных – до 150 Мбит/с) и меньшие на 0,5–1,5 дБ, при прочих равных условиях, пороговые отношения  $E_b/N_0$ ;

- зарубежные производители используют более мощные методы экономии потребной полосы частот спутникового ресурса;

- отечественные модемы значительно уступают зарубежным аналогам по дополнительным сервисным функциям (предупреждение о наличии частотных помех, встроенный bit-tester, акселерация спутникового TCP/IP-трафика, дистанционный контроль и управление сетью связи, одновременная демодуляция и распределение нескольких информационных потоков и др.).

К перечисленным параметрам можно добавить, что в некоторых зарубежных модемах уже применяется технология Software Defined Radio (SDR), в которой базовые параметры приемопередающего устройства определяются именно программным обеспечением. То есть функции приемника и передатчика изменяются с помощью программного обеспечения без внесения физических изменений в само оборудование, что позволяет без конструктивных изменений работать модему с любым стандартом, с любой кодировкой, с любой модуляцией посредством предварительно созданного ПО под нужные задачи. Производство подобных спутниковых модемов у некоторых российских производителей находится на стадии разработки и присутствуют только единичные опытные образцы.

Таким образом, доступ к спутниковым услугам связи на территории России в значительной степени зависит от зарубежных производителей оборудования и ССС. Так, с 5 марта 2022 г. были отключены российские станции сопряжения Globalstar, оставив всех российских абонентов без доступа к сети данной системы. Оператор Iridium перестал поставлять в Россию свое оборудование и выдавать новые сим-карты, оставив возможность пользоваться своими услугами только текущим абонентам. К этому нужно добавить, что есть риск на запрет поставок в Россию спутникового оборудования, а отечественное, по заявленным производителями характеристикам, в лучшем случае сможет покрыть только минимальные требования для работы в ССС. Поэтому представляется целесообразным организовать тестирование и исследование компонентой базы оборудования спутниковой связи российских производителей.

## Список литературы

1. Белов, А. С. Отечественные модемы земных станций спутниковой связи / А. С. Белов, А. И. Алдошин, А. Ю. Абакумова, С. И. Макаренко // Электросвязь. – 2020. – № 1. – С. 27–36.
2. Макаренко, С. И. Описательная модель системы спутниковой связи Iridium / С. И. Макаренко // Системы управления, связи и безопасности. – 2018. – № 4. – С. 1–34.
3. Макаренко, С. И. Описательная модель системы спутниковой связи Inmarsat / С. И. Макаренко // Системы управления, связи и безопасности. – 2018. – № 4. – С. 64–91.
4. Спутниковое оборудование: что это такое? – URL: <https://seacom.ru/dokumentaciya/stati/sputnikovoe-oborudovanie-cto-eto-takoe/>.
5. VSAT: особенности технологии, принцип работы, роль в развитии спутниковой связи. – URL: <https://forumtech.ru/novosti-v-sfere-telekommunikacij/antenny-vsats>.
6. Бобков, В. Ю. Спутниковые модемы / В. Ю. Бобков, М. В. Ефимов, В. И. Нагорнов // Сети и системы связи. – 1997. – № 8. – С. 72–78.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ НА ОПРЕДЕЛЕНИЕ УГЛОВОЙ КООРДИНАТЫ ПРИ ФАЗОВОМ МЕТОДЕ РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ

**Р.С. Блюмберг, В.В. Сухотин**

Военно-инженерный институт СФУ  
660036, г. Красноярск, Академгородок, 13а  
E-mail: romjke7416@gmail.com

Дано обоснование актуальности проводимых исследований. Раскрыт принцип определения прихода волны на Искусственный Спутник Земли (ИСЗ). Определены источники погрешностей, влияющих на определение угловой координаты. Приведены результаты исследования влияния погрешности определения (измерения) базы Виртуальной Антенной Решетки (ВАР), длины волны и разности фаз принимаемых сигналов на погрешность определения угла прихода волны при фазовом методе пеленгации в системах спутниковых коммуникаций. Сделаны соответствующие выводы.

Системы передачи информации с использованием ИСЗ получили широкое распространение во многих странах. В последнее десятилетие спутниковые коммуникации все в большей степени используются в качестве сегмента компьютерных сетей в виде интегрированной структуры передачи компьютерных данных и речевых сообщений при различных методах распределения ресурса.

Аппаратура Земной Станции (ЗС) и ретранслятора коммуникационных широковещательных ИСЗ не содержит средств борьбы с умышленными помехами [1, с. 20]. Отсюда следует, что проблема определения координат постановщика помех, как самостоятельная часть основной проблемы защиты спутниковых коммуникаций от постороннего вмешательства, является актуальной.

Для определения координат источника радиосигнала (ИрС) необходимо использовать как минимум 3 ИСЗ, но из-за перемещения ИСЗ по суточной траектории достаточно ограничиться только одним, используя ВАР [2, с. 384].

Исследование влияния источников погрешностей на погрешность определения координат ИрС в системах спутниковых коммуникаций фазовым методом, с использованием ИСЗ на геостационарной орбите (ГСО) является немаловажной задачей.

Решим частную задачу: определим источники исследования влияния погрешности определения (измерения) базы ВАР, длины волны и разности фаз принимаемых сигналов на погрешность определения угла прихода волны.

Принцип определения направления прихода волны основан [3, с. 6] на взаимосвязи измеренной разности фаз  $\Delta\psi$  между сигналами принятыми в разных точках стояния спутника, измеренной частоты  $\omega$  принятого сигнала и определения базы  $d$  ВАР. Геометрические построения приведены на рис. 1.

Направление прихода волны  $\theta$  определяется:

$$\theta(d, \Delta\psi, \lambda) = \arccos\left(\frac{\lambda \cdot \Delta\psi}{2 \cdot \pi \cdot d}\right), \quad (1)$$

где  $d$  – база ВАР;  $\Delta\psi$  – разность фаз принимаемых сигналов;  $\lambda$  – длина волны принятого сигнала.

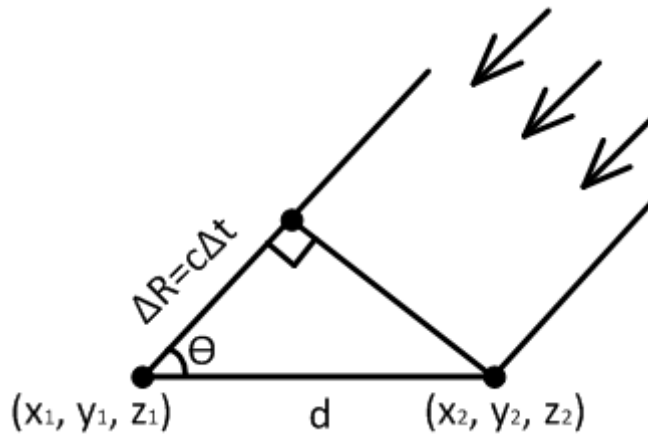


Рис. 1. Геометрические построения для определения координат ИрС

Исходя из формулы (1) абсолютная погрешность угла  $\theta$  будет зависеть от погрешностей определения базы ВАР –  $\Delta d$ , определения длины волны –  $\Delta\lambda$  и измерения разности фаз принимаемых сигналов и определяется по формуле суммы частных производных [4, с. 27]:

$$\Delta\theta = \left| \frac{\partial\theta}{\partial d} \right| \cdot \Delta d + \left| \frac{\partial\theta}{\partial\Delta\psi} \right| \cdot \Delta\Delta\psi + \left| \frac{\partial\theta}{\partial\lambda} \right| \cdot \Delta\lambda, \quad (2)$$

где частные производные  $\frac{\partial\theta}{\partial d}$ ,  $\frac{\partial\theta}{\partial\Delta\psi}$ ,  $\frac{\partial\theta}{\partial\lambda}$  равны:

$$\frac{\partial\theta}{\partial d} = \frac{\lambda \cdot \Delta\psi}{2 \cdot \pi \cdot d^2 \cdot \sqrt{1 - \frac{\lambda^2 \cdot \Delta\psi^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot d^2}}}, \quad (3)$$

$$\frac{\partial \theta}{\partial \Delta \psi} = - \frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot d \cdot \sqrt{1 - \frac{\lambda^2 \cdot \Delta \psi^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot d^2}}}, \quad (4)$$

$$\frac{\partial \theta}{\partial \lambda} = - \frac{\Delta \psi}{2 \cdot \pi \cdot d \cdot \sqrt{1 - \frac{\lambda^2 \cdot \Delta \psi^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot d^2}}}. \quad (5)$$

Проведем исследования, построив зависимости  $\Delta\theta(\Delta d)$ ,  $\Delta\theta(\Delta\psi)$  и  $\Delta\theta(\Delta\lambda)$ . Зависимость  $\Delta\theta(\Delta d)$ , при которой абсолютная погрешность  $\Delta\theta$  минимальна, представлена на рис. 2.

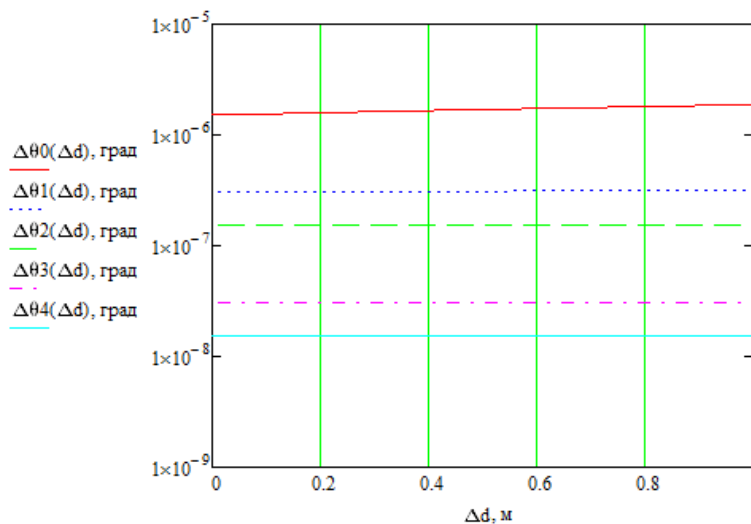


Рис. 2. Кривые зависимости  $\Delta\theta_{(0-4)d}(\Delta d)$

При увеличении абсолютной погрешности базы ВАР  $\Delta d$  увеличивается абсолютная погрешность угла прихода волны  $\Delta\theta$ . Минимальное значение абсолютной погрешности  $\Delta\theta$  принимает значение  $8,68 \cdot 10^{-7}$  градуса в точке  $\Delta d = 0$  м, при исходных данных:  $d = 1000$  м,  $f = 12$  ГГц ( $\lambda = 0,025$  м),  $\Delta\lambda = 0,01$  м,  $\Delta\psi = 30$  град, и  $\Delta\Delta\psi = 0,5$  град.

Зависимость  $\Delta\theta(\Delta d)$ , при которой абсолютная погрешность  $\Delta\theta$  максимальна, представлена на рис. 3.

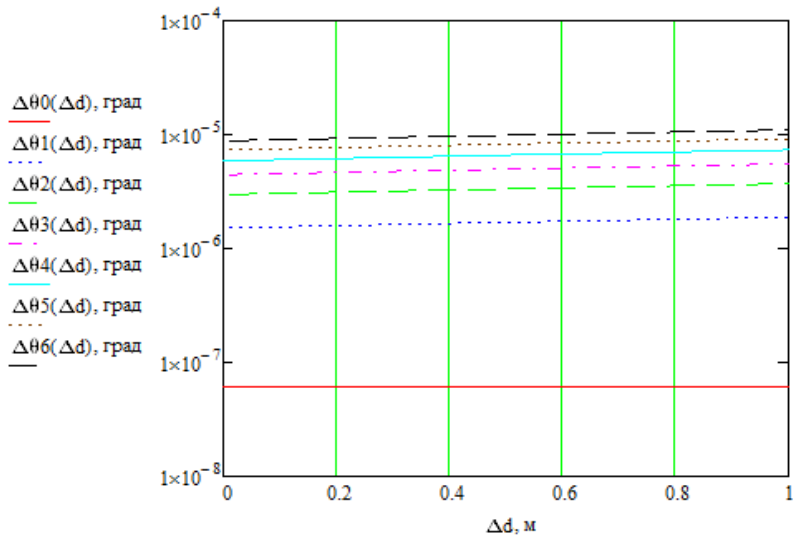


Рис. 3. Кривые зависимости  $\Delta\theta_{(0-6)\Delta\psi}(\Delta d)$

При увеличении абсолютной погрешности базы ВАР  $\Delta d$  увеличивается абсолютная погрешность угла прихода волны  $\Delta\theta$ . Максимальная абсолютная погрешность  $\Delta\theta$  принимает значение  $6,29 \cdot 10^{-4}$  градуса в точке  $\Delta d = 1$  м, при исходных данных:  $d = 10$  м,  $f = 12$  ГГц ( $\lambda = 0,025$  м),  $\Delta\lambda = 0,01$  м,  $\Delta\psi = 180$  градусов, и  $\Delta\Delta\psi = 0,5$  град.

Зависимость  $\Delta\theta(\Delta\Delta\psi)$ , при которой абсолютная погрешность  $\Delta\theta$  минимальна и максимальна, представлена на рис. 4.

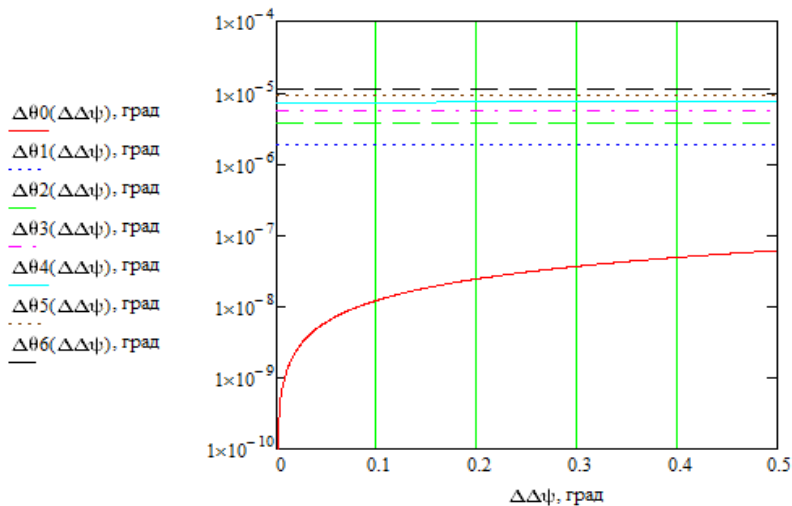


Рис. 4. Кривые зависимости  $\Delta\theta_{(0-6)\Delta\psi}(\Delta\Delta\psi)$

При увеличении абсолютной погрешности разности фаз  $\Delta\Delta\psi$  увеличивается абсолютная погрешность угла прихода волны  $\Delta\theta$ . Максимальная абсолютная погрешность  $\Delta\theta$  принимает значение  $1,1 \cdot 10^{-5}$  градуса в точке  $\Delta\Delta\psi = 0,5$  град, при исходных данных:  $d = 10$  м,  $f = 12$  ГГц ( $\lambda = 0,025$  м),  $\Delta\lambda = 0,01$  м,  $\Delta\psi = 180$  градусов, и  $\Delta d = 1$  м.



Минимальная абсолютная погрешность  $\Delta\theta$  принимает значение 0 градусов в точке  $\Delta\Delta\psi = 0$  град, при исходных данных:  $d = 10$  м,  $f = 12$  ГГц ( $\lambda = 0,025$  м),  $\Delta\lambda = 0,01$  м,  $\Delta\psi = 0$  градусов, и  $\Delta d = 1$  м.

Зависимость  $\Delta\theta(\Delta\lambda)$ , при которой абсолютная погрешность  $\Delta\theta$  минимальна, представлена на рис. 5.

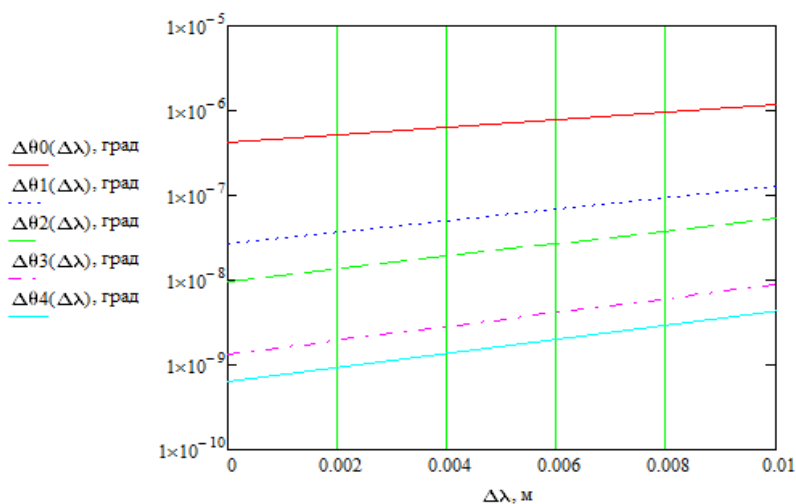


Рис. 5. Кривые зависимости  $\Delta\theta_{(0-4)d}(\Delta\lambda)$

При увеличении абсолютной погрешности длины волны  $\Delta\lambda$  увеличивается абсолютная погрешность угла прихода волны  $\Delta\theta$ . Минимальное значение абсолютной погрешности  $\Delta\theta$  принимает значение  $3,68 \cdot 10^{-8}$  градуса в точке  $\Delta\lambda = 0$  м, при исходных данных:  $d = 1000$  м,  $f = 12$  ГГц ( $\lambda = 0,025$  м),  $\Delta d = 1$  м,  $\Delta\psi = 30$  градусов, и  $\Delta\Delta\psi = 0,5$  градусов.

Зависимость  $\Delta\theta(\Delta\lambda)$ , при которой абсолютная погрешность  $\Delta\theta$  максимальна, представлена на рис. 6.

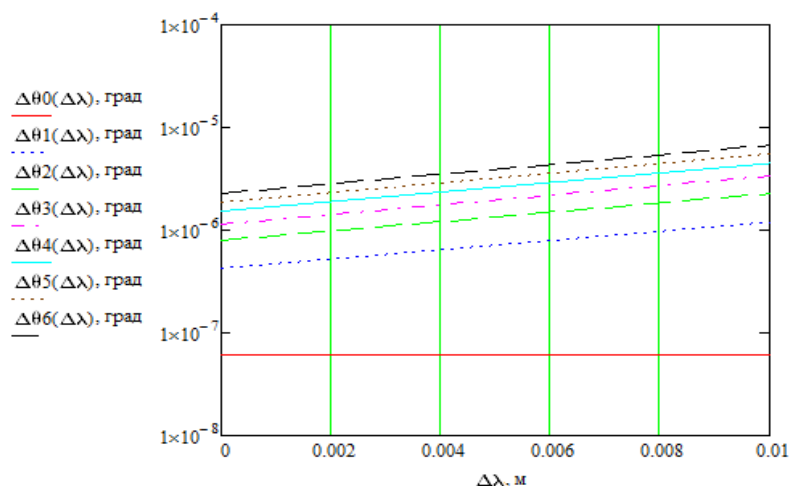


Рис. 6. Кривые зависимости  $\Delta\theta_{(0-6)\Delta\psi}(\Delta\lambda)$

При увеличении абсолютной погрешности длины волны  $\Delta\lambda$  увеличивается абсолютная погрешность угла прихода волны  $\Delta\theta$ . Максимальная абсолютная погрешность  $\Delta\theta$  принимает значение  $6,29 \cdot 10^{-4}$  градуса в точке  $\Delta\lambda = 0,01$  м, при исходных данных:  $d = 10$  м,  $f = 12$  ГГц ( $\lambda = 0,025$  м),  $\Delta d = 1$  м,  $\Delta\psi = 180$  градусов, и  $\Delta\Delta\psi = 0,5$  градусов.

Из анализа построенных зависимостей можно сделать вывод, что минимальная погрешность угла прихода волны  $\Delta\theta$  равна 0 градусов при исходных данных:  $d = 10$  м,  $f = 12$  ГГц ( $\lambda = 0,025$  м),  $\Delta\lambda = 0,01$  м,  $\Delta\psi = 0$  градусов,  $\Delta d = 1$  м и  $\Delta\Delta\psi = 0$  градусов. Максимальная погрешность угла прихода волны  $\Delta\theta$  равна  $6,29 \cdot 10^{-4}$  градуса при исходных данных:  $d = 10$  м,  $f = 12$  ГГц ( $\lambda = 0,025$  м),  $\Delta\lambda = 0,01$  м,  $\Delta\psi = 180$  градусов,  $\Delta d = 1$  м и  $\Delta\Delta\psi = 0,5$  градусов. Таким образом, при определении координат ИрС следует учитывать тот факт, что минимальная погрешность определения угла прихода волны будет при  $\theta = 90$  градусов и максимальна при  $\theta = 0$  или 180 градусов.

#### Список литературы

1. Орлов, А. Г. Бортовой ретрансляционный комплекс (БРК) спутника связи. Принципы работы, построение, параметры: научное издание / А. Г. Орлов, Н. Н. Севастьянов; под общ. ред. В. Н. Бранца. – Томск: Томский гос. ун-т, 2014. – 206 с.
2. Панько, С. П. Фазовая пеленгация в спутниковой связи / С. П. Панько, В. В. Сухотин // Электронный журнал «Исследовано в России» – 2003. – № 35. – С. 380–388.
3. Денисов, В. П. Фазовые радиопеленгаторы: монография / В. П. Денисов, Д. В. Дубинин; под общ. ред. Н. Н. Чернышева. – Томск: Томский гос. ун-т, 2002. – 252 с.
4. Рубцова, С. В. Основы теории погрешностей: метод. пособие / С. В. Рубцова, О. И. Охрименко, О. А. Алейникова. – Шахты: Донской гос. ун-т, 2019. – 66 с.

# КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ПРИЕМ СИГНАЛОВ В ДОПЛЕРОВСКОМ КАНАЛЕ

**М.Г. Поляк**

АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнева  
662972, г. Железногорск, Красноярский край, ул. Ленина 52  
E-mail: polyakmg@iss-reshetnev.ru

Понимание механизма возникновения битовых ошибок помогает их устранению. В настоящий момент глубоко изучен механизм возникновения шумовых битовых ошибок, однако работ, посвященных механизму возникновения доплеровских битовых ошибок почти нет. Проведено исследование влияния доплеровского сдвига частоты на корреляционный прием радиосигналов. По аналитической записи сигнала на выходе коррелятора выведены два условия инверсии битов принимаемых сигналов. Достаточность данных условий для описания доплеровских битовых ошибок подтверждена в программе Octave путем математического моделирования. Также показано, что наличие доплеровского сдвига частоты приводит к ухудшению отношения сигнал-шум на выходе коррелятора.

Теория корреляционного приема радиосигналов является основой теории современной радиосвязи, радиолокации и радионавигации. Известно три основных мешающих фактора, влияющих на качество работы радиоприемных устройств: аддитивный шум, многолучевое распространение, доплеровское смещение частоты [1].

Поведение приемника при наличии дополнительного аддитивного шума так же, как и многолучевое распространение достаточно хорошо и полно описано в различных источниках [2, 3]. Однако работ, посвященных поведению корреляционного приемника при наличии доплеровского сдвига частоты, практически нет.

В данной статье предпринята попытка описать механизм влияния доплеровского сдвига на битовые ошибки в корреляционном приемнике и указать на ряд особенностей работы корреляционного приемника, к которым приводит его работа в доплеровском канале.

Механизм возникновения битовых ошибок опишем на примере корреляционного приемника сигналов двоичной фазовой манипуляции [1, 4], структурная схема которого приведена на рис. 1.

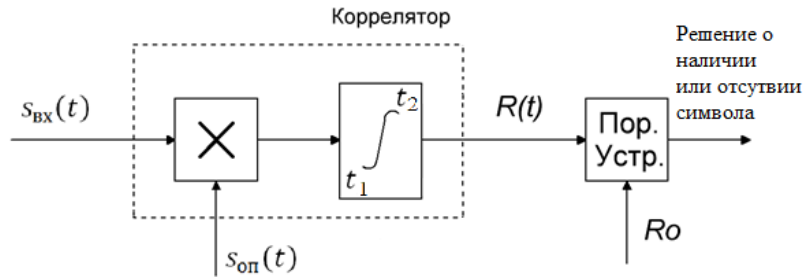


Рис. 1. Структурная схема корреляционного приемника

На рис. 1 приняты следующие обозначения:  $s_{вх}(t)$  – входной сигнал;  $s_{оп}(t)$  – сигнал опорного генератора;  $R(t)$  – результат корреляции на выходе коррелятора;  $R_0$  – пороговое значение;  $t_1$  – время начала интегрирования,  $t_2$  – время окончания интегрирования.

Сигнал опорного генератора и входной сигнал описываются выражениями:

$$s_{оп}(t) = A_{оп} \sin(\omega_{оп} t + \varphi_{произв}) \quad (1)$$

$$s_{вх}(t) = A_{вх} \sin[\omega_{оп} t + \omega_{д} t + \varphi_{инф}(t)] \quad (2)$$

где  $A_{оп}$  и  $A_{вх}$  – амплитуды опорного и входного сигналов;  $\omega_{оп} = 2\pi f_{оп}$  – круговая опорная частота;  $\omega_{д} = 2\pi f_{д}$  – круговая доплеровская частота;  $t$  – время;  $\varphi_{инф}(t)$  – информация, передаваемая в изменениях фазы. Для случая исследуемой двоичной фазовой манипуляции имеет два значения 0 и  $\pi$  радиан;  $\varphi_{произв}$  – произвольная начальная фаза сигнала, обусловленная произвольным расстоянием между передатчиком и приемником.

Корреляционный интеграл имеет вид [1]:

$$R(t_1, t_2) = \int_{t_1}^{t_2} s_{оп}(t) s_{вх}(t) dt, \quad (3)$$

где  $t_1$  и  $t_2$  – время начала и окончания интегрирования, связанные между собой выражениями:

$$t_2 - t_1 = T, \quad (4)$$

$$t_1 = (i - 1) \cdot T, \quad (5)$$

$$t_2 = i \cdot T. \quad (6)$$

где  $T$  – временная длительность передаваемого символа (период манипуляции, длительность интегрирования в корреляторе);  $i$  – номер текущего принимаемого символа ( $i \geq 1$  для случая, когда информационные символы идут друг за другом).

Можно показать, что в случае отсутствия эффекта Доплера ( $\omega_d = 0$ ) значение корреляционного интеграла будет иметь вид:

$$R_{\omega_d=0}(t_1, t_2) = (-1)^{\frac{\varphi_{\text{инф}}(t)}{\pi}} A_{\text{вх}} A_{\text{оп}} \cdot \frac{\sin(2t_1 \omega_{\text{оп}}) - \sin(2t_2 \omega_{\text{оп}}) + 2T \omega_{\text{оп}}}{04 \omega_{\text{оп}}} \cos(\varphi_{\text{произв}}) \quad (7)$$

Полученное выражение можно упростить с учетом того, что опорная частота имеет достаточно большое значение и произвольная начальная фаза  $\varphi_{\text{произв}}$  стремится к нулю в случае применения системы автоматической подстройки частоты [5]:

$$R_{\omega_d=0}(t_1, t_2) = (-1)^{\frac{\varphi_{\text{инф}}(t)}{\pi}} \frac{A_{\text{вх}} A_{\text{оп}}}{2} T, \quad (8)$$

В случае наличия доплеровского сдвига частоты ( $\omega_d \neq 0$ ), и с учетом того, что опорная частота много больше доплеровской, корреляционный интеграл имеет вид:

$$R(i, T, \omega_d) = (-1)^{\frac{\varphi_{\text{инф}}}{\pi}} \frac{A_{\text{вх}} A_{\text{оп}} T}{2} \cdot \text{sinc}\left[\frac{T \omega_d}{2}\right] \cdot \cos\left[\omega_d - \frac{T \omega_d}{2} - \varphi_{\text{произв}}\right]. \quad (9)$$

Анализируя выражение (9), можно сделать вывод, что при наличии доплеровского сдвига частоты знак корреляционного интеграла определяется не только информационной фазой  $\varphi_{\text{инф}}(t)$ , но и знаками второго и третьего множителя, анализируя которые, введем первое и второе условия инверсии.

*Первое условие инверсии.* Исследуем второй множитель:

$$\text{sinc}\left[\frac{T \omega_d}{2}\right]$$

Для данного множителя покажем графически различие между амплитудой сигнала на выходе коррелятора при наличии (прерывистая

линия на графике) и отсутствии доплеровского сдвига частоты (сплошная линия на графике). На рис. 2 также показаны области инверсии (овальные сплошные линии).

На рис. 2 видно, что при наличии доплеровского сдвига частоты  $\omega_d$ , значение амплитуды сигнала пропорционально sinc функции и амплитуда периодически меняет свой знак. Области, в которых амплитуда меняет свой знак, это области инверсии.

Таким образом, исходя из свойств sinc функции, можно вывести первое условие инверсии, при котором знак сигнала на выходе коррелятора будет противоположен случаю отсутствия доплеровского сдвига частоты:

$$\pi + 2\pi M < \frac{T\omega_d}{2} < 2\pi + 2\pi M, \quad (10)$$

где  $N$  – натуральное число.

Отметим также, что данный множитель приводит к ухудшению отношения сигнал-шум, поскольку определяет максимальную амплитуду сигнала на выходе коррелятора. Например, при значении произведения  $Tf_d$  равном единице, когда скорость передачи информации равна доплеровской частоте, ухудшение отношения сигнал-шум будет максимальным, что приведет к потере сигнала.

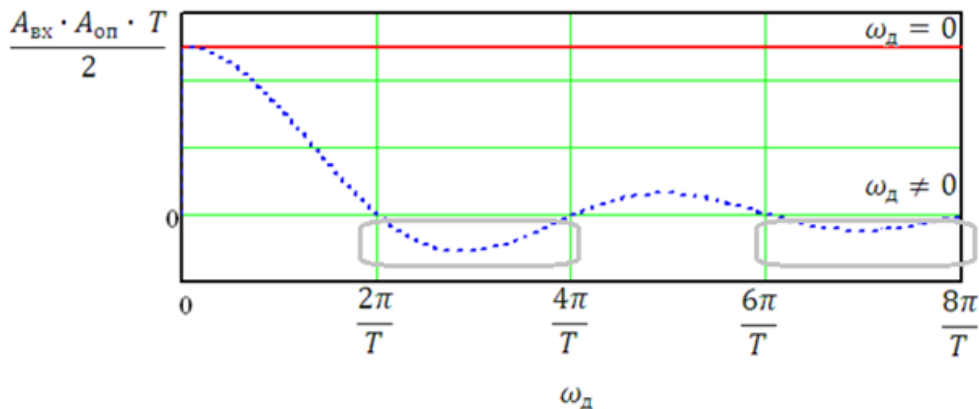


Рис. 2. Модуль сигнала на выходе коррелятора при отсутствии и наличии доплеровской частоты

*Второе условие инверсии.* Исследуем третий множитель:

$$\cos\left[\omega_d - \frac{T\omega_d}{2} - \varphi_{\text{произв}}\right].$$

Для данного множителя покажем графически различие между сигналом на выходе коррелятора при наличии (точечная линия на

графике) и отсутствии доплеровского сдвига частоты (сплошная линия на графике). На рис. 3 также показаны области инверсии (овальные сплошные линии).

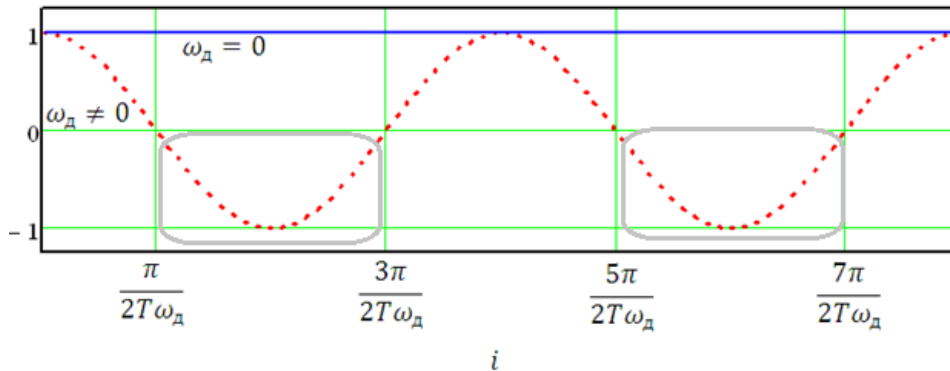


Рис. 3. Третий множитель сигнала при отсутствии и наличии доплеровской частоты в зависимости от номера принятого в серии информационного символа  $i$

На рис. 3 видно, что при наличии доплеровского сдвига частоты для каждого символа с номером  $i$  сигнал на выходе коррелятора представляет собой косинусоиду, для которой можно выделить области, в которых третий множитель будет иметь отрицательное значение (области инверсии).

Таким образом, на основе аналитической записи данного множителя можно выделить второе условие инверсии, при котором знак сигнала на выходе коррелятора будет противоположен случаю отсутствия доплеровского сдвига частоты:

$$\frac{T\omega_d}{2} + \frac{3\pi}{2} + 2\pi M + \varphi_{\text{произв}} > \omega_d > \frac{T\omega_d}{2} + \frac{\pi}{2} + 2\pi M + \varphi_{\text{произв}}. \quad (11)$$

В программе Octave (аналог Matlab) была проведена серия математических экспериментов, моделирующих обработку принятого сигнала с учетом первого и второго условия инверсии. Результаты моделирования представлены на рис. 4. В модели (рис. 5) инвертируются значения корреляционного интеграла входного (меандр) и опорного сигналов, в зависимости от первого и второго условия инверсии для каждого символа. После возвращения истинного значения сигнала происходит поиск оставшихся ошибок (параметр «err = »). Отметим, что, используя первое и второе условия инверсии, можно полностью исключить доплеровские битовые ошибки.

fd= 16 kB/s R=10 N= 1000 er = 532 err = 0	fd= 109 kB/s R=8 N= 1000 er = 504 err = 0	>> D11 fd= 123 kB/s R=1 N= 100 er = 49 err = 0 >> D11 fd= 505 kB/s R=32 N= 10	fd= 356 kB/s R=50 N= 1000 er = 492 err = 0	fd= 589 kB/s R=1000 N= 1000 er = 576 err = 0	fd= 1000 kB/s R=1000 N= 1000 er = 500 err = 0
---	---	--	--	--	---

Рис. 4. Результаты моделирования в программе Octave

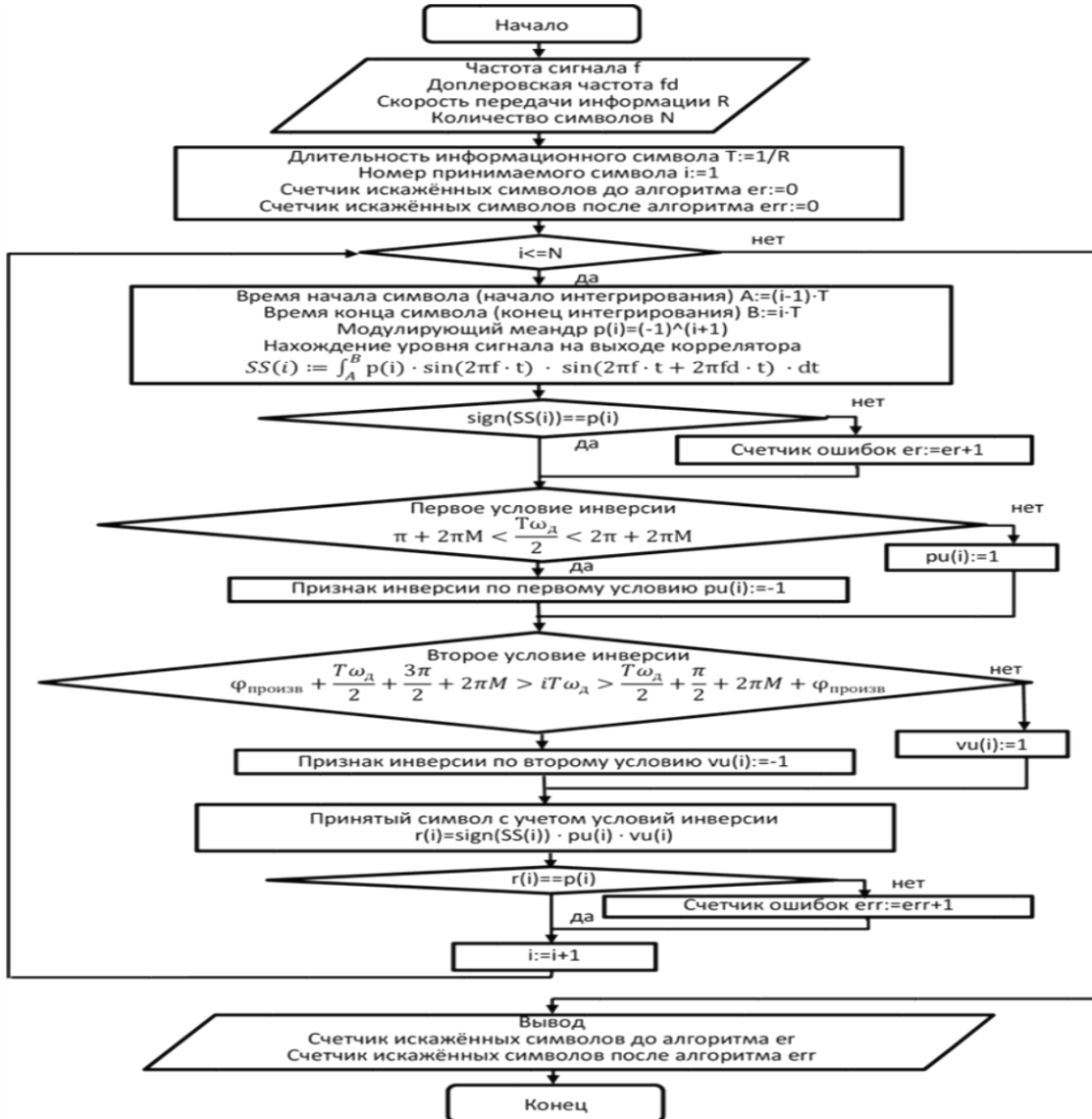


Рис. 5. Блок-схема алгоритма моделирования в программе Octave

В настоящей работе проведено исследование влияния доплеровского сдвига на битовые ошибки в корреляционном приемнике. Для полученной в результате исследования аналитической формы записи сигнала на выходе коррелятора (9) подробно проанализировано влияние каждого множителя на инверсию сигнала для каждого принимаемого символа. Анализируя множители, были выведены первое (10) и второе (11) условия инверсии принятого символа, относительно истинного значения. Для первого условия инверсии также отмечено, что под



действием эффекта Доплера происходит уменьшение амплитуды сигнала при прохождении коррелятора.

В программе Octave проведено математическое моделирование, доказывающее, что доплеровские битовые ошибки полностью описываются первым и вторым условием инверсии. Кроме того, если на выход коррелятора поставить устройство, анализирующее сигнал по первому и второму условию инверсии, появляется новый метод исключения доплеровских битовых ошибок.

### Список литературы

1. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ / под ред. У. К. Джейкса: пер. с англ. / под ред. М. С. Ярлыкова, М. В. Чернякова. – Москва: Связь, 1979. – 520 с.
2. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр, пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
3. Зюко, А. Г. Теория электрической связи: учебник для вузов / А. Г. Зюко, Д. Д. Кловский, В. И. Коржик, М. В. Назаров. – М.: Радио и связь, 1999. – 492 с.
4. Окунев, Ю. Б. Цифровая передача информации фазоманипулированными сигналами / Ю. Б. Окунев. – М.: Радио и связь. – 1991. – 296 с.
5. Радиоавтоматика: учеб. пособие / В. Н. Бондаренко, В. Н. Тяпкин, Д. Д. Дмитриев и др.; ред. В. Н. Бондаренко. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т. – 2013. – 172 с.

## МЕТОД ГНСС-РЕФЛЕКТОМЕТРИИ В ДИАПАЗОНЕ L1 ДЛЯ МОНИТОРИНГА СОСТОЯНИЯ ЛЕДОВОГО ПОКРОВА

**Д.С. Макаров, Д.В. Харламов**

Федеральное государственное бюджетное научное учреждение  
«Федеральный исследовательский центр «Красноярский научный центр  
Сибирского отделения Российской академии наук»  
E-mail: ikivt@yandex.ru

Представлен метод ГНСС-рефлектометрии для мониторинга состояния ледового покрова. Проведена серия регистраций интерференционных рефлектограмм льда в разных состояниях пресноводного озера в период с января до марта. Получены данные о влиянии метеоусловий на вертикальное распределение температур льда. Выявлены особенности влияния температуры льда на рефлектограммы. Предложен метод использования контраста амплитудно-временных зависимостей интерферограмм в весенний период для определения объемной влажности льда.

Глобальные навигационные спутниковые системы имеют значимый для мониторинга ледовых покровов ресурс, и когерентные и поляризованные импульсные радиосигналы диапазона L1 (1,5–1,6 ГГц), проходящие околоземное пространство с ионосферой и атмосферой, отраженное и рассеянное поверхностью покровов Земли. Благодаря этим свойствам можно восстанавливать физические характеристики сред по изменению сигналов, трансформированными этими средами [1].

Метод ГНСС-рефлектометрии реализуется как бистатическое радиолокационное устройство для регистрации характеристик интерференционного поля в точке приема, которое создается прямыми и отраженными от снежно-ледовых покровов сигналами излучателя навигационных спутников [2]. Область зондирования ограничена первой зоной Френеля. Схема формирования интерференционного сигнала представлена на рис. 1.

Значительное различие комплексной диэлектрической проницаемости воды и льда в диапазоне сигналов навигационных спутников L1 позволяет создать рефракционную модель для использования в мониторинге состояния ледового покрова в стадии ледостава, стационарного зимнего состояния, при нагреве и таянии. [3, 4] Динамика состояния пресноводного озерного льда определяется сезонными метеорологическими процессами, ландшафтными особенностями и географическим расположением водоема. Основными фазами изменений состояния льда являются ледостав с нарастанием толщины льда, стационарное зимнее состояние и весенний прогрев ледового покрова с постепенным насыщением водой и таянием.

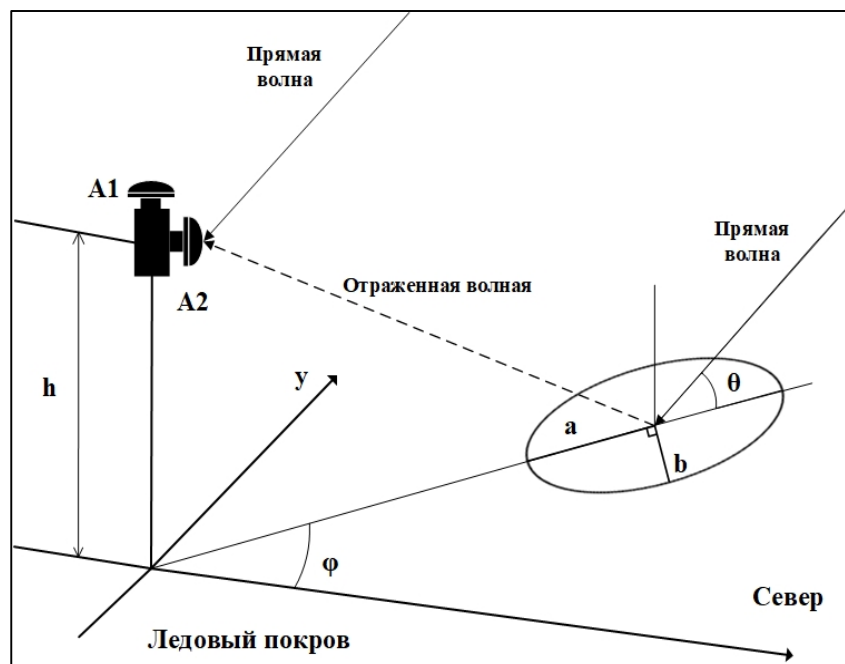


Рис. 1. Классическая схема регистрации интерференционной рефлектограммы (ИР) с добавлением антенны, принимающей прямой сигнал в точке А1

В период январь–март 2022 г. проведена серия регистраций интерференционных рефлектограмм (ИР) от ледового покрова в разных состояниях на пресном водоеме вблизи Красноярска (оз. Бугач). Использовалась классическая схема регистрации [2] с добавлением антенны с диаграммой направленности вертикально вверх. Комплект из двух антенн приема сигналов с правой круговой поляризацией, позволяли одновременно регистрировать ИР и прямой сигнал, прошедший через атмосферу. Приемные антенны размещались на высоте 275 см для ИР и 311 см для приема прямого сигнала. Схема регистрации ИР и прямого сигнала представлена на рис. 1 (точки А1 – прямой сигнал, А2 – ИР.). В измерениях использован портативный специализированный приемник-регистратор НСРП-04, изготовитель ООО «Инжиниринговое бюро Феникс» г. Красноярск.

На рис. 2 представлены наиболее информативные записи сеансов регистрации ИР: *a* – сеанс от 26.01.2022, толщина ледового покрова – 42 см, период ледостава; *b* – сеанс от 16.03.2022, толщина ледового покрова ~ 70 см, стационарное зимнее состояние; *в* – сеанс от 30.03.2022, толщина ледового покрова ~ 73 см, период таяния. Представленные ниже рефлектограммы выбраны в одинаковых интервалах углов места (от 30° до 50°) и азимута (от 25° до 110°).

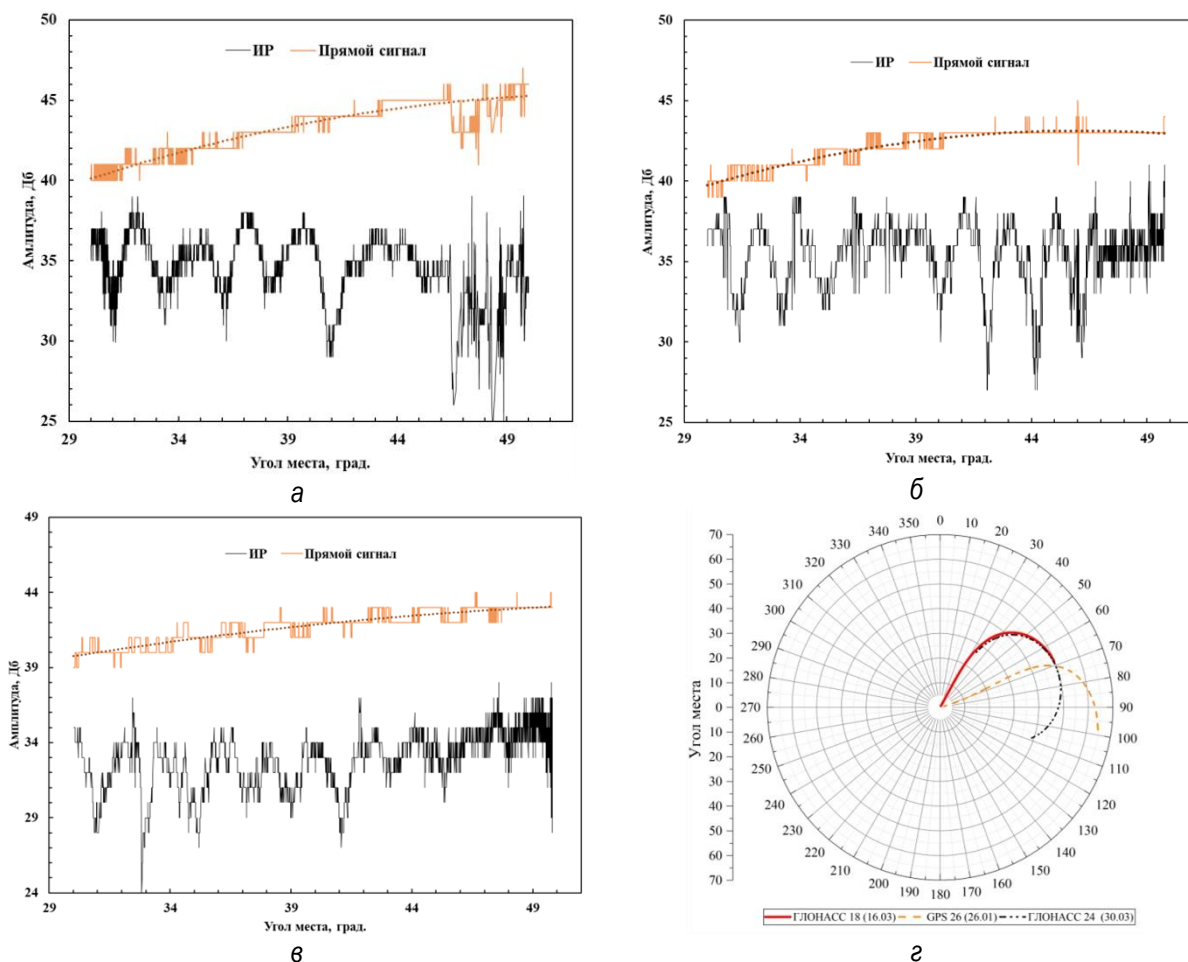


Рис. 2. ИР ледовых покровов различных состояний льда: а – 26.01.2022, спутник GPS 26; б – 16.03.2022, спутник ГЛОНАСС 18; в – 30.03.2022, спутник ГЛОНАСС 24; з – траектории спутников

В динамической модели сезонного состояния озёрного льда имеются 3 периода состояния льда в течение года: ледостав, стационарное зимнее состояние и весеннее таяние. Продолжительность этих периодов варьируется в зависимости от метеорологических и ландшафтных условий. Ледовый покров имеет 3 границы раздела: воздух-снег (В-С), снег-лед (С-Л) и лед-вода (Л-В). Ранее рассматривалась модель, в которой границы воздух-снег и не учитывалась [3]. В регистрации ИР 26.01.2022 и 16.03.2022 лед был покрыт слоем снега толщиной 13–14 см.

Представленные на рис. 2 ИР имеют заметную шумовую составляющую, однако интерференционный характер амплитудно-угловой зависимости проявляется. ИР имеют визуально различимую структуру модуляции и заметные особенности изменения амплитуды. Изменение контраста интерференционной рефлектограммы  $K(n) = (A_{\max} - A_{\min}) / (A_{\max} + A_{\min})$  наглядно демонстрирует различия между разными

состоянии льда (период ледостава, стационарное зимнее состояние и период таяния (рис. 3).

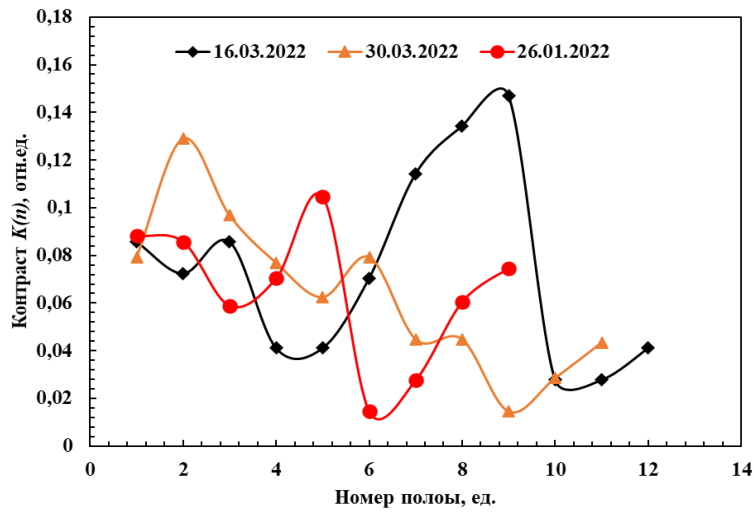


Рис. 3 Изменение контраста интерференционной рефлектограммы  $K(n)$  от номера полосы

Представленные данные контраста ИР существенно различаются. ИР зимнего периода (26.01.22 и 16.02.22) получены при низких среднесуточных температурах (до  $-15^{\circ}\text{C}$ ).

ИР 30.03.22 получены в последнюю декаду марта при положительной дневной температуре и полном отсутствии снега и среднесуточной температуре около  $0^{\circ}\text{C}$  и максимальной толщине льда. В этот период лед достаточно прогрелся и его температура по всей толщине была  $+1^{\circ}\text{C}$ , включая подледный слой воды. В объеме льда появляется талая вода, существенно изменяющая его рефракционные характеристики. Именно поэтому кривая контраста весенней ИР заметно отличается от зимних.

Таким образом, параметры ИР определяются состоянием ледовой поверхности, его толщиной и влажностью. Характеристики интерференционного поля вблизи поверхности водоема с ледовым покровом содержат информацию о состоянии границ раздела, толщине льда, количестве и распределении талой воды в его объеме. Регистрация прямого сигнала одновременно с ИР позволяет в дальнейшем учитывать амплитудные вариации прямого сигнала и восстанавливать значение отражательной способности слоя льда, связанной с его электрофизическими характеристиками.

## Список литературы

1. Jin, S. GNSS Remote Sensing / S. Jin, E. Cardellach, F. Xie. New York, London: Springer Ddrecht Heidelberg, 2014. – 286 p.

2. Михайлов, М. И. Измерения толщины льда на пресноводном пруде и реке с использованием сигналов ГЛОНАСС и GPS / М. И. Михайлов, К. В. Музалевский, В. Л. Миронов // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2017. – Т 14. – № 2. – С. 167–174.

3. Сорокин, А. В. Рефлектометрия ледовых покровов при различных сезонных состояниях по сигналам навигационных спутников / А. В. Сорокин, Е. В. Кузьмин, Д. С. Макаров, Д. В. Харламов // Материалы VII Международной научной конференции. Красноярск, 29 сентября – 2 октября 2020 г. – С. 286–289.

## **МИНИМИЗАЦИЯ ВРЕМЕНИ СБОРА АЛЬМАНАХА ПРИ РАЗЛИЧНОМ КОЛИЧЕСТВЕ КОДОВЫХ СИГНАЛОВ СИСТЕМЫ ГЛОНАСС ДЛЯ ОРБИТАЛЬНОЙ ГРУППИРОВКИ ИЗ 24 КА**

**К.Р. Плыкин<sup>1</sup>, О.А. Чурсина<sup>1</sup>, А.С. Пустошилов<sup>1</sup>,  
М.М. Валиханов<sup>1</sup>, Ю.Б. Волошко<sup>2</sup>**

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: KPlykin@sfu-kras.ru  
<sup>2</sup>АО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева»  
662972, Железногорск, ул. Ленина, 52

Произведен анализ времени сбора альманаха глобальной навигационной спутниковой системы при мультисигнальном приеме. Распределение альманаха произведено по специальному алгоритму, который «распределяет» его по всем сигналам с кодовым разделением (альманах, который передается в различных сигналах, не повторяется).

В глобальной навигационной системе ГЛОНАСС используются сигналы с частотным разделением, которые имеют фиксированную длину кадра, что существенно ограничивает модернизацию системы при увеличении количества космических аппаратов (КА) в составе орбитальной группировки (ОГ). В ГЛОНАСС с 2014 г. введены новые открытые сигналы с кодовым разделением L3OC, а космические аппараты типа ГЛОНАСС-K2 дополнительно будут передавать L1OC. Сигналы с кодовым разделением имеют строковую структуру, т. е. различного вида цифровая информация (ЦИ) может передаваться в разном порядке. Более того, на различных КА порядок передачи альманаха может быть разным.

При этом в ИКД вводится понятие псевдокадра (ПСК), под которым понимается количество строк (длина ПСК) ЦИ между ОИ [1]. В работе [2] приводится анализ времени сбора альманаха для различных ОГ с одним кодовым сигналом для разных размеров ПСК и содержания в нем эпизодических строк при условии одинакового количества строк с эпизодической информацией в каждом ПСК. В текущей работе будет проводиться анализ времени сбора для различного количества сигналов (1, 2, 3, 4).

Целью работы является оценка времени сбора альманаха (ВСА) пользователями системы ГЛОНАСС для ОГ из 24 КА при мультисигнальном приеме в условиях различного количества сигналов.

Алгоритм минимизации времени сбора альманаха системы ГЛОНАСС для кодовых сигналов впервые был рассмотрен в [3] при

условии излучения КА одного сигнала. В настоящее время требуется минимизация времени сбора альманаха при мультисигнальном приеме. Более подробное описание алгоритма, рассмотренного в [3], приведено в п. 5.5 [4] с примерами.

Для достижения поставленной цели алгоритм [3] был доработан – распределение альманаха изменено по сигналам таким образом, чтобы при мультисигнальном приеме номера принимаемых КА не повторялись. Основные три блока алгоритма:

- оптимизация порядка передачи строк с альманахом;
- оптимизация ПСК у сигналов с кодовым разделением системы ГЛОНАСС;

- распределение строк с ЭИ в различных группах сигналов.

Рассмотрим краткий принцип работы каждого блока.

#### **Блок оптимизации порядка передачи строк с альманахом.**

Основными задачами данного модуля являются определение порядка передачи строк с альманахом для каждого КА и определение доступных сигналов для соответствующих КА (рассчитать номера последовательностей передачи альманаха, благодаря которым происходит вычисление порядка следования альманаха у соответствующих КА и его сигналов).

Данный блок представляется следующими пунктами:

- рассчитывается матрица взаимной видимости;
- выделяются пары КА, у которых взаимная видимость 100 %;
- КА распределяются по орбитам при помощи альманаха;
- рассчитываются с количеством, смещение и шаг последовательностей;
- вычисляется начальная видимая комбинация КА в подспутниковой точке первого КА (широта и долгота как у КА при высоте 0 метров);
- рассчитываются номера последовательностей для начальной видимой комбинации;
- формируются последовательности для всей ОГ.

**Блок с оптимизацией ПСК.** Основной задачей оптимизации длины ПСК является минимизация времени сбора альманаха по одному сигналу при соблюдении периодов повторения эпизодической информации в соответствии с настройками. Оптимизация выполняется для каждого сигнала вне зависимости от КА по алгоритму.

Алгоритм оптимизация длины ПСК. В настроечных параметрах модуля оптимизации указываются возможные значения длины ПСК. Для каждой возможной длины ПСК рассчитывается период построения строк для каждой строки, и после этого, если для данной длины



возможна передача всех строк с заданным периодом, вычисляется время сбора альманаха при заданной длительности ПСК. Оптимальной считается такая длина ПСК, при которой время сбора альманаха минимально.

В случае, если минимальное время сбора альманаха достигается при нескольких длинах ПСК, то выбирается наименьшая длина ПСК, что позволит чаще передавать остальную информацию.

**Блок распределения строк с ЭИ.** Задача распределения (рассинхронизации) порядка передачи строк ЭИ актуальна, только если ППС превышает значение 1. Под рассинхронизацией понимается передача определенных наборов строк в различных ПСК. Это возможно за счет выставления смещения начала передачи относительно начала получаса, параметр строки синхронизации с началом получаса. Логика оптимизации заключается в следующем: для группы сигналов подразумевается, что строки одинаковых типов содержат идентичную информацию. Поэтому одновременная передача таких строк на различных сигналах нецелесообразна, ведь логичнее распределить такие строки таким образом, чтобы в один и тот же момент времени на разных сигналах передавались различные строки.

У каждой строки с ЭИ имеется такой параметр как приоритет. Если в одном ПСК присутствуют разные строки с разным приоритетом, то сначала будет передаваться строка с наивысшим приоритетом.

**Определение времени сбора альманаха.** Для определения времени сбора альманаха потребуется моделирование приема навигационных сигналов, которое состоит из 4 программ:

- программа формирования последовательностей (информация для формирования ЦИ);
- программа имитирования формирования ЦИ;
- программа моделирования приема навигационных сигналов, содержащих альманах;
- программа визуализации полученных данных.



Рис. 1. Взаимодействие программ между собой

На рис. 1 представлена схема взаимодействия программ. Взаимодействие осуществляется посредством формирования входных-выходных файлов типа JSON.

**Полученные результаты.** Программа визуализации полученных данных формирует две карты Земли, на которых представлены среднее время и максимальное время сбора альманаха. Время представлено в секундах.

В качестве примера получаемых результатов рассмотрим случай приема одного сигнала. Моделирование производилось на 8 суток на поверхности почти всего земного шара (рис. 2).

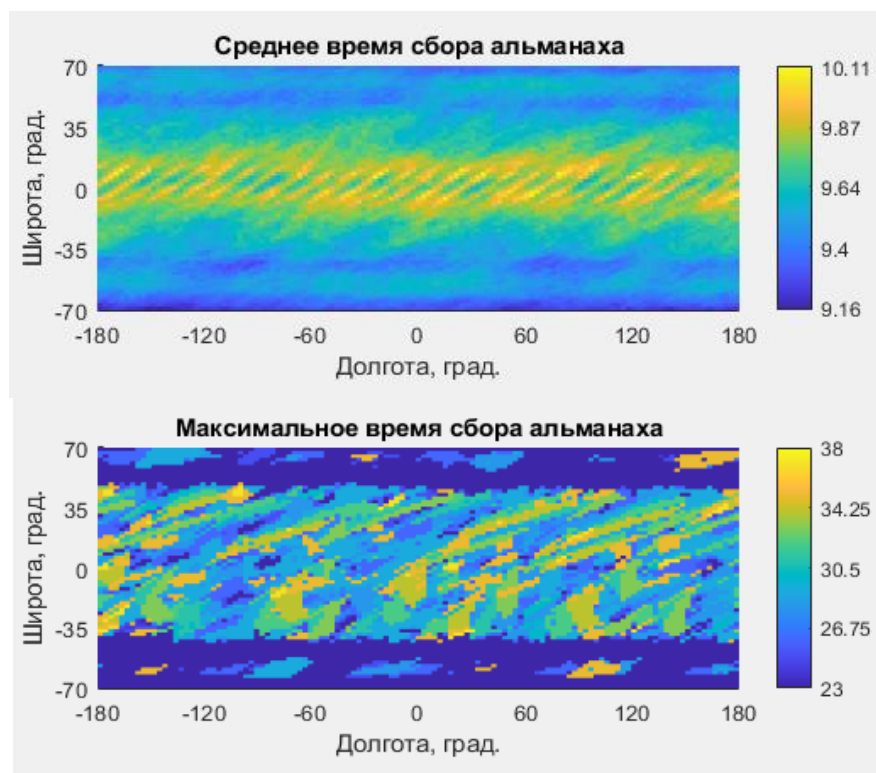


Рис. 2. Время сбора альманаха на 8 сутках: а – среднее время; б – максимальное время

При приеме одного сигнала у видимых КА среднее время сбора альманаха составляет 9,7 с, что почти в 15 раз быстрее по сравнению со сбором полного альманаха при условии приема сигналов только с частотным разделением (минимум 150 с). А максимальное время сбора на всем земном шаре составляет 37 с, что почти в 4,5 раза быстрее.

Ниже приведена табл. 1 с временами сбора альманаха для различного количества одновременного приема кодовых сигналов.

Таблица 1

Кол-во сигналов	Среднее время приема, сек.	Максимальное время приема, сек.
1	9,70	37
2	6,70	23
3	6,40	17
4	6,37	17

Проанализировав таблицу, можно сказать, что при мультисигнальном приеме (только для кодовых сигналов) достаточно принимать два сигнала, тогда выигрыш составляет в среднем 3 с, а максимальное время сокращается на 14 с. Прием трех сигналов позволяет уменьшить максимальное время сбора альманаха еще на 6 с (при сравнении с двумя сигналами). При дальнейшем увеличении количества сигналов выигрыш незначителен, но позволяет обеспечить избыточность и повысить надежность достижения минимального времени сбора альманаха.

Работа А. С. Пустошилова поддержана Красноярским математическим центром, финансируемым Минобрнауки РФ (Соглашение 075-02-2022-876).

## Список литературы

1. ИКД. Общее описание системы с кодовым разделением сигналов. – М.: 2016. – 133 с.
2. Plykin, K. R. Analysis of the collection time of almanac at different lengths pseudo-frame of signals with code division of the GLONASS system / O. A. Chursina, M. M. Valikhanov, I. V. Alekseenko // Борисовские чтения. – 2021. – С. 453–455.
3. Пустошилов, А. С. Минимизация времени сбора альманаха ГЛОНАСС потребителями при строковой передаче цифровой информации / А. С. Пустошилов, М. М. Валиханов, Ю. Б. Волошко, С. П. Царев // Успехи современной радиоэлектроники. – 2018. – № 12. – С. 25–29.
4. Пояснительная записка. МВРЕ.00055-01 81 01. Разработка специального программного обеспечения формирования управляющей и служебной специальной информации для сектора управления орбитальной группировкой КА из состава центров управления КК системы ГЛОНАСС (ШИФР «ГЛОНАСС-КК-Н-СПО ФУССИ»). – Красноярск: ФГАОУ ВО «СФУ», 2018. – 476 с.
5. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Р. В. Бакитько [и др.]; под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова; 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.

## ОРГАНИЗАЦИЯ ОПТИЧЕСКИХ КАНАЛОВ СВЯЗИ МЕЖДУ КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ ГЛОНАСС

**А.Д. Юхманов, Ф.В. Зандер**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: a.yukhmanov@mail.ru

Исследование посвящено оценке условий организации оптических межспутниковых каналов связи в созвездии космических аппаратов (КА) глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) ГЛОНАСС. В рамках работы была создана математическая модель, описывающая орбитальное движение КА ГЛОНАСС относительно Земли и учитывающая годовое обращение Земли вокруг Солнца. Были проанализированы условия организации каналов связи между КА, расположенными в одной из смежных орбитальных плоскостях с учетом ограничений, связанных с заходом КА в тень Земли и с направлением на Солнце.

Современные требования, предъявляемые к ГНСС ГЛОНАСС, такие как высокая точность определения частотно-временных поправок и эфемерид КА и увеличение частоты их закладки на борт каждого КА, увеличение времени автономного существования КА на орбите и обеспечение высокой скорости передачи информации между КА, могут быть обеспечены внедрением системы оптических межспутниковых каналов связи в созвездии КА ГЛОНАСС. Использование оптических сигналов требует поддержания непрерывной взаимной видимости КА в течение сеанса связи. Ограничивающим фактором при этом является ситуация захода одного из пары КА в тень Земли, а также наличие фоновой засветки Солнцем приемных устройств в канале наведения и канале приема информационных сигналов.

**Описание математической модели.** Модель орбитальной группировки системы ГЛОНАСС состоит из 24 КА, равномерно размещенных по 8 единиц на трех круговых орбитах. При моделировании полагается, что каждый КА имеет в своем составе один терминал аппаратуры межспутниковой оптической связи, позволяющий одновременно организовать канал связи только с одним другим КА.

В соответствии с [1] для описания орбитального движения КА ГЛОНАСС использовались следующие положения:

- КА из первой орбитальной плоскости присвоены системные номера ( $n$ ) от 1 до 8, из второй – от 9 до 16, из третьей – от 17 до 24;

- долготы восходящих узлов орбитальных плоскостей различаются на  $120^\circ$  (для первой орбитальной плоскости  $\beta = 0^\circ$ , для второй –  $\beta = 120^\circ$ , для третьей –  $\beta = 240^\circ$ );

- драконический период обращения КА ГЛОНАСС –  $T_{КА} = 11$  ч 15 мин 44 с = 40 544 с;

- высота орбиты КА ГЛОНАСС –  $H_{КА} = 19\,100$  км;

- наклонение орбиты КА ГЛОНАСС –  $\alpha = 64,8^\circ$ ;

- эксцентриситет орбиты КА ГЛОНАСС –  $\varepsilon = 0$  (круговая орбита).

В модели Земля представляет собой сферу с радиусом  $R_3 = 6\,371$  км, центр которой совпадает с началом координат геоцентрической декартовой системы координат. Тогда радиус орбит КА может быть найден как  $R_{КА} = R_3 + H_{КА} = 25\,471$  км.

Для моделирования годового обращения Земли вокруг Солнца использовались следующие положения:

- орбита обращения Земли вокруг Солнца принята круговой с радиусом, равным 1 а.е. –  $R_C = 149\,597\,870,7$  км;

- наклон оси вращения Земли –  $\gamma = 23,44^\circ$ ;

- сидерический период обращения Земли вокруг Солнца –  $T_C = 365,256$  сут.

Динамические координаты  $n$ -го КА могут быть вычислены следующим образом:

$$\begin{aligned} x_n(t) &= R_{КА} \cdot (\cos(\varphi_n(t)) \cdot \cos\beta - \sin(\varphi_n(t)) \cdot \cos\alpha \cdot \sin\beta), \\ \{y_n(t) &= R_{КА} \cdot (\cos(\varphi_n(t)) \cdot s \in \beta + \sin(\varphi_n(t)) \cdot \cos\alpha \cdot \cos\beta), \\ z_n(t) &= R_{КА} \cdot \sin(\varphi_n(t)) \cdot s \in \alpha, \end{aligned}$$

где  $\varphi_n(t) = 15^\circ \cdot (3 \cdot (n - 1) - 23 \cdot \text{floor}(\frac{n-1}{8})) + \frac{360^\circ \cdot t}{T_{КА}}$ ;  $n = [1; 24]$  – номер КА;  $t$  – время, с.

Динамические координаты Солнца могут быть получены следующим образом:

$$\begin{aligned} x_C(t) &= R_C \cdot \cos(\varphi_C(t)), \\ \{y_C(t) &= R_C \cdot \sin(\varphi_C(t)) \cdot \cos(-\gamma), \\ z_C(t) &= R_C \cdot \sin(\varphi_C(t)) \cdot s \in (-\gamma), \end{aligned}$$

где  $\varphi_C(t) = \frac{360^\circ \cdot t}{T_C}$ .

Далее рассмотрим, как вычисляются исследуемые характеристики канала связи, устанавливаемого между парой КА:

1. Расстояние между  $n$ -ым и  $k$ -ым КА (дальность канала связи):

$$L_{n,k}(t) = \sqrt{(x_n(t) - x_k(t))^2 + (y_n(t) - y_k(t))^2 + (z_n(t) - z_k(t))^2};$$

2. Угол между линией визирования (ЛВ) КА $_n$  – КА $_k$  и касательной к поверхности Земли:

$$\delta_{n,k}(t) = \arccos\left(\frac{x_n(t) \cdot (x_n(t) - x_k(t)) + y_n(t) \cdot (y_n(t) - y_k(t))}{L_{n,k}(t) \cdot R_{КА}} + \frac{z_n(t) \cdot (z_n(t) - z_k(t))}{L_{n,k}(t) \cdot R_{КА}}\right) - \arcsin\left(\frac{R_3}{R_{КА}}\right);$$

3. Угол между линией визирования (ЛВ) КА $_n$  – КА $_k$  и направлением на Солнце:

$$\vartheta_{n,k}(t) = \arccos\left(\frac{(x_k(t) - x_n(t))(x_c(t) - x_n(t)) + (y_k(t) - y_n(t))(y_c(t) - y_n(t))}{L_{n,k}(t) \cdot \sqrt{(x_c(t) - x_n(t))^2 + (y_c(t) - y_n(t))^2 + (z_c(t) - z_n(t))^2} + \frac{(z_k(t) - z_n(t))(z_c(t) - z_n(t))}{L_{n,k}(t) \cdot \sqrt{(x_c(t) - x_n(t))^2 + (y_c(t) - y_n(t))^2 + (z_c(t) - z_n(t))^2}}\right).$$

### **Связь КА, расположенных в одной орбитальной плоскости.**

Расстояние между КА, расположенными в одной орбитальной плоскости, остается постоянным. Каждый КА может установить связь только с шестью другими спутниками из семи, поскольку один всегда находится для наблюдателя в тени Земли. Рассмотрим дальности возможных каналов связи на примере КА № 1 (пара КА № 1 и КА №  $i$ ):

- канал связи, организуемый соседними КА – (1–2) и (1–8) – 19495 км;

- канал связи, организуемый «через один КА» – (1–3) и (1–7) – 36021 км;

- канал связи, организуемый «через два КА» – (1–4) и (1–6) – 47064 км;

- канал связи между КА №1 и КА №5 организовать невозможно.

Из полученных результатов видно, что дальность связи между КА из одной орбитальной плоскости может достигать 47,1 тыс. км.

Угловой размер Земли для КА «Глонасс» составляет  $28,97^\circ$ . Рассмотрим значения углов между линиями визирования пар КА № (1- $i$ ) и соответствующими касательными к поверхности Земли:

Для пар КА № (1-2), (1-8) –  $53,02^\circ$ ;

Для пар КА № (1-3), (1-7) –  $30,52^\circ$ ;

Для пар КА № (1-4), (1-6) –  $8,02^\circ$ .

Из полученных результатов видно, что ЛВ (1-2), (1-3) и (1-4) отстоят друг от друга на  $22,5^\circ$ . Ближе всего к Земле расположены ЛВ (1-4) и (1-6), организующие связь «через два КА». Они находятся на угловом расстоянии от поверхности Земли, равном  $8,02^\circ$ . Данное значение определяет требуемую ширину диаграммы направленности приемного канала терминала для эффективного подавления фона Земли.

Полученные результаты могут быть распространены на любые другие КА с учетом соответствующего изменения нумерации пар КА вследствие симметричности расположения спутников внутри орбитальных плоскостей.

#### **Связь КА, расположенных в разных орбитальных плоскостях.**

Рассмотрим установление связи между КА № 1 и КА, расположенными в двух других смежных орбитальных плоскостях. В данном случае расстояния между КА изменяются периодически, два раза за время одного витка КА по закону, приближенному к гармоническому. Расстояния до соответствующих КА из одной и другой смежных плоскостей изменяются по одинаковому закону, но смещены по фазе во времени.

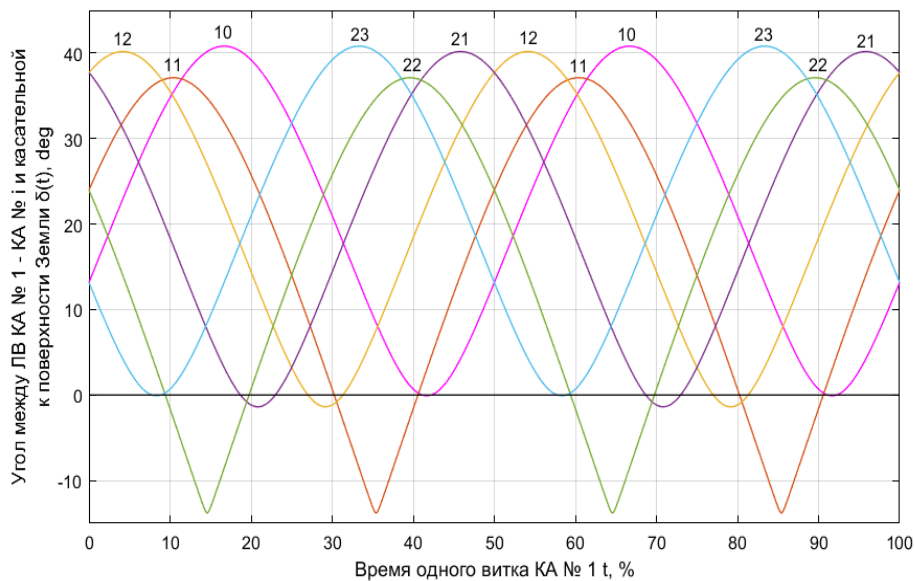


Рис. 1. Зависимости углов между ЛВ КА № 1 – КА №  $i$  ( $i = 10, 11, 12, 21, 22, 23$ ) и касательной к поверхности Земли  $\delta_{1,i}(t)$  от времени  $t$  одного витка КА № 1



Из рис. 1 видно, что для КА № 10, 11, 12 (из второй орбитальной плоскости) и КА № 21, 22, 23 (из третьей орбитальной плоскости) углы между ЛВ данных КА с КА № 1 и соответствующими касательными к поверхности Земли  $\delta_{1,i}(t)$  два раза за время одного витка КА № 1 принимают значение меньше  $0^\circ$ . Это свидетельствует о том, что для КА № 1 эти КА дважды за виток заходят в тень Земли, а связь между КА становится невозможна. КА № 1 не может установить канал связи с КА № 10 и 23 в течение времени, равного 2,5 % от продолжительности одного витка, с КА № 11, 22 – 20,7 %, с КА № 12, 21 – 8,8 %. Остальные спутники из созвездия КА № 1 можно наблюдать постоянно и поддерживать с ними беспрерывную связь.

Результаты моделирования показали, что максимальная дальность канала связи между КА орбитальной группировки ГНСС ГЛОНАСС может достигать 49,3 тыс. км, а минимальная – 604 км.

**Доступность КА для построения оптических межспутниковых каналов связи.** Как правило, каждый КА из созвездия в любой момент времени наблюдает от 20 до 22 других спутников. На рис. 2 продемонстрирована зависимость среднего за время витка числа КА, доступных КА № 1 для установления связи, от превышаемого ими угла между ЛВ и касательной к поверхности Земли.

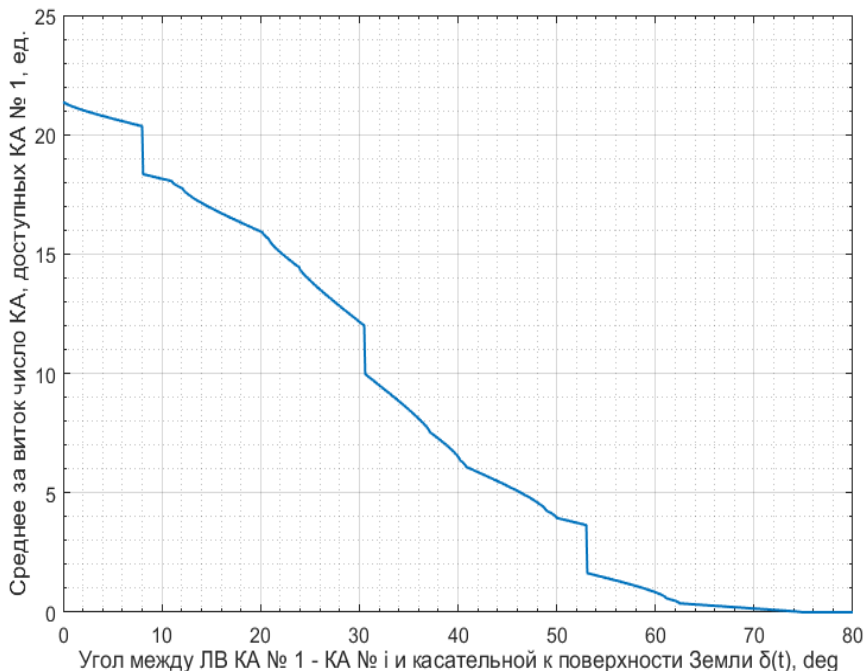


Рис. 2. Зависимость среднего за время витка числа КА, доступных КА № 1 для установления связи, от превышаемого ими угла между ЛВ и касательной к поверхности Земли  $\delta_{1,i}(t)$

Ступенчатый характер графика на рис. 2 объясняется тем, что увеличение граничного значения угла  $\delta_{1,i}(t)$  при выборе КА<sub>*i*</sub>, подходящего для установления связи, например, с целью улучшения подавления фона Земли, приводит к уменьшению числа таких спутников и постепенному выбыванию из их числа постоянно видимых КА, расположенных в той же орбитальной плоскости, что и КА № 1.

**Ограничения для построения оптических межспутниковых каналов связи, связанные с направлением на Солнце.** Направление на Солнце является одним из наиболее значимых ограничивающих факторов, поскольку фоновая засветка Солнцем приемных устройств в канале наведения и канале приема информационных сигналов приведет к нарушению функционирования и невозможности установления оптического межспутникового канала связи.

При моделировании полагалось, что конструкция защитных бленд приемных объективов обеспечивает достаточный уровень ослабления рассеянного солнечного излучения на углах диаграммы направленности более 20°.

В течение одного года КА ГЛОНАСС совершает 778,4 оборотов вокруг Земли. Положение Солнца относительно орбитальной плоскости КА за время одного витка КА практически не изменяется. Угол между ЛВ и направлением на Солнце  $\vartheta(t)$  изменяется с периодом, равным периоду обращения КА вокруг Земли, по закону, приближенному к гармоническому. А амплитуда данных колебаний промодулирована в соответствии с изменением положения Солнца относительно плоскости орбиты КА в течение времени, равного сидерическому периоду обращения Земли вокруг Солнца (рис. 3).

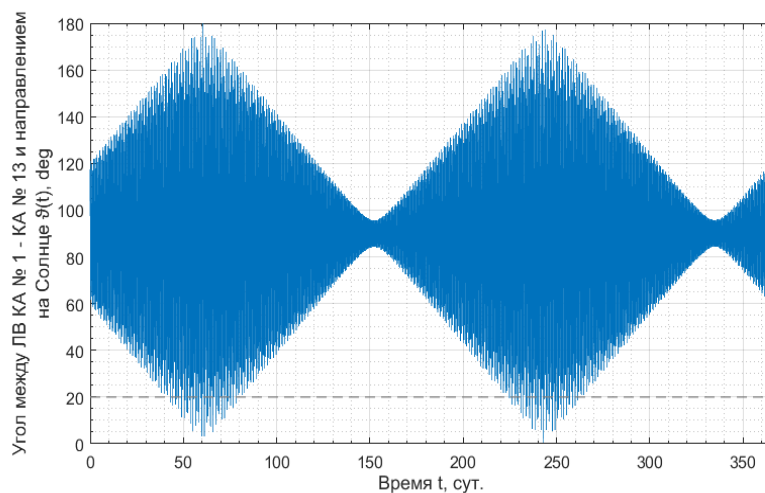


Рис. 3. Зависимость угла между ЛВ КА № 1 – КА № 13 и направлением на Солнце  $\vartheta_{1,13}(t)$  от времени  $t$  на протяжении года

Результаты моделирования показали, что два раза в год в среднем на протяжении 78 витков, т. е. 156 витков в год, угол между ЛВ пары КА и направлением на Солнце становится меньше  $20^\circ$ , что приводит к перерывам в связи на время около 1 ч для одного витка КА.

#### **Список литературы**

1. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный радиосигнал в диапазонах L1, L2 (ред. 5.1) / Российский научно-исследовательский институт космического приборостроения. – М., 2008.

# РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО КОНТРОЛЯ ОСТАТОЧНОЙ ТОЛЩИНЫ МЕТАЛЛИЧЕСКОГО ПОЛОТНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛАЗЕРНЫХ ТРЕКЕРОВ

**Г.А. Мацур<sup>1</sup>, А.С. Волошин<sup>1, 2, 3</sup>**

<sup>1</sup>Сибирский государственный университет науки и технологий им. акад. М.Ф. Решетнёва  
660037, Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31

E-mail: matsur.german@yandex.ru

<sup>2</sup>Институт Физики им. Л.В. Киренского СО РАН  
660036, Красноярск, ул. Академгородок, 50/38

<sup>3</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: voloshin@iph.krasn.ru

Предложена методика автоматизированного контроля остаточной толщины «вафельного фона» полотна обечаек (корпусных деталей ракетно-космической техники) с помощью лазерных трекеров. Описана реализация координатоопределяющего принципа размерного контроля. Представлено решение задач высокопроизводительных и точных измерений с применением лазерного трекера, а также автоматизации процесса контрольных операций в ходе измерений.

Координатно-измерительные машины (КИМ) набирают популярность среди универсальных средств определения геометрических характеристик деталей. Применение и последующее внедрение в производство КИМ позволили повысить производительность и значительно снизить трудозатраты.

До настоящего момента операции контроля толщины корпусных деталей ракетно-космической техники (РКТ), а именно «вафельного фона» были трудоемкими и менее точными ввиду того, что в основном они выполнялись при помощи индикаторных скоб и ультразвуковых толщиномеров, дополнительных шаблонов и т. д. Учитывая высокие требования к точности изготовления несущих конструкций современных летательных аппаратов и жесткие допуски при стыковке и сборке их составных частей при полной автоматизации производственных процессов, задача контроля геометрических характеристик стыкуемых конструкций требует создания новых прогрессивных измерительных технологий и методик по их использованию и рационального внедрения в серийное производство [1].

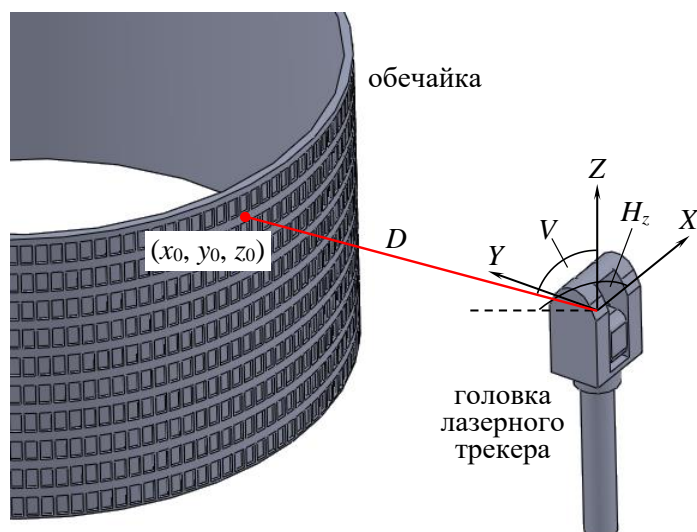


Рис. 1. Определение координат измеряемых точек «вафельного фона» на поверхности обечайки с помощью лазерного трекера

Как показано на рис. 1, принцип действия координатно-измерительной системы на базе лазерного трекера заключается в том, что трекер, используемый непосредственно для определения координат точки  $(x_0, y_0, z_0)$  на поверхности обечайки, измеряет горизонтальный ( $H_z$ ) и вертикальный ( $V$ ) углы относительно своего положения в пространстве, а также расстояние ( $D$ ) от начала используемой системы координат до точки на объекте измерения [2]. В данном случае определяются координаты точки в системе координат трекера, с началом системы координат в точке пересечения осей вращения прибора вокруг своей вертикальной оси и оси вращения подвижной головки. После выполнения измерений трех и более контрольных точек объекта с известными координатами все остальные измерения могут быть автоматически пересчитаны уже в системе координат объекта. Формулы для определения координат  $(x_0, y_0, z_0)$  точек на поверхности отражателя по расстоянию и двум углам имеют вид:

$$x_0 = D \cdot \sin V \cdot \cos H_z, \quad (1)$$

$$y_0 = D \cdot \sin V \cdot \cos(90^\circ - H_z), \quad (2)$$

$$z_0 = D \cdot \cos V. \quad (3)$$

Перед операцией контроля остаточного «вафельного фона» полотна обечайка, представляющая собой корпусную деталь РКТ цилиндрической формы, устанавливается на специальный разработанный

измерительный комплекс для контроля ее геометрических характеристик, как показано на рис. 2.

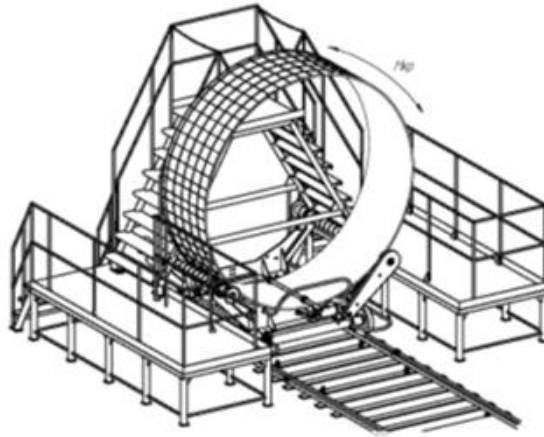


Рис. 2. Измерительный комплекс для контроля геометрических характеристик деталей типа «обечайка»

Данный комплекс обеспечивает жесткое закрепление детали и вращение ее вокруг своей оси при сканировании поверхности лазерным трекером для контроля каждого 30-градусного участка контролируемой детали.

Принцип работы заключается в создании шаблонов карт измерений в САД-системе, развертки сканированных изображений в штатном программном обеспечении лазерного трекера и создании соответствующих выносок с последующей загрузкой в САД-систему развернутых изображений и заполнении карт измерений. С использованием координат из программы для станка с числовым программным управлением, по которой производилась механическая обработка детали, в САД-системе создается шаблон карты измерений под конкретный индекс детали (рис. 3).

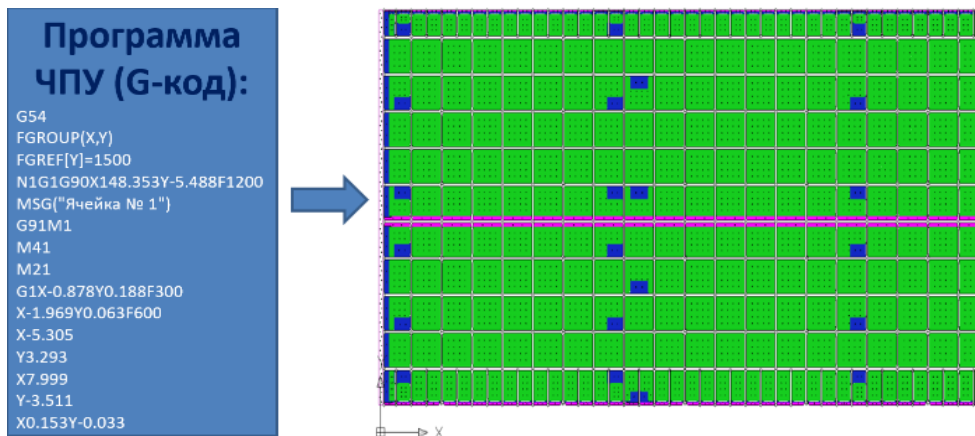


Рис. 3. Создание шаблона карт измерений в САД-системе

Данный шаблон сразу содержит в себе допуски по конструкторской документации для каждой толщины полотна: зеленым цветом выделено основное полотно обечайки, синим – ячейки, имеющие большую толщину, розовым – третий уровень по толщине.

Далее в программном обеспечении лазерного трекера производится развертка каждого 30-градусного сканированного изображения на плоскость (рис. 4, 5).

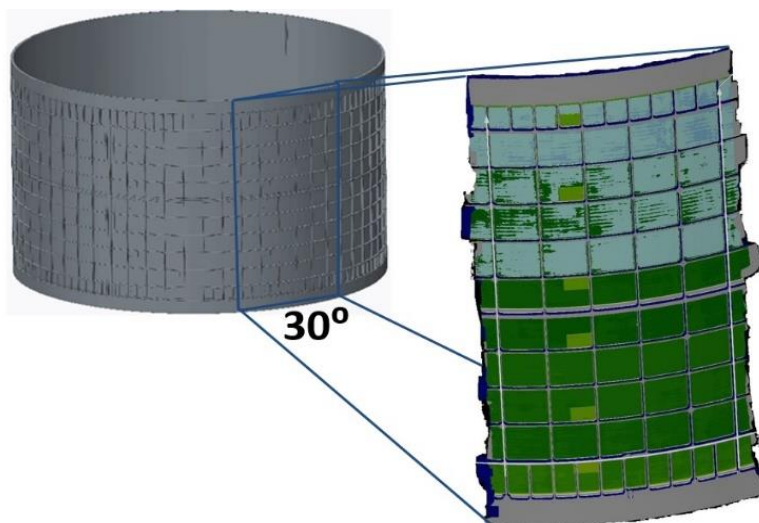


Рис. 4. Развертка 30-градусного сканированного изображения изделия

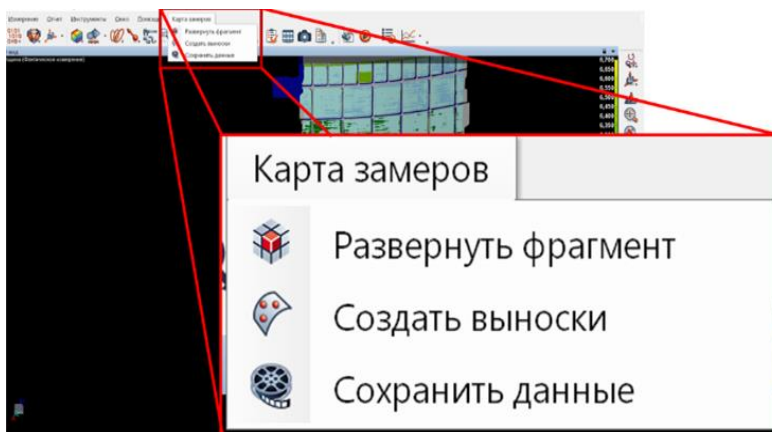


Рис. 5. Развертка сканированных изображений на плоскость и создание выносок

После развертки каждого 30-градусного сканированного изображения на плоскость в программном обеспечении лазерного трекера создаются соответствующие выноски для последующего анализа, как показано на рис. 6.



Рис. 6. Выноски остаточной толщины полотна «вафельного фона»

Последние версии современных САD-систем позволяют программировать прямо внутри приложения для создания собственных инструментов (макросов) под конкретные инженерные задачи. Именно такие макросы были созданы в программном обеспечении координатно-измерительной машины и в САD-системе, чтобы облегчить развертку всех сканированных изображений и создание на них выносок. Далее развернутые изображения с выносками загружаются в САD-систему и накладываются на ранее созданный шаблон карты измерений.

При нажатии на кнопку «Выполнить анализ» в меню происходит автоматический анализ сканированных изображений, а также сравнение их с допусками в соответствии с конструкторской документацией и заполнение карты измерений. При этом красным цветом автоматически выделяются размеры, которые вышли за пределы допуска (рис. 7).

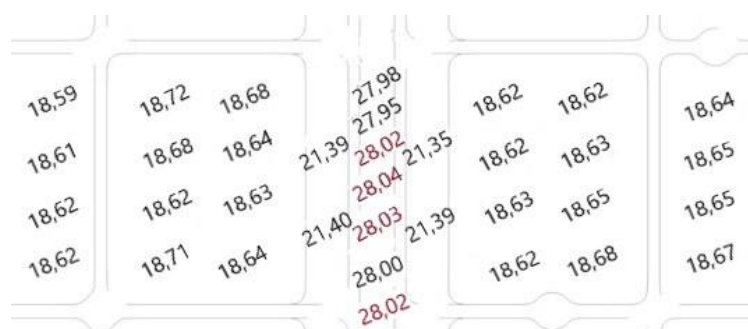


Рис. 7. Автоматическое выделение размеров за пределами допуска

Программа также маркирует предельные размеры, которые не вышли за пределы допуска. Это удобно при анализе отступлений. Таким образом, на основе полученной карты измерений автоматически создается карта учета отступлений, в которой указываются вне допуска размеры с привязкой их расположения к плоскостям обечайки (рис. 8).



Тип		Полотно									
КД	28(-0,5)										
Max	28,06										
Min	27,90										
Средняя	27,98										

Размер, остаточная толщина в месте дефекта											
Size 28(-0,5) выполнен 28,02 - 28,04											

Рис. 8. Автоматически заполненная карта учета отступлений

Предложенный способ, конечно, тоже требует определенных временных затрат, но они несравнимы с первоначальными затратами времени, которые можно оценить по рис. 9. Таким образом, на каждом измерении одной обечайки можно сэкономить около 12 часов и исключить работу второго специалиста.

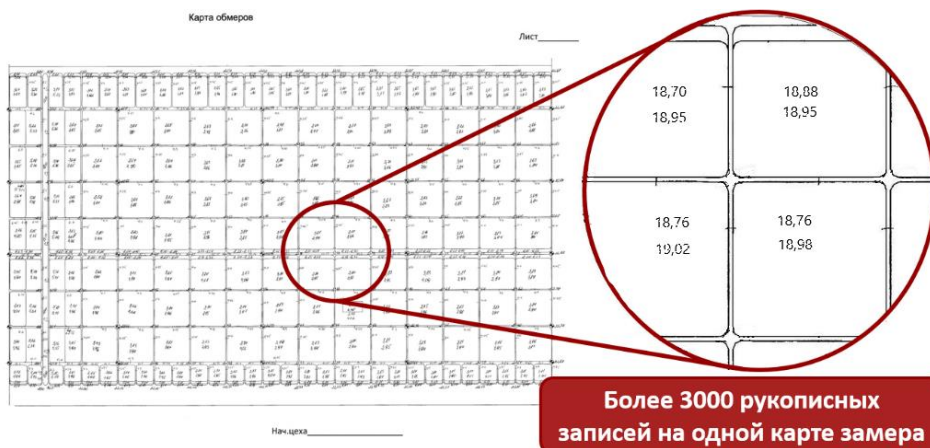


Рис. 9. Результат ручного заполнения карты измерений

В данной работе приведены экспериментальные и практические процессы по определению остаточной толщины «вафельного фона» полотна обечаяек изделия. Был реализован координатоопределяющий принцип размерного контроля. Подобная схема измерений обладает высокой гибкостью, позволяя однообразно определять параметры пространственно-сложных поверхностей. Применение лазерного трекера совместно со спроектированным и изготовленным стапелем, а также усовершенствование его программного обеспечения, позволило решить задачу высокопроизводительных и точных измерений непосредственно в цеховых условиях. Проведенные экспериментальные исследования на макетных изделиях позволили с легкостью внедрить данный метод измерений толщины деталей сложных форм в серийное производство на АО «Красноярский машиностроительный завод» (г. Красноярск).

### Список литературы

1. Гришанов, В. Н. Современные лазерные измерительные системы в производственном цикле космической техники. / В. Н. Гришанов, А. А. Ойнонен // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета. – 2012. – № 1 (32). – С. 24–35.
2. Васильева, А. А. Исследование процесса измерения корпусных деталей на координатно-измерительной машине / А. А. Васильева, Т. Р. Абляз // Мастерский журнал. – 2015. – № 1. – С. 51–59.

# СПОСОБ ОЦЕНКИ ВЛИЯНИЯ МНОГОЛУЧЕВОСТИ НА ИЗМЕРЕНИЕ ПСЕВДОДАЛЬНОСТИ СТАЦИОНАРНЫМ ПРИЕМНИКОМ ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ С РАЗНОЙ ШИРИНОЙ СПЕКТРА

Ю.Н. Захарков, К.В. Князева, А.Н. Верещагин

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: zakharkov123123@gmail.com

Представлен способ оценки влияния многолучевости на точность измерения псевдодальности стационарным навигационным приемником за счет использования сигналов с различной шириной спектра. Способ исключает использование фазовых измерений. Проведен сравнительный анализ предлагаемого способа с существующими.

В современном мире спутниковые радионавигационные системы являются неотъемлемой частью человеческой деятельности. С каждым годом увеличивается рынок потребления навигационной аппаратуры.

В настоящее время эксплуатируются несколько систем спутникового позиционирования: GPS – американская система позиционирования, которая работает на дальнометрии и трилатерации, объединяя различные группы спутников, функционирующих в космосе в качестве опорных точек. Горизонтальная точность составляет 500–30 см. ГЛОНАСС – российская спутниковая система навигации, работающая по принципу схожим с GPS. Горизонтальная и вертикальная точность, соответственно, 5–10 м и ~15 м. GALILEO – была разработана в сотрудничестве Европейского Союза и Европейского космического агентства в 2011 г. Предоставляет точность до 1 м. BeiDou – китайская национальная региональная навигационная система. Точность позиционирования 3,6 м [1].

Важным требованием потребителя является точность определения местоположения. Одна из составляющих погрешности измерения навигационных параметров вызывается так называемой многолучевостью («*multipath*»). Ошибки, связанные с многолучевостью, без использования специальных методов борьбы могут достигать заметной величины, превышая все остальные составляющие погрешности [2]. Например, для системы GPS ошибка многолучевости обычно составляет до 15 м и для кода C/A и до нескольких сантиметров для измерений фазы несущей [3].

Многолучевость возникает в том случае, когда радиоволны, отразившиеся от различных препятствий на пути распространения (здания, холмы и т. п.), приходят в точку приема. Эти радиоволны

приходят с различным запаздыванием. В результате, если сигналы, пришедшие различными путями, перекрываются во времени, то между ними возникает интерференция, которая вызывает глубокие замирания сигнала.

Многолучевости можно противодействовать как на аппаратном уровне (размещение антенн, использование *choking ring* антенн [4], расширение спектра сигнала [5]), так и на программном [6, 7]. На программном уровне производительность отслеживания МР может быть улучшена с помощью постобработки, такой как методы сглаживания несущей и алгоритмы снижения на основе корреляции с отслеживанием кода [8].

Некоторые характеристики кодовых наблюдений ГНСС могут быть проанализированы с помощью специальной линейной комбинации одночастотного кода и двухчастотных фазовых наблюдений, которая обычно называется многолучевой (МР) комбинацией.

Значения МР-комбинации в основном отражают ошибку многолучевости и шумы наблюдения спутников и приемников. Поскольку задействованы фазовые измерения, комбинация МР также содержит неоднозначности фазы несущей, которые изменяются при проскальзывании и повторном появлении спутника. Неоднозначности не могут быть отделены от различий в задержках между разными измерениями, вызванных аппаратным и программным обеспечением.

Необработанные значения МР уменьшаются на их среднее значение для каждого непрерывного блока неоднозначности. Как следствие, известны не абсолютные значения МР, а только изменения МР в непрерывных блоках неоднозначности [9].

$MP_1$  является линейной комбинацией  $P_1$ ,  $L_1$  и  $L_2$  (1), а  $MP_2$  является линейной комбинацией  $P_2$ ,  $L_1$  и  $L_2$  (2) [10].

$$MP_1 = \left(1 + \frac{2}{\alpha-1}\right) \cdot L_1 - \left(\frac{2}{\alpha-1}\right) \cdot L_2 - P_1; \quad (1)$$

$$MP_2 = \left(\frac{2\alpha}{\alpha-1}\right) \cdot L_1 - \left(\frac{2\alpha}{\alpha-1} - 1\right) \cdot L_2 - P_2; \quad (2)$$

$$\alpha = \frac{f_1^2}{f_2^2}, \quad (3)$$

где  $L_1$ ,  $L_2$  – фазовые наблюдения в диапазонах  $L_1$  и  $L_2$ , соответственно (в линейной мере);  $P_1$ ,  $P_2$  – кодовые наблюдения в диапазонах  $L_1$  и  $L_2$  (в линейной мере);  $f_1$ ,  $f_2$  – частота радиосигнала в диапазонах  $L_1$  и  $L_2$ .

Спутником ГЛОНАСС на каждой литерной частоте диапазонов L1 и L2 передаются два кода – сигналы высокой точности (ВТ) и сигнал стандартной точности (СТ) [4]. Разность ВТ- и СТ-кодов была использована в работе для оценки качества определения погрешности многолучевости. ВТ-код предоставляется, помимо Министерства обороны, авторизованным потребителям и обеспечивает повышенный уровень точности и защиту от преднамеренных помех. При работе с ВТ одновременно используются сигналы в двух частотных диапазонах L1 и L2, что позволяет компенсировать ионосферную погрешность.

Псевдослучайная последовательность СТ-сигнала для L1, L2 характеризуется частотой следования чипов 0,511 МГц и периодом повторения 1 мс, в то время как частота чипов в этой псевдослучайной последовательности сигнала ВТ составляет 5,11 МГц, за счет чего ВТ сигнал занимает полосу в 10 раз шире, чем СТ, а максимальная задержка уменьшается в десять раз. Основное преимущество такого расширения диапазона – это избирательность: у приемника есть больше возможностей для выбора нужного сигнала среди других, которые могут присутствовать в соответствующей полосе частот. По этим причинам в работе он использовался в качестве эталона.

Разности псевдодальности по коду ВТ и СТ для диапазонов L1 (4) и L2 обозначим через  $ВТ_1 - СТ_1$  и  $ВТ_2 - СТ_2$ , соответственно (5):

$$ВТ_1 - СТ_1 = P_{ВТL1} - P_{СТL1}; \quad (4)$$

$$ВТ_2 - СТ_2 = P_{ВТL2} - P_{СТL2}, \quad (5)$$

где  $P_{ВТL1}$ ,  $P_{ВТL2}$  – псевдодальности по ВТ-коду в диапазонах L1 и L2;  $P_{СТL1}$ ,  $P_{СТL2}$  – псевдодальности по СТ-коду в диапазонах L1 и L2.

По данным станции АВРО сети IGS [11] за 01.01.2022 был проведен эксперимент по оценки влияния многолучевости на измерение псевдодальности. Приемник на станции SEPTENTRIO POLARX5, способный принимать сигналы стандартной и высокой точности ГЛОНАСС [12], и антенная система ASH701945G\_M. Использовались данные в формате RINEX 3.04 с ежесекундной записью данных. С помощью разработанной программы осуществлялась обработка спутниковых измерений ГЛОНАСС (фазовых и кодовых наблюдений на частотах диапазонов L1 и L2). Производилось вычисление влияния многолучевости на основании выражений (1–5). С целью уменьшения шума данные усреднялись на 30-секундном интервале скользящим средним [13].

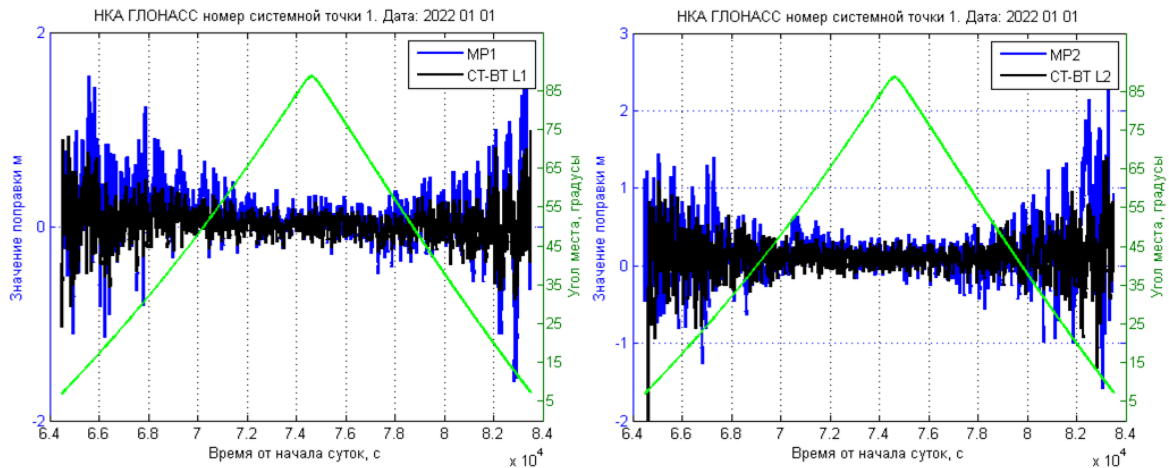


Рис. 1. Примеры результатов расчетов

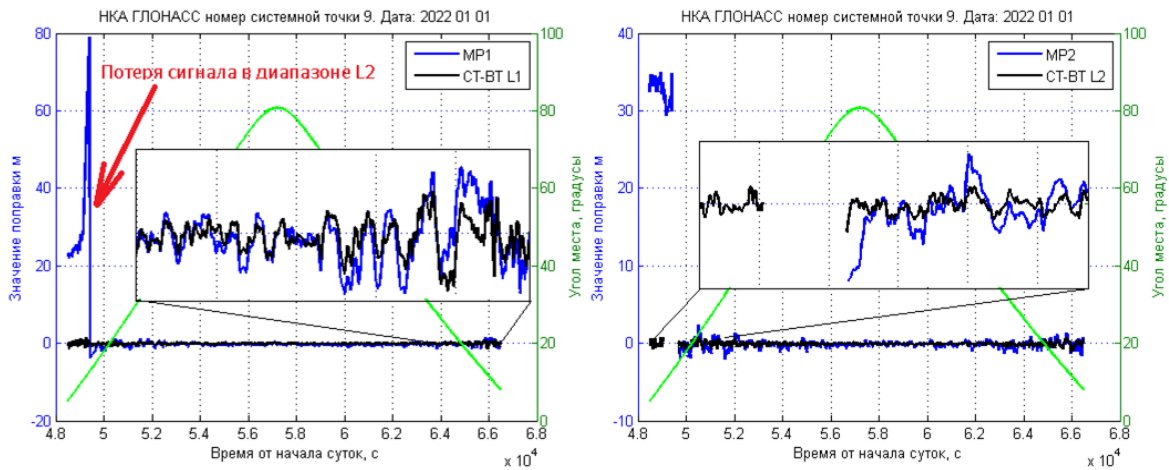


Рис. 2. Пример результатов расчетов при потере сигнала в диапазоне L2

По аналогии была проведена проверка для приемника навигационных сигналов МРК-33ПрМ [14] при постоянной времени фильтра оценки кодовой псевдодальности равной 24 минутам.

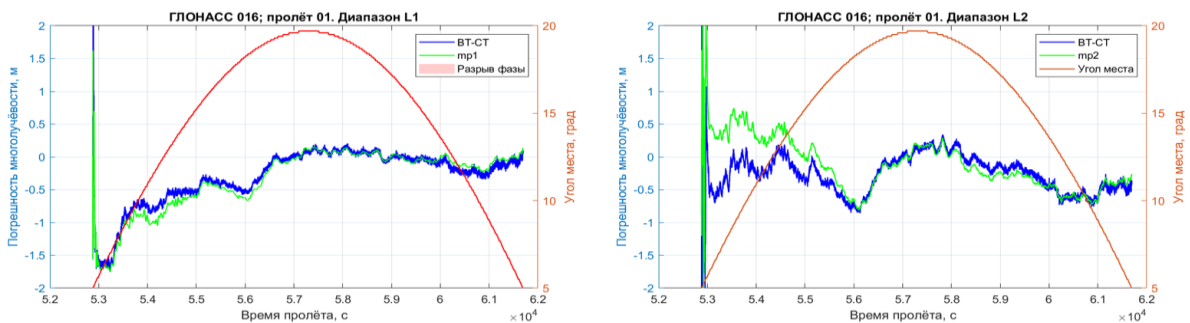


Рис. 3. Примеры результатов расчетов

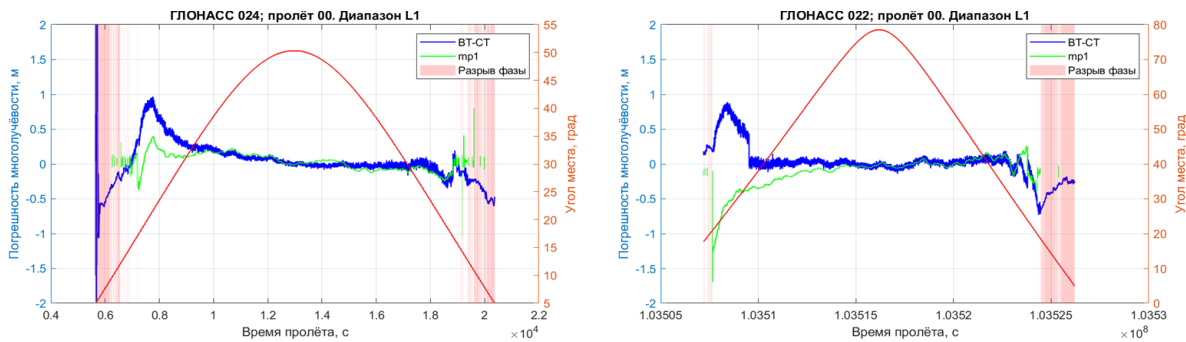


Рис. 4. Пример расчета при наличии разрыва фазы в сигнале СТ

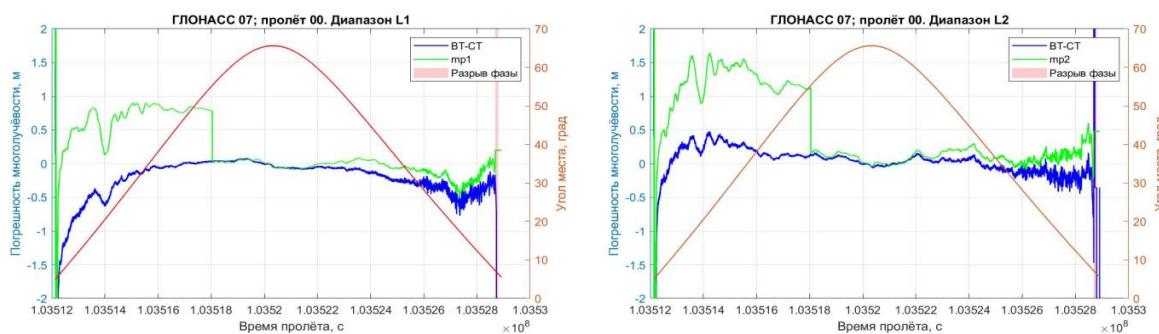


Рис. 5. Пример расчета при наличии «скачка» фазы в сигнале

По рис. 1–4 видно, что результаты расчетов МР-параметров достаточно сильно приближены к результатам, полученным с использованием разности псевдодалности по коду ВТ и СТ. В большинстве случаев корреляция между ними составила не менее 0,5.

При малых углах места учащаются разрывы и «скачки» фазы в сигналах стандартной точности, так и потеря сигнала в диапазоне L2 (рис. 2, 4, 5), что приводит к невозможности вычисления МР-параметров, в то время как разность кодов ВТ и СТ фазовых наблюдений не требует.

Дополнительным преимуществом предлагаемого метода является гораздо меньший объем вычислений, и, как следствие, более высокая скорость обработки.

Сравнение результатов показало, что МР-параметры дают достаточно хорошую оценку ошибки многолучевости, но наблюдаются случаи, когда не могут быть рассчитаны при низких углах места, где учащены разрывы и «скачки» фазы. Использование предложенного метода позволило это скомпенсировать. Его основным достоинством по сравнению с МР-комбинациями является отсутствие потребности в фазовых измерениях в расчете.

Таким образом, полученные экспериментальные данные позволяют сделать выводы о необходимости применения разности кодовых сигналов ВТ-СТ вместо МР комбинаций в случаях наличия разрывов или «скачков» фазы.

## Список литературы

1. Petropoulos, G. P. GPS and GNSS technology in geosciences / George P. Petropoulos, Prashant K. Srivastava. – Амстердам: Elsevier, 2021. – 452 с.
2. Валайтите, А. А. Исследование влияния ошибки многолучевости на точность определения параметров сигналов ГНСС при помощи имитатора навигационного поля / А. А. Валайтите, Д. П. Никитин, Е. В. Садовская // Труды МАИ – науч. журнал. / Московский авиационный институт. – Москва, 2014. – № 77 – С. 1–22.
3. Phan, H. GPS multipath mitigation: A nonlinear regression approach / H. Phan, S. Tan, I. McLoughlin // *GPS Solutions*. – 2013. – 17 (3). – С. 20.
4. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Р. В. Бакитько, Е. Н. Болденков, Н. Т. Булавский, В. В. Дворкин и др.; под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
5. Understanding Spread-Spectrum RF Communication. – URL: <http://www.allaboutcircuits.com>.
6. Global Navigation Satellite Systems: manual / Zuheir Altamimi, Felix Antreich // – Springer International Publishing. – 2017. – 1327 с.
7. Vereshchagin, A. N. Method for Improving the Accuracy of Determining the Coordinates of a Stationary GNSS NAP Using Signals from NSC GLONASS / A. N. Vereshchagin, M. M. Valikhanov // *Transportation Research Procedia*. – 2022. – № 61. – С. 398–401.
8. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М.: «Радио и связь», 1985. – 384 с.
9. Wanninger, L. BeiDou satellite-induced code pseudorange variations: Diagnosis and therapy / L. Wanninger, S. Beer // *GPS Solut.* – 2015. – № 19. – PP. 639–648.
10. Estey, L. H. Teqc: the multi-purpose toolkit for gps/glonass data / L. H. Estey, C. M. Meertens // *GPS Solut.* – 1999. – № 3. – PP. 42–49.
11. Internal GNSS service. – URL: <https://igs.org/>.
12. Приемник навигационных сигналов SEPTENTRIO POLARX5. – URL: <https://www.septentrio.com/en/products/gnss-receivers/reference-receivers/polarx-5>.
13. Грешилов, А. А. Математические методы построения прогнозов / А. А. Грешилов, В. А. Стакун, А. А. Стакун. – М.: Радио и связь, 1997. – 112 с.
14. Прибор МРК-33 ПрМ. Руководство по эксплуатации УЭ2.029.038 РЭ. Отраслевой документ. – 2007. – 57 с.



# СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ РЕШЕНИЯ НАВИГАЦИОННО-ВРЕМЕННОЙ ЗАДАЧИ ПУТЕМ КОМПЕНСАЦИИ ТРОПОСФЕРЫ ПО ГРУППЕ МЕТЕОСТАНЦИЙ

Л.С. Телюков<sup>1</sup>, А.А. Абдулхаков<sup>1</sup>, А.П. Глушков<sup>1,2</sup>, А.Н. Верещагин<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ

660074, Красноярск, ул. Киренского, 28

E-mail: leonid.telyukov@gmail.com

<sup>2</sup>АО «НПП «Радиосвязь»

660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, д. 19

Представлен способ повышения точности решения навигационно-временной задачи путем компенсации влияния тропосферы по группе метеостанций. Способ заключается в использовании метеоданных в направлениях, наиболее близких проекции траектории движения НКА на поверхности Земли. Приведены экспериментальные данные.

Спутниковые радионавигационные системы (СРНС), наряду с системами мобильной связи, стали неотъемлемой частью человеческой деятельности. Технологии спутникового координатно-временного обеспечения используются в различных технических системах, быту, науке и образовании, в экономике и т. д.

Системы космической навигации основаны на измерении радиодальнометрическим способом расстояния от потребителя (объекта, координаты которого необходимо определить) до навигационного космического аппарата (НКА), движущегося по заданной орбите. Координаты потребителя находятся методом триангуляции по расстояниям до трех разных КА.

Погрешности определения координат потребителя складываются из следующих составных погрешностей: погрешность часов НКА, задержка передающего тракта НКА (задержка в антенне, кабелях, фильтрах и т. д.), погрешность определения координат НКА, ионосферная задержка, тропосферная задержка, задержка приемного тракта приемника. Причем на тропосферную задержку приходится около 80 % общей задержки радиосигнала [1].

Тропосферная задержка радиосигнала – это один из основных источников ошибок при радиочастотных спутниковых измерениях. Ее необходимо учитывать при обработке измерений, полученных по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС), измерений спутниковых радиовысотометров и доплеровских дальномерных систем. Учет влияния тропосферной задержки необходим как для повышения точности позиционирования по сигналам ГНСС

в относительном режиме (особенно для базовых линий длиннее 10 км), так и для сокращения времени сходимости при позиционировании в режиме Precise Point Positioning (PPP).

Для того, чтобы оценить и рассчитать тропосферную задержку навигационного сигнала, используются различные модели тропосферы Земли. Одной из них в данной работе является моделирование тропосферной задержки. Эта модель и будет приведена.

Моделирование тропосферной задержки будет производиться по модели Саастамойнена [2]. Данная модель при расчетах использует цифровую модель метеорологических данных (используется метеоданные, полученные с метеостанций, а не статистические), а также дает в 1,5–2 раза более точные результаты, чем модели, использующие статические метеорологические данные [3]. Не маловажным фактом является простота реализации данной модели. Выбранная модель использует следующие предположения:

- водяной пар в атмосфере содержится только в тропосфере;
- давление водяного пара выражается формулой 1;
- температура уменьшается линейно с увеличением высоты;
- гравитация на пути следования имеет постоянное значение:

$$e_s = 6,108 \cdot \exp\left(\frac{17,15 \cdot T_s - 4684,0}{T_s - 38,45}\right) \cdot \frac{f}{100} \quad (1)$$

где  $T_s$  – температура, К;  $f$  – относительная влажность воздуха.

Расчет полной тропосферной задержки выполняется по формуле (2):

$$T = \frac{0,002277}{\cos(90 - \alpha)} \left( P_s + \left( \frac{1255}{T_s} + 0,05 \right) e_s - (\operatorname{tg}(90 - \alpha))^2 \right) \quad (2)$$

где  $P_s$  – давление на пункте, гПа;  $T_s$  – температура на пункте, К;  $(90 - \alpha)$  – угол места, градусы.

С целью повышения точности определения координат в результате решения навигационно-временной задачи предлагается способ компенсации тропосферы по группе метеостанций. Суть метода: для расчета тропосферной поправки нужно использовать данные с метеостанции, которая располагается наиболее близко к текущему положению НКА в проекции его траектории движения на Земле.

Для предложенного способа был проведен эксперимент. В качестве исходных данных используются наблюдения, полученные в СФУ на экспериментальном стенде (рис. 1).



Рис. 1. Стенд для проведения исследований

Для расчета поправки по группе метеостанций разработана программа на языке Matlab, которая в зависимости от азимута прихода сигнала с НКА выбирает те метеоданные, по которым производится расчет. В данном эксперименте метеоданные использовались с 3-х метеостанций: автоматической метеостанции (АМС) Емельяново, АМС Роев Ручей, АМС ул. Дудинская 4.

На рис. 2 проиллюстрирована схема переключения между метеостанциями. Отрезки АО, ОБ, ОВ указывают положение метеостанций. Разберем работу схемы смены источника метеоданных. Положим азимут сигнала, пришедшего с НКА, находится в пределах от  $17^\circ$  до  $146^\circ$ , тогда расчет будет производиться по метеоданным с АМС ул. Дудинская. После того, как азимут прихода сигнала НКА станет больше  $146^\circ$ , расчет производится по данным с АМС Роев ручей. При прохождении азимута через значение  $284^\circ$  расчет производится по АМС Емельяново.

Результаты изменения тропосферной поправки рассчитанной по трем метеостанциям относительно одной представлены на графике (рис. 3).

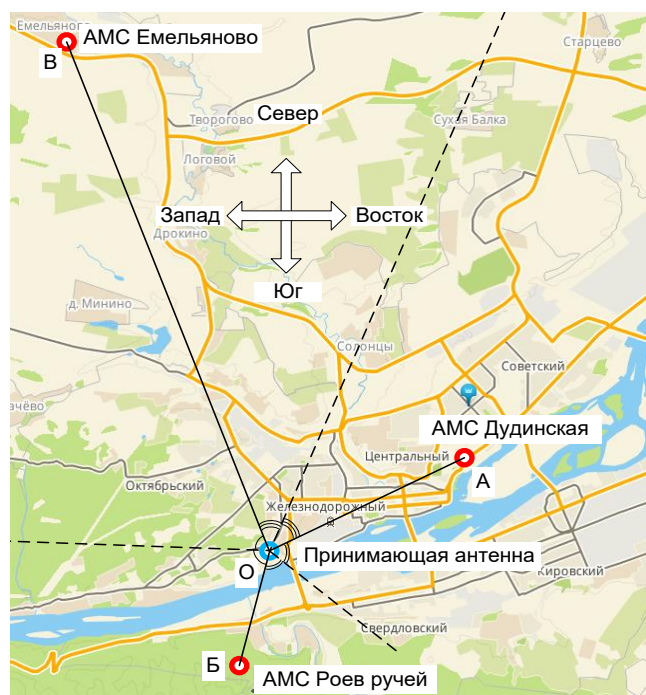


Рис. 2. Иллюстрация к методу расчета тропосферной поправки

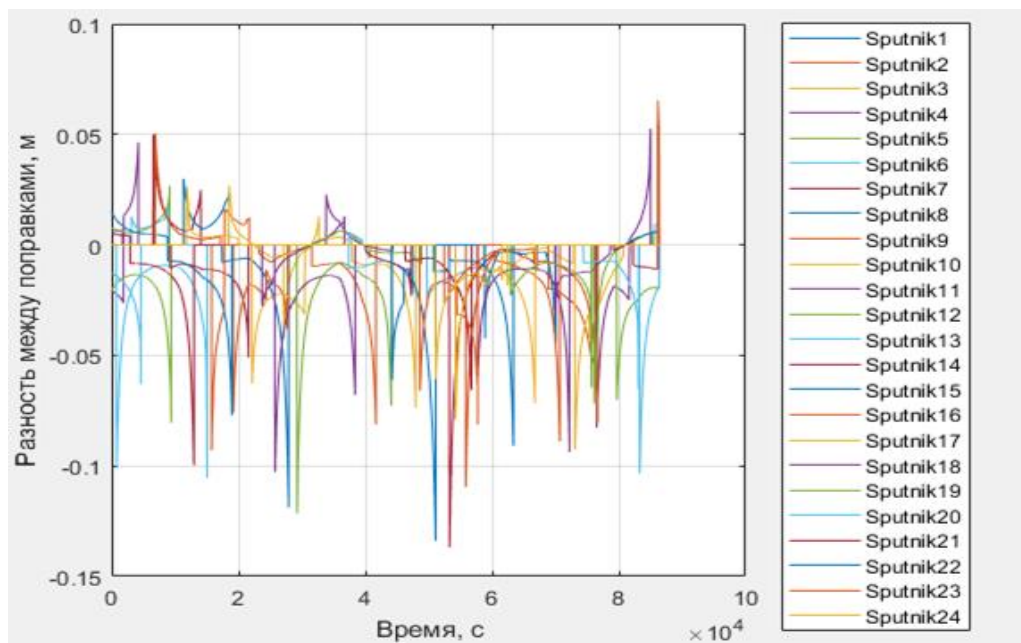


Рис. 3. Разность между поправками

В качестве критерия оценки применимости метода использовалось решение навигационно-временной задачи (НВЗ) на базе ПО МРК-33ПрМ [4] с учетом тропосферной погрешности, рассчитанной по одной и по трем метеостанциям. Точка установки антенной системы была геодезически привязана и известна.

Результаты приведены на рис. 4 и в табл. 1.

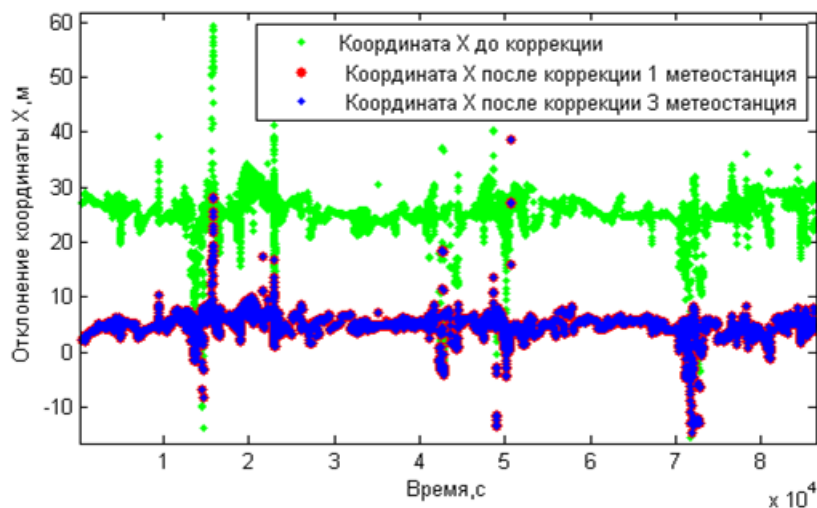


Рис. 4. Отклонение координаты X без учета и с учетом тропосферной поправки по одной и трем метеостанциям

Таблица 1

**Смещение координат по результатам измерений**

Смещение координаты в результате решения НВЗ	До коррекции	После коррекции по 1 метеостанции	После коррекции по 3 метеостанции
X, м	28,09	9,75	9,68
Y, м	19,23	5,66	5,68
Z, м	43,54	16,38	16,31

Невысокие результаты обусловлены малой величиной поправок, которые преимущественно не превышали 0,2 м при расчете тропосферной поправки по одной метеостанции и по группе из трех метеостанций. Следует отметить, что при использовании данных по группе метеостанций получены более точные координаты в результате решения НВЗ.

Исходя из полученного результата, следует, что применение такого метода коррекции для определения координат неподвижного объекта является целесообразным.

**Список литературы**

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Р. В. Бакитько, Е. Н. Болденков, Н. Т. Булавский, В. В. Дворкин и др.; под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
2. Першин, Д. Ю. Сравнительный анализ моделей тропосферной задержки в задаче определения местоположения высокой точности в спутниковых навигационных системах ГЛОНАСС/GPS / Д. Ю. Першин // Вестник Новосибирского государственного университета. Серия: Информационные технологии. – 2009. – Т. 9. – №1. – С. 84–91.
3. Куприянов, А. О. Тропосферная коррекция радиодальномерных измерений с применением цифровой модели метеорологических данных / А. О. Куприянов, Д. А. Кузнецов, Д. А. Морозов, Д. Е. Леве // Изв. вузов «Геодезия и аэрофотосъемка». – 2020. – Т. 64. – № 1. – С. 15–24.
4. Vereshchagin, A. N. Method for Improving the Accuracy of Determining the Coordinates of a Stationary GNSS NAP Using Signals from NSC GLONASS / A. N. Vereshchagin, M. M. Valikhanov и др. // Transportation Research Procedia. – 2022. – № 61. – С. 398–401.

# РАДИОПРОСВЕЧИВАНИЕ ЛЕСА СИГНАЛАМИ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВ ДИАПАЗОН L1

**Д.В. Харламов, Д.С. Макаров**

Федеральное государственное бюджетное научное учреждение  
«Федеральный исследовательский центр «Красноярский научный центр  
Сибирского отделения Российской академии наук»  
E-mail: ikivt@yandex.ru

Представлены экспериментальные данные о сигналах навигационных спутников после прохождения лесного массива. Используются приемные антенны с правокруговой поляризацией и дипольная с вертикальной ориентацией, расположенные на двух высотах от поверхности почвы. Проведен анализ амплитудно-временных зависимостей интерференционного радиополя сигнала на выходе из древостоя. Выявлена возможность использования спекл-структуры регистрируемого сигнала в точке расположения антенны, сформированной многолучевостью. Рассчитаны коэффициенты погонного ослабления сигналов, прошедших через лесной массив с координатной привязкой.

Сигналы глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) позволяют восстанавливать электрофизические параметры поверхностей и объемов земных покровов. Эффекты многолучевости в процессе радиопросвечивания леса, обусловленные структурными особенностями древостоя. В точке расположения приемной антенны формируется интерференционное поле в результате суперпозиции прямой рассеянных древостоем когерентных сигналов.

Существует много факторов, влияющих на распространение радиоволн в лесу [1]. Причинами изменения характеристик электромагнитного поля сигналов ГНСС являются процессы затухания в древесине, рассеяние на стволах, ветвях, листьях хвое и пространственных неоднородностях распределения деревьев, ветвей в кронах. Возможны изменения состояния поляризации прошедшего сигнала, связанные с анизотропией древесины. Наиболее анизотропным является идеально упорядоченный слой стволов древостоя. Уменьшение плотности древесинного вещества от почвы к верхней границе крон формирует вертикальный градиент анизотропии древостоя. [2]

**Рассеяние сигналов НС в лесном массиве.** Любому дереву определенного вида и возраста присущи типовые структурные характеристики: форма и размер кроны, высота и диаметр ствола, расположение и ориентация больших и малых ветвей, листьев и хвойных иголок [1]. Измерение параметров лесного полога и подстилающей поверхности с применением радиоизлучения глобальных навигационных

спутниковых систем (ГНСС) в диапазоне 1,5–1,6 ГГц предполагает регистрацию прошедших, отраженных и рассеянных средой сигналов. Лесной полог как неоднородная, анизотропная и слоистая среда эффективно рассеивает и ослабляет мощность сигнала, изменяет состояние поляризации [2]. Формируется когерентная многолучевость, прямой сигнал испытывает фазовые задержки [3].

Эффект многолучевости в координатных измерениях является помехой при регистрации сигналов НС приемником. В процессе прохождения сигнала в лесу реализуется его взаимодействие с неоднородностями распределения элементов деревьев в объеме древостоя. Это приводит к суперпозиции множества рассеянных сигналов с разными фазовыми задержками и направлениями распространения. В результате возникает интерференционное поле в объеме древостоя и за его пределами. Перемещение НС формирует динамичную пятнистую структуру радиополя, аналогичную оптическим спеклам [4] в поле рассеянного когерентного лазерного излучения шероховатой поверхностью или рассеивающим объемом.

**Радиопросвечивание леса.** В качестве тестового участка была выбрана лесополоса вблизи Института физики (ФИЦ СО РАН). Особенность регистрации изменений сигнала ГНСС внутри лесных массивов заключается в отсутствии опорного прямого сигнала, который используется в методе ГНСС-рефлектометрии поверхностей, земных покровов [5]. Размещение антенны на границе лесного массива позволяет осуществить непрерывную регистрацию зондирующего сигнала, а НС в лесу и свободном пространстве. На рис.1 представлены сцена и схема экспериментальных измерений.

Возраст посадок – около 70 лет, категория – густой лес. Средние значения параметров дерева: высота деревьев 26 м, протяженность крон 6 м, средний диаметр 0,26 м, расстояние между деревьями – 3,5 м. Деревья посажены рядами, расстояние между рядами 3–4 м, внутри ряда деревья не упорядочены, разброс расстояний от 1 до 7 м. Вертикальная протяженность крон внутри лесного массива составляют не более 25 % от высоты дерева. Подлесок отсутствует. Азимут направления рядов и границ лесополосы 40°. Измерения были проведены 04.02.2022 г. и 26.03.2022 г.

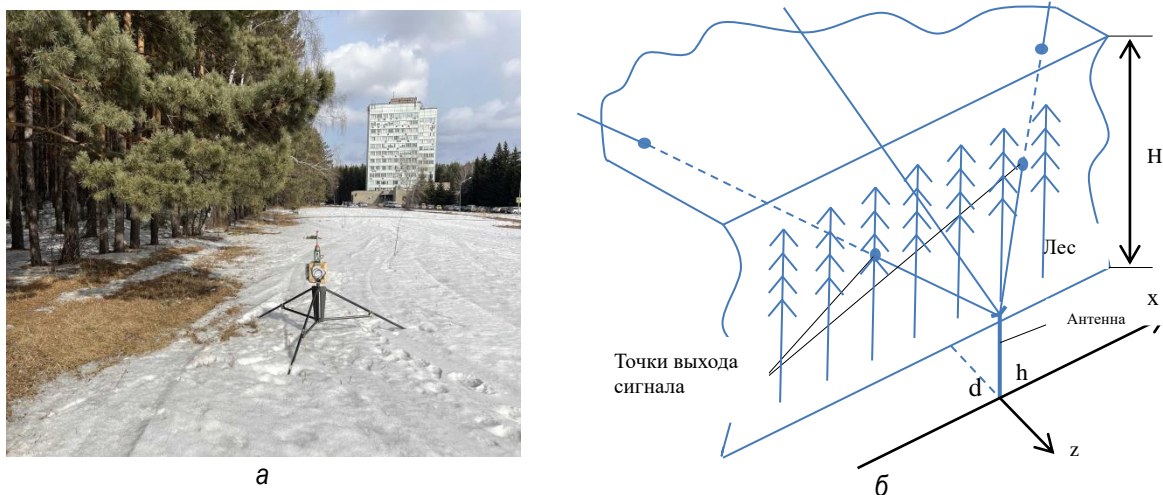


Рис. 1. Сцена и схема измерений: а – сцена радиопросвечивания леса; б – схема радиопросвечивания леса с расположением антенны у границы древостоя

Приемная антенна размещалась вблизи границы лесного массива на расстоянии 7 м от первого ряда стволов деревьев. Сеанс измерений 04.02.22 проведен с двумя антеннами АМ 475 для правокруговой поляризации. Антенна с вертикально ориентированной осью диаграммы направленности (ДН) размещалась на высоте 3,25 м, а антенны с горизонтальной ориентацией ДН – на высоте 3,1 м. Измерения 26.03.2022 г. проведены с дипольной антенной, с расположением фазового центра на высоте 1,2 м (рис. 1, а). Схема радиопросвечивания леса иллюстрирует три варианта трасс прохождения сигнала до антенны: мимо – средняя, а левая и правая – сквозь объем древостоя. В массиве регистрации данных угловые координаты НС азимут и угол места в совокупности с высотой расположения антенны фиксируются с частотой в 1Гц и позволяют определить расположение сканирующего объема в древостое относительно приемной антенны [6].

**Результаты экспериментальных данных.** Регистрация сигналов НС систем ГЛОНАСС, Galileo и GPS, включая QZSS в течение 2–3 ч позволяет получить массив данных от 30–40 спутников. Используя геометрию расположения антенн относительно границы древостоя, направленность оси ее диаграммы направленности, высоту леса и протяженность слоя крон, можно выбрать спутник с траекторией, обеспечивающей трассу распространения сигнала в лесу и вне его.

Примеры амплитудно-временной зависимости сигнала ГЛОНАСС-24 представлены на рис. 2, а (длительность частоты кадра – 1 с на рис. 2, б изображен пример зависимости со шкалой абсцисс в градусах угла места.



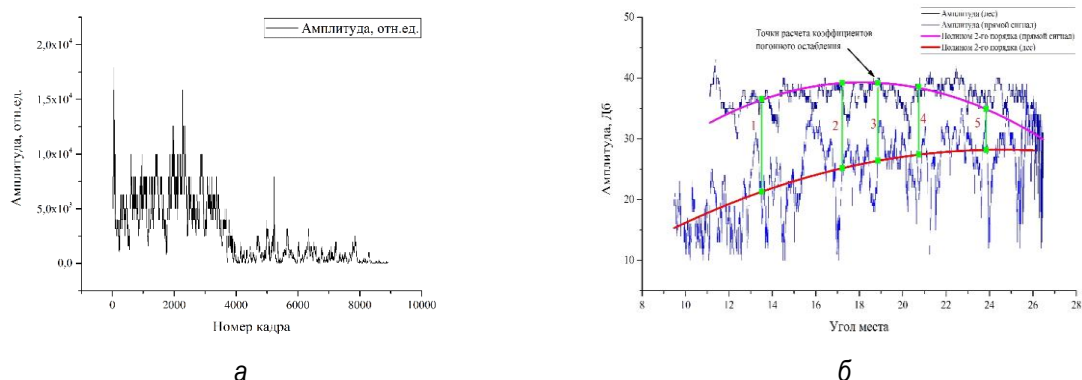


Рис. 2. Зависимости амплитуды сигнала ГЛОНАСС 24 от 04.02.2022 г, ослабленного лесом массивом: а – от номера кадра; б – от угла места

Амплитудно-временные зависимости интерференционного радиополя сигнала в свободном пространстве заметно отличаются от сигналов, прошедших через лес. Возможной причиной появления многолучевости прошедшего через лес сигнала является то, что в результате прохождения объемной неоднородной среды древостоя формируется динамичная картина прохождения сигнала в точке расположения антенны.

Траектория движения спутника ГЛОНАСС-24 имеет максимум угла места 26° на границе леса и достаточно симметрична. Это дает возможность рассчитать коэффициенты погонного ослабления для трасс распространения сигнала, содержащих эти точки. Расчет проводился с использованием красных кривых аппроксимации данных амплитуды. Результаты приведены в табл. 1.

Таблица 1

Коэффициент погонного ослабления в древостое					
№ точки	1	2	3	4	5
Азимут ( $\alpha$ ), град.	10,157	29,887	15,929	39,686	54,88
Угол места ( $\varphi$ ), град.	13,516	17,222	18,8477	26,461	23,875
$l$ , м	5,029	6,203	6,773	8,693	7,649
$-\gamma$ , Дб/м	1,074	0,718	0,582	0,384	0,275

Таким образом, представлены экспериментальные данные о сигналах навигационных спутников после прохождения лесного массива. Были использованы приемные антенны с правокруговой поляризацией и дипольная с вертикальной ориентацией, расположенные на двух высотах от поверхности почвы.

Реализованы методы радиопросвечивания горизонтальных слоев леса при размещении антенн на разных высотах вблизи границы леса с использованием дипольной антенны с вертикальной ориентацией и щелевой полосковой (вытекающей волны) антенны с вертикальной и горизонтальной ориентацией оси диаграммы направленности.

Получены амплитудно-временные зависимости послойной регистрации сигналов на выходе из леса. Определены коэффициенты погонного ослабления сигналов НС на трассах с координатной привязкой относительно расположения приемной антенны.

Проведен анализ амплитудно-временных зависимостей интерференционного радиополя сигнала на выходе из древостоя. Выявлена возможность использования спекл-структуры регистрируемого сигнала в точке расположения антенны сформированной многолучевостью.

### Список литературы

1. Попов, В. И. Распространение радиоволн в лесах. – М.: Горячая линия – Телеком, 2015. – 392 с.
2. Анизотропия крон древостоя и рассеяние сигналов навигационных спутников диапазона L1 // В. Г. Подопригора, А. В. Сорокин, Д. С. Макаров, Д. В. Харламов // Материалы VI Международной научной конференции, Красноярск, 10–13 сентября 2019 г. – С. 287–290.
3. Кашкин, В. Б. Экспериментальное определение электрических параметров лесного покрова с использованием сигналов глобальных навигационных систем ГЛОНАСС и GPS / В. Б. Кашкин, В. И. Кокорин, В. Л. Миронов, С. В. Сизасов // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т. 51. – № 7. – с. 825–830.
4. Осипов, М. Н. Развитие цифровой спекл-интерферометрии для исследования динамических процессов в реальном времени. / М. Н. Осипов, В. А. Хохлов, В. А. А. Н. Чекменев // Вестник СамГУ – Естественнонаучная серия. – 2013. – № 9/2(110). – С. 109–117.
5. Wu, X.; Guo, P.; Sun, Y. Liang, H.; Zhang, X.; Bai, W. Recent Progress on Vegetation Remote Sensing Using Spaceborne GNSS-Reflectometry. *Remote Sens.* 2021, 13, 4244. – URL: <https://doi.org/10.3390/rs13214244>.
6. Пат. 2 682 718 Российская Федерация. МПК G01S 19/03 (2010.01). Способ определения коэффициентов погонного ослабления сигналов навигационных космических аппаратов в лесном массиве с координатной привязкой // Д. С. Макаров, И. В. Савин, А. В. Сорокин, С. В. Фомин, Д. В. Харламов. – № 2018119448; заявл. 25.05.2018; опубл. 21.03.2019, Бюл. № 9. – 8 с.

# РАЗРАБОТКА КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ БОРТОВОГО РЕТРАНСЛЯТОРА С ЛИНЕЙНОЙ РЕТРАНСЛЯЦИЕЙ

А.В. Шагов, В.В. Сухотин

Военно-инженерный институт СФУ  
660036, г. Красноярск, Академгородок, 13А  
E-mail: vsuhotin@sfu-kras.ru

Дано обоснование разработки компьютерной модели бортового ретранслятора. Приведена разработанная модель с указанием параметров настройки каждого блока. Показана работоспособность модели и сделаны соответствующие выводы.

Задача определения относительных координат может быть решена на основе измерений псевдодальностей по дальномерному коду и фазе несущей частоты сигнала. Случайная погрешность измерений по фазе несущей частоты на порядок меньше, чем по дальномерному коду. Данный факт обусловил направление развития методов определения относительных координат на основе измерений по фазе несущей частоты сигнала. При решении навигационной задачи на основе фазовых измерений можно достичь погрешности определения относительных координат порядка нескольких миллиметров [1].

В системах спутниковой связи, в случае определения координат источника радиоизлучения (ИРИ) фазовым методом [2] с использованием виртуальной антенной решетки [3], важно знать и учитывать набег фазы в бортовом ретрансляторе, чтобы повысить точность.

Классический вариант структурной схемы бортового ретранслятора на космическом аппарате (рис. 1) представляет собой: приемное антенно-фидерное устройство, приемное устройство, входной мультиплексор, усилители мощности, матрицы резервирования, выходной мультиплексор и передающее антенно-фидерное устройство [4].

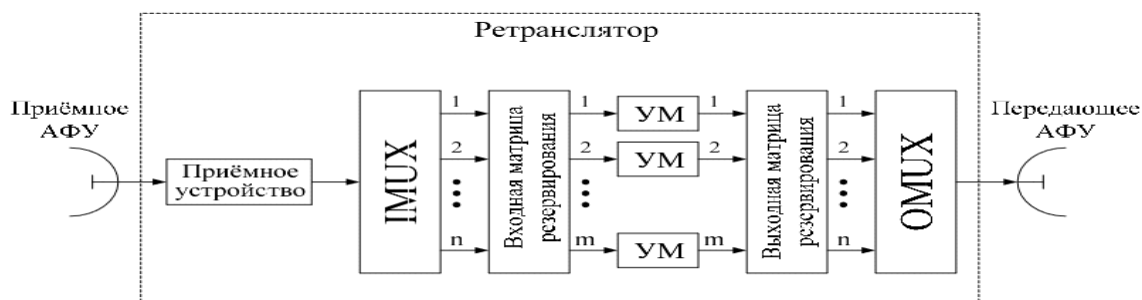


Рис. 1. Структурная схема  $n$ -ствольного БПК

На рис. 1 представлена схема  $n$ -ствольного БРК, где: IMUX – входной мультиплексор; УМ – усилитель мощности; OMUX – выходной мультиплексор; МР – матрица резервирования порядка  $m \times n$ .

Оценим влияние элементов схемы на фазу сигнала, исключив на данном этапе АФУ и элементы приемника, кроме фильтра. Для чего на основе структурной схемы (рис. 1) разработаем компьютерную модель бортового ретранслятора в среде MATLAB Simulink (рис. 2).

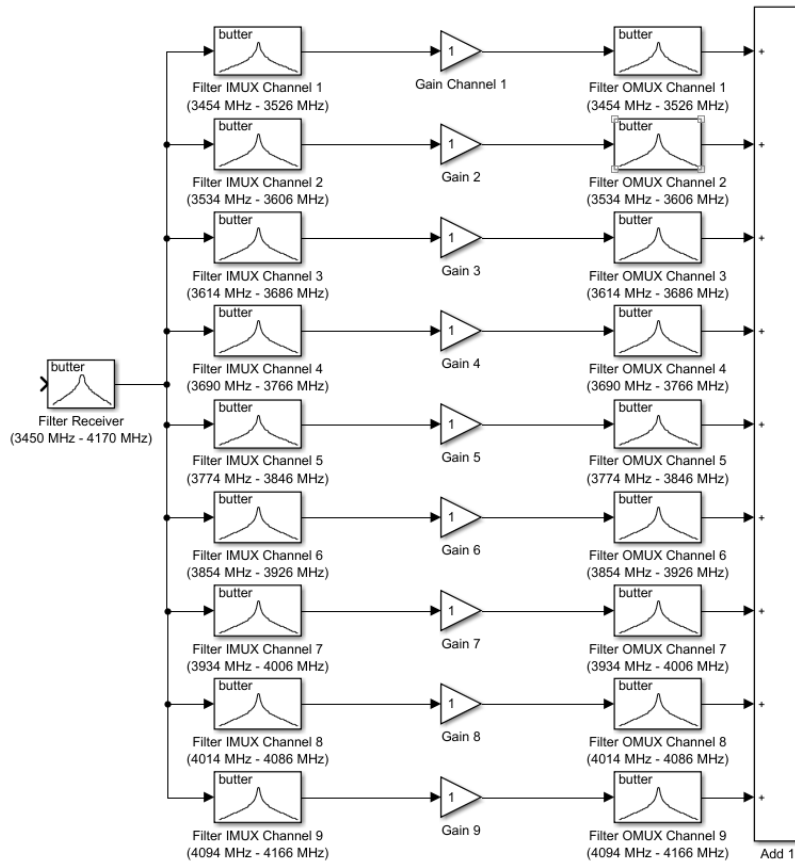


Рис. 2. Компьютерная модель БР

Фильтр (Filter Receiver) обеспечивает фильтрацию сигналов С-диапазона от комбинационных составляющих на выходе преобразователя частоты приемного устройства.

Фильтры (Filter IMUX Channel 1–9) обеспечивают частотную избирательность каналов диапазона и представляют собой входной мультиплексор (рис. 1).

Усилители (Gain 1 – Gain 9) предназначены для усиления отфильтрованного сигнала перед ретрансляцией и представляют собой усилители мощности (рис. 1).

Фильтры (Filter OMUX Channel 1–9) обеспечивают частотную избирательность каналов диапазона и представляют собой выходной мультиплексор (рис. 1).

Сумматор (Add 1) объединяет сигналы разных каналов и входит в состав выходного мультиплексора (рис. 1).

В блоке полосового фильтра на входе приемного устройства, (рис. 2) (Filter Receiver) можно задавать следующие параметры: метод синтеза фильтра (Баттерворта, Чебышева 1 типа, Чебышева 2 типа, Эллиптический, Бесселя), тип фильтра (нижних частот, верхних частот, полосовой, заградительный), порядок фильтра и граничные частоты, что отображено на рис. 4.

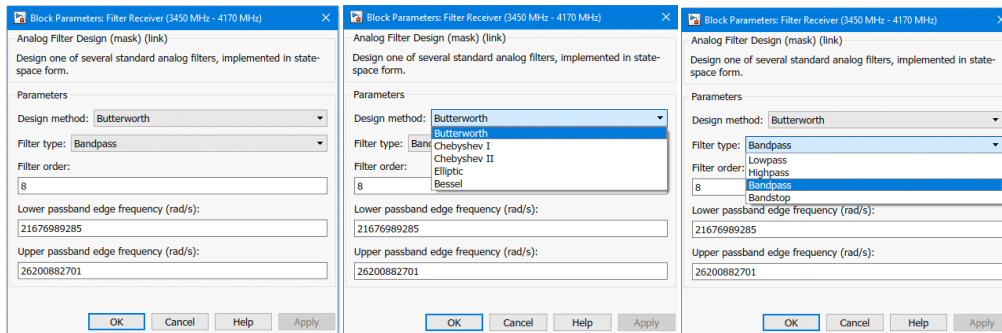


Рис. 3. Параметры блока Filter Receiver

Блоки полосовых фильтров каналов (Filter IMUX Channel 1–9) идентичны блоку Filter Receiver и имеют те же настраиваемые параметры.

Задаваемые параметры усилителей мощности, блоки Gain 1–9 (рис. 2) представлены на рис. 4.

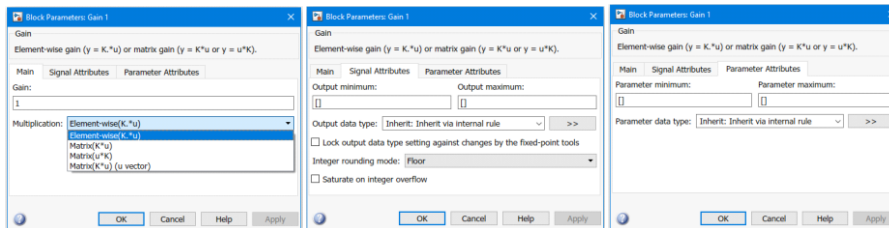


Рис. 4. Параметры блоков Gain 1–9

Для проверки работоспособности модели на вход полосового фильтра (Filter Receiver) потребуется подключить источник сигнала, а на выход двухканальный осциллограф. Источник гармонического колебания (Sin 1) (рис. 5) позволяет задавать следующие параметры: тип сигнала (на основе времени или на основе выборки), источник переменной времени (время симуляции, либо внешний источник времени), амплитуду, смещение, частоту, фазу и период выборки, что отображено на рис. 6.

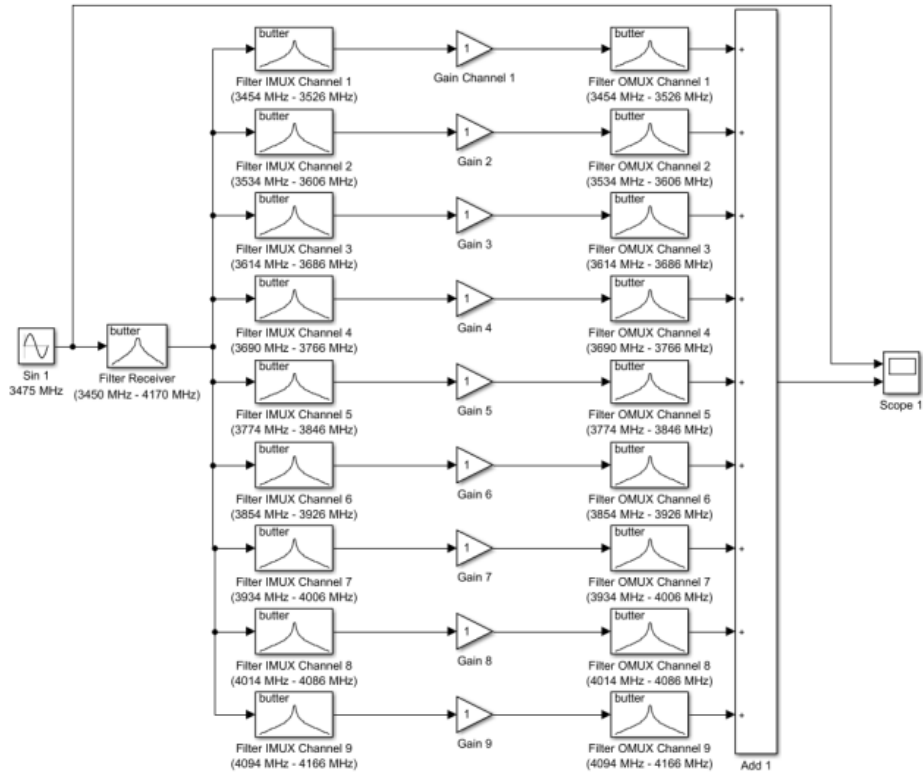


Рис. 5. Модель для проверки работоспособности системы и дальнейших исследований

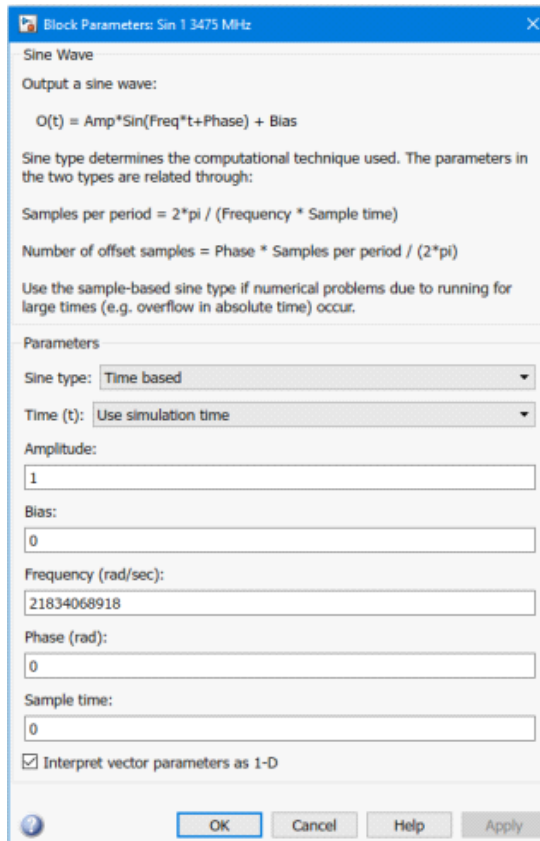


Рис. 6. Параметры источника сигнала Sin 1

Двухканальный осциллограф (Scope 1) представлен на рис. 5, имеет параметры, которые заданы: количество каналов – 2, тип входных данных – непрерывная последовательность, единицы измерения времени – метрические, остальные параметры являются стандартными, что отображено на рис. 7.

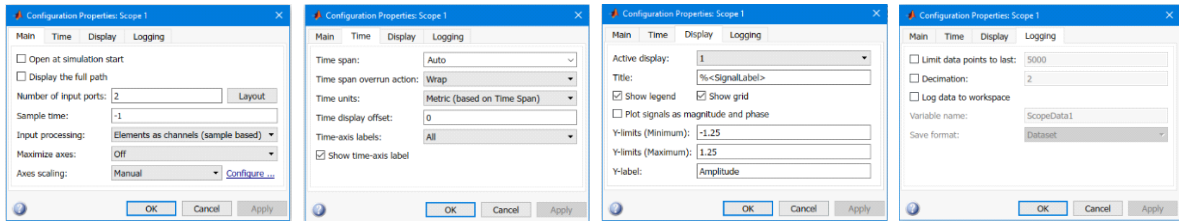


Рис. 7. Параметры осциллографа Scope 1

Зададим синусоидальный сигнал с частотой 3475 МГц, амплитудой 1 В и нулевой начальной фазой. Осциллограммы сигналов приведены на рис. 8. Входной сигнал подключен к 1 каналу осциллографа (верхняя осциллограмма). Сигнал на выходе системы подключен на 2 канал осциллографа (нижняя осциллограмма). Воспользовавшись маркерами, выставим их в идентичные точки синусоиды и определим разность фаз. Временной сдвиг сигналов (расстояние между маркерами 1 и 2 по оси времени) составляет 166,037 пс, а период сигнала равен 287,770 пс. Соответственно, разность фаз двух сигналов составляет 207,7 градусов, что было рассчитано по формуле (1):

$$\Delta\varphi = \frac{360^\circ \Delta T}{T}, \quad (1)$$

где  $\Delta T$  – временной сдвиг сигналов;  $T$  – период сигнала.

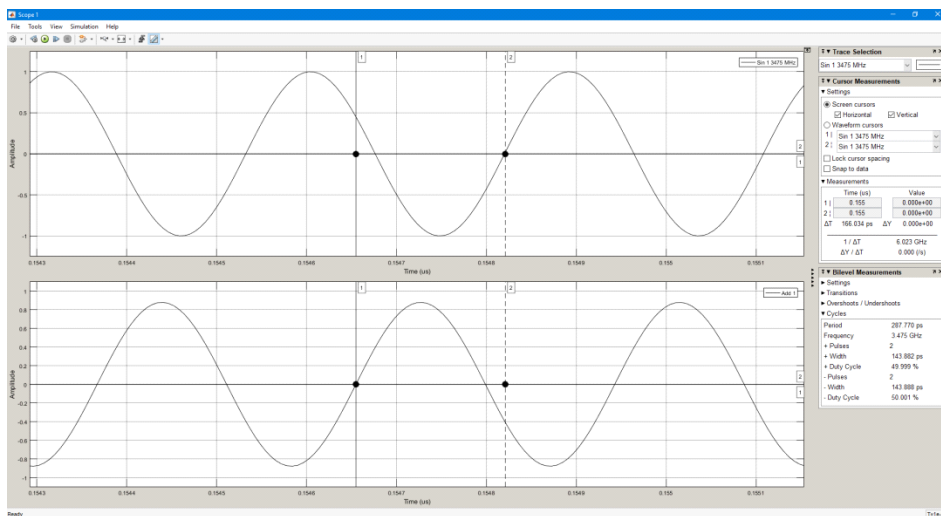


Рис. 8. Осциллограммы тестового сигнала на входе и на выходе модели

Таким образом, разработанная компьютерная модель, позволяет не только определять дополнительный набег фазы, но и рассмотреть влияние каждого блока на фазу колебаний с возможностью настроек данных блоков и изменений их параметров.

#### Список литературы

1. Тяпкин, В. Н. Методы определения навигационных параметров подвижных средств с использованием спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС / В. Н. Тяпкин. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2012. – 260 с.

2. Калашникова, А. С. Метод определения координат радиопередатчика с использованием геостационарного искусственного спутника Земли / А. С. Калашникова, В. В. Сухотин, О. В. Адмаев, Е. О. Смольников // Успехи современной радиоэлектроники. – 2015. – № 10. – С. 117–119.

3. Kalashnikova, A. S. Consideration of Methods to Protect Frequency Resources of Satellite System Against Unauthorized Access / A. S. Kalashnikova, V. V. Sukhotin // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. – Omsk: Omsk State Technical University, May 21–23, 2015.

4. Орлов А. Г. Бортовой ретрансляционный комплекс (БРК) спутника связи. Принципы работы, построение, параметры / А. Г. Орлов, Н. Н. Севастьянов; науч. ред. В. Н. Бранец. – Томск: Издательский Дом Томского государственного университета, 2014. – 206 с.



**Секция**  
**«СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»**

---

**ВОЛНОВОДНЫЕ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ  
НА ПОЛУВОЛНОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ СО ШЛЕЙФАМИ**

**А.А. Соркин, Ю.П. Саломатов**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: alexandr.sorkin.781@mail.ru

Рассмотрен волноводный полуволновый резонатор со шлейфом и конструкции фильтров на его основе. Показано, что расположение шлейфа в центре полуволнового резонатора приводит к увеличению затухания сигнала вблизи полосы пропускания фильтров по сравнению с фильтрами на полуволновых резонаторах. С помощью данного типа резонатора полюс можно получать как ниже полосы пропускания, так и выше. Приведены геометрические размеры четырех- и восьмизвенного фильтров с симметричной АЧХ.

Широко известны волноводные фильтры на полуволновых резонаторах с индуктивными диафрагмами. Увеличение крутизны АЧХ у них достигается увеличением количества звеньев, что приводит к увеличению габаритов. Для сокращения габаритов используют фильтры на двухмодовых резонаторах [1–3, 6, 9–11], фильтры на полуволновых резонаторах с организацией индуктивной, емкостной и смешанной связей [4, 8]. В микрополосковых фильтрах широко используют полуволновые резонаторы со шлейфами [5]. Известны также волноводные трехмодовые резонаторы [7]. Предлагается волноводный четвертьволновый шлейф поместить в центр волноводного полуволнового резонатора, такое расположение шлейфа сокращает фильтр вдвое, увеличивая при этом крутизну АЧХ. На данных резонаторах полюс затухания можно организовать сверху или снизу.

Предложенный тип волноводного резонатора имеет три резонанса: два резонанса в полосе пропускания и один – в полосе заграждения. Все резонансы получаются на моде  $H_{10}$ . Данный резонатор состоит из трех разных четвертьволновых отрезков. Каждая из трех мод проходит полуволновый отрезок – состоящий из двух неравных четвертьволновых отрезков, таких комбинаций три. В зависимости от соотношений трех четвертьволновых отрезков полюс можно получать сверху или снизу, как показано на рис. 1, а и рис. 1, б.

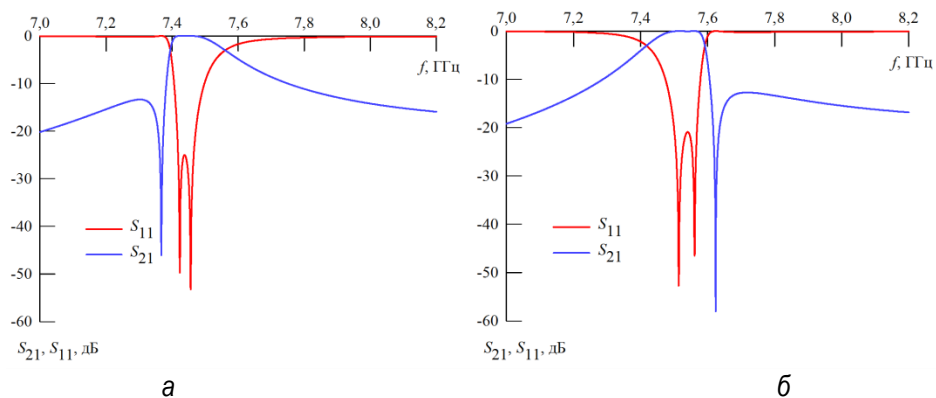


Рис. 1. Частотные характеристики волноводного резонатора со шлейфом: а – полюс ниже полосы пропускания; б – полюс выше полосы пропускания

На рис. 2 показано распределение поля  $E$  волноводного резонатора со шлейфом, имеющего частотные характеристики, которые показаны на рис. 1, а для трех резонансных частот.

С помощью пакета электродинамического моделирования были рассчитаны четырех- и восьмизвенные фильтры со шлейфами и без шлейфов, их АЧХ приведены на рис. 3, где пунктирной линией показаны характеристики фильтров без шлейфов, сплошной – со шлейфами.

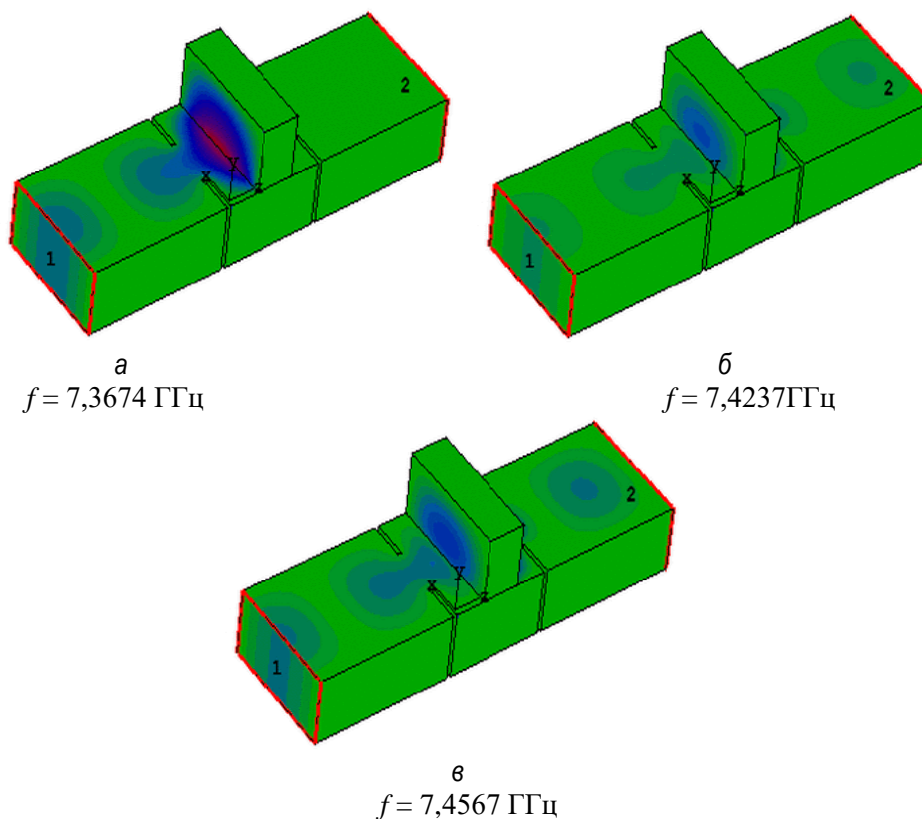


Рис. 2. Распределение поля  $E$  в волноводном полуволновом резонаторе со шлейфом на трех резонансных частотах: а – на частоте полюса затухания; б – нижняя частота резонанса в полосе пропускания; в – верхняя частота резонанса в полосе пропускания

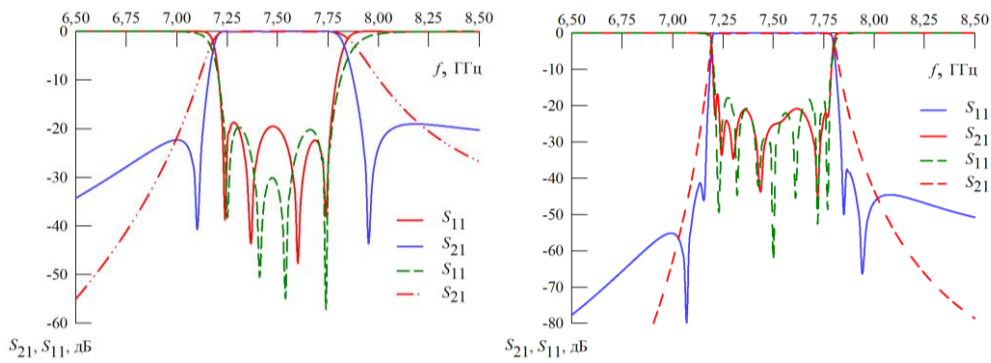


Рис. 3. АЧХ: а – четырехзвенных фильтров; б – восьмизвенных фильтров

На рис. 3, а видно, что четырехзвенный фильтр со шлейфами, имея вдвое меньшую длину, обладает лучшей крутизной АЧХ. В отличие от двухмодовых фильтров на цилиндрических резонаторах и на ТМ-модах, данный фильтр (рис. 4.) может иметь и несимметричную АЧХ. Волноводные резонаторы со шлейфами могут чередоваться с резонаторами и без шлейфов, что еще больше расширяет область применения данного типа резонаторов. На рис. 5,а показаны внеполосные характеристики волноводного четырехзвенного фильтра на резонаторах со шлейфами. На рис. 5, а видно, что паразитная полоса находится на частоте  $1,6 f_0$  при ширине полосы 6,6 %, т. е. выше, чем у двухмодовых фильтров на цилиндрических резонаторах. При уменьшении ширины полосы пропускания паразитная полоса будет смещаться вверх по частоте.

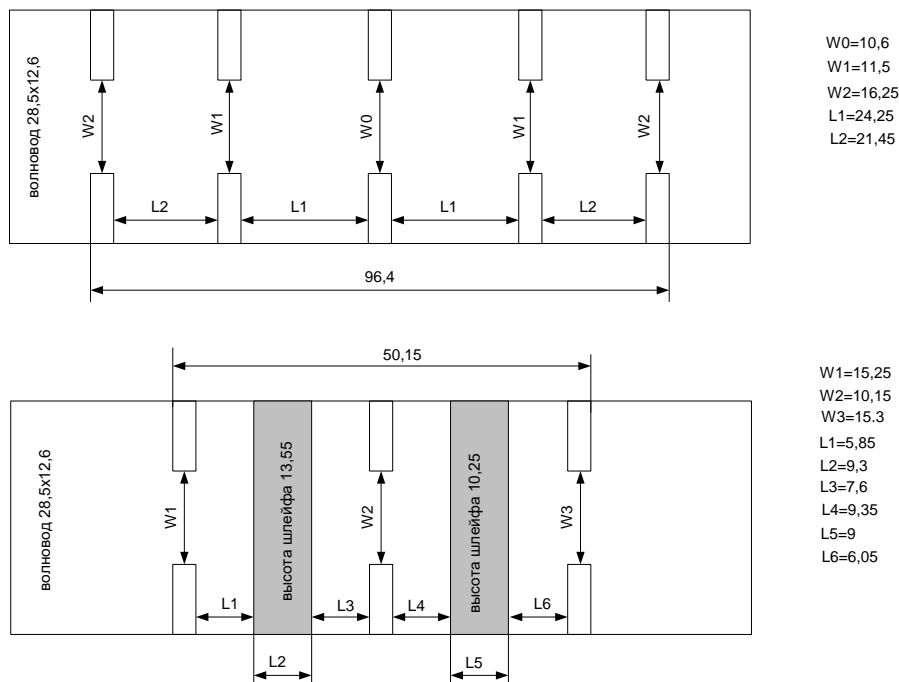


Рис. 4. Геометрические размеры четырехзвенных фильтров

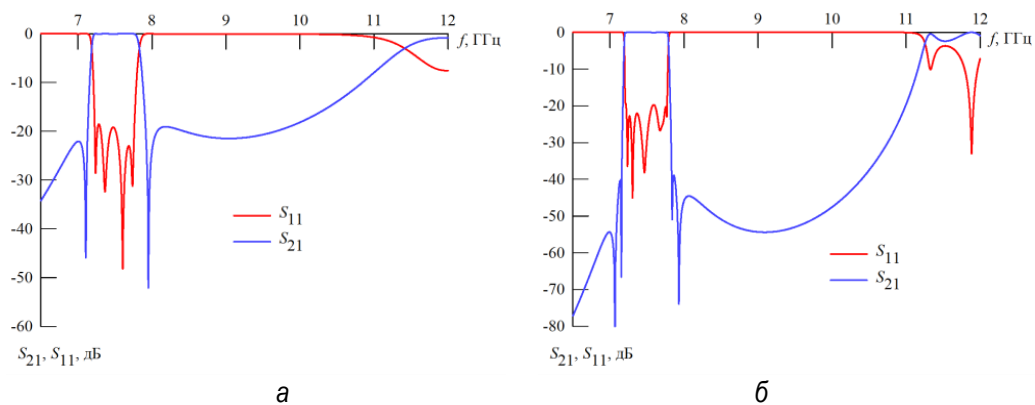


Рис. 5. АЧХ: а – четырехзвенного; б – восьмизвенного фильтров на резонаторах со шлейфами в широкой полосе частот

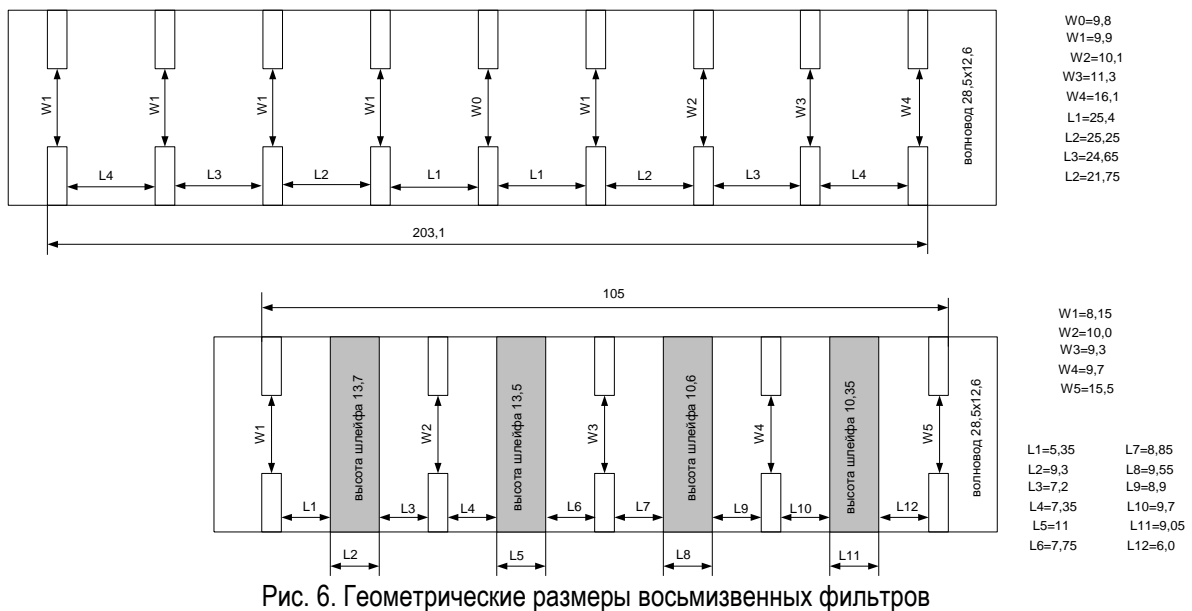


Рис. 6. Геометрические размеры восьмизвенных фильтров

### Список литературы

1. Xiao-Peng Liang, Kawthar A. Zaki. Dual mode coupling by square corner cut in resonators and filters. / Xiao-Peng Liang, Kawthar A. Zaki. // IEEE Microwave Symposium Direct MTT-S. – 1992.
2. Accatino, L. A four-pole dual mode elliptic filter realized in circular cavity without screws / L. Accatino, G. Bertin, M. Mongiardo / IEEE Microwave Symposium Direct MTT-S. – 1996.
3. Guglielmi, Macro. A new family of all-inductive dual-mode filters. / Macro Guglielmi, Pierre Jarry // IEEE Microwave Symposium Direct MTT-S, October, 2001. – Vol. 49. – № 10.
4. Heng-Tung Hsu. Parameter extraction for symmetric coupled-resonator filter. / Heng-Tung Hsu, Zhenyu Zhang, Kawthar A. Zaki, Ali E. // IEEE Microwave Symposium Direct MTT-S. December, 2002. – Vol. 50. – № 12.

5. Соркин, А. А. Увеличение затухания за полосой пропускания в микрополосковых фильтрах на резонаторах со шлейфами. / А. А. Сорокин // Известия высших учебных заведений: Физика. – 2013. – Т. 54. – № 8–3.

6. Javier Ossorio. On the alignment of low-fidelity and high-fidelity simulation spaces for the design of microwave waveguide filters. / Javier Ossorio, Juan Carlos Melgarejo, Vicente E. Boria // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Dec. 2018. – Vol. 66. – pp. 5183–519.

7. Simone Bastioli. The stubbed waveguide cavity. / Simone Bastioli, Richard V. Snyder // IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). – 2019.

8. Javier Ossorio, Santiago Cogollo, Vicente Boria, Marco Guglielmi. Rectangular waveguide quadruplet filter for satellite applications. IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). – 2019.

9. Theunis S. Beukman. An efficient design workflow of a compact ridged waveguide filter / Theunis S. Beukman // IEEE AFRICON. – 2017.

10. Pelliccia, L. C. Very-compact waveguide bandpass filter based on dual-mode TM cavities for satellite applications in Ku-band / L. Pelliccia, C. Tomassoni, F. Cacciamani, P. Vallerotonda, R. Sorrentino, J. Galdeano, C. Ernst // 48th European Microwave Conference (EuMC). – 2018.

11. Bai Qiong. Design of W Band Rectangular Waveguide Filter / Bai Qiong, Zhang Binzhen, Duan Junping // IEEE 9th International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN). – 2017.

## ВЫСОКОСЕЛЕКТИВНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ДВОЙНЫХ СПИРАЛЬНЫХ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ

Т.Ю. Шумилов<sup>1</sup>, В.Ю. Гергерт<sup>1</sup>, Д.А. Шабанов<sup>2</sup>, Я.Ф. Бальва<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Сибирский Федеральный университет,  
660074, Красноярск, ул. Киренского 26

<sup>2</sup>Институт Физики им. Л.В. Киренского СО РАН,  
660036, Красноярск, Академгородок  
E-mail: ya.f.balva@mail.ru

Разработана новая миниатюрная монолитная конструкция полосно-пропускающего фильтра, которая может изготавливаться по технологии многослойных печатных плат. Каждый резонатор в фильтре образован вставленными друг в друга металлическими спиралями левой и правой закрутки, у которых одна пара смежных концов замкнута на экран, а другая свободна. Витки из полосковых проводников в форме одинаковых прямоугольных рамок выполнены на диэлектрических пластинах и располагаются в многослойной структуре строго друг под другом с чередованием витков левой и правой спиралей. Конструкция фильтра на таких многопроводниковых двуспиральных резонаторах имеет не только малые размеры, но и обладает высокой селективностью, что доказывают измеренные характеристики фильтра восьмого порядка, резонаторы которого изготовлены на семи диэлектрических слоях. Центральная частота полосы пропускания фильтра  $f_0 = 60$  МГц, ее относительная ширина по уровню 3 дБ ниже минимальных потерь  $\Delta f / f_0 = 10$  %, размеры устройства  $68 \times 14,3 \times 4,3$  мм ( $0,014\lambda_0 \times 0,003\lambda_0 \times 0,001\lambda_0$ , где  $\lambda_0$  – длина волны в вакууме на частоте  $f_0$ ), а масса фильтра – всего 7,5 г. Фильтр обладает протяженной полосой заграждения, верхний край которой по уровню –80 дБ простирается до частоты  $6f_0$ , а по уровню –40 дБ достигает частоты  $30f_0$ .

Миниатюризация частотно-селективных сверхвысокочастотных (СВЧ) устройств в частности, фильтров является важной и всегда актуальной задачей радиотехники. При этом развитие современных систем связи, радиолокации, радионавигации, специальной и измерительной радиоаппаратуры требует не уменьшения габаритов и одновременного улучшения электрических характеристик таких устройств, но и высокой технологичности их изготовления и низкой стоимости при массовом производстве. В значительной степени всем этим требованиям отвечают микрополосковые и полосковые конструкции, поэтому они находят очень широкое применение в СВЧ-технике. Отметим, что в дециметровом, а особенно в метровом диапазоне длин волн проблема миниатюризации фильтров по своей важности нередко ставится на первое место. Однако при разрешении этой проблемы исследователи сталкиваются с большими трудностями, связанными с существенным ухудшением характеристик фильтров.

Традиционно проблема миниатюризации полосковых конструкций решается различным сворачиванием проводников, например, в форму шпильки, спирали или меандра, а также созданием квазисосредоточенных элементов. При этом практически все названные способы миниатюризации хотя и приводят к уменьшению размеров устройств, но сопровождаются снижением собственной добротности резонаторов, что, соответственно, ухудшает частотно-селективные свойства фильтров. К наилучшим полосковым и микрополосковым резонаторам по совокупности таких характеристик, как миниатюрность, величина собственной добротности и технологичность, в производстве можно отнести многопроводниковые конструкции. Однако на частотах метрового диапазона длин волн фильтры даже на таких резонаторах имеют неприемлемо большие размеры, в сравнении, например, с фильтрами на сосредоточенных элементах. В настоящей работе исследована новая конструкция полоскового многопроводникового двуспирального резонатора [1], отличающаяся существенно меньшими размерами по сравнению со всеми известными миниатюрными полосковыми и микрополосковыми конструкциями.

Исследуемый резонатор состоит из двух спиралей левой и правой закрутки, вставленных друг в друга (рис. 1). Витки спиралей образованы полосковыми проводниками с фиксированной шириной, сформированными на поверхностях пяти диэлектрических пластин толщиной  $h$ , которые не показаны, чтобы не загромождать рисунок. Спирали имеют по три витка в виде одинаковых прямоугольных рамок с размерами окна  $w$  и  $W$ , при этом рамки в конструкции резонатора располагаются строго друг под другом с чередованием витков левой и правой спиралей. Для этого используются соединения соответствующих витков в каждой спирали посредством металлизированных отверстий в диэлектрических пластинах. Одна пара смежных концов спиралей соединена с экраном, другая – свободна. Эта пятислойная структура размещается между двумя дополнительными диэлектрическими слоями толщиной  $H$  (на рисунке не показаны), наружные поверхности которых металлизированы и играют роль экранов.

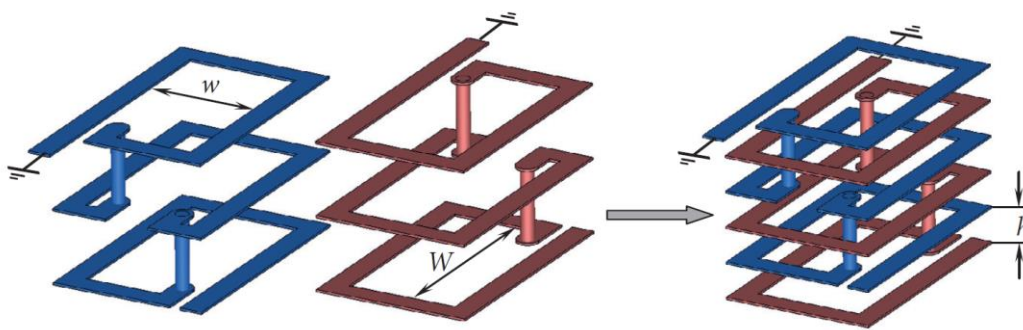


Рис. 1. Конструкция двухспирального полоскового резонатора

В зависимости от способа расположения спиралей относительно друг друга можно выделить четыре варианта (A, B, C, D) выполнения резонатора исследуемой конструкции, которые изображены на рис. 2.

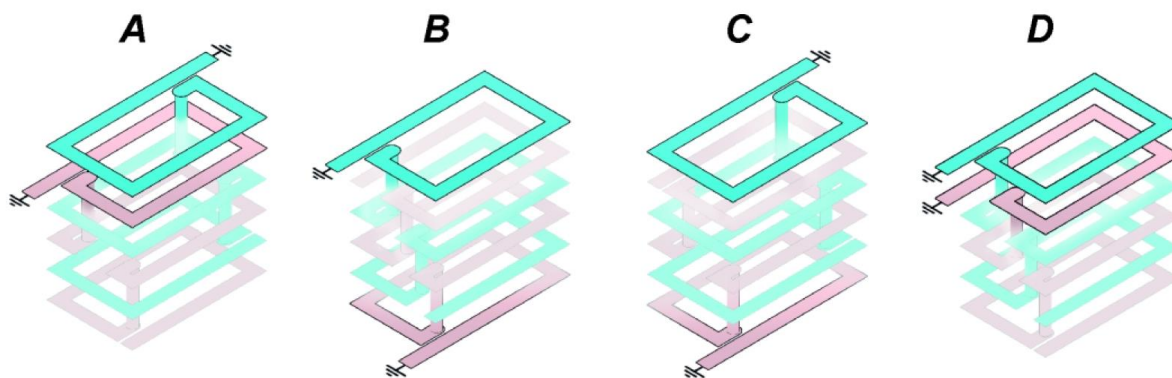


Рис. 2. Варианты исполнения двухспирального полоскового резонатора

В программе электродинамического анализа для всех вариантов было проведено сравнение резонансной частоты первой моды колебаний, а также отношения резонансных частот второй моды колебаний к первой, которое, как известно, определяет протяженность полосы заграждения фильтра. Расчет производился для полосковых структур, закрытых сверху и снизу диэлектрическими слоями толщиной  $H = 1,524$  мм, металлизированными снаружи. Предполагалось, что данные слои будут выполнены из материала Isola Astra MT771, имеющего относительную диэлектрическую проницаемость  $\epsilon_r = 3$  и тангенс угла диэлектрических потерь  $\text{tg}\delta = 0,0017$ . Все внутренние диэлектрические слои выполнены из материала Isola Tachyon 100G с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 3,04$  и тангенсом угла диэлектрических потерь  $\text{tg}\delta = 0,0021$ . В многослойных спиральных структурах размеры окна плоских витков



в форме прямоугольных рамок (см. рис. 1)  $W = 12,0$  мм и  $w = 5,2$  мм, а образующие их медные полосковые проводники толщиной 18 мкм имели ширину 1 мм. Количество витков в двух спиралях  $N = 6$  при толщине диэлектрических слоев  $h = 0,05$  мм.

Результаты сравнения параметров различных вариантов двуспирального резонатора представлены в табл. 1. Видно, что наилучшими вариантами резонаторов с точки зрения их применения в полосно-пропускающих фильтрах являются конструкции вариантов *A* и *B*. При этом следует отметить, что при прочих равных условиях частоты и собственные добротности резонанса первой моды колебаний  $f_1$  этих вариантов резонатора совпадают.

Таблица 1

**Сравнение различных вариантов резонаторов**

Вариант	$f_1$ , МГц	$f_2$ , МГц	$f_2 / f_1$
<i>A</i>	60	417	6,9
<i>B</i>	60	739	12,3
<i>C</i>	126	159	1,26
<i>D</i>	221	345	1,56

Экспериментальная проверка работоспособности предложенной конструкции резонатора проводилась на полосно-пропускающем фильтре восьмого порядка с волновым сопротивлением портов 50 Ом. Устройство предназначено для применения в качестве фильтра промежуточной частоты, основными требованиями к которому были высокая крутизна склонов амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и протяженная высокочастотная полоса заграждения. В фильтре для определенности использована конструкция резонатора, соответствующая варианту исполнения типа *A*. Центральная частота полосы пропускания фильтра задана  $f_0 = 60$  МГц, а ее относительная ширина по уровню 3 дБ от величины минимальных вносимых потерь  $\Delta f / f_0 = 10$  %. Конструктивные параметры резонаторов в фильтре указаны выше, но в нем для соединения диэлектрических слоев добавлены слои препрега RO4450F<sup>TM</sup> толщиной 102 мкм ( $\epsilon_r = 3,52$ ,  $\text{tg}\delta = 0,0041$ ). Величина зазоров  $S$  между резонаторами находилась параметрическим синтезом конструкции фильтра с использованием численного электродинамического анализа его 3D-модели, которая изображена на рис. 3.

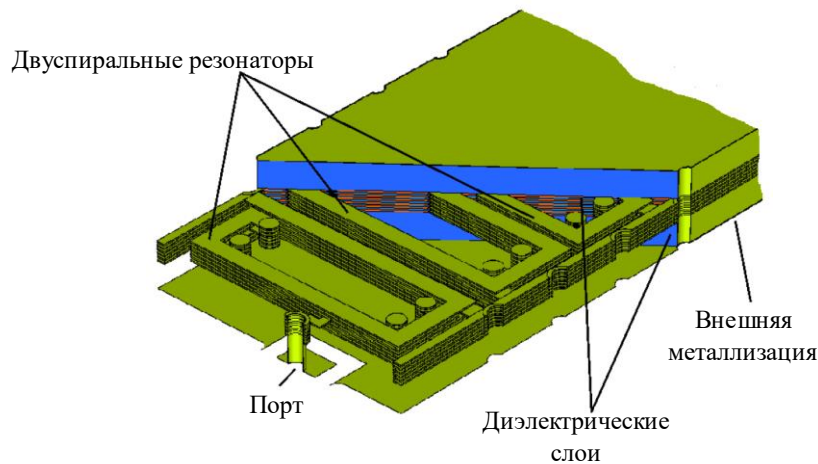


Рис. 3. Конструкция исследуемого фильтра в монолитном исполнении

Для увеличения крутизны склонов амплитудно-частотной характеристики в фильтре была реализована дополнительная емкостная связь между четвертым и шестым резонаторами. Это позволило сформировать на АЧХ-фильтре два нуля коэффициента передачи, которые располагаются вблизи полосы пропускания.

Синтезированный фильтр был изготовлен по технологии многослойных печатных плат с применением фотолитографии. Размеры фильтра составляют  $68 \times 14,3 \times 4,3$  мм или в длинах волн  $\lambda_0$  в вакууме на центральной частоте полосы пропускания  $0,014\lambda_0 \times 0,003\lambda_0 \times 0,001\lambda_0$ , масса фильтра – всего 7,5 г. На рис. 4 показаны рассчитанные (линия) и измеренные (точки) частотные зависимости прямых  $S_{21}(f)$  и обратных  $S_{11}(f)$  потерь экспериментального образца фильтра. Видно хорошее совпадение теоретических и экспериментальных зависимостей. Фотография изготовленного фильтра представлена как вставка на этом же рисунке.

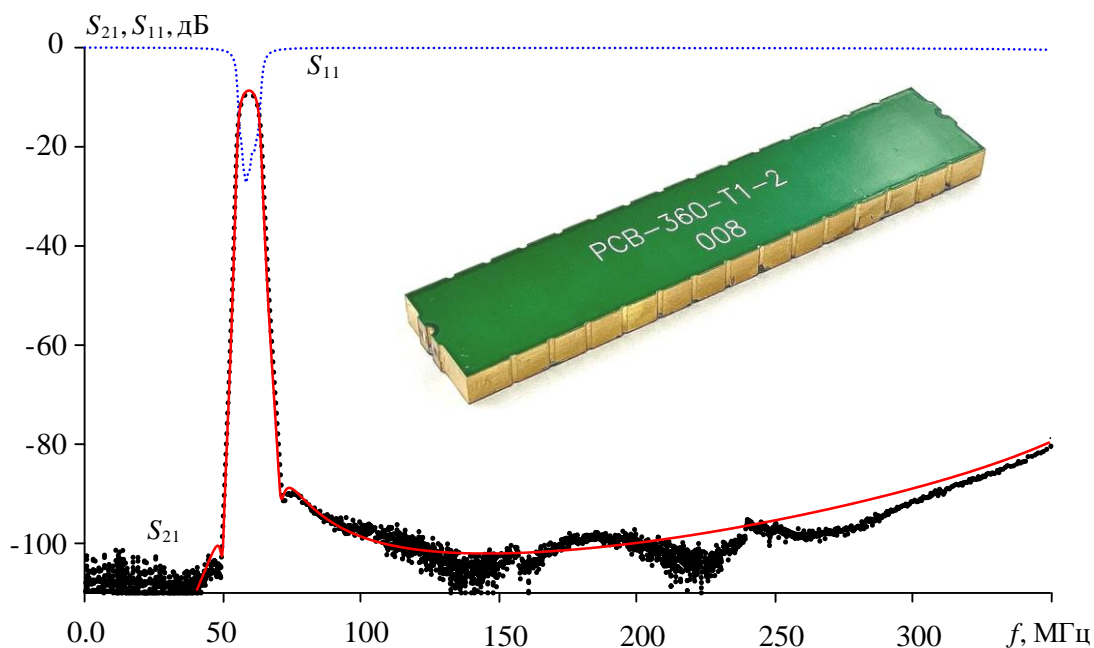


Рис. 4. Рассчитанные (линия) и измеренные (точки) частотные зависимости прямых  $S_{21}(f)$  и обратных  $S_{11}(f)$  потерь фильтра восьмого порядка на двуспиральных резонаторах

Измеренное минимальное вносимое затухание в полосе пропускания фильтра составило 9 дБ, что меньше, чем у ПАВ-устройств и является вполне приемлемой величиной для фильтров промежуточной частоты на частотах десятков мегагерц. Максимальный уровень отражений  $S_{11}$  в полосе пропускания фильтра составляет  $-20$  дБ. Следует отметить, что вносимое затухание в полосе пропускания фильтра можно существенно уменьшить, если увеличить толщину проводников до нескольких толщин скин-слоя на центральной частоте и использовать диэлектрики с меньшим значением диэлектрических потерь. Наряду с высокой крутизной склонов АЧХ другим важным достоинством изготовленного фильтра является протяженная высокочастотная полоса заграждения, верхний край которой по уровню  $-80$  дБ простирается до частоты  $6f_0$ , а по уровню  $-40$  дБ достигает частоты  $30f_0$ .

#### Список литературы

1. Беляев, Б. А. Миниатюрный полосно-пропускающий фильтр на двойных спиральных полосковых резонаторах. / Б. А. Беляев, А. М. Сержантов, Ан. А. Лексиков, Я. Ф. Бальва, Р. Г. Галеев // Ural Radio Engineering Journal. – 2021. – № 5(1). – С. 21–31.

## ВЫСОКОСЕЛЕКТИВНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ПАВ-РЕЗОНАТОРАХ

**Я.Б. Завьялов, А.М. Сержантов**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: lakostallukard@gmail.com

Представлены результаты моделирования полосно-пропускающего фильтра, реализованного с применением резонаторов на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Характеристики ПАВ-резонаторов рассчитывались с использованием разработанной 2,5 D-модели, позволяющей учесть распространение и отражение акустических волн между его штыревыми тонкопленочными структурами. Был синтезирован трехрезонаторный полосовой фильтр с центральной частотой полосы пропускания  $f_0 = 100$  МГц и ее относительной шириной  $\Delta f/f_0 = 0,5\%$ . Рассчитанные АЧХ-фильтры подтверждают перспективность применения разработанной модели ПАВ-резонатора для проектирования устройств частотной селекции сигналов обладающих высокой избирательностью.

Как известно, устройства на поверхностных акустических волнах (ПАВ) широко применяются в системах связи, радиолокации, различной измерительной и специальной радиоаппаратуре. Такие устройства характеризуются высокой технологичностью изготовления, надежностью, малыми габаритами и массой. Одной из наиболее важных областей применения ПАВ-устройств является частотная селекция сигналов, реализуемая с применением ПАВ-фильтров, работа которых основана на использовании прямого и обратного пьезоэлектрического эффекта. Точное моделирование ПАВ-фильтров является непростой задачей, решение которой требует применения различных подходов. Для получения оценочных результатов часто используются методы эквивалентных схем, матричные модели и метод связанных мод, позволяющие с приемлемой точностью рассчитывать характеристики большинства ПАВ-устройств. Существенным недостатком указанных методов, наряду с их ограниченной точностью, является необходимость предварительного определения ряда параметров, например, таких как коэффициенты прохождения и рассеяния, средняя скорость ПАВ в тонкопленочных штыревых структурах и др. Кроме того, они непригодны для анализа структур с большим уровнем отражений, на которых обычно реализуются ПАВ-фильтры с малыми потерями.

В настоящее время в связи с доступностью мощных вычислительных ресурсов становится актуальным применение точных подходов, основанных, например, на комбинации методов конечных и граничных элементов, которые не требуют предварительного расчета параметров тонкопленочных штыревых структур и являются теоретически строгими. В настоящей работе предложена 2,5 D-модель ПАВ-резонатора, позволяющая с высокой точностью учесть распространение и отражение акустических волн между образующими его штыревыми тонкопленочными структурами. На основе разработанной модели синтезирован трехрезонаторный ПАВ фильтр, обладающий высокой селективностью и малым вносимым затуханием в полосе пропускания.

На рис. 1 показана конструкция исследуемого ПАВ-резонатора, который состоит из двух встречно-штыревых преобразователей (ВШП), размещенных между двумя отражательными структурами. Один из концов каждого ВШП заземлен, а свободные концы являются входом и выходом резонатора. Для расчета характеристик ПАВ-резонатора была разработана его 2,5 D-модель, для анализа которой использован метод конечных элементов. Основные конструктивные параметры резонатора были следующими: подложка толщиной 171 мкм выполнена из ниобата лития ( $\text{LiNbO}_3$ ), толщина поглощающего слоя 102,6 мкм; количество пар электродов и период ВШП  $N = 20$  и  $T_{\text{вшп}} = 34,2$  мкм, количество электродов и период отражателей  $N = 200$  и  $T_{\text{отр}} = 34,4$  мкм. Расстояние между ВШП составляет 286,4 мкм, а расстояние между ВШП и отражателем 359,1 мкм, материал электродов – алюминий толщиной 100 нм, длина штырей (апертура ВШП) составляет 3,7 мм. При указанных конструктивных параметрах ПАВ-резонатора его резонансная частота составила примерно 100 МГц. Была рассчитана частотная зависимость коэффициента передачи  $S_{21}(f)$  ПАВ-резонатора, имеющего слабую связь с внешним трактом, и по ширине резонансной кривой была вычислена его собственная добротность, которая составила  $Q_0 \approx 5000$ .

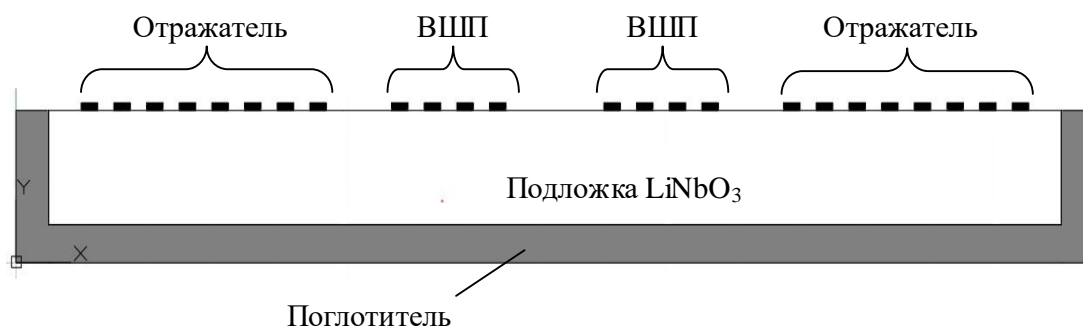


Рис. 1 Разработанная 2,5 D-модель ПАВ-резонатора, состоящая из двух ВШП и пары отражателей

Как известно, основой для построения полосовых фильтров на основе ПАВ-резонаторов являются Г, Т и П-образные элементарные звенья [1]. На рис. 2, а представлена традиционная электрическая схема фильтра на основе П-образного звена, состоящего из трех ПАВ-резонаторов рассматриваемой конструкции. Одним из недостатков такой схемы является невозможность оптимальной настройки частотной зависимости коэффициента отражения  $S_{11}(f)$  в полосе пропускания фильтра в случае применения одинаковых резонаторов. В настоящей работе предлагается модифицированная схема фильтра на основе П-образного звена, которая изображена на рис. 2, б. Особенностью предложенной схемы является наличие емкостных элементов  $C$ , подбором номинала которых можно добиться одинакового уровня максимумов на характеристике  $S_{11}(f)$  в полосе пропускания фильтра, что позволяет достичь наилучшей прямоугольности амплитудно-частотной характеристики при прочих равных условиях.

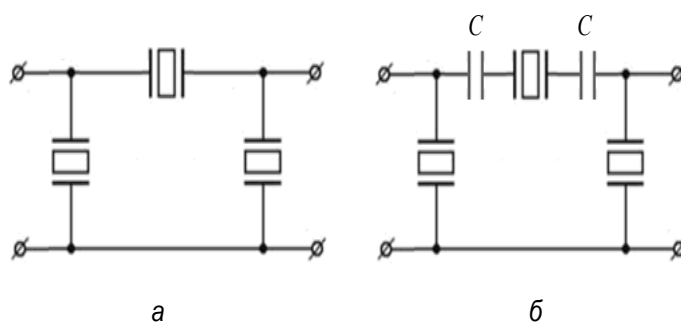


Рис. 2. Электрическая схема ПАВ-фильтра на основе П-образного звена из трех резонаторов: а – классическая; б – предлагаемая

На рис. 3, а изображены рассчитанные частотные зависимости коэффициента передачи  $S_{21}(f)$  и коэффициента отражения  $S_{11}(f)$  ПАВ-фильтра, выполненного по предлагаемой П-образной схеме из трех резонаторов. Конструктивные параметры ПАВ-резонаторов были такие же, как указано выше, а номинальные значения емкостных элементов составляют  $C = 40$  пФ. Фильтр имеет центральную частоту полосы пропускания  $f_0 = 100$  МГц и ее относительную ширину  $\Delta f/f_0 = 0,5$  %. Минимальное вносимое затухание в полосе пропускания составляет всего 0,7 дБ. Из представленных зависимостей видно, что благодаря наличию вблизи полосы пропускания нулей коэффициента передачи фильтр обладает большой крутизной склонов амплитудно-частотной характеристики. Была разработана топология проводников синтезированного фильтра (рис. 3, б), предназначенная для его изготовления с применением процесса фотолитографии. Площадь топологии фильтра составляет  $10,8 \times 15,3$  мм<sup>2</sup>.

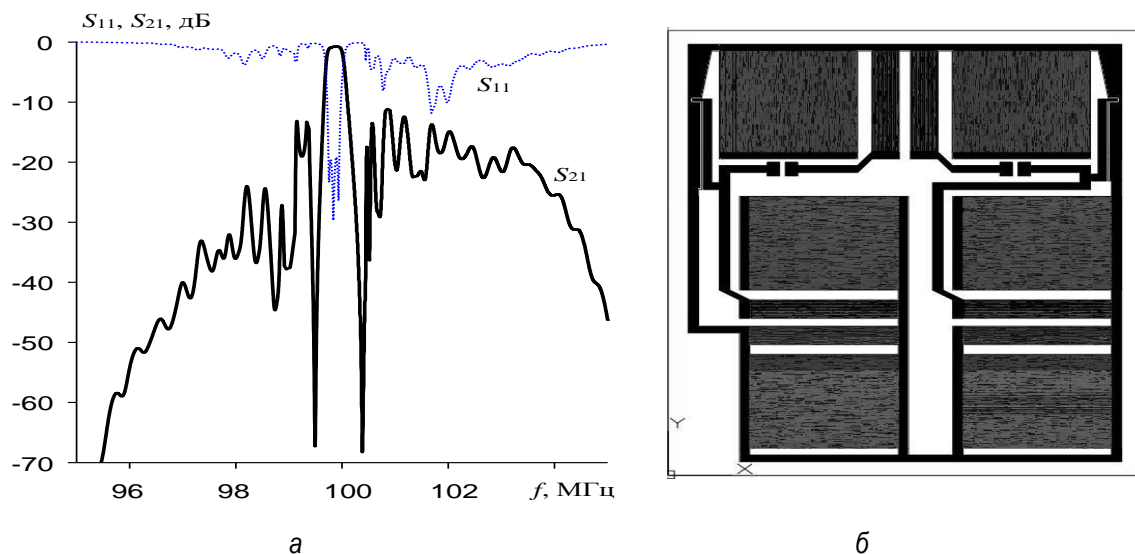


Рис. 3. ПАВ-фильтр: а – частотные зависимости коэффициента передачи  $S_{21}(f)$  и коэффициента отражения  $S_{11}(f)$ ; б – топология фильтра

Таким образом, в работе предложена 2,5 D-модель ПАВ-резонатора, благодаря которой синтезирован трехрезонаторный полосно-пропускающий фильтр. Рассчитанные амплитудно-частотные характеристики фильтра подтверждают перспективность применения разработанной модели для проектирования устройств частотной селекции сигналов обладающих высокой избирательностью.

#### Список литературы

1. Багдасарян, А. Импедансные ПАВ-фильтры для телекоммуникационных систем. Российский приоритет / А. Багдасарян, С. Багдасарян, Г. Карапетьян, О. Машинин, Т. Сеницына // Электроника: Наука, технология, бизнес. – 2014. – № 7 (139). – С. 48.

# ВЫСОКОСЕЛЕКТИВНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ШПИЛЬКОВЫХ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ

А.А. Ларьков<sup>1</sup>, Т.Ю. Шумилов<sup>1</sup>, Я.Б. Завьялов<sup>1,2</sup>,  
И.В. Подшивалов<sup>1,2</sup>, Е.О. Грушевский<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Сибирский федеральный университет  
660041, г. Красноярск, Проспект Свободный, 79  
<sup>2</sup> Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН  
660036, г. Красноярск, Академгородок 50, стр. 38  
E-mail: podshivalov.ivan@gmail.com

Разработана миниатюрная конструкция полосно-пропускающего фильтра на резонаторах, образованных двумя П-образными металлическими полосковыми проводниками, расположенными на разных сторонах подвешенной диэлектрической подложки, причем у каждого проводника один конец замкнут на экран, а другой – свободен. Резонаторы попарно связаны перекрывающимися участками полосковых проводников, что приводит не только к уменьшению габаритов устройства, но и повышению его селективности за счет формирования нулей коэффициента передачи вблизи полосы пропускания. Перспективность предложенной конструкции доказывают рассчитанные характеристики фильтра шестого порядка, выполненного на подложке из керамики ТБНС с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 80$  толщиной 0,5 мм. Центральная частота полосы пропускания фильтра  $f_0 = 150$  МГц, ее относительная ширина  $\Delta f/f_0 = 25$  %. Размеры фильтра  $42 \times 20 \times 8,25$  мм ( $0,02\lambda_0 \times 0,01\lambda_0 \times 0,005\lambda_0$ , где  $\lambda_0$  – длина волны в вакууме на частоте  $f_0$ ). Фильтр обладает высокой крутизной склонов полосы пропускания и протяженной полосой заграждения, которая по уровню  $-50$  дБ простирается до частоты  $3f_0$ .

Полосно-пропускающие фильтры сверхвысоких частот (СВЧ) относятся к важнейшим элементам систем связи, радиолокации, радионавигации и специальной радиоаппаратуры. В настоящее время широкое распространение в СВЧ-технике получили микрополосковые конструкции фильтров [1, 2], отличающиеся надежностью и технологичностью в производстве, однако на частотах метрового диапазона длин волн ( $< 300$  МГц) они зачастую имеют большие размеры. Одним из путей решения указанной проблемы является применение полосковых конструкций на подвешенной подложке [3, 4], среди которых наилучшими характеристиками обладают устройства на основе многопроводниковых резонаторов. В то же самое время на частотах метрового диапазона длин волн фильтры даже на таких резонаторах имеют неприемлемо большие размеры в сравнении, например, с фильтрами на сосредоточенных элементах. В настоящей работе исследована новая конструкция полоскового фильтра на двухпро-



водниковых резонаторах на подвешенной подложке, отличающаяся меньшими размерами в сравнении с традиционными полосковыми и микрополосковыми конструкциями.

Предлагаемая конструкция фильтра состоит из двухпроводниковых резонаторов, выполненных на диэлектрической подложке, подвешенной в металлическом корпусе на одинаковых расстояниях между верхним и нижним экраном. Каждый резонатор в фильтре образован двумя П-образными полосковыми проводниками, расположенными на разных сторонах подложки с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 80$ , толщиной 0,5 мм, у которых один конец замкнут на экран, а другой – свободен. На рис.1, а изображены два таких резонатора расположенных рядом друг с другом. В этой конструкции резонатора П-образные полосковые проводники, расположенные на разных поверхностях подложки, развернуты на  $180^\circ$  относительно друг друга так, что их замкнутые на экран концы находятся на противоположных сторонах подложки.

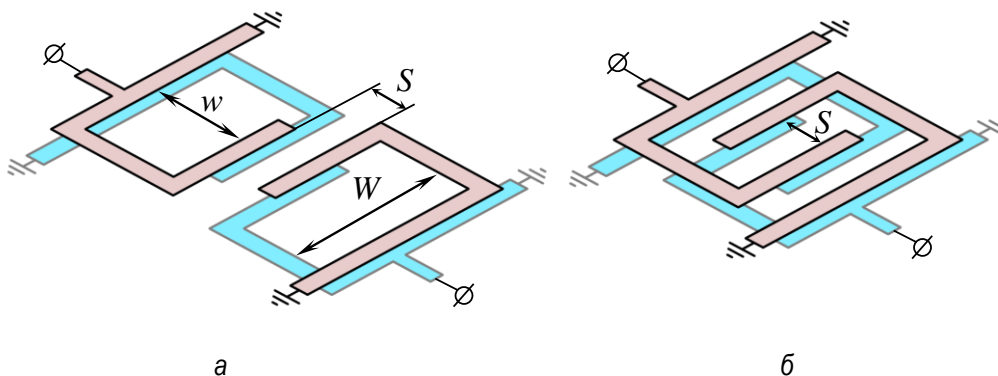


Рис. 1. Топология проводников двухзвенных фильтров на двухпроводниковых полосковых резонаторах: а – прототип; б – предложенная конструкция фильтра

Внешние линии передачи с волновым сопротивлением  $Z = 50$  Ом подключены к наружным полосковым проводникам. Такая взаимная конфигурация проводников является наилучшей по совокупности основных характеристик резонатора (миниатюрность, величина собственной добротности и отношение частот двух нижайших мод колебаний). Несмотря на высокую миниатюрность самой конструкции резонатора, остается проблема уменьшения размеров многозвенных фильтров, представляющих собой цепочку из разделенных зазорами связанных резонаторов.

В настоящей работе предлагается новый подход, в котором для уменьшения размеров устройства двухпроводниковые резонаторы

попарно связаны участками перекрывающихся полосковых проводников, как показано на рисунке рис. 1, б. Это приводит не только к уменьшению площади полосковой структуры фильтра, но и к повышению его селективности за счет формирования дополнительных нулей коэффициента передачи вблизи полосы пропускания.

На рис. 2, а представлены зависимости коэффициента связи пары исследуемых резонаторов, построенные от расстояния  $S$  между крайними полосковыми проводниками резонаторов конструкции прототипа (сплошная линия) и предложенной конструкции (штриховая линия), представленных на рис. 1. Относительная диэлектрическая проницаемость подложки  $\epsilon_r = 80$ , ее толщина 0,5 мм; величина воздушных зазоров между поверхностями диэлектрической подложки и плоскостями металлического корпуса равна 4 мм; внутренние размеры П-образных проводников  $W = 16,0$  мм и  $w = 4,2$  мм, а образующие их медные отрезки полосковых проводников толщиной 18 мкм имели ширину 1 мм.

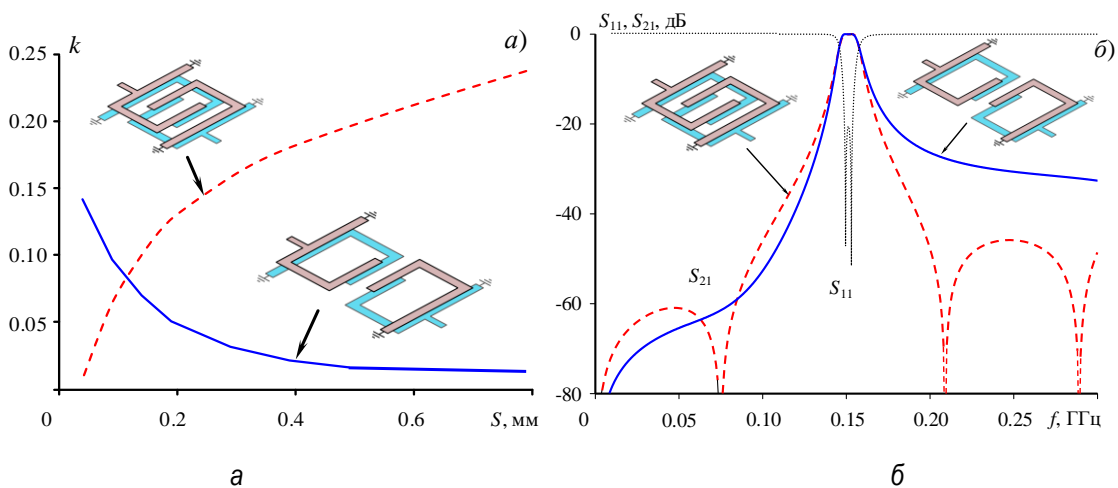


Рис. 2. а – зависимости коэффициента связи от зазора между резонаторами двух фильтров; б – частотные зависимости коэффициента передачи  $S_{21}$  и коэффициента отражения  $S_{11}$

Различие в поведении  $k(S)$  двух рассмотренных конструкций связанных резонаторов (см. рис. 2) показывает, что существует зазор  $S$ , при котором величина коэффициента связи резонаторов одинакова для обеих конструкций, а, следовательно, при таком зазоре будет одинакова и относительная ширина полосы пропускания фильтров. На рис. 2, б представлены соответствующие частотные зависимости коэффициента передачи  $S_{21}(f)$  и коэффициента отражения  $S_{11}(f)$  двух вариантов полосно-пропускающего фильтра второго порядка, полученные электродинамическим анализом 3D-моделей. В первом случае резонаторы связаны традиционным образом (рис. 1 а), а во втором случае – как в предлагаемом варианте (рис. 1, б). Центральная частота полосы

пропускания обоих фильтров  $f_0 = 150$  МГц, ее относительная ширина  $\Delta f/f_0 = 10$  %. Максимальный уровень отражений в полосе пропускания обоих фильтров был одинаков  $S_{11} = -20$  дБ.

С применением предложенного в работе подхода был синтезирован полосно-пропускающий фильтр шестого порядка, топология полосковых проводников которого показана на рис. 3. Диэлектрическая подложка устройства имеет размеры  $42 \times 20$  мм<sup>2</sup> и выполнена из материала ТБНС толщиной 0,5 мм ( $\epsilon_r = 80$ ,  $\text{tg} \delta \approx 0,0005$ ). Размеры топологии П-образных медных полосковых проводников резонаторов (см. рис. 1)  $W = 16$  мм,  $w = 4,2$  мм, толщина 18 мкм и ширина 1 мм. Расстояние между парами резонаторов в фильтре составили:  $S_{12} = S_{56} = 2,3$  мм,  $S_{23} = S_{45} = 0,8$  мм и  $S_{34} = 3,2$  мм (индексы показывают порядковые номера смежных резонаторов). Внешние линии передачи с волновым сопротивлением  $Z = 50$  Ом были подключены к П-образным полосковым проводникам наружных резонаторов.

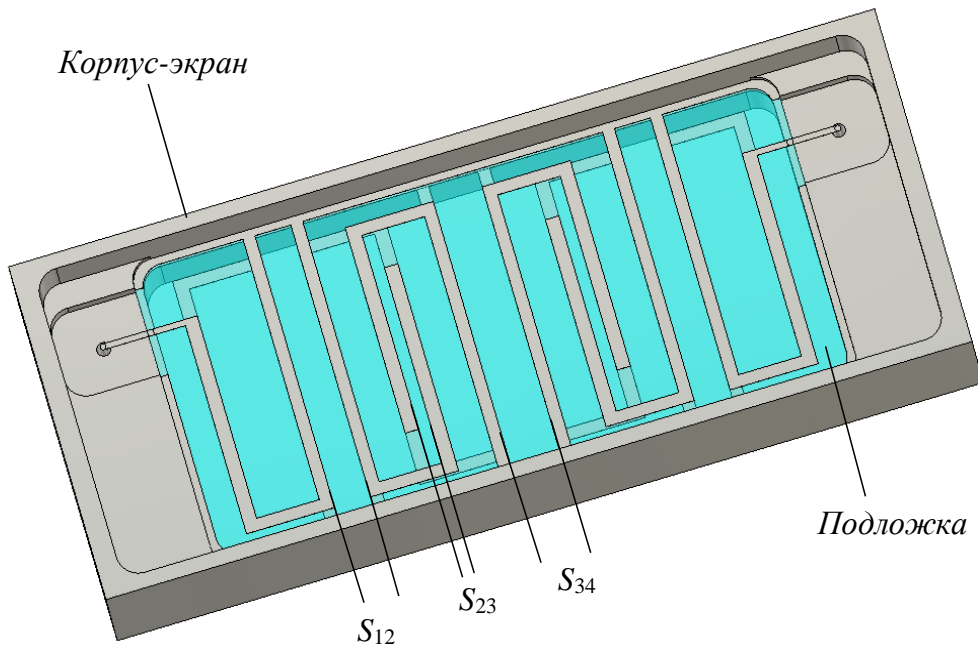


Рис. 3. Топология проводников полосно-пропускающего фильтра шестого порядка

На рис. 4 показаны рассчитанные в программе электродинамического анализа частотные зависимости коэффициента передачи  $S_{21}(f)$  и коэффициента отражения  $S_{11}(f)$  разработанного фильтра. Из представленных амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) видно высокую селективность устройства, обусловленную наличием нулей коэффициента передачи, которые располагаются практически симметрично относительно центра полосы пропускания.

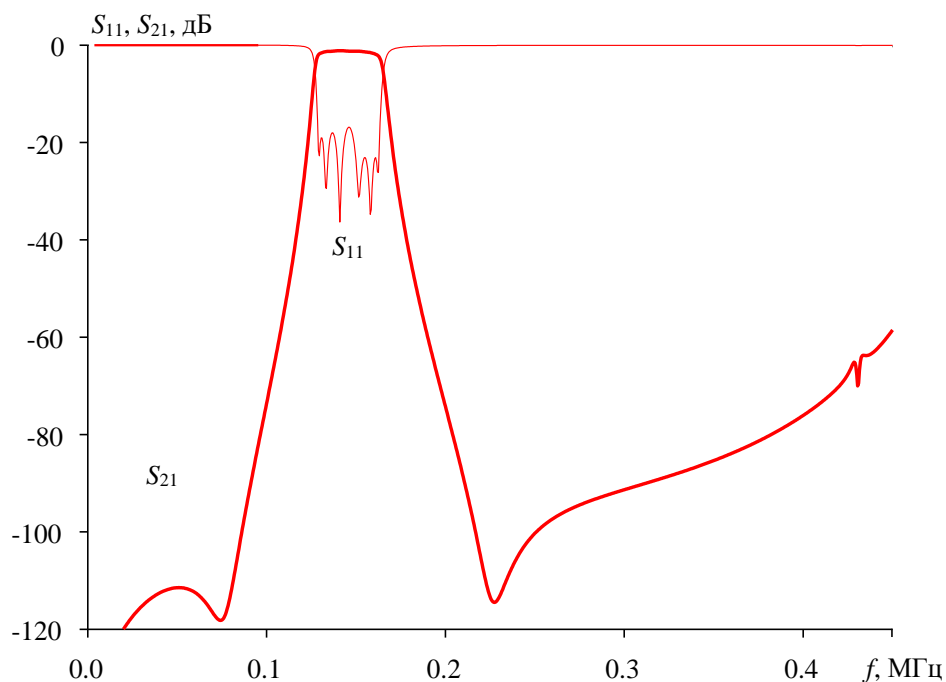


Рис. 4. Рассчитанные частотные зависимости  $S_{21}$  и  $S_{11}$  фильтра шестого порядка, а также фотография синтезированного фильтра

Таким образом, разработана новая миниатюрная конструкция высокоселективного полосно-пропускающего фильтра на основе двухпроводниковых резонаторов. Перспективность предложенной конструкции доказывают рассчитанные характеристики фильтра шестого порядка, выполненного на подложке из высокочастотной термостабильной керамики ТБНС, работающего в метровом диапазоне длин волн. Центральная частота полосы пропускания фильтра  $f_0 = 150$  МГц, а размеры его полосковой структуры составляют всего лишь  $42 \times 20 \times 8,25$  мм ( $0,02\lambda_0 \times 0,01\lambda_0 \times 0,005\lambda_0$ , где  $\lambda_0$  – длина волны в вакууме на частоте  $f_0$ ). Такие характеристики являются одними из лучших для устройств подобного класса. Фильтр обладает высокой крутизной склонов АЧХ и небольшими вносимыми потерями в полосе пропускания, а также протяженной полосой заграждения, которая по уровню  $-50$  дБ простирается до частоты  $3f_0$ .

#### Список литературы

1. Belyaev, B. A. Novel High-Quality Compact Microstrip Resonator and its Application to Bandpass Filter / B. A. Belyaev, A. M. Serzhantov, A. A. Leksikov, Ya. F. Bal'va, An. A. Leksikov // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – Sept. 2015. – № 25(9). – PP. 579–581.
2. Belyaev, B. A. Wideband Microstrip Filters. / B. A. Belyaev, S. A. Khodenkov, I. V. Govorun, A. M. Serzhantov A. M // Technical Physics Letters. – 2021. – № 47(4). – PP. 321–325.

3. Belyaev, B. A. Highly selective suspended stripline dual-mode filter. / B. A. Belyaev, V. V. Tyurnev, A. M. Serzhantov, A. A. Leksikov, An. A. Leksikov // Progress in Electromagnetics Research Letters. – 2011. – № 25. – PP. 57–66.

4. Menzel Wolfgang. Titled Miniaturized Suspended Stripline Filters for Integration into Extended Circuits. / Wolfgang Menzel, Mohammad S. // Proceedings of the 36th European Microwave Conference. – 2006. – PP. 909–912.

# ДВУХДИАПАЗОННЫЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ИЗЛУЧАЮЩИЙ ЭЛЕМЕНТ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

А.Д. Полигина<sup>1,2</sup>, А.В. Таганов<sup>2</sup>, Ю.П. Саломатов<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: anastasia0711@mail.ru

<sup>2</sup>АО «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»  
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19

Рассмотрена электродинамическая модель микрополоскового излучающего элемента, обеспечивающего работу в двух диапазонах частот на ортогональных линейных поляризациях. Представлены особенности конструкции и характеристики излучающего элемента.

В настоящее время из-за требований по увеличению скорости и объему передаваемой информации необходимы антенные системы, обеспечивающие многодиапазонный режим работы. Для решения данной задачи чаще всего используются совмещенные микрополосковые антенные решетки и рефлекторные антенны с многодиапазонным облучателем. Рефлекторные антенны, несмотря на имеющиеся преимущества, не подходят для применения в системах связи, для которых предъявляются жесткие требования к массе и габаритам. К таким системам относятся мобильные и носимые станции.

Микрополосковая антенна является одной из самых популярных низкопрофильных конструкций [1], доступных на сегодняшний день для применения. Данный тип антенн имеет широкий диапазон методов возбуждения. Кроме этого, существуют обширные варианты геометрии излучающих элементов [2–4]. Поэтому гибкость возможностей проектирования является одной из главных причин их популярности.

На практике чаще всего применяются микрополосковые элементы прямоугольной и круглой формы. Их основным недостатком является узкая полоса рабочих частот в силу резонансного характера элементов [5]. Для расширения рабочей полосы используются многослойные конструкции связанных микрополосковых резонаторов (рис. 1), в которых обеспечивается работа в необходимом диапазоне частот [6]. Однако такие элементы способны работать лишь в одном частотном диапазоне.

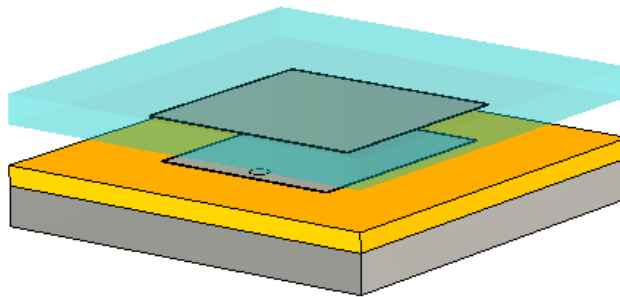


Рис. 1. Система связанных микрополосковых резонаторов

Существует несколько вариантов исполнения антенных систем для работы в двух и более частотных диапазонах. Первый вариант – это непосредственное использование двух микрополосковых антенных решеток, работающих каждая в своем диапазоне частот. Данная реализация сильно увеличивает общий габарит станций связи. Второй вариант – использование совмещенных антенных решеток, работающих одновременно в нескольких частотных диапазонах.

Ранее [7] была представлена совмещенная микрополосковая антенная решетка, использующая в качестве излучающего элемента две системы связанных прямоугольных резонаторов, каждая из которых работает в своем частотном диапазоне. Данная конструкция теряла в коэффициенте использования поверхности (КИП) для верхнего диапазона (7,1–8,4 ГГц), так как некоторая часть площади была задействована элементами нижнего диапазона (5,6–6,2 ГГц).

В данной работе представлен микрополосковый излучающий элемент, обеспечивающий работу в двух диапазонах частот на ортогональных линейных поляризациях, для построения высокоэффективных антенных решеток. Конструкция разработанного элемента приведена на рис. 2.

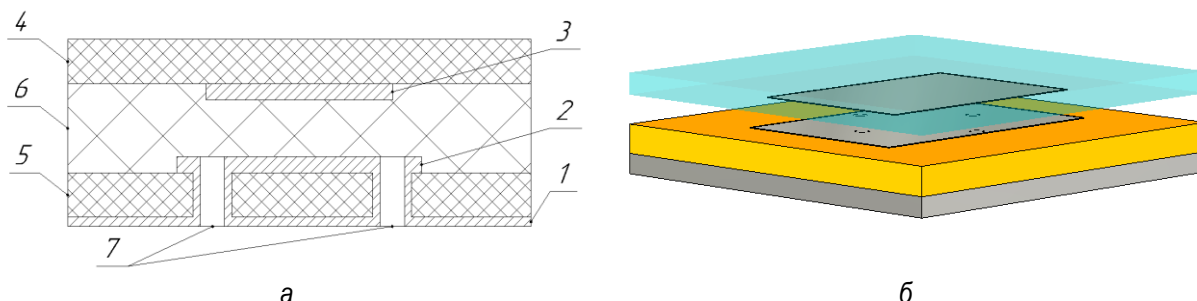


Рис. 2. Модель микрополоскового элемента: а – конструкция двухдиапазонного микрополоскового элемента (1 – металлический экран, 2 – активный излучающий элемент, 3 – пассивный излучающий элемент, 4 – диэлектрическая подложка пассивного излучающего элемента, 5 – диэлектрическая подложка активного излучающего элемента, 6 – слой пены, 7 – коаксиальная линия передачи); б – САПР-модель

Излучатель представляет собой систему связанных резонаторов (активного и пассивного), обеспечивающих необходимую рабочую полосу в двух частотных диапазонах. Для этого активный элемент выполнен прямоугольной формы. Пассивный элемент имеет аналогично прямоугольную форму. Точки возбуждения подобраны так, чтобы обеспечивать наилучшее согласование в соответствующем частотном диапазоне.

Возбуждение активного излучающего элемента (2) осуществляется непосредственно от центральных жил коаксиальной линии передачи (7), а излучающий элемент (3) возбуждается полем излучения элемента (2). Использование в микрополосковом излучателе второго элемента (3) приводит к возникновению дополнительного резонанса на некоторой частоте, смещением которого обеспечивается расширение рабочей полосы частот системы.

При определенной длине сторон микрополоскового элемента происходит синфазное сложение волн, что соответствует резонансному режиму работы. Резонанс волны, распространяющейся вдоль стороны, определен длиной этой стороны. Для работы используется низший тип резонанса, поэтому длина стороны равна примерно половине длины волны в линии передачи. Соответственно, резонанс вдоль длинной стороны излучающего элемента обеспечивает работу в нижнем частотном диапазоне, а короткая сторона обеспечивает работу в верхнем диапазоне частот.

Для симметрирования диаграммы направленности (ДН) и повышения кроссполяризационной развязки система питания включает в себя не две, а четыре точки возбуждения, которые попарно соединены между собой со сдвигом фазы в 180 градусов (рис. 3). Данный сдвиг фаз обеспечивает противофазное сложение полей в центре излучающего элемента, что снижает влияние частотных диапазонов друг на друга и тем самым повышает развязку по поляризации.

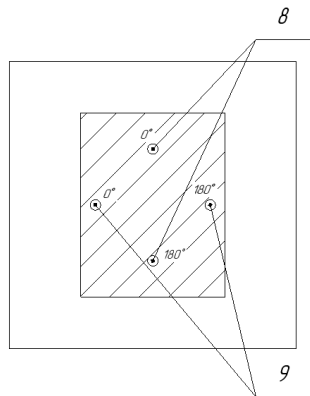


Рис. 3. Схема возбуждения микрополоскового элемента: 8 – низкочастотный режим, 9 – высокочастотный режим



Ниже представлены расчетная ДН излучающего элемента на частоте 5,6 ГГц в нижнем диапазоне и объемная ДН на частоте 7,1 ГГц в верхнем диапазоне (рис. 4).

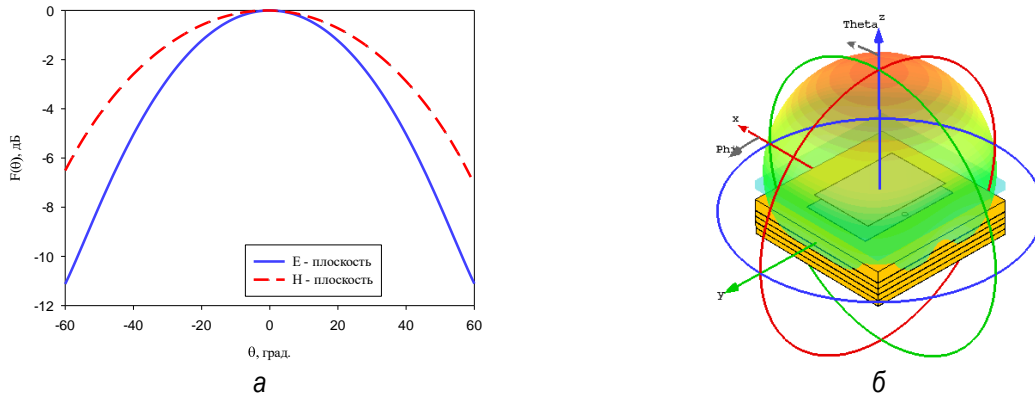


Рис. 4. Диаграммы направленности: а – сечения на частоте 5,6 ГГц; б – объемная ДН на частоте 7,1 ГГц

Исходя из полученных результатов видно, что в силу симметричности излучающей системы, ДН также имеет симметричную форму. Далее были рассчитаны нормированные ДН антенной решетки размером  $16 \times 16$  элементов на частотах 5,6 и 7,1 ГГц, соответственно (рис. 5).

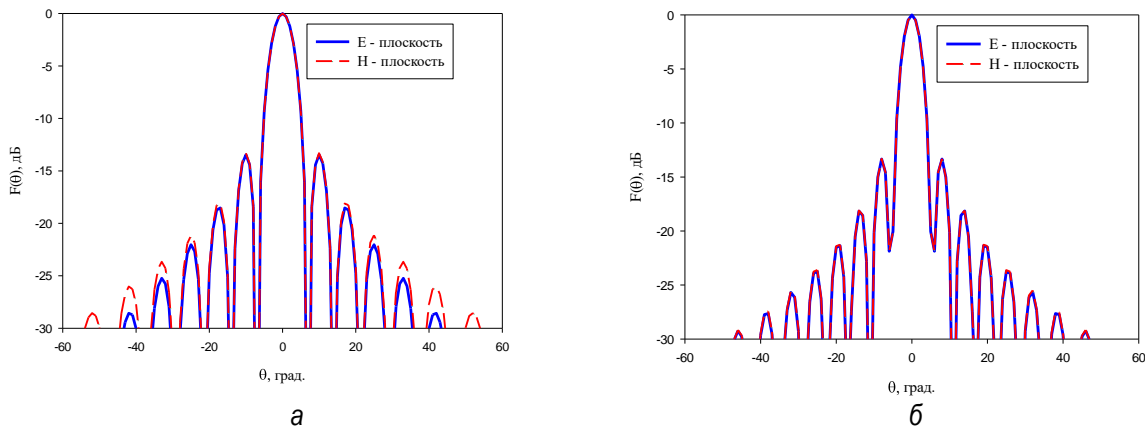


Рис. 5. Диаграммы направленности: а – на частоте 5,6 ГГц; б – на частоте 7,1 ГГц

В табл. 1 приведены характеристики полученных нормированных ДН.

Таблица 1

Характеристика нормированных ДН

Характеристики	<i>E</i> -плоскость		<i>H</i> -плоскость	
	5,6	7,1	5,6	7,1
Частота, ГГц	5,6	7,1	5,6	7,1
УБЛ, дБ	-13,4	-13,3	-13,3	-13,3
Ширина ДН, град.	6,1	4,7	6,1	4,7

По результатам видно, что на обеих частотах получены практически идентичные ДН в двух плоскостях.

Помимо вышеизложенного достигнуто увеличение апертурного КИП микрополосковой антенной решетки за счет использования одного микрополоскового элемента одновременно для двух частотных диапазонов. В табл. 2 сведены значения КИП для предыдущего и нового вариантов антенной решетки.

Таблица 2

Значения КИП			
Старый вариант элемента		Новый вариант элемента	
Частота, ГГц	Апертурный КИП	Частота, ГГц	Апертурный КИП
5,6	0,982	5,6	0,976
7,1	0,911	7,1	0,981

Ниже приведены потери на рассогласовании (рис. 6) разработанного элемента в двух частотных диапазонах.

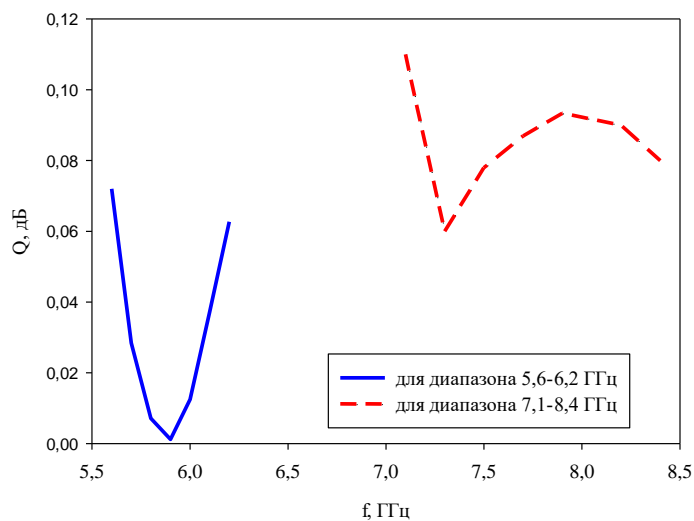


Рис. 6. Потери на рассогласовании элемента в каждом частотном диапазоне

Видно, что в диапазоне частот 5,6–6,2 ГГц потери на рассогласовании не превосходят 0,08 дБ, в диапазоне 7,1–8,4 ГГц – не более 0,12 дБ. Следовательно, можно говорить о том, что в желаемых диапазонах излучающий элемент работает эффективно, имея хороший уровень согласования.

Таким образом, был разработан микрополосковый двухдиапазонный широкополосный элемент, на базе которого можно строить высокоэффективные антенные решетки. Данные решетки, работая в двух диапазонах на ортогональных поляризациях, будут обладать высоким апертурным КИП и высоким уровнем

кроссполяризационной развязки. Использование излучающего элемента, который способен работать в нескольких частотных диапазонах одновременно позволяет создавать более компактные системы его возбуждения, что приводит к уменьшению потерь.

### Список литературы

1. Панченко, Б. А. Микрополосковые антенны / Б. А. Панченко, Е. И. Нефедов // Радио и связь. – 1986. – 144 с.
2. Sarkar, S. B. Design and analysis of 5.2 GHz rectangular microstrip patch array antenna using split ring resonator / S. B. Sarkar // 2017 Fourth International Conference on Signal Processing, Communication and Networking (ICSCN). – 2017. – PP. 1–5.
3. Trivedi, K. Design and Development of UWB Modified Maltese Shaped Dielectric Resonator Antenna / K. Trivedi, D. Pujara // IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. – 2018. – PP. 2089–2090.
4. Zhang, F. Wide band antenna array using bowtie-shaped microstrip patch antenna / F. Zhang, F. Zhang, Y. Yang and Z. Zhang // 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. – 2010. – PP. 424–427.
5. Kulkarni, S. MEMS based circular microstrip patch antenna at 2.4GHz for Wi-Fi applications / S. Kulkarni and R. Yanamshetti // 2017 International Conference on Electrical, Electronics, Communication, Computer, and Optimization Techniques (ICEECCOT). – 2017. – PP. 1–4.
6. Семенин, С. Н. Широкополосная печатная антенна X-диапазона / С. Н. Семенин, С. С. Бушкин, Н. Г. Колмакова, Р. Д. Меджитов // Электроника и микроэлектроника СВЧ. – СПб.: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина). – 2015. – Т.2. – С. 241–245.
7. Полигина, А. Д. Двухдиапазонная фазированная антенная решетка с системой запитки на микрополосковых линиях / А. Д. Полигина, С. В. Поленга // Проспект Свободный–2021: материалы XVII Междунар. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Красноярск, 19–24 апреля 2021 г. – Красноярск, 2021. – С. 2318–2321.

# ДИПОЛЬНАЯ АНТЕННА С ЦЕНТРАЛЬНО-КОНЦЕВЫМ ПИТАНИЕМ, ПИТАЕМАЯ ПРЯМОУГОЛЬНЫМ ВОЛНОВОДОМ

**А.А. Колесников**

Новосибирский государственный технический университет  
630073, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20  
E-mail: kolesiniandre@icloud.com

Представлены результаты анализа антенны дипольного вида с центрально-концевым питанием, которая питается прямоугольным волноводом. Определены выражения для электромагнитного поля и сопротивление излучения такой антенны с использованием теоремы зеркального изображения. Представлены результаты полноволнового электродинамического моделирования антенны и экспериментальных исследований.

В связи с непрерывным совершенствованием методов и средств мониторинга атмосферы Земли и модернизации средств навигации и связи появляется необходимость проектирования антенных систем с требуемыми параметрами при заданных показателях производственной технологичности. При разработке таких систем находят широкое применение классические дипольные излучатели [1], питаемые на смежных клеммах, с использованием симметрирующего устройства. Поэтому актуальной остается проблема совершенствования методов проектирования дипольных антенн вообще и оправдан поиск способов питания дипольных излучателей прямоугольными волноводами в частности.

В работе предлагается волноводная антенна с центрально-концевым питанием излучателей дипольного вида. Центрально-концевой способ питания излучателей, по сравнению с классическим питанием на смежных клеммах, обладает важным преимуществом – это отсутствие каких-либо симметрирующих устройств. Такая антенна может быть запитана равноамплитудными синфазными напряжениями, подводимыми на пару коаксиально-штыревых зондов, опущенных внутрь прямоугольного волновода со стороны его широкой стенки.

## **Решение внутренней задачи для дипольного излучателя с центрально-концевым питанием**

Рассматриваемая антенна дипольного вида образована двумя коллинеарными цилиндрическими проводниками с радиусом  $a$  и длиной  $l$ , смежные концы которых находятся в непосредственной близости, питание антенны осуществляется путем подключения клемм генератора к дальнему концу левого плеча и ближнему концу правого плеча

излучателя. Сама антенна представлена на рис. 1. Нахождение выражений, характеризующих поле излучателя с центрально-концевым питанием над проводящей плоскостью («землей»), опирается на решение внутренней задачи. Поэтому целесообразно вначале привести результаты анализа внутренней задачи для свободного безграничного пространства, а далее перевести их для случая «над землей».

Внутренняя задача заключается в нахождении законов распределения высокочастотных токов в излучателе. Полный алгоритм решения внутренней задачи рассмотрен в работе [2], поэтому сразу перейдем к результатам решения. Результатом решения является формула для «нитевидного» тока проводимости  $I_z(z)$ :

$$I_z(z) = \begin{cases} I_n \sin(-kz), & -l \leq z < 0; \\ I_n \sin[k(l-z)], & 0 < z \leq l, \end{cases} \quad (1)$$

где  $I_n$  – амплитуда синусоиды (т. е. пучность) распределения тока;  $k$  – волновое число.

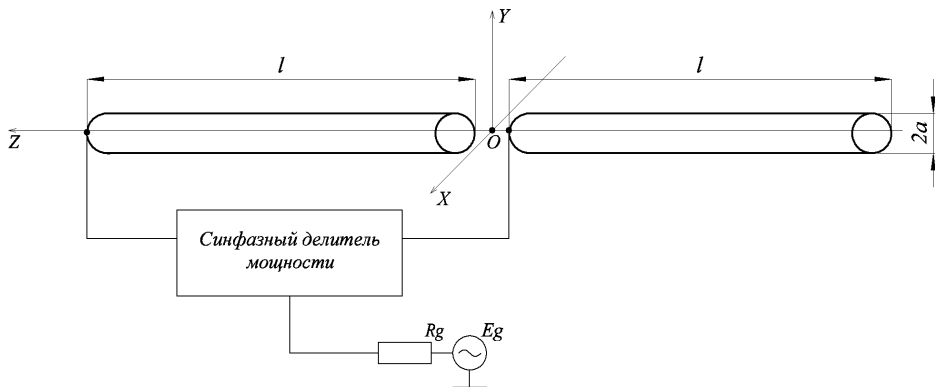


Рис. 1. Излучатель дипольного вида с центрально-концевым питанием

### Электромагнитное поле излучателя дипольного вида с центрально-концевым питанием вблизи проводящей плоскости и его сопротивление излучения

Найдем выражения для характеристик поля уединенного излучателя в свободном пространстве, для чего рассмотрим элементарный участок плеча диполя  $dz$  как элементарный электрический диполь Герца [1], и тогда запишем следующие выражения:

$$d\vec{E} = \vec{\theta}_0 dE_0 = \vec{\theta}_0 j \frac{kWI_z(z)dz}{4\pi} \sin(\theta_1) \frac{\exp(-jkR_s^*)}{R_s^*}, \quad (2)$$

$$d\vec{H} = \vec{\varphi}_0 dH_\varphi = \vec{\varphi}_0 \frac{dE}{W}, \quad (3)$$

где  $\theta_1$  – угол между вектором  $\vec{R}_s^*$  и осью  $z$ ;  $W$  – волновое сопротивление среды. В дальней зоне примем:  $\theta_1 = \theta$  и  $1/R_s^* = 1/R$ .

Далее, на основании принципа суперпозиции полей всех диполей Герца запишем уравнение для результирующего электрического поля:

$$E_\theta = \int_{-l}^l dE_\theta = j \frac{kWI_n}{4\pi} \sin(\theta) \frac{\exp(-jkR)}{R} \cdot (I_1 + I_2), \quad (4)$$

$$\text{где } I_1 = \int_{-l}^0 \exp(jkz \cos(\theta)) \cdot \sin(-kz) dz, \quad I_2 = \int_0^l \exp(jkz \cos(\theta)) \cdot \sin(k(l-z)) dz. \quad (5)$$

После нахождения интегралов  $I_1$  и  $I_2$  [3] запишем окончательное выражение для напряженности электрического и магнитного поля излучателя в дальней зоне:

$$\vec{E}(R, \theta, \varphi) = \vec{\theta}_0 E_\theta = \vec{\theta}_0 j \frac{WI_n}{4\pi} \frac{\exp(-jkR)}{R} \frac{(\text{Re}(I) + j \text{Im}(I))}{\sin(\theta)}, \quad (6)$$

$$\vec{H}(R, \theta, \varphi) = \vec{\varphi}_0 \frac{E_\theta}{W} = \vec{\varphi}_0 j \frac{I_n}{4\pi} \frac{\exp(-jkR)}{R} \frac{(\text{Re}(I) + j \text{Im}(I))}{\sin(\theta)}, \quad (7)$$

где

$$\text{Re}(I) = 1 - \cos(kl \cos(\theta)) \cos(kl) - \sin(kl \cos(\theta)) \cos(\theta) \sin(kl) + \cos(kl \cos(\theta)) - \cos(kl),$$

$$\text{Im}(I) = \sin(kl \cos(\theta)) - \cos(kl \cos(\theta)) \cos(\theta) \sin(kl) + \sin(kl \cos(\theta)) \cos(kl) - \cos(\theta) \sin(kl).$$

Согласно методу зеркального изображения [4] для излучателя дипольного вида с центрально-концевым питанием, удаленного от идеально проводящей плоскости на расстояние  $h$ , следует воспользоваться теоремой перемножения [1]. В соответствии с ней, в системе из двух одинаковых излучателей результирующее электромагнитное поле описывается следующей функцией:

$$E_\theta^\Sigma = E_\theta f_\Sigma(\theta, \varphi), \quad (8)$$

где  $f_{\Sigma}(\theta, \varphi)$  – скалярный множитель системы двух виртуальных излучателей, расположенных в фазовых центрах реальных излучателей, имеющий вид:

$$f_{\Sigma}(\theta, \varphi) = \exp(-jkh \sin \theta \sin \varphi) + (I_{02} / I_{01}) \exp(-jkh \sin \theta \sin \varphi), \quad (9)$$

где  $I_{01}$  и  $I_{02}$  – комплексные амплитуды на входах первого и второго (виртуального) диполя соответственно.

Тогда выражение для комплексной амплитуды электрического поля излучателя над проводящей плоскостью будет иметь вид:

$$E_{\theta}^{\Sigma} = E_{\theta} f_{\Sigma}(\theta, \varphi) = \frac{WI_n}{4\pi} \frac{\exp(-jkR)}{R} \frac{(\operatorname{Re}(I) + j \operatorname{Im}(I))}{\sin(\theta)} (2 \sin(kh \sin \theta \sin \varphi)). \quad (10)$$

Плотность потока мощности в дальней зоне будет равна модулю вектора Пойнтинга:

$$S_R^{rad} = \vec{r}_0 \frac{|E_{\theta}^{\Sigma} E_{\theta}^{\Sigma*}|^2}{2W}. \quad (11)$$

Для расчета мощности, излучаемой в верхнюю полусферу над проводящей плоскостью, получаем соотношение:

$$P_{\Sigma}^{rad} = \iint_{hemisphere} (\overline{S_R^{rad}} \cdot \overline{ds}) = \int_{\varphi=0}^{\pi} \left[ \int_{\theta=0}^{\pi} S_R^{rad} R^2 \sin(\theta) d\theta \right] d\varphi. \quad (12)$$

В заключение запишем выражение для сопротивления излучения  $R_{\Sigma n}$ , отнесенное амплитуде тока в пучности  $I_n$ :

$$R_{\Sigma n} = \frac{2P_{\Sigma}^{rad}}{I_n^2} = \frac{30}{\pi} \int_{\varphi=0}^{\pi} \left\{ \int_{\theta=0}^{\pi} \frac{(\operatorname{Re}(I)^2 + \operatorname{Im}(I)^2)}{\sin(\theta)} (\sin^2(kh \sin \theta \sin \varphi)) d\theta \right\} d\varphi; \quad (13)$$

Данное выражение (14) позволяет рассчитать активную составляющую входного импеданса излучателя дипольного вида близи проводящей плоскости [1]:

$$R_{\Sigma 0} = \frac{R_{\Sigma n}}{\sin^2(kl)}. \quad (14)$$

На рис. 3 представлена графическая зависимость сопротивления излучения антенны дипольного вида от электрической длины излучателя и электрического расстояния до проводящей плоскости.

### Результаты электродинамического моделирования антенны в САПР «CST Studio Suite» и эксперимента

На основании теоретических выкладок был построен первоначальный облик волноводно-дипольной антенны (рис. 5). После проведения процедуры оптимизации геометрических размеров антенны и получения приемлемых характеристик излучения и согласования, был выполнен синтез опытного макета антенны (рис. 4).

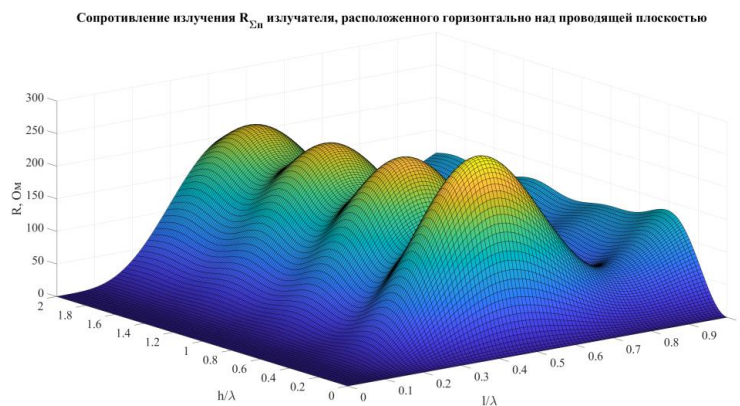


Рис. 3. Зависимость сопротивления излучения  $R_{\Sigma n}$  антенны вблизи проводящей плоскости от  $l/\lambda$  и  $h/\lambda$

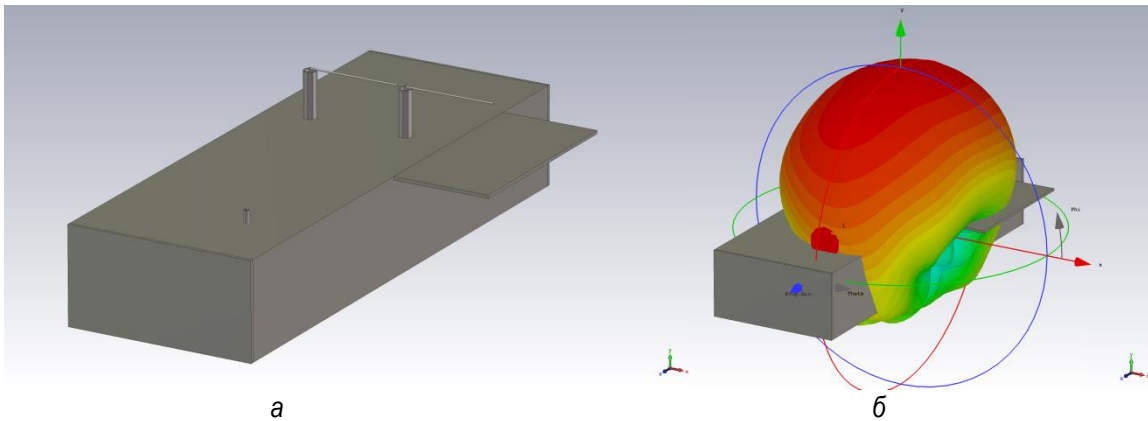


Рис. 4. Антенна: а – внешний облик волноводно-дипольной антенны; б – пространственная диаграмма направленности





Рис. 5. Волноводно-дипольная антенна с подключенным измерителем

Экспериментальные измерения характеристик опытного макета были произведены в лабораторных условиях. В качестве измерительного устройства использовался векторный анализатор цепей «ROHDE & SCHWARZ ZVL» с диапазоном измерения от 9 кГц до 13,6 ГГц. На рис. 6 представлены результаты моделирования и измерений антенны.

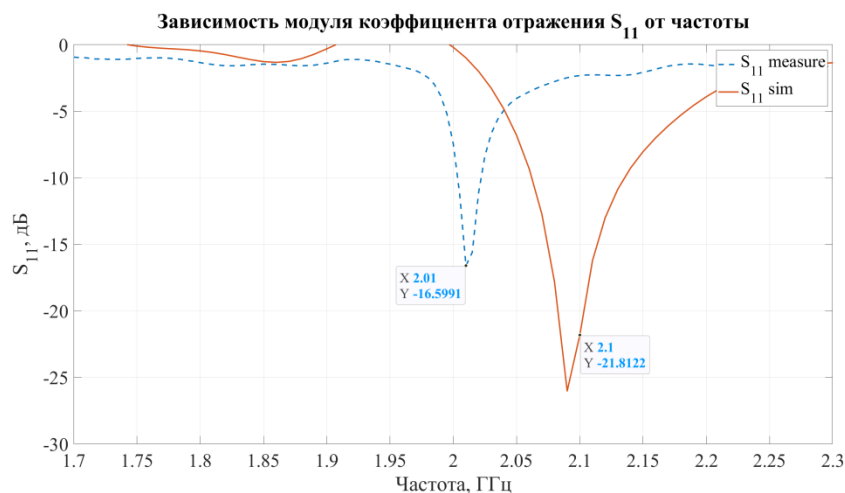


Рис. 6. Результат моделирования (сплошная линия) и измерений (штриховая линия) частотной зависимости модуля коэффициента отражения  $S_{11}$

Таким образом, в работе представлена волноводно-дипольная антенна с центрально-концевым питанием излучателей дипольного вида. Описано электромагнитное поле дипольного излучателя, как в свободном пространстве, так и вблизи проводящей плоскости, а также получено выражение для сопротивления излучения. По результатам моделирования

антенны был разработан и экспериментально исследован опытный макет антенны. Отличия измеренной частотной характеристики опытного макета и результатов моделирования можно объяснить технологическими неточностями исполнения, поскольку антенна была собрана автором из подручных средств. Но стоит отметить, что отклонение резонансной частоты макета антенны составляет всего 90 МГц от центральной частоты 2,1 ГГц, что в данном случае является приемлемым результатом.

Также на основании полученных результатов можно сказать, что антенна характеризуется рабочей полосой частот по уровню модуля коэффициента отражения 10 дБ порядка 3,5 % от центральной частоты 2,1 ГГц. Представленная антенна может быть использована для построения новых или модернизации существующих антенных систем с линейной поляризацией.

Задачей дальнейшего исследования можно считать переход от волноводного исполнения антенны к полосковому, т. к. достоинство такого излучателя, а именно отсутствие симметрирующего устройства может широко себя проявить при дальнейшем увеличении рабочей частоты до и последующей миниатюризации антенны.

#### Список литературы

1. Марков, Г. Т. Антенны: учебник для радиотехнич. спец. вузов / Г. Т. Марков, Д. М. Сазонов. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.

2. Колесников, А. А. Выпускная квалификационная работа «Синтез волноводно-дипольной антенны для систем мониторинга природных катаклизмов». Научный руководитель Горбачев А. П. Направление подготовки 11.03.01. Радиотехника, Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск. – 2021.

3. Выгодский, М. Я. Справочник по высшей математике / М. Я. Выгодский. – М.: ООО «Издательство Астрель». 2002. – 992 с.

4. Сазонов, Д. М. Антенны и устройства СВЧ: учеб. для радиотехнич. спец. вузов / Д. М. Сазонов. – М.: Высш. шк., 1988. – 432 с.

## ИССЛЕДОВАНИЕ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ГРУППОВОГО ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ РАЗБРОСА ПАРАМЕТРОВ НАГРУЗКИ

В.С. Панько<sup>1</sup>, Ю.П. Саломатов<sup>1</sup>, Д.С. Феоктистов<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: vranko@sfu-kras.ru  
<sup>2</sup>АО «НПП «Радиосвязь»  
660021, Красноярск, ул. Декабристов, 19

Рассмотрен эквивалент антенны, подключенный к фидерной линии через согласующую цепь. Выполнен расчет группового времени задержки (ГВЗ) распространения сигнала через согласующую цепь при изменении параметров эквивалента. Показано, что применение широкополосных реактивной и резистивной согласующих цепей позволяет снизить нестабильность ГВЗ по сравнению с узкополосной согласующей цепью.

Для обеспечения высокой точности определения радионавигационных параметров в стационарных радионавигационных системах (РНС) критически важным является обеспечение постоянства группового времени задержки (ГВЗ)  $\Delta t$  распространения сигнала между приемной и передающей антеннами. Однако, как показывают наблюдения, ГВЗ в значительной степени зависит от окружающей антенны обстановки (метеопараметры, окружающие предметы, тип подстилающей поверхности).

Антенна РНС соединена фидерной линией с приемопередатчиком, причем для обеспечения согласования в рабочей полосе частот РНС на входе антенны используется согласующая цепь (СЦ) определенного типа. Таким образом, для СЦ антенна является нагрузкой, имеющей определенное входное сопротивление и добротность. При изменении окружающей обстановки входное сопротивление антенны меняется в некоторых пределах, и при этом возникает нежелательная нестабильность  $\Delta t$  в полосе частот. Необходимо выяснить, каким образом влияет тип используемой СЦ на нестабильность  $\Delta t$ .

На полигоне были проведены измерения входного сопротивления антенны РНС, представляющей собой несимметричный вертикальный вибратор. Измеренные значения температуры, влажности окружающего воздуха и входного сопротивления антенны с дискретностью 1 ч представлены на рис. 1–3.

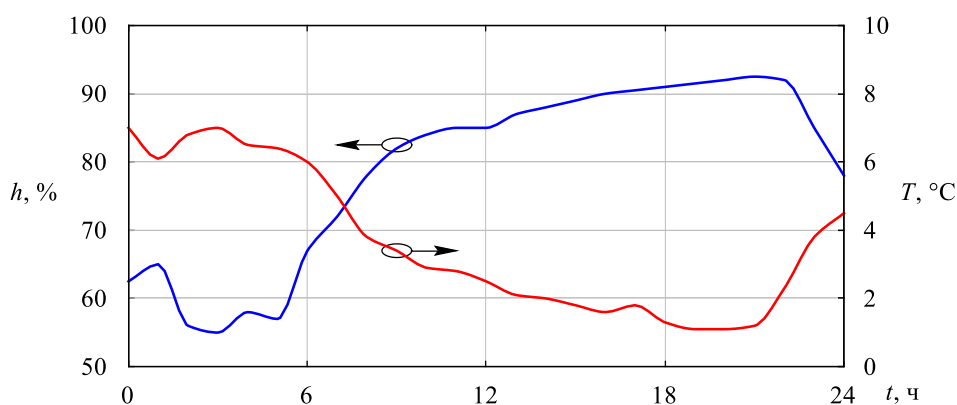


Рис. 1. Изменение температуры  $T$  и относительной влажности  $h$  воздуха в течение суток

Для построения согласующих цепей представим приемную антенну в виде эквивалентной схемы (эквивалента), показанной на рис. 4. Эквивалент включается между двумя портами, один из которых представляет собой фидерную линию, нагруженную на вход антенны (1), а второй (2) – источник энергии электромагнитной волны, падающей на антенну из окружающего пространства. Сопротивления портов равны соответственно  $W = 50 \text{ Ом}$  и  $Z_0 = 377 \text{ Ом}$ . Номиналы элементов эквивалента являются функцией времени, т. к. зависят от измеренного в течение суток комплексного входного сопротивления антенны  $\dot{Z}_a(t) = R_a + jX_a$ .

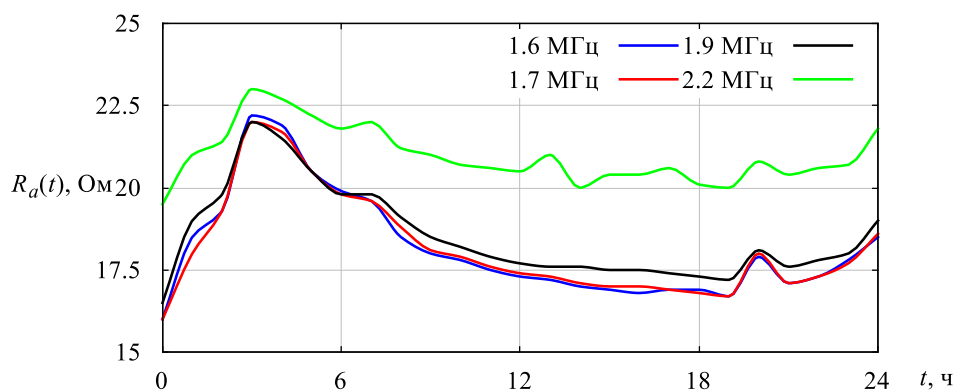


Рис. 2. Зависимость действительной части входного сопротивления антенны в течение суток

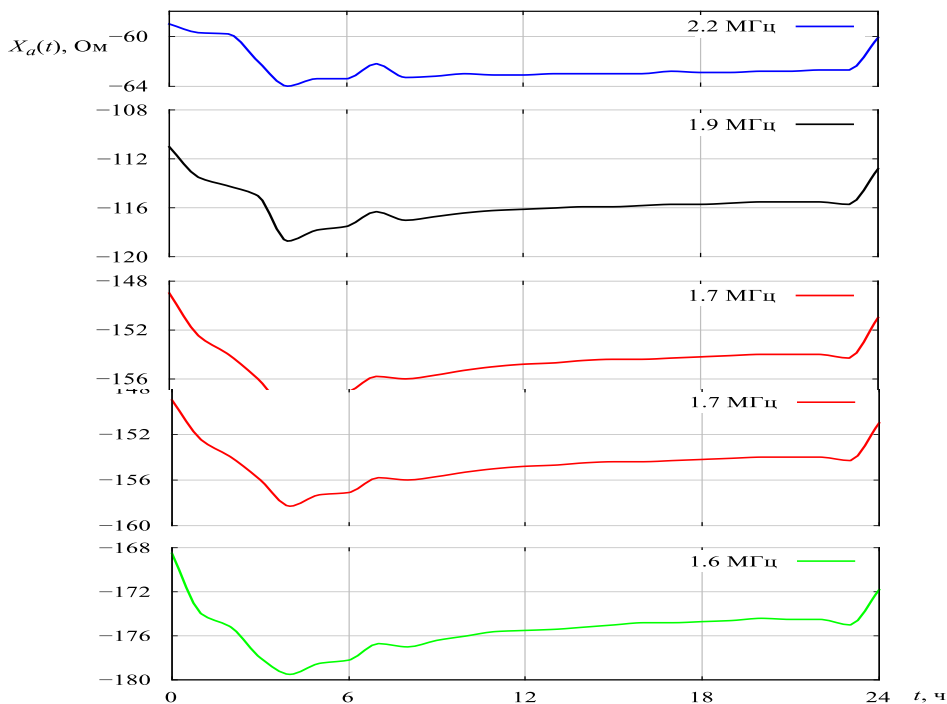


Рис. 3. Зависимость мнимой части входного сопротивления антенны в течение суток

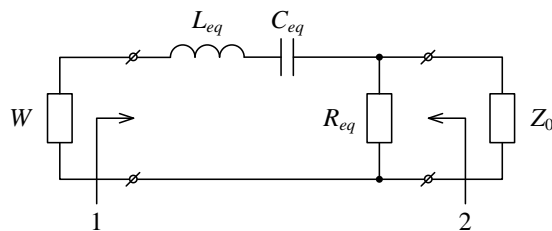


Рис. 4. Эквивалент нагрузки

Был выполнен расчет трех типов согласующих цепей: узкополосная, широкополосная реактивная и широкополосная резистивная. Во всех случаях синтез согласующих цепей проводится для эквивалента антенны, соответствующего измерениям во времени  $t = 12$  ч, при этом  $R_{eq} = 18,8$  Ом,  $L_{eq} = 9,91$  нГн,  $C_{eq} = 362$  пФ.

Синтез узкополосной согласующей цепи в виде Г-звена выполняется для частоты  $f_0 = 1,89$  МГц по известной методике, описанной в [1]. В результате получили цепь, показанную на рис. 5.

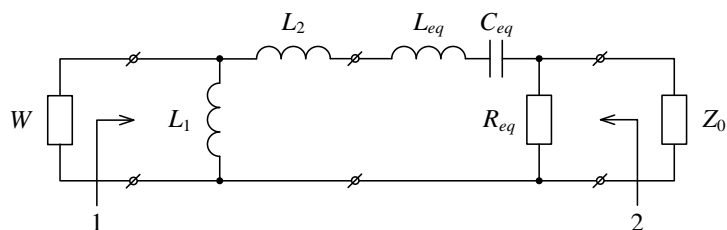


Рис. 5. Узкополосная согласующая цепь:  $L_1 = 3,01$  мкГн,  $L_2 = 7,78$  мкГн

Элементы широкополосной реактивной согласующей цепи также рассчитываются по известной методике [2], [3]. Исходными параметрами являются границы полосы частот согласования 1,6–2,1 МГц. Полученная цепь показана на рис. 6.

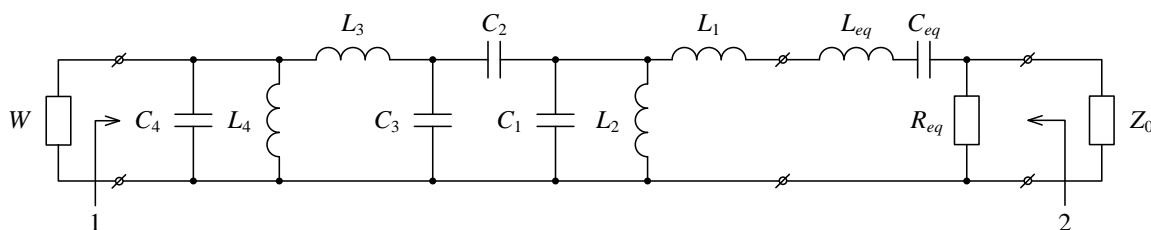


Рис. 6. Широкополосная реактивная согласующая цепь:  $L_1 = 9,5$  мкГн,  $L_2 = 928$  нГн,  $C_1 = 7,53$  нФ,  $C_2 = 355$  пФ,  $C_3 = 31$  пФ,  $L_3 = 18,21$  мкГн,  $L_4 = 1,66$  мкГн,  $C_4 = 4,23$  нФ

Резистивная широкополосная согласующая цепь позволяет, как будет показано ниже, уменьшить вариацию  $\Delta\tau$ , хотя и ценой существенного снижения энергетической эффективности. Схема резистивной согласующей цепи приведена на рис. 7.

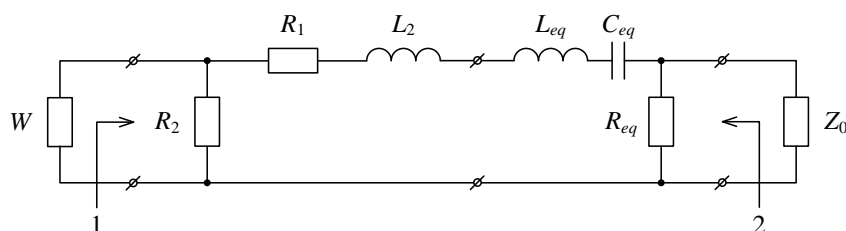


Рис. 7. Широкополосная резистивная согласующая цепь:  $R_1 = 100$  Ом,  $R_2 = 50$  Ом,  $L_2 = 9,5$  мкГн

Для разработанных схем проведен анализ поведения ГВЗ-сигнала между портами 1 и 2 при изменении параметров эквивалента:

$$\Delta\tau(f, t) = \frac{d\varphi(f, t)}{d\omega}, \quad \varphi = \arg(\dot{S}_{12}(f, t)).$$

Для более наглядного представления и сравнительного анализа величин зависимости удобно представить в приведенном виде:

$$\Delta\tau' = \Delta\tau - \Delta\tau_{t=12},$$

где  $\Delta\tau_{t=12}$  – величина, соответствующая измерениям в 12 часов.

Изменение  $\Delta\tau$  в течение времени суток приведено на рис. 8–11 для трех видов СЦ. Следует обратить внимание на то, что для резистивной СЦ масштаб по оси ординат увеличен в 10 раз по сравнению с узкополосной и широкополосной СЦ.

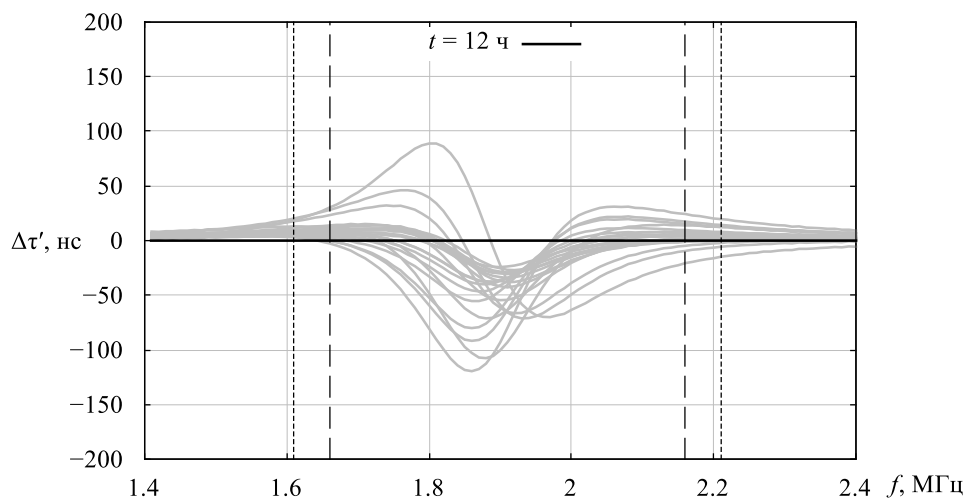


Рис. 8. Изменение приведенного  $\Delta\tau'$  в полосе частот для узкополосной СЦ

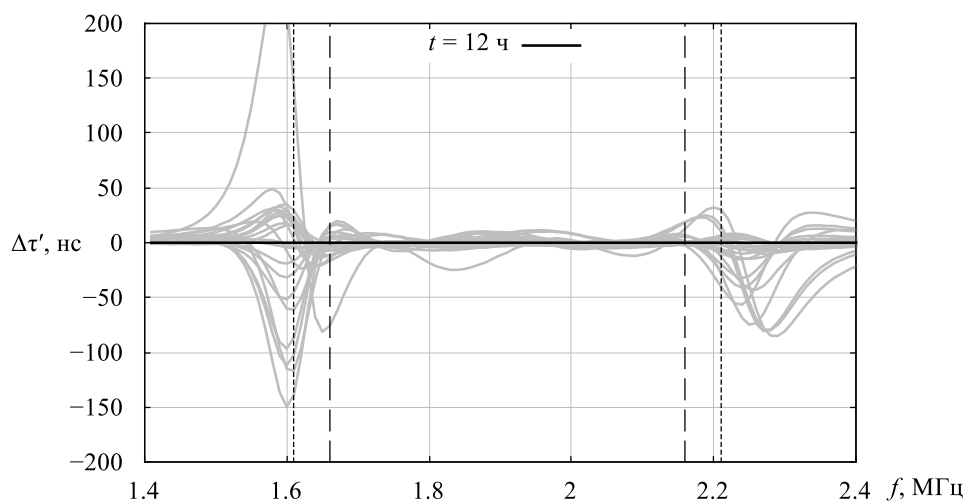


Рис. 9. Изменение приведенного  $\Delta\tau'$  в полосе частот для широкополосной СЦ

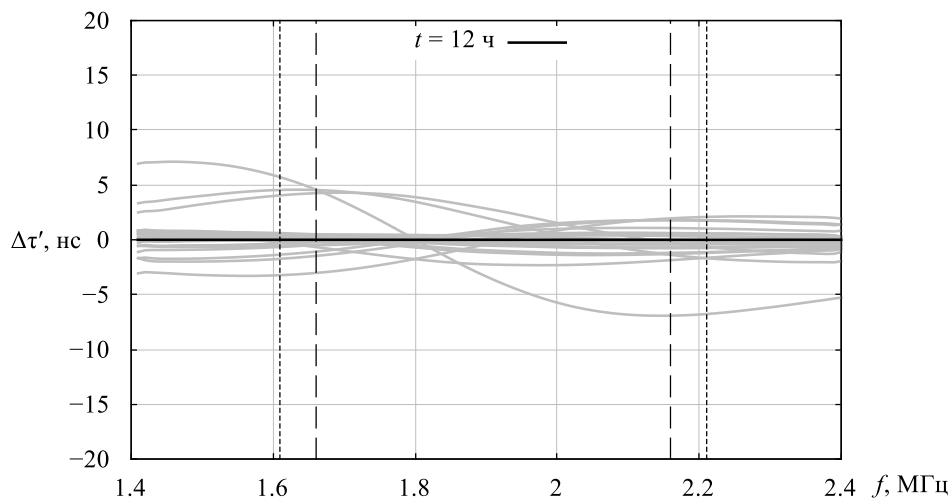


Рис. 10. Изменение приведенного  $\Delta\tau'$  в полосе частот для резистивной СЦ

Проведена оценка среднеквадратического отклонения  $\sigma(\Delta\tau)$ , результат показан на рис. 11.

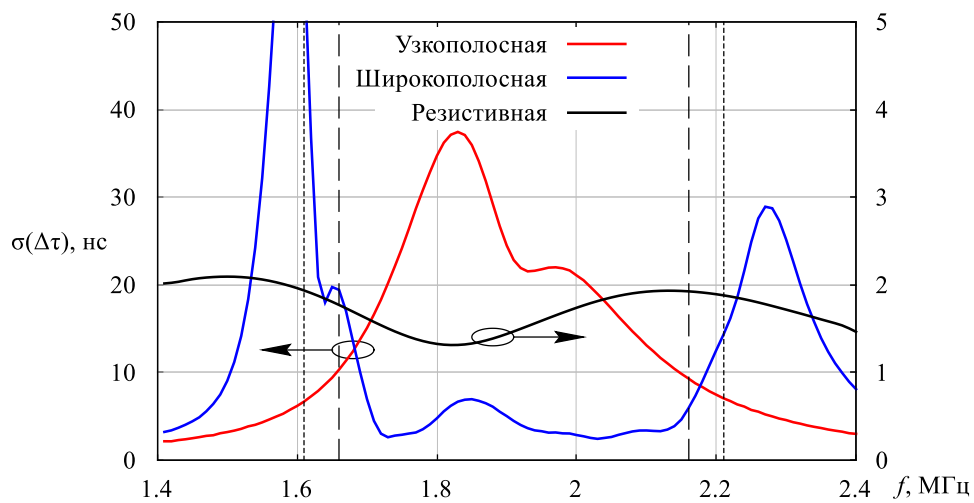


Рис. 11. СКО  $\Delta\tau'$  в полосе частот для трех типов СЦ

Также выполнен анализ амплитуды коэффициента передачи  $\left| \dot{S}_{12}(f) \right|$  (рис. 12).



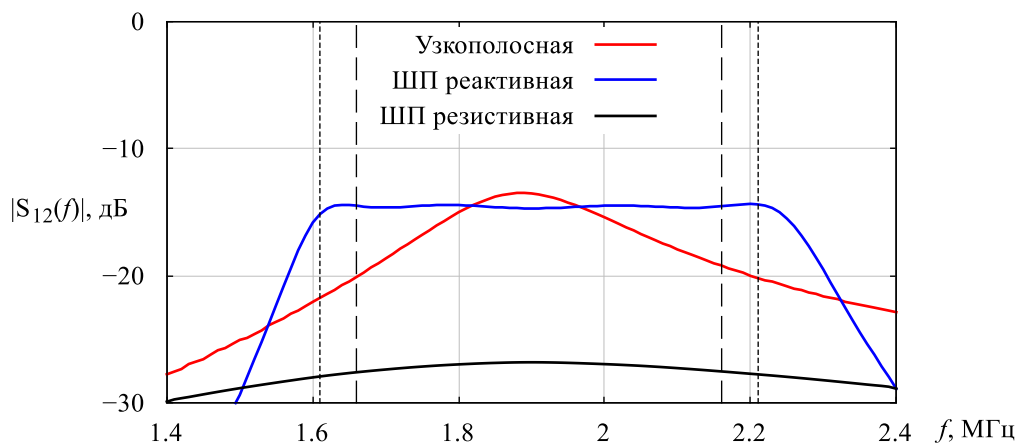


Рис. 12. Амплитуда  $|S_{12}(f)|$  в полосе частот для трех типов СВЧ

Сравнивая полученные результаты, легко убедиться, что наибольшую зависимость ГВЗ от разброса параметров нагрузки имеет узкополосная СВЧ. Широкополосные СВЧ существенно уменьшают нестабильность  $\Delta t$  по сравнению с узкополосной СВЧ: реактивная – около 5 раз, резистивная СВЧ – примерно в 10 раз. Однако применение резистивной цепи приводит к заметным потерям энергетической эффективности: амплитуда коэффициента передачи снижается более чем на 10 дБ по сравнению с реактивной СВЧ.

### Список литературы

1. Смит, Ф. Круговые диаграммы в радиоэлектронике. (Линии передачи и устройства СВЧ) / Ф. Смит; пер.с англ. М. Н. Бергера, Б. Ю. Капилевича. – М.: Издательство «Связь», 1976.
2. Алексеев, О. В. Широкополосное согласование простых типов нагрузок / О. В. Алексеев, А. И. Животовский, Г. Г. Чавка // Вопросы радиоэлектроники, серия ТРС. – 1968. – Вып. 2.
3. Чавка, Г. Г. Широкополосное согласование радиопередатчика с антенной / Г. Г. Чавка // Электросвязь. – 1974. – № 12.

# КОМПАКТНЫЕ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ ВОЛНОВОДНЫЕ ФИЛЬТРЫ С ИНДУКТИВНЫМИ СВЯЗЯМИ С *E*-ПЛОСКОСТНОЙ СИММЕТРИЕЙ И БЕЗ *E*-ПЛОСКОСТНОЙ СИММЕТРИИ

**А.А. Соркин, Ю.П. Саломатов**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: alexandr.sorkin.781@mail.ru

В современных спутниковых системах связи к входным фильтрам предъявляются все более жесткие требования к частотным и массогабаритным характеристикам. Именно поэтому были рассмотрены конструкции полосовых фильтров с индуктивными связями на гофрированных волноводах, а также приведены возможные реализации таких фильтров на структурах с симметрией и без симметрии по электрическому полю. Показано, что у таких фильтров возможно повышать крутизну характеристики выше полосы пропускания. Приведены частотные характеристики фильтров.

В современных спутниковых системах связи требуются входные фильтры с малыми потерями и с малыми габаритными размерами. В *X*-диапазоне частоты приема и передачи находятся очень близко: частоты приема – 7,25–7,75 ГГц либо укороченная полоса пропускания – 7,25–7,55 ГГц, частоты передачи: 7,9–8,4 ГГц. Для данного диапазона требуется фильтр с высокой селективностью и при этом компактный. Для получения высокой селективности приемного фильтра требуется формирование полюсов затухания на частотах передачи. Одним из способов формирования несимметричной амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) является применение синглетов, которые обеспечивают дополнительную связь между входом и выходом. Таким фильтрам посвящена работа [1]. Синглеты работают на моде  $H_{201}$  или  $H_{301}$ . Можно в структурах на полуволновых резонаторах обеспечивать связи между несоседними резонаторами [2]. Однако такие фильтры имеют в составе полуволновые резонаторы на модах  $H_{201}$  или  $H_{301}$ , что увеличивает габаритные размеры фильтра. Формировать полюса затухания можно и на двухмодовых или одномодовых ТМ-резонаторах [3]. Фильтры на двухмодовых резонаторах обычно имеют более сложную настройку, требуют минимальных допусков и реализуют полосы пропускания до 10 %, хотя при этом обладают хорошими массогабаритными характеристиками. В волноводной технике широко известны фильтры на гофрированных волноводах [4, 5], на таких структурах в основном делают ФНЧ с низкими потерями и широкими

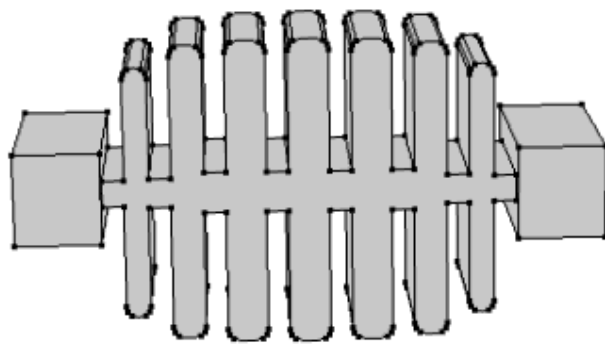
полосами заграждения [6, 7], известны ФНЧ на гофрированных волноводах без входных трансформаторов [8].

Задачу создания фильтра с малыми потерями в  $X$ -диапазоне предлагается решить с помощью фильтра на гофрированном волноводе, реализующего схему с индуктивными связями. Возможность реализации такого фильтра описана в [9]. Резонаторы реализуются емкостными диафрагмами, что существенно сокращает габаритные размеры. Индуктивные связи, в свою очередь, реализуются шлейфами, длина которых для формирования полюсов выше полосы пропускания менее четверти длины волны в волноводе.

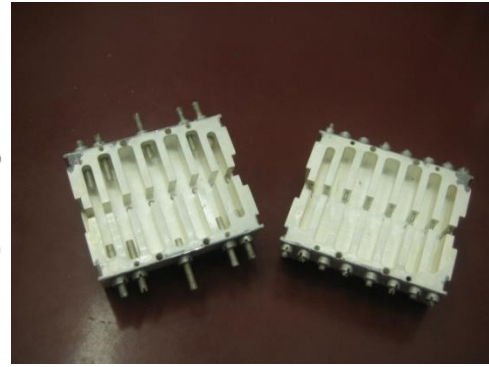
**Реализация фильтра с индуктивными связями с  $E$ -плоскостной симметрией.** На рис. 1 показан восьмизвенный фильтр с индуктивными связями, имеющий  $E$ -плоскостную симметрию (двухстороннее расположение шлейфов по широкой стенке). Между шлейфами располагаются емкостные диафрагмы. Порядок фильтра определяется числом диафрагм. Все шлейфы фильтра настроены на частоты выше полосы пропускания. Фильтр на входе (выходе) имеет волновод сечением  $28,5 \times 12,6$  мм, гофрированная структура выполнена на волноводе шириной 22 мм. Длина фильтра составляет 60 мм. Полоса пропускания 7,25–7,55 ГГц – КСВ фильтра не более 1,2, потери составляют 0,25 дБ; подавление на частотах 7,9–8,4 ГГц не менее 70 дБ. Известные фильтры, имеющие аналогичные параметры, длиннее более чем в 2 раза.

На рис. 1, в видно, что экспериментальная характеристика коэффициента передачи, в отличие от теоретической, имеет резонанс на частоте около 7,9 ГГц. Этот резонанс получается из-за смещения половинок фильтра друг относительно друга при сборке. Чтобы устранить этот резонанс, нужно обе детали фильтра изготавливать от общей базы.

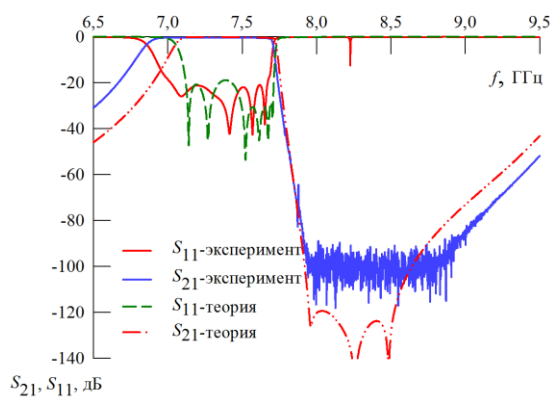
На рис. 1, в видно, что экспериментальная характеристика коэффициента передачи, в отличие от теоретической, имеет резонанс на частоте около 7,9 ГГц. Этот резонанс получается из-за смещения половинок фильтра друг относительно друга при сборке. Чтобы устранить этот резонанс, нужно обе детали фильтра изготавливать от общей базы.



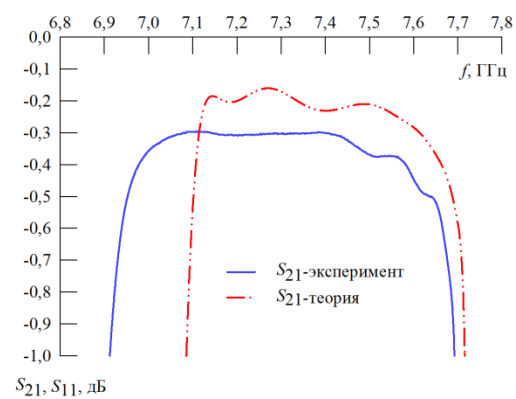
а



б



в



г

Рис. 1. Восьмизвенный фильтр с индуктивными связями с  $E$ -плоскостной симметрией: а – структура фильтра; б – изготовленный фильтр; в – частотные характеристики фильтра; г – потери в полосе пропускания

**Реализация фильтра с индуктивными связями без  $E$ -плоскостной симметрии.** Еще одной разновидностью данных фильтров являются фильтры без  $E$ -плоскостной симметрии (с односторонним расположением шлейфов). Одним из преимуществ этих фильтров является меньшее количество регулировочных винтов, что делает настройку менее затратной и более быстрой. Как было показано, фильтры с  $E$ -плоскостной симметрией изготовлены из двух половин и соединяются по широкой стенке, при неточной стыковке на скате АЧХ выше полосы пропускания появляется резонанс. Этому недостатка лишен фильтр без  $E$ -плоскостной симметрии, у которого детали соединяются по узкой стенке, причем одна деталь является гладкой, а другая содержит шлейфы, поэтому стыковка не влияет на электрические параметры.

На рис. 2 показан восьмизвенный фильтр с индуктивными связями без  $E$ -плоскостной симметрии. Фильтр на входе (выходе) имеет волновод сечением  $28,5 \times 12,6$  мм, гофрированная структура выполнена на волноводе шириной 22 мм. Длина фильтра составляет менее 60 мм,

полоса пропускания 7,25–7,75 ГГц. КСВ фильтра менее 1,2, потери составляют 0,4 дБ, подавление на частотах 7,9–8,4 ГГц не менее 60 дБ.

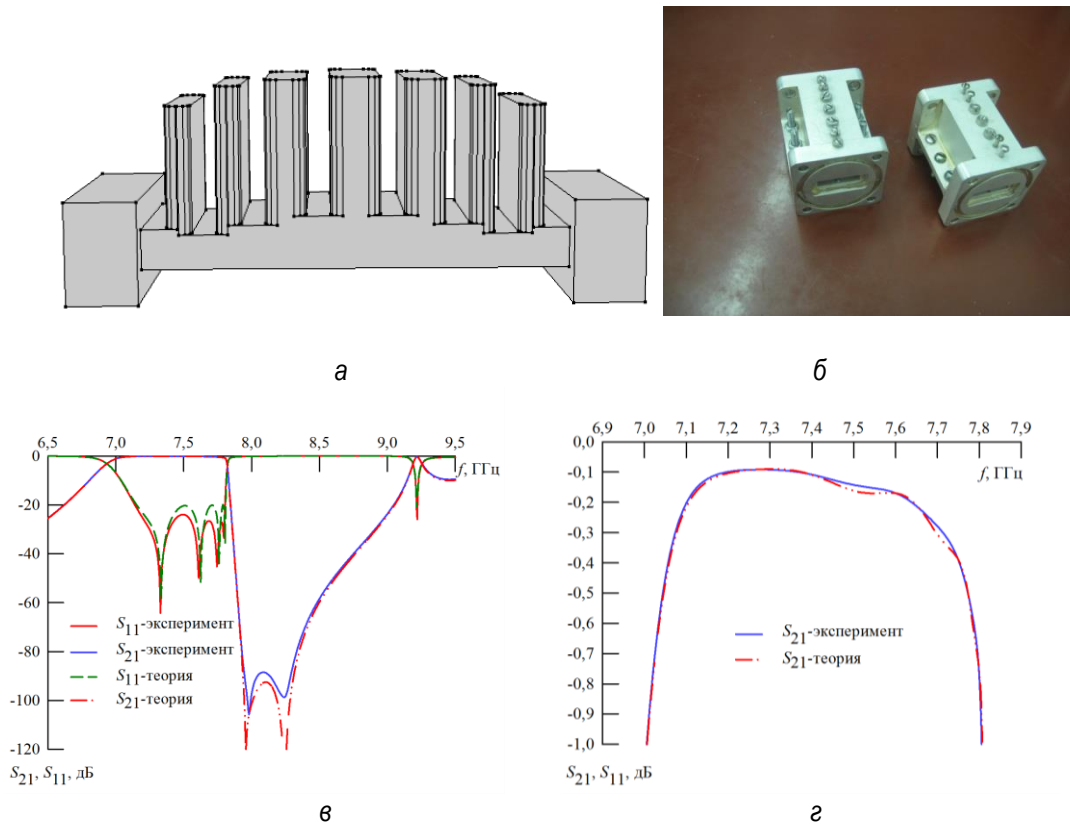


Рис. 2. Восьмизвенный фильтр с индуктивными связями без  $E$ -плоскостной симметрии: б – изготовленные фильтры; в – частотные характеристики; г – потери в полосе пропускания

Для дальнейшего улучшения селективных свойств рассмотрим фильтр без  $E$ -плоскостной симметрии, у которого все шлейфы выполнены на одинаковом волноводном сечении. На рис. 3 показан такой восьмизвенный фильтр и его частотные характеристики.

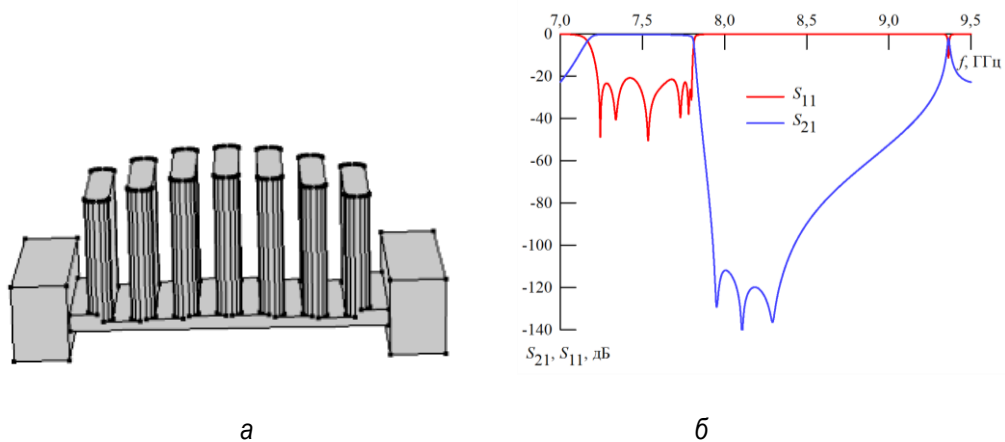


Рис. 3. Восьмизвенный фильтр с индуктивными связями без  $E$ -плоскостной симметрии: а – со шлейфами одинакового волноводного сечения; б – расчетные частотные характеристики

Как видно из рис. 2 и рис. 3, фильтр со шлейфами одного сечения имеет 90 дБ в полосе заграждения, что на 30 дБ лучше, чем у фильтра со шлейфами различного волноводного сечения.

В работе приведен расчет волноводных фильтров с индуктивными связями и теоретические и экспериментальные частотные характеристики, которые достаточно хорошо совпадают. Также предложена конструкция волноводных фильтров с  $E$ -плоскостной симметрией и без нее. Продемонстрирована возможность реализации сверхкомпактного волноводного фильтра с индуктивными связями без  $E$ -плоскостной симметрии. К недостаткам данного типа фильтров можно отнести близко расположенную паразитную полосу пропускания и низкочастотный скат с недостаточно высокой крутизной. В настоящее время ведется поиск способов устранения этих недостатков. Стоит также отметить, что вышерассмотренные фильтры обладают продольной симметрией относительно центра фильтра. Рассмотренные фильтры имеют в центре шлейф и являются четнозвенными, следовательно, нечетнозвенные будут иметь в центре диафрагму.

#### Список литературы

1. Macchiarella, G. Design of waveguide filters with cascaded singlets through a synthesis-based approach / G. Macchiarella, G. G. Gentili, C. Tomassoni, S. Bastioli, R. V Snyder // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2020. – Vol. 68, iss. 3. – PP. 2308–2319.
2. Ossorio, J. Rectangular waveguide quadruplet filter for satellite applications / J. Ossorio, S. Cogollos, V. Boria, M. Guglielmi / *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*. – 2019. – PP. 1359–1362.
3. Pelliccia, L. Very-compact waveguide bandpass filter based on dual-mode TM cavities for satellite applications in Ku-band / L. Pelliccia, C. Tomassoni, F. Cacciamani, P. Vallerotonda, R. Sorrentino, J. Galdeano, C. Ernst // *48th European Microwave Conference (EuMC)*. – 2018. – PP. 93–96.
4. Teberio, F. High-performance compact diplexers for Ku/K-band satellite applications / F. Teberio, I. Arregui, P. Soto, M. A. G. Laso, V. E. Boria, M. Guglielmi // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2017. – Vol. 65, iss.10. – PP. 3866–3876.
5. Teberio, F. Compact broadband waveguide diplexer for satellite applications / F. Teberio, I. Arregui, M. Guglielmi, A. Gomez-Torrent, P. Soto, M.A.G. Laso, V. E. Boria // *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*. – 2016. – PP. 1–4.
6. Cetin, M. Synthesis approach for compact Ku-band waveguide lowpass filters with wide rejection bandwidth / M. Cetin, G. Boyacioglu, B. Alicioglu, N. Yildirim // *18th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*. – 2018. – PP. 221–224.
7. Arregui, I. High-power filter design in waveguide technology / I. Arregui, F. Teberio, I. Arnedo, J. M. Percas, P. Martín-Iglesias, T. Lopetegi, M.A.G. Laso // *IEEE Microwave Magazine*. – 2020. – Vol.21, iss.6. – PP. 46–57.

8. Teberio, F. Chirping techniques to maximize the power-handling capability of harmonic waveguide low-pass filters / F. Teberio, I. Arregui, A. Gomez-Torrent, I. Arnedo, M. Chudzik, M. Zedler, F. Görtz, R. Jost, T. Lopetegi, M.A.G. Laso // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2016. – Vol.64, iss.9. – PP. 2814–2823.

9. Сорокин, А. А. Волноводный фильтр с индуктивными связями / А. А. Сорокин, А. Р. Соркин // Современные проблемы радиоэлектроники. Ростов-на-Дону. – 2006. – С. 241–243.

## ЛЕЧЕНИЕ ОБМОРОЖЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ СВЧ-ОБОГРЕВА

**Е.В. Ромашкин, Н.М. Муромцева**

Военно-инженерный институт СФУ  
66036, Красноярск, ул. Академгородок, 13а  
E-mail: ERomashkin-VC18@stud.sfu-kras.ru

Описан механизм обогрева тела (конечности) энергией СВЧ, его терапевтический эффект, приведены экспериментально выведенные правила лечения, основанные на контроле температуры. Выделена проблема расчета глубины воздействия, связанная с внутренним составом пораженного участка.

В зимнее время года в северных районах или во время боевых действий в условиях холода требуется эффективное лечение переохлаждения человека. Случаи обморожения часто приводят к необратимым последствиям, ампутации частей тела и смерти. По данным отечественных и зарубежных авторов они составляют до 15 % от всех травматологических случаев (в военное время до 25 % санитарных потерь). Инвалидность при глубоких поражениях колеблется в пределах 20–90 %, количество обмороженных достигает 20 % коечного фонда. Подавляющее количество пораженных составляют лица в наиболее трудоспособном возрасте – от 20 до 50 лет, из них с глубокими отморожениями 65 %. Наиболее часто в клинической практике встречаются отморожения конечностей, поскольку более тяжелые случаи, как правило, смертельны [1].

Метод СВЧ-обогрева отличается междисциплинарностью и продолжительное время исследуется коллективами ученых России. Накоплен экспериментальный опыт, который выделяет общие правила обогрева, однако однозначно точно и наиболее эффективно применять воздействие СВЧ на организм на данный момент невозможно.

Причиной является индивидуальность строения каждого отдельного организма, а именно состав, размеры слоев биотканей и содержание воды на разных участках тела. Это не позволяет с достаточной точностью оценивать диэлектрические свойства некоторого объема тела (конечности) [2].

Диэлектрическая проницаемость определяет глубину воздействия энергии СВЧ. Необходимость расчета точной глубины воздействия заключается в процессе обогрева, который должен быть наиболее приближен к естественному, то есть происходить от внутренних слоев к внешним без перегрева. Важность этого определяет приток крови к восстановленным тканям для питания и удаления продуктов



жизнедеятельности (рис. 1) [3]. Кроме того, нужно исключить перегрев, что может повредить здоровые ткани и усугубить лечение.

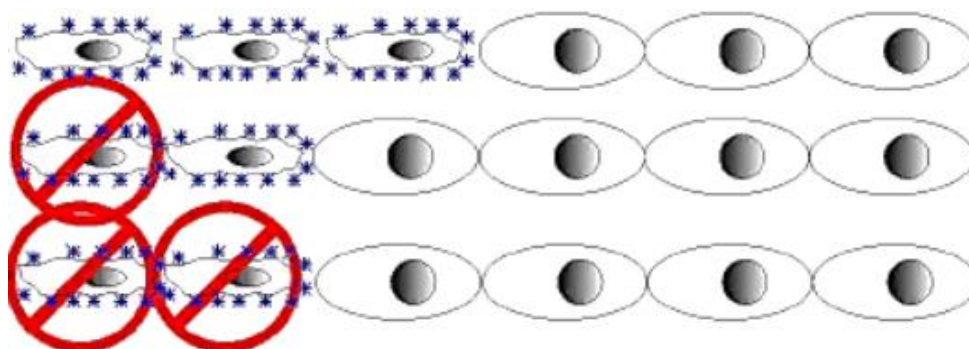


Рис. 1. Естественное восстановление клеток после обморожения; – живая клетка, – замерзшая, – мертвая

Таким образом, в применяемом диапазоне около 2450 МГц работают промышленные, бытовые и медицинские установки и существует развитая техническая база для создания новых приборов и методов [4]. Равномерный прогрев СВЧ-излучением, подводимым с нескольких сторон, ведет к восстановлению микро- и макроциркуляции во всем объеме пораженной конечности, в том числе в глубине, где находятся основные питающие сосуды [5]. В результате этого поверхностные слои при отогреве не страдают от дефицита кислорода и питательных веществ, а также от накапливающихся продуктов метаболизма. Принято производить исследуемую процедуру по следующим запатентованным правилам:

1. Установка мощности СВЧ-излучения, подводимой к отмороженной конечности, в пределах от 15 до 30 Вт, что обеспечивает в течение времени воздействия однородный и постепенный прогрев отмороженной конечности с возможностью контроля восстановления физиологических функций посредством термометрии и реовазографии. Экспериментально найдено, что подведение к объекту СВЧ-излучения с мощностью, не превышающей указанного предела, исключает локальный перегрев тканей при любом объеме и конфигурации сегментов конечности. При уровнях СВЧ-мощности, превышающих 30 Вт, возможны локальные перегревы, отрицательно сказывающиеся на исходе лечения. При уровне СВЧ-мощности менее 15 Вт лечебный эффект не успевает проявиться за время воздействия.

2. Установка продолжительности СВЧ-воздействия в пределах 20–30 мин, что обеспечивает одномоментный прогрев тканей до температуры, соответствующей прекращению спазма сосудов и восстановлению кровотока. Диапазон температур, удовлетворяющих данному

условию, составляет от 20 до 40 °С. Нижний предел времени воздействия 20 мин соответствует минимуму температуры из указанного интервала при типичном объеме объекта воздействия (кисть руки, стопа ноги). Верхний предел времени воздействия 30 мин ограничен требованиями ГОСТ Р 50267.6-92 «Изделия медицинские электрические, ч. 2: Частные требования безопасности к аппаратам для микроволновой терапии».

3. Повторное (через 6–8 часов) применение СВЧ-воздействия, что обеспечивает закрепление одномоментного лечебного результата. Экспериментально отмечено, что в течение указанных 6–8 часов отмечается понижение температуры пораженной конечности на 5–8° относительно нормальной температуры. Также установлено, что повторение процедуры предотвращает рецидив спазма сосудов, обеспечивает поддержание сосудистой микро- и макроциркуляции и нормализует температуру на длительное время.

4. Проведение процедуры СВЧ-воздействия на 2 и 3 сут. требуется при относительно тяжелых отморожениях, когда на восстановление жизненных функций тканей требуется большое время. Показаниями к данной процедуре являются понижение температуры на 5–8 °С.

5. Наложение на отмороженную конечность термоизолирующей ватно-марлевой повязки до начала первого СВЧ-воздействия предотвращает преждевременный отогрев и сопутствующую ему ишемию поверхностных слоев отмороженной конечности, не получающих адекватное питание из-за спазма глубоких сосудов [6].

Перспективным улучшением является применение преднамеренного наружного охлаждения для уменьшения вероятности преждевременного восстановления внешних слоев тела и разработка радиопоглощающих безвредных веществ для введения в кровь в районе пораженных участков для концентрации энергии на границе обогрева с меньшей используемой мощностью, использование антенн с точно регулируемой диаграммой направленности.

При долгосрочных исследованиях данный метод пригоден для выведения человека из состояния анабиоза (заморозки) для дальних космических путешествий и т. д.

#### **Список литературы**

1. Купчик, В. В. Психология и физиология воздействия холодных факторов на человека / В. В. Купчик // *Личность в экстремальных условиях и кризисных ситуациях жизнедеятельности*. – 2016. – № 6. – С. 377–383.
2. Манаков, В. Ю. Обморожение: классификация, причины и первая помощь / В. Ю. Манаков // *Современные исследования и инновации*. – 2020. – № 3 (107). – С. 19.

3. Горелова, А. В. Отогрев частично замороженной биоткани с помощью СВЧ-энергии / А. В. Горелова // Богатство России. – 2018. – С. 16–18.

4. Селеня, К. А. Одномерная модель камеры СВЧ-нагрева / К. А. Селеня, Н. А. Трефилов, В. И. Нефедов, И. Б. Козловский, А. В. Малофеев // Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнической и инфокоммуникационных систем. – 2017. – С. 256–260.

5. Гришина, Е. М. Обзор методов физического и математического моделирования СВЧ-нагрева / Е. М. Гришина // Научная дискуссия: Инновации в современном мире. – 2016. – № 5–1(48). – С. 22–25.

6. Горелова, А. В. Математическая модель поглощения СВЧ-энергии в частично замороженном биообъекте / А. В. Горелова // Политехнический молодежный журнал. – 2018. – № 4(21). – С. 7.

## МАГНИТНЫЙ УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ

**И.В. Говорун, А.О. Афонин, А.В. Угрюмов, А.А. Лексиков, Н.М. Боев**

Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН  
660036, Красноярск, Академгородок, 50, стр. 38  
E-mail: [govorun@iph.krasn.ru](mailto:govorun@iph.krasn.ru)

Представлен компактный магнитный умножитель частоты на основе нерегулярного четвертьволнового микрополоскового резонатора с тонкой магнитной пленкой пермаллоя ( $\text{Ni}_{70}\text{Fe}_{30}$ ) толщиной 125 нм. Впервые показан умножитель частоты, генерация второй гармоники в котором происходит при величине постоянного магнитного поля, соответствующего полю высокополевого пика. Для создания однородного постоянного магнитного поля использовалась магнитная сборка Халбаха. Для эффективной работы умножителя были разработаны два полосно-пропускающих фильтра. Резонатор, магнитная система, входной и выходной фильтры были интегрированы в одно устройство. Коэффициент преобразования составил 0,97 % (на частоте 1 ГГц) при входной мощности 4800 мВт.

Умножители СВЧ-частот широко применяются в различных радиосистемах. Наиболее коммерчески применимыми являются СВЧ-умножители, для генерации высших гармоник в которых в качестве нелинейных элементов используются полупроводники. Однако остается ряд областей техники, когда полупроводниковые элементы не пригодны из-за их низкой радиационной стойкости. По этой причине большое внимание уделяется исследованиям новых методов и материалов, которые могут быть использованы для создания умножителей. Известно, что магнитные материалы обладают нелинейными свойствами [1, 2]. В последние годы к тонким металлическим магнитным пленкам (ТМП) проявляют значительный интерес в СВЧ-технологиях из-за их способности к легкой интеграции в планарные устройства.

Процесс удвоения частоты в ТМП подробно описан в работе [3]. В данной работе микрополосковая линия передачи была использована в качестве инструмента для изучения нелинейных свойств ТМП. Полученные результаты показывают, что в полевой зависимости мощности второй гармоники существует два максимума генерации: низкополевой пик (НП), при котором напряженность внешнего магнитного поля  $H_0$  близка полю анизотропии ТМП, и высокополевой (ВП) пик, при котором напряженность внешнего магнитного поля в несколько раз превышает поле анизотропии. Из экспериментальных данных работы [3] видно, что мощность второй гармоники  $P_2$  квадратично зависит от входной мощности  $P_1$  для обоих пиков при мощности на входе не превышающей 50 мВт. С увеличением

входной мощности квадратичная зависимость сохраняется для ВП пика, а НП пик демонстрирует линейный рост.

В нашей предыдущей работе [4] показано, что нерегулярный четвертьволновый микрополосковой резонатор может использоваться в качестве умножителя частоты. В этой работе проводились исследования генерации второй гармоники в ТМП пермаллоя ( $\text{Ni}_{80}\text{Fe}_{20}$ ) толщиной 100 нм. Максимальный коэффициент преобразования составил 0,65 % (на 1 ГГц) при  $P_1 = 4600$  мВт. В работах [3, 4] для создания внешнего постоянного магнитного поля использовались кольца Гельмгольца. Такая магнитная система имеет большие размеры и требует внешнего источника питания.

Таким образом, на текущий момент актуальной является задача разработки компактного умножителя частоты на основе нерегулярного четвертьволнового микрополоскового резонатора, содержащего тонкую магнитную пленку и имеющего приемлемый коэффициент преобразования.

Дополнительные исследования умножителя частоты на основе нерегулярного четвертьволнового резонатора с ТМП показывают, что с увеличением входной мощности  $P_1$  оптимальное значение внешнего магнитного поля (поле, при котором уровень генерации гармоники максимальный) для случая НП пика уменьшается. В то же время оптимальное значение  $H_0$  для ВП пика не зависит от  $P_1$ . Это делает возможной разработку магнитного умножителя частоты, который работает в режиме ВП пика. Внешнее магнитное поле в умножителе будет индуцировать магнитная система, основанная на постоянных магнитах. В этом случае магнитная система будет очень компактной. Кроме того, такая система не требует наличия внешнего источника питания.

В настоящей работе представлена конструкция компактного умножителя частоты, вторая гармоника в котором генерируется при величине постоянного магнитного поля, которое соответствует полю ВП пика. Для обеспечения однородного магнитного поля в плоскости ТМП была разработана магнитная система, основанная на круговой магнитной сборке Халбаха с постоянными магнитами.

Как показали исследования образцов ТМП  $\text{Ni}_{70}\text{Fe}_{30}$  различной толщины (50 нм, 75 нм, 100 нм, 125 нм, 150 нм) при  $P_1=500$  мВт ВП пик превалирует над НП пиком. В этом случае максимальный уровень генерации второй гармоники наблюдается при толщине пленки 125 нм. По этой причине ТМП ( $\text{Ni}_{70}\text{Fe}_{30}$ ) толщиной 125 нм была выбрана в качестве нелинейного элемента для умножителя частоты.

Напыление пленки производилось с помощью магнетрона на постоянном токе в магнитном поле с использованием мишени Ni<sub>70</sub>Fe<sub>30</sub>. В качестве подложки для магнитной пленки использовалась кварцевая пластина размерами 5,0 мм×3,0 мм×0,5 мм. Внешнее магнитное поле, приложенное в процессе осаждения, индуцировало в пленке плоскостную магнитную одноосную анизотропию. Используя локальный спектрометр ферромагнитного резонанса при частоте накачки 2,5 ГГц, были получены следующие магнитные параметры пленки [5]:

$$\Delta H_{FMR} = 12,2 \text{ Э}, M_s = 1091 \text{ эрг}\cdot\text{Гс}^{-1}\cdot\text{см}^{-3}, H_k = 8,23 \text{ Э},$$

где  $\Delta H_{FMR}$  – ширина линии ферромагнитного резонанса;  $M_s$  – намагниченность насыщения;  $H_k$  – поле анизотропии.

В качестве инструмента для умножения частоты был использован нерегулярный четвертьволновый микрополосковый резонатор. На рис. 1, а показана структура резонатора с ТМП, которая обозначена зеленым цветом. Резонатор состоит из двух частей: первая является закороченной на экран несимметричной воздушной полосковой линией, вторая часть представляет из себя последовательное соединение отрезков микрополосковых линий, выполненных на диэлектрической подложке. Для уменьшения размеров резонатора (что в свою очередь уменьшило размер всего умножителя в целом) узкий проводник резонатора ( $w_3, l_3$ ) был свернут меандром. ТМП размещается в воздушном зазоре под линией ( $w_1, l_1$ ) и обращена к плоскости корпуса. Процесс моделирования такого резонатора, его описание и настройка полностью описаны в [4].

Параметры разработанного резонатора были следующими:  $w_1 = 1,0$  мм,  $w_2 = 8,8$  мм,  $w_3 = 0,2$  мм,  $w_4 = 2,5$  мм,  $l_1 = 5,1$  мм,  $l_2 = 4,7$  мм,  $l_3 = 16,9$  мм (общая длина проводника, свернутого в меандр),  $l_4 = 4,1$  мм ( $w$  – ширина и  $l$  – длина полоскового проводника резонатора). Ширина подводящих линий, соединенных с внешними портами устройства равна 1,1 мм. В качестве материала подложки использовался Rogers RO4003C с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 3,38$  и толщиной 0,508 мм. Общие размеры резонатора составили 16,0 мм×31,9 мм. Номиналы SMD-конденсаторов C1 и C2 равны 0,5 пФ.

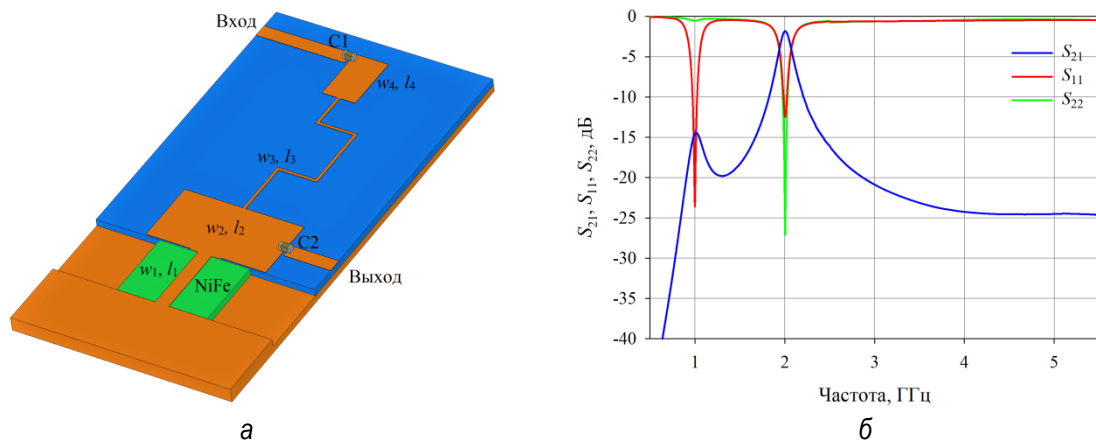


Рис. 1. Четвертьволновой резонатор: а – структура нерегулярного четвертьволнового резонатора; б – измеренная АЧХ (с пленкой  $\text{Ni}_{70}\text{Fe}_{30}$  толщиной 125 нм)

На рис. 1, б приведена измеренная амплитудно-частотная характеристика изготовленного резонатора с ТМП  $\text{Ni}_{70}\text{Fe}_{30}$  толщиной 125 нм. Видно, что первая мода колебаний резонатора находится на частоте 1 ГГц, а вторая – на частоте 2 ГГц. При этом третья мода колебаний находится далеко за пределами рабочего диапазона и ее частота не кратна частоте входного сигнала. Это указывает на то, что в устройстве возбуждается только одна нелинейная гармоника.

Умножитель частоты содержит в своем составе два фильтра. Первый (входной) фильтр служит для очистки входного сигнала от паразитных гармоник входного сигнала. Фильтр имеет центральную частоту полосы пропускания 1 ГГц (первая мода колебаний резонатора), а частоты второй, третьей и четвертой мод резонатора расположены в полосе заграждения входного фильтра. Т. е. сигнал на удвоенной частоте не проходит на вход устройства. Вторым (выходным) фильтром служит для того, чтобы входной сигнал не проходил непосредственно на выход устройства. Фильтр имеет центральную частоту полосы пропускания 2 ГГц, что соответствует второй моде колебаний резонатора и частоте генерации второй гармоники. Частота входного сигнала ослабляется до уровня 80 дБ. Это означает, что входной сигнал блокируется в резонаторе, что способствует более эффективному возбуждению гармоники в ТМП.

Предварительные исследования показали, что для пленки  $\text{Ni}_{70}\text{Fe}_{30}$  толщиной 125 нм ВП пику соответствует внешнее магнитное поле равное 31 Э и угол  $\theta$  равный  $57^\circ$  ( $\theta$  – угол между СВЧ-полем резонатора и постоянным магнитным полем  $H_0$ ). На основании этих данных была разработана магнитная система для создания магнитного поля необходимой величины и направления. Система состоит из 16 отдельных постоянных магнитов, которые располагаются по окружности, а линии

напряженности магнитного поля расположены только внутри ее, при этом снаружи магнитной системы поле отсутствует. Такая магнитная система называется сборка Халбаха. Для магнитной системы использовались постоянные магниты NdFeB (класса N35) 5 мм×5 мм×5 мм. Результаты измерения магнитной системы показали следующие данные: магнитное поле, создаваемое сборкой в ее центре в плоскости ТМП, составило 31 Э, однородность магнитного поля в области 10 мм×10 мм составила 4,9 %.

Резонатор, два фильтра и магнитная система собраны в единое устройство – магнитный умножитель частоты. Конструкция умножителя показана на рис. 2, а. Умножитель состоит из двух металлических корпусов – латунного и алюминиевого – и двух алюминиевых крышек. Входной и выходной фильтры расположены на одной поверхности латунного корпуса, а резонатор (с ТМП толщиной 125 нм) – на другой его поверхности. Резонатор и фильтры соединены микрополосковыми линиями с волновым сопротивлением 50 Ом.

Алюминиевый корпус является основой для магнитной системы. Умножитель имеет входные и выходные порты, расположенные на боковых стенках устройства. Общий размер умножителя составил 72 мм×72 мм×26 мм. Фотография изготовленного магнитного умножителя частоты приведена на рис. 2, б.

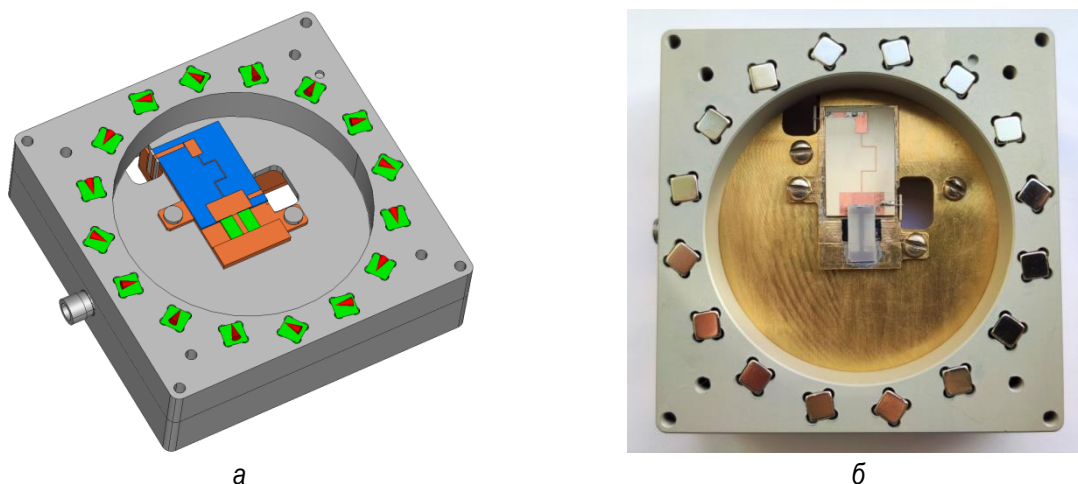


Рис. 2. Магнитный умножитель: а – конструкция магнитного умножителя частоты с ТМП толщиной 125 нм ( $Ni_{70}Fe_{30}$ ); б – фотография изготовленного умножителя. Два фильтра расположены на обратной стороне устройства. Красные стрелки схематично показывают направление магнитного поля каждого магнита

Для первичной проверки умножителя частоты были собраны два фильтра и резонатор. Для этой системы с помощью измерительной установки [8] была получена зависимость  $P_2$  от внешнего магнитного поля  $H_0$ . С помощью пары калиброванных катушек Гельмгольца в плоскости ТМП создавалось внешнее постоянное магнитное поле



напряженностью до 100 Э. Для подачи входного сигнала на частоте 1 ГГц использовался СВЧ-генератор R&S SMA100B. Для измерения мощности сигнала  $P_2$  использовался анализатор спектра R&S FSW. Кроме того, для проведения измерений при высоком уровне мощности ( $> 2000$  мВт) использовался широкополосный усилитель мощности R&S BBA150.

На рис. 3, а показана зависимость  $P_2$  от внешнего магнитного поля  $H_0$  для умножителя (без магнитной системы Халбаха) с ТМП толщиной 125 нм. Зависимость получена для оптимальных значений  $\theta$ . Эта зависимость была измерена при мощности входного сигнала 2000 мВт (при  $f_1 = 1$  ГГц). Величина внешнего постоянного магнитного поля  $H_0$  изменялась в пределах от 1 до 60 Э. Видно, что ВП пик выше НП пика ( $P_2(\text{НП}) = 10,3$  мВт,  $P_2(\text{ВП}) = 14,4$  мВт). Оптимальное поле для НП пика составило 5 Э, для ВП пика – 31 Э. Таким образом проверено, что магнитная система на основе разработанной сборки Халбаха подходит для ее использования в предлагаемом умножителе частоты.

Далее был собран окончательный умножитель частоты и измерены его характеристики. На рис. 3, б представлены зависимости коэффициента преобразования магнитного умножителя частоты и уровня выходной мощности  $P_2$  от  $P_1$  на частоте 1 ГГц, полученные для изготовленного умножителя частоты.

Видно, что  $P_2$  увеличивается с увеличением подаваемой мощности по квадратичному закону примерно до 2000 мВт. Далее, по мере увеличения входной мощности,  $P_2$  линейно зависит от  $P_1$ . Коэффициент преобразования устройства растет при увеличении  $P_1$  и начинает насыщаться при  $P_1 = 4000$  мВт. Такое поведение объясняется нагревом как всей структуры резонатора, так и образца ТМП. Максимальный коэффициент преобразования составил 0,97 % при  $P_1 = 4800$  мВт.

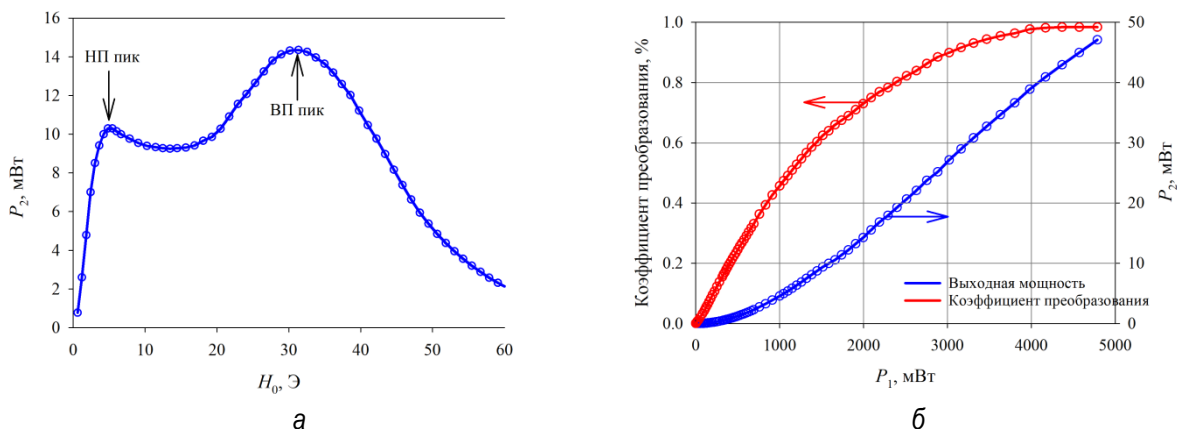


Рис. 3. а – зависимость выходной мощности на удвоенной частоте  $P_2$  для оптимальных значений  $\theta$  от постоянного магнитного поля  $H_0$  для умножителя. Входная мощность на частоте  $f_1 = 1$  ГГц составила  $P_1 = 2000$  мВт. б – коэффициент преобразования умножителя (красная линия) и уровень выходной мощности на удвоенной частоте (синяя линия) в зависимости от входной мощности

Таким образом, разработана конструкция компактного магнитного умножителя частоты. Нерегулярный четвертьволновый микрополосковый резонатор использовался как устройство для умножения частоты. В качестве нелинейного элемента использовалась пленка  $Ni_{70}Fe_{30}$  толщиной 125 нм. Были разработаны два полосно-пропускающих фильтра. Входной фильтр служит для очистки входного сигнала от паразитных гармоник генератора СВЧ. Выходной фильтр блокирует входной сигнал в резонаторе, создавая условия для более эффективного возбуждения второй гармоники в ТМП. Для создания однородного магнитного поля в плоскости ТМП была разработана магнитная система в виде сборки Халбаха, состоящая из отдельных постоянных магнитов, расположенных по окружности. Резонатор, входной и выходной фильтры и магнитная система были объединены в одном устройстве.

Впервые продемонстрирована конструкция умножителя частоты, генерация второй гармоники в котором происходит при величине постоянного магнитного поля, соответствующего полю ВП пика. Максимальный коэффициент преобразования умножителя составил 0,97 % при  $P_1 = 4800$  мВт.

*Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда в рамках гранта № 19-72-10047. При проведении измерений использовалось оборудование ФИЦ КНЦ СО РАН.*

#### Список литературы

1. Drozdovskii, A. V. Nonlinear response of ferromagnetic film resonator under conditions of nonlinear damping of magnetization oscillations / A. V. Drozdovskii, A. B. Ustinov // Technical Physics Letters. – 2010. – vol. 36. – № 9. – PP. 834–837.
2. Zhou, H. Spin pumping in the nonlinear dynamic regime of a Pt/Y3Fe5O12 heterostructure / H. Zhou, X. Fan, L. Ma // Applied Physics Letters. – 2016. – vol. 108. – № 19. – PP. 1–5.
3. Solovev, P. N. Second harmonic generation in thin permalloy film / P. N. Solovev, A. O. Afonin, B. A. Belyaev, N. M. Boev, I. V. Govorun, A. V. Izotov, A. V. Ugrymov, An. A. Leksikov // Journal of Physics D. – 2021. – vol. 54. – № 42. – PP. 425002.
4. Belyaev, B. A. Microstrip resonator for nonlinearity investigation of thin magnetic films and magnetic frequency doubler/ B. A. Belyaev, A. O. Afonin, A. V. Ugrymov, I. V. Govorun, P. N. Solovev, An. A. Leksikov // Review of Scientific Instruments. – 2020. – vol. 91. – № 11. – PP. 114705.
5. Belyaev, B. A. Magnetic imaging in thin magnetic films by local spectrometer of ferromagnetic resonance / B. A. Belyaev, A. V. Izotov, A. A. Leksikov // IEEE Sensors Journal. – 2005. – vol. 5. – № 2. – PP. 260–267.

# ОПТИМИЗАЦИЯ ФОРМЫ АНТЕННЫ В ВИДЕ КОНИЧЕСКОГО МОНОПОЛЯ

**В.С. Панько, Ю.П. Саломатов, А.А. Баскова**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: vranko@sfu-kras.ru

Рассмотрены различные варианты антенны в виде широкополосного конического монополя для применения в радионавигационной системе диапазона средних волн. С помощью численного моделирования определена зависимость добротности антенны от ее размеров. Выполнен синтез широкополосной согласующей цепи.

В радионавигационных системах (РНС) диапазона средних волн наиболее часто используются антенны в виде вертикального несимметричного вибратора-монополя. Антенны такого типа являются резонансными и, как следствие, имеют достаточно узкую полосу рабочих частот – 7–10 % по уровню КСВН  $< 2$ . Спектр шумоподобного сигнала современных РНС имеет существенно большую ширину (26 %), использование же узкополосной антенны приводит к ухудшению характеристик РНС.

Известны антенны в виде конического монополя [1–3] с широкой полосой частот, применяемые преимущественно в диапазоне коротких волн. Такие антенны могут оказаться перспективными для использования в качестве приемо-передающих антенн РНС средневолнового диапазона. Для этой цели следует определить требуемые размеры и конструкцию антенны.

Рассмотрим модель антенны (рис. 1, 2). Конус антенны образован проводниками, называемыми далее «вертикалами», соединенными в верхней  $H$  и нижней  $D$  точках. Чтобы приблизить главный максимум диаграммы направленности антенны РНС к горизонтальному направлению, на поверхности земли радиально от центральной несущей мачты располагаются проводники-«противовесы». Параметры антенны: высота антенны  $h$ , количество вертикалов  $vn$ , радиус точки перегиба вертикалов  $vr$  (радиус монополя), высота точки перегиба вертикалов  $vh$ , количество противовесов  $pn$ , радиус противовесов  $pr$ , высота точки подключения противовесов  $ph$ , высота свободных концов противовесов  $pl$ . На характеристики антенны также влияют радиус проводов вертикалов  $vwr$ , проводимость материала проводов  $\sigma_w$ , проводимость  $\sigma_g$  и диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_g$  подстилающей почвы.

Для обеспечения согласования антенны с фидерным трактом необходимо применение широкополосной согласующей цепи, для

которой антенна выступает в роли нагрузки. Основным критерием, описывающим достижимую степень согласования, является добротность нагрузки, определяемая следующим образом:

$$Q = \frac{X_{a2}\omega_1 - X_{a1}\omega_2}{R_a(\omega_1 + \omega_2)},$$

где  $\omega_1, \omega_2$  – границы рабочей полосы частот;  $X_{a1}, X_{a2}$  – реактивные составляющие сопротивлений нагрузки на этих частотах;  $R_a$  – действительная часть сопротивления нагрузки. Чем меньше добротность, тем более низкий КСВН можно получить при согласовании. Приемлемой степенью согласования для антенн РНС в рабочей полосе частот является  $КСВН \leq 1,3-1,5$ , при этом добротность нагрузки  $Q$  должна быть не более  $1,6-1,3$ . Необходимо определить размеры антенны, обеспечивающие данную добротность.

Для автоматического синтеза модели антенны в среде MATLAB разработана программа, обеспечивающая расчет координат проводников в соответствии с введенными исходными данными и экспорт полученной модели в файлы пакетов электродинамического моделирования GNEC и FEKO.

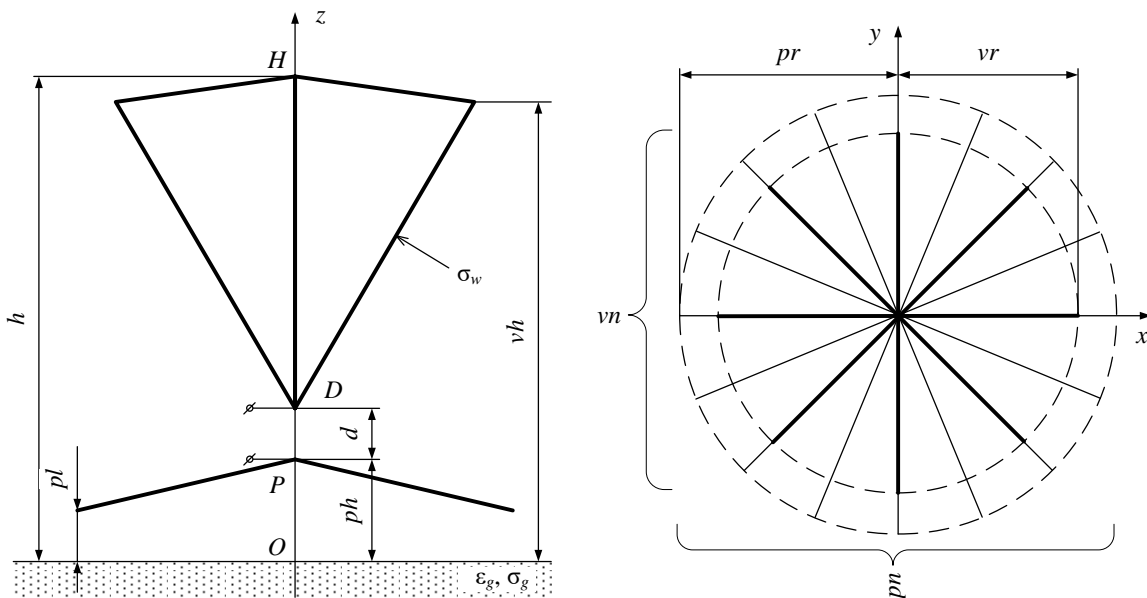


Рис. 1. Модель конического монополя, вид сбоку и сверху

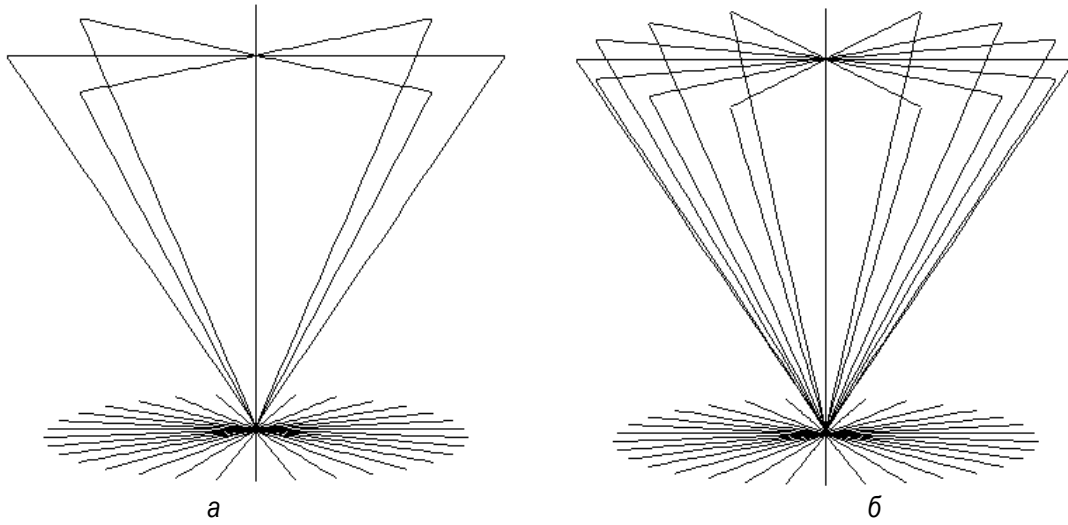


Рис. 2. Конический монополь с разным количеством «вертикалов»: а –  $vn = 8$ ; б – и  $vn = 16$

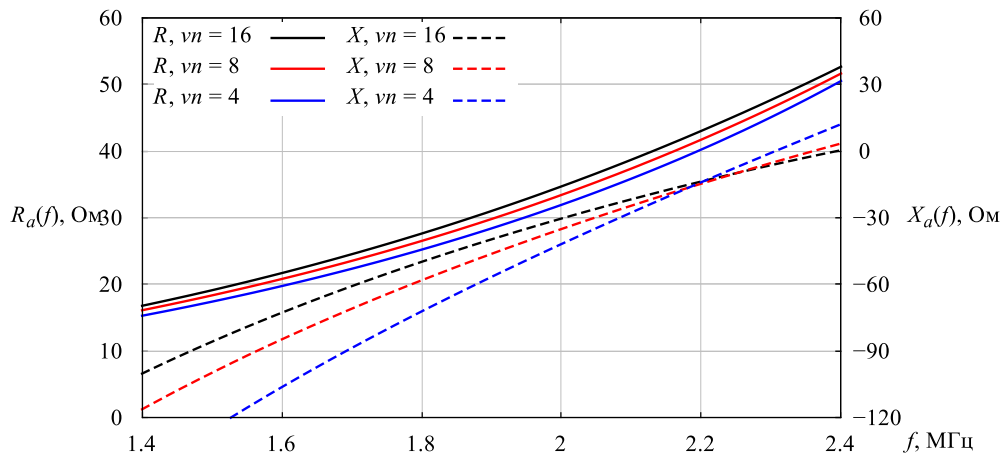


Рис. 3. Входное сопротивление конического монополя с разным количеством «вертикалов»

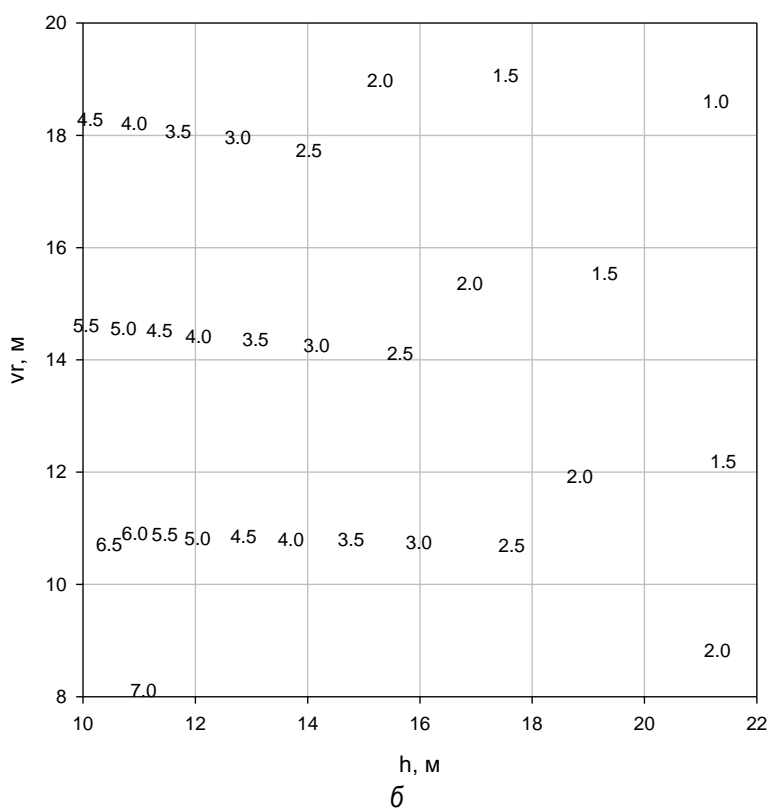
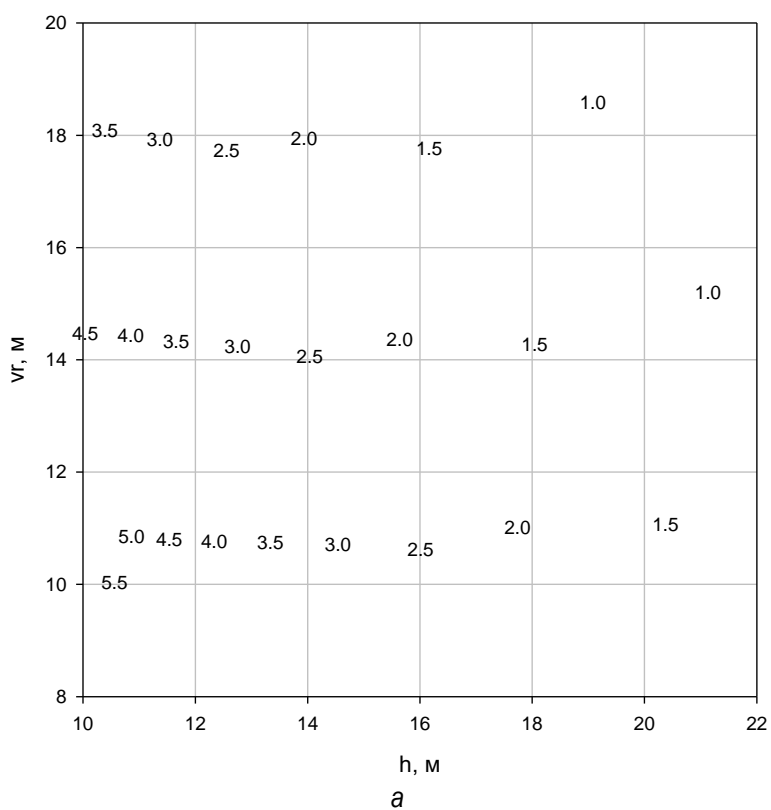


Рис. 4. Добротность конического монополя с разным числом «вертикалов» в зависимости от высоты и радиуса: а –  $vn = 16$ ; б –  $vn = 8$

Были выполнены расчеты входного сопротивления (рис. 3) и добротности антенны (рис. 4) в зависимости от главных конструктивных параметров: высоты  $h$  и радиуса  $vr$  антенны, при этом определено, что меньшие значения добротности 1,6–1,3 достигаются при  $vh = h$ . Как видно из приведенных результатов, для получения добротности  $Q < 1,5$  антенна должна состоять из 16 вертикалов, иметь высоту не менее 22 м и радиус порядка 12–14 м. Дальнейшее снижение добротности также возможно за счет дополнительного увеличения высоты и радиуса антенны, однако такие конструкции становятся неприемлемо сложными для практического изготовления.

Для рассчитанных входных сопротивлений по известной методике [4], [5] были синтезированы широкополосные согласующие цепи, причем ширина полосы согласования принята несколько шире рабочей полосы частот РНС с целью обеспечения запаса при неизбежном ухудшении характеристик при практических реализациях антенны и согласующей цепи. Как видно из рис. 5, для антенны с 16 вертикалами обеспечивается требуемый уровень КСВН  $\leq 1,4$  в полосе частот 1,59–2,2 МГц.

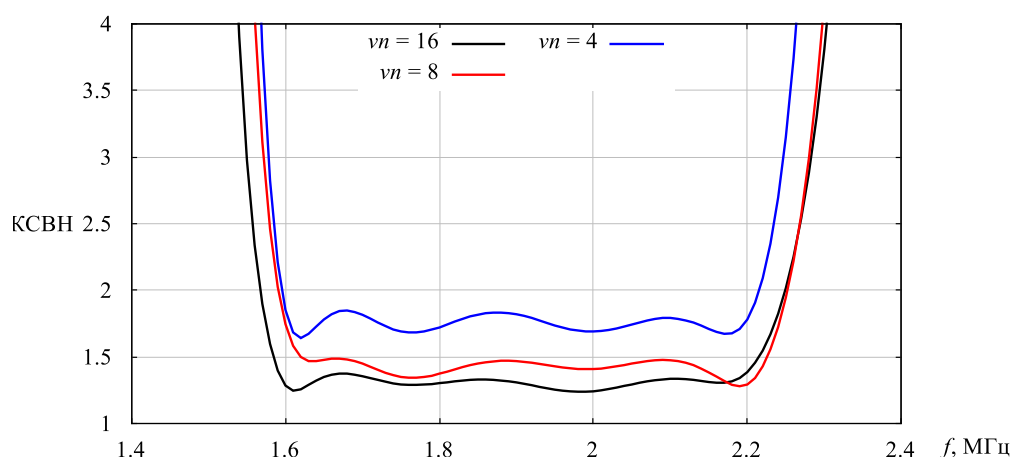


Рис. 5. КСВН конического монополя при широкополосном согласовании

Полученные в ходе работы конструктивные параметры антенны можно рекомендовать для последующего изготовления экспериментального образца.

### Список литературы

1. 1794 Series Granger Monocone HF Antenna. Kratos Defense & Security Solutions Inc., 2020.
2. Omnidirectional Vertical Polarization Broadband Conical Monopole CMV-230/330/430. Antenna Products Corporation, 2021.
3. Wideband HF High-Power Antenna System OMNI-A0300. Alaris Antennas, 2020.

4. Алексеев, О. В. Широкополосное согласование простых типов нагрузок / О. В. Алексеев, А. И. Животовский, Г. Г. Чавка // Вопросы радиоэлектроники, серия ТРС. – вып. 2 – 1968.

5. Чавка, Г. Г. Широкополосное согласование радиопередатчика с антенной / Г. Г. Чавка // Электросвязь. – 1974. – № 12.



# ОЦЕНКА ФИДЕРНОГО КПД ЭЛЕКТРИЧЕСКИ МАЛЫХ АНТЕНН В РЕЖИМЕ ИЗЛУЧЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

**М.И. Сугак, Л.М. Любина, Г.А. Костиков, С.В. Балландович**

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет  
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)  
197022, Россия, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, д. 5 Ф  
E-mail: lmlyubina@etu.ru

Исследована аналитическая оценка значения фидерного КПД и выявление его связи с электрическими размерами ЭМА в системах с сверхширокополосными сигналами. Авторами развивается подход на основе обобщения теории Маклина для антенн вибраторного или рамочного типа, а также приведены сравнения результатов расчета с данными электродинамического моделирования. Приведены формулы для фидерного КПД и обобщенной добротности электрически малых антенн для биполярных сигналов и сигналов с постоянной составляющей.

Фидерный коэффициент полезного действия (КПД) как отношения энергии излученного к энергии подведенного сигнала для антенн в режиме излучения негармонических сигналов является одним из ключевых параметров [1, 2]. Для электрически малых антенн (ЭМА) в этом режиме желательно иметь возможность оперативно оценивать основные энергетические характеристики исходя из обобщенного геометрического параметра (радиуса описанной сферы) и спектральной плотности сигнала. Такая попытка выполнена на основе обобщения теории Маклина в работах [5–7]. В частности, в них получено аналитическое выражение для оценки фидерного КПД через спектральную плотность тока в антенне и радиус описанной сферы.

Вместе с тем представляет значительный интерес обобщение этого подхода на случай антенн магнитного (рамочного) типа, а также для более широкого класса сигналов, как с постоянной составляющей, так и для биполярных.

Для получения таких оценок будем основываться на методике, описанной в работе [3], однако интегрирование по объему заменим на эквивалентную и более простую операцию – интегрирование потока по замкнутой поверхности конечного радиуса [4], что позволит существенно упростить выкладки.

В соответствии с теорией Маклина расположим магнитный диполь в центре сферической системы координат и окружим его сферой конечного радиуса  $a$ . Комплексный вектор Пойнтинга в точке наблюдения с координатами  $(r = a, \theta, \varphi)$  имеет вид:

$$\dot{p}^m = E_{\varphi}^m \times H_{\theta} \quad m^* = \left( \frac{I_p^e k W S \sin \theta}{4\pi} \right) \frac{1}{W r^2} \left( k^2 + j \frac{1}{k r^3} \right). \quad (1)$$

Здесь учтено, что магнитный момент диполя равен:

$$I^m l = j I_p^e k W S,$$

где  $S$  – площадь рамки. Полная комплексная мощность, проходящая через сферу радиуса  $a$ , включающая в себя излученную и реактивную составляющие, равна:

$$\begin{aligned} \dot{P}^m &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \dot{p}^m r^2 \sin \theta d\theta d\varphi = W \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left( \frac{I_p^e k S \sin \theta}{4\pi} \right)^2 \left( k^2 + j \frac{1}{k r^3} \right) \sin \theta d\theta d\varphi = \\ &= 20 (I_p^e k S)^2 \left( k^2 + j \frac{1}{k r^3} \right). \end{aligned} \quad (2)$$

Комплексная энергия, включающая в себя безвозвратные потери на излучение и реактивная энергия, из ближней зоны ЭМА вернется в фидерную систему, получается в результате интегрирования выражения (2) по частоте. Таким образом, для электрически малой рамки с током имеем в результате интегрирования выражение для обобщенной добротности и КПД фидера в виде:

$$Q_I^m = \frac{c^3 \int_0^{\infty} \omega |I(\omega)|^2 d\omega}{a^3 \int_0^{\infty} \omega^4 |I(\omega)|^2 d\omega}, \quad \eta = \frac{1}{\sqrt{1 + (Q_I^m)^2}} \approx \frac{1}{Q_I^m}. \quad (3)$$

Отметим, что соотношение (3) в случае предельного перехода к гармоническому сигналу дает известное выражение для добротности с кубической зависимостью  $ka$  в знаменателе и является дуальным по отношению к полученному ранее соотношению для ЭМА дипольного вида [5, 6]:

$$Q_I^e = \frac{c^3 \int_0^{\infty} \frac{|I^e(\omega)|^2}{\omega} d\omega}{a^3 \int_0^{\infty} \omega^2 |I^e(\omega)|^2 d\omega}. \quad (4)$$

Из соотношения (2) можно записать обобщенное сопротивление излучения электрически малой антенны рамочного типа, вписанной в сферу радиуса  $a$ :

$$Z^m = \frac{20S^2\omega^4}{c^4} + j \frac{20\omega S^2}{ca^3}. \quad (5)$$

Отсюда аналогично получаем выражение для обобщенной добротности ЭМА рамочного типа рамки, возбуждаемой источником напряжения сигналом со спектральной плотностью  $U(\omega)$ :

$$Q_U^m = \frac{c^3}{a^3} \frac{\int_0^\infty \frac{|U(\omega)|^2}{\omega} d\omega}{\int_0^\infty \omega^2 |U(\omega)|^2 d\omega}. \quad (6)$$

Аналогичным образом получается выражение (3) для ЭМА дипольного типа:

$$Q_U^e = \frac{c^3}{a^3} \frac{\int_0^\infty \omega |U^e(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^\infty \omega^4 |U^e(\omega)|^2 d\omega}. \quad (7)$$

Для сопоставления полученных аналитических оценок с результатами измерений и электродинамического моделирования реальных антенн было проведено численное моделирование антенн Вивальди [8] в ANSYS Electronics Desktop, работающих в полосе рабочих частот 1–9 ГГц (рис. 1, а) и 0,2–3 ГГц (рис. 1, б). Возбуждение антенн производилось сигналом без постоянной составляющей различной длительности и частоты заполнения. Спектры возбуждающих сигналов лежат в диапазоне от 0,15 до 3 ГГц для обеих антенн Вивальди. Таким образом, на нижних частотах спектра размеры антенн составляют порядка  $0,15\lambda \times 0,23\lambda$  для высокочастотной антенны и  $0,43\lambda \times 0,48\lambda$  для низкочастотной антенны. Из показанных на рис. 2 кривых видно, что полученная оценка выполняет роль верхней границы для сигналов большой длительности.



а



б

Рис. 1. Антенна Вивальди [8] с полосой рабочих частот: а – 1–9 ГГц; б – 0,2–3 ГГц

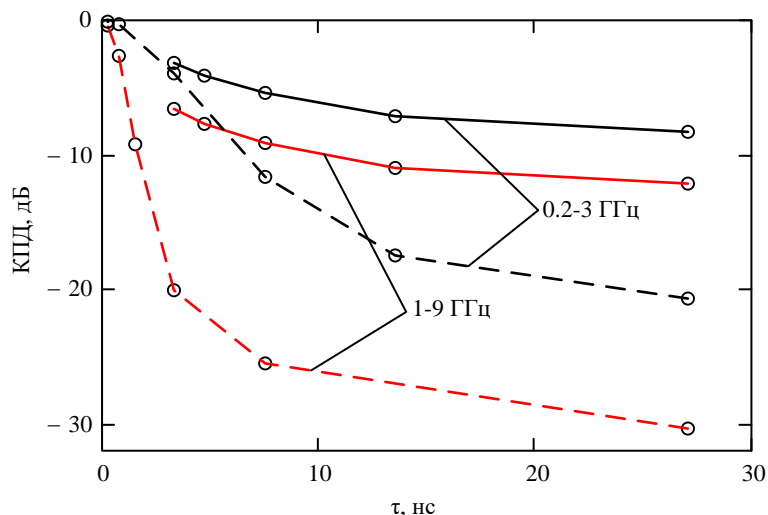


Рис. 2. Зависимости КПД от длительности возбуждающего импульса, полученные с помощью оценки по [4] (сплошные линии) и на основе моделирования в ANSYS Electronics Desktop

Таким образом, получены выражения для оценки фидерного КПД электрически малых антенн рамочного и дипольного типа в режиме излучения негармонических сигналов, которое, по аналогии с выражением Чу-Маклина, зависит от электрических размеров антенны, а также от длительности возбуждающего импульса.

#### Список литературы

1. Wiesbeck, W. Basic Properties and Design Principles of UWB Antennas / W. Wiesbeck, G. Adamiuk, C. Sturm // Proceedings of the IEEE. – Feb. 2009. – vol. 97. – № 2. – PP. 372–385,
2. Farr, E. G. Characterizing antennas in the time and frequency domains / E. G. Farr // 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. – 2017. – PP. 2057–2058.
3. McLean, J. S. A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas / J. S. McLean // IEEE Transactions on Antennas and Propagation – 1996. – vol. 44. – № 5. – P. 672.
4. Любина, Л. М. Вывод соотношения Чу-Маклина методом интегрирования по сфере конечного радиуса / Л. М. Любина, А. Ю. Одинцов, М. И. Сугак // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – 2014. – № 9. – С. 9–12.
5. Костиков, Г. А. Энергетические характеристики антенны Вивальди в режиме излучения негармонического сигнала / Г. А. Костиков, Ю. П. Саломатов, М. И. Сугак // Антенны. – 2012. – № 2. – С. 20–27.
6. Odintsov, A. Y. Formulation of the Hansen-Chu-McLean relations for the non-harmonic signals / A. Y. Odintsov, Y. P. Salomatov, M. I. Sugak, K. V. Lemberg // 2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – 2013. – PP. 1–4.
7. Антенны в режиме излучения негармонических сигналов / Под ред. Ю. П. Саломатова, М. И. Сугака. – СПб: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2012. – 172 с.
8. Пат. 209563 РФ. Ю. Г. Антонов, С. В. Балландович, Г. А. Костиков, Л. М. Любина, М. И. Сугак. Антенна Вивальди. – 2021. – опубл. 17.03.2022.

# ПАРАМЕТРЫ, ВЛИЯЮЩИЕ НА РЕЗУЛЬТАТЫ СПИРАЛЬНОЙ АНТЕННЫ ГЛОНАСС

**А.М. Живаев**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: toni.zhivaev@mail.ru

Обеспечение обмена информацией между космическим аппаратом (КА) и наземными пунктами управления является одной из главных задач. От качества и непрерывности сеансов связи КА с наземными службами зависит выполнение возложенной целевой задачи на КА [1]. Бортовые антенно-фидерные устройства (АФУ) составляют неотъемлемую часть КА как по их типу (малые или большие), так и по целевой задаче.

Спутниковые антенны ГЛОНАСС круглосуточно обеспечивают максимально точную передачу данных независимо от погодных условий: показывают местонахождение (координаты, радиус), направление, скорость любых статических, динамических объектов.

Антенны любой навигационной системы должны характеризоваться высокой точностью, большой производительностью и хорошими эксплуатационными характеристиками, требования к АФУ ГЛОНАСС должны проявлять особенными. Для осуществления требований система ГЛОНАСС в настоящее время находится на модернизации. Также необходимо модернизировать антенную систему ГЛОНАСС.

В настоящее время в действующих спутниках ГЛОНАСС используются спиральные антенны, имеющие определенный конструктив, который имеет свои недостатки. Низкий коэффициент усиления, небольшой коэффициент отражения, помимо этого, при выходе из строя одной антенны, происходит смещение фазового центра, что приводит к потере производительности спутника.

Целью работы является проведение моделирования спиральной антенны ГЛОНАСС, которая установлена на действующих спутниках.

Традиционно в качестве бортовых АФУ КА используют различные типы антенн: вибраторные, штыревые, рупорные, зеркальные, печатные и др., в том числе и спиральные антенны [2]. Спиральные антенны относятся к классу антенн бегущей волны. Они представляют собой металлическую спираль, питаемую коаксиальной линией.

На существующем макете спиральной антенны ГЛОНАСС были проведены измерения параметров антенны. Макет спиральной антенны ГЛОНАСС представлен на рис. 1.

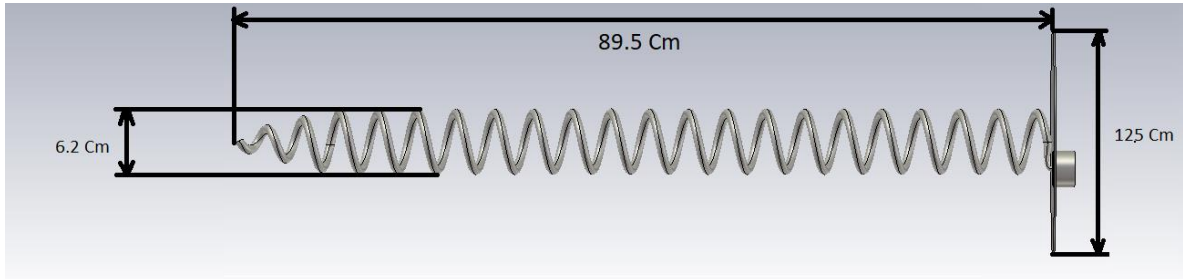


Рис. 1. Макет спиральной антенны ГЛОНАСС

Для сравнения результатов спиральной антенны в качестве параметра было выбрано изменение расстояния от спирали до отражателя антенны.

Моделирование спиральной антенны производилось в программе CST STUDIO SUITE. После моделирования спиральной антенны были произведены расчеты таких параметров как  $S_{11}$ ,  $VSWR$  на рабочей частоте антенны 1,6 ГГц.  $S_{11}$  показывает, какое количество энергии вернулось обратно. Коэффициент стоячей волны по напряжению  $VSWR$  – это отношение наибольшего значения амплитуды напряженности электрического или магнитного поля стоячей волны в пучностях линии передачи к амплитуде в узлах.

Первое моделирование спиральной антенны проводилось с расстояния 15,4 мм от спирали до отражателя. По результатам видно, что при неточном определении расстояния от спирали до отражателя, коэффициент отражения и коэффициент стоячей волны по напряжению маленький. Результат коэффициента отражения представлен на рис. 2. Результат коэффициента стоячей волны по напряжению представлен на рис. 3.

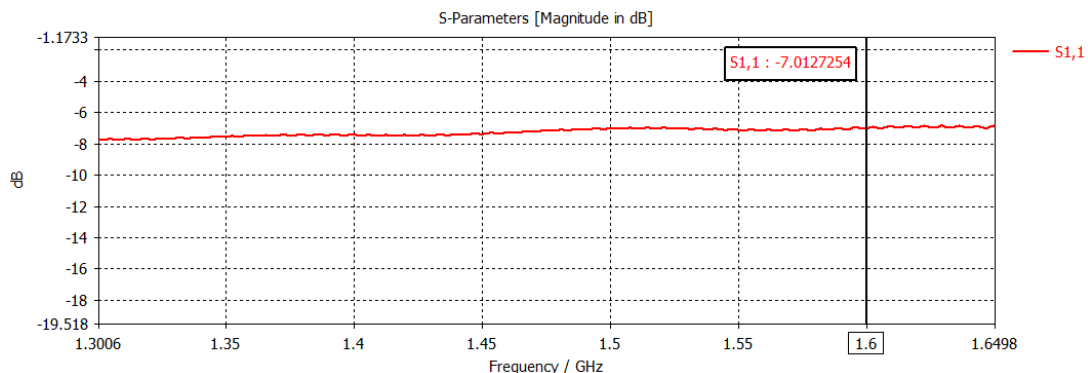


Рис. 1. Коэффициент отражения

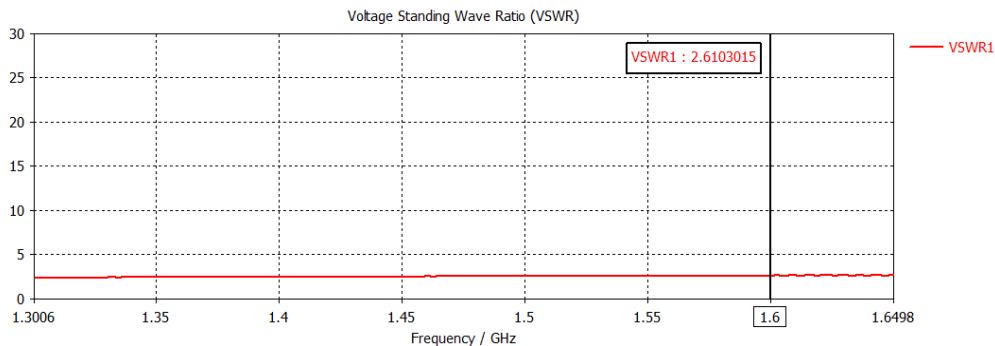


Рис. 3. Коэффициент стоячей волны по напряжению

Для получения корректных результатов спиральной антенны все параметры зависят друг от друга.

Число витков определяют усиление антенны. Диаметр катушки и шаг задают степень замедления, т. е. должны быть связаны с длиной волны. Так же расстояние от отражателя до витков напрямую зависит от характеристик спиральной антенны.

Определение точного значения расстояния от спирали до отражателя считаем по формуле:

$$l = 0,12 \cdot \lambda, \tag{5}$$

где  $\lambda$  – длина волны.

Результаты параметров  $S_{11}$  и  $VSWR$  после нахождения точного расстояния от спирали до отражателя представлены на рис. 4 и рис. 5, соответственно.

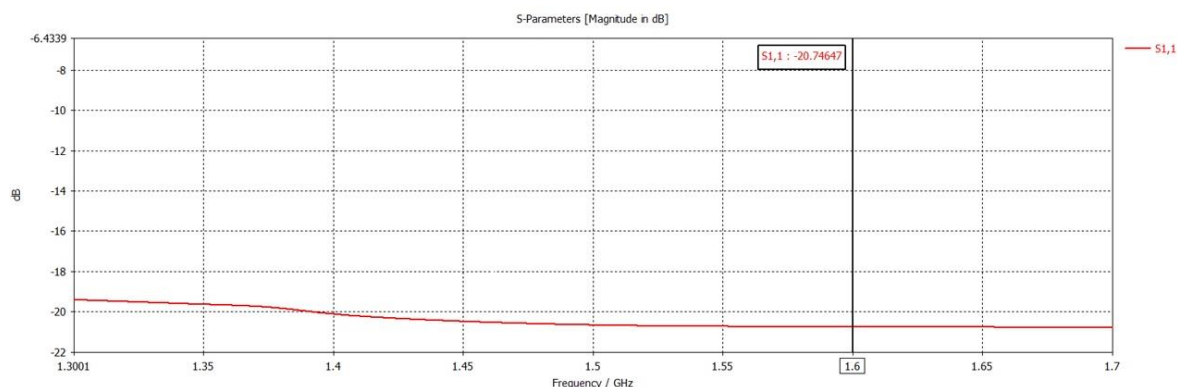


Рис. 4. Коэффициент отражения после нахождения точного расстояния от спирали до отражателя

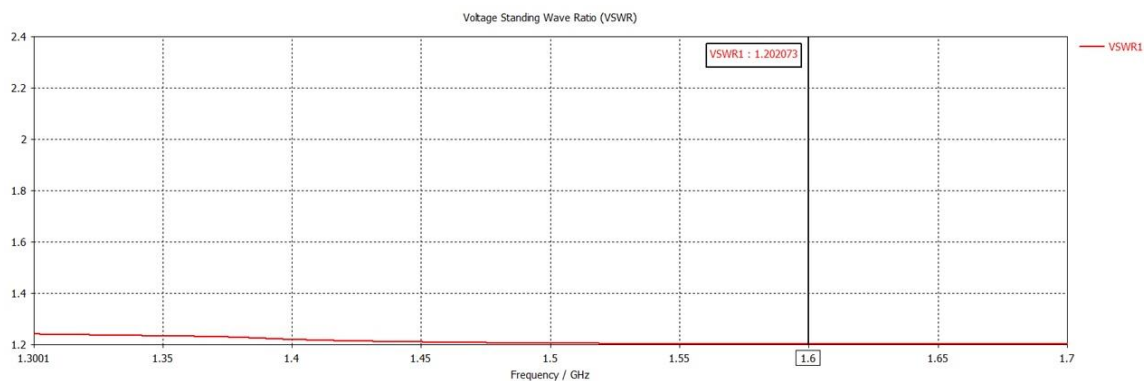


Рис. 5. Коэффициент стоячей волны по напряжению после нахождения точного расстояния от спирали до отражателя

На основании результатов эксперимента можно утверждать, что действующая система ГЛОНАСС требует модернизации, а именно модернизации в антенной системе, так как при нынешних расчетах видно, что спиральная антенна ГЛОНАСС не показывает корректные результаты работоспособности.

### Список литературы

1. Дятлов, А. П. Системы спутниковой связи с подвижными объектами: учеб. пособие. Ч.1 / А. П. Дятлов. – Таганрог; ТРТУ. – 2004. – 95 с.
2. Системы космической связи: техн. информация. – URL: <https://epizodsspace.airbase.ru/bibl/a-i-k/1962/sistemy-svazi.html>.
3. Пантелеймонов, И. Н. Системный анализ, управление космическими аппаратами, обработка информации и системы телеметрии / И. Н. Пантелеймонов. – 2018, – Т. 5, вып. 2. – С. 73–83.



## РАСЧЕТ ШУМОВОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ БОРТОВЫХ АНТЕНН, РАСПОЛАГАЕМЫХ НА ПРОИЗВОЛЬНОЙ ОРБИТЕ

**Ю.В. Воробьева, Н.В. Морозов, И.Г. Крюков, Т.С. Осипенко**

АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнева»  
662972, Железногорск, ул. Ленина, 52  
E-mail: vorobevayv@iss-reshetnev.ru

Представлена методика для расчета шумовой температуры приемных антенн космических аппаратов, располагаемых на произвольной орбите. Показано, что используя известную аналитическую или измеренную зависимость коэффициента усиления  $G(\theta\phi)$ , возможно рассчитать шумовую температуру антенны.

Характеристики существующих телекоммуникационных систем в значительной мере зависят от соотношения сигнал-шум на входе приемных устройств бортового ретранслятора. Важным параметром приемной системы является соотношение  $G/T$ , представляющее собой коэффициент усиления антенны, деленный на суммарную шумовую температуру приемной системы. Приемник и его составные части вносят свой собственный вклад в данное соотношение.

Другим, не менее значимым, источником шумов является бортовая антенна, обеспечивающая прием радиосигналов от земных станций. При этом, помимо коэффициента усиления антенны, ее зона обслуживания, определяемая в общем виде формой и шириной диаграммы направленности, является важным фактором, который необходимо учитывать при расчете шумовой температуры приемной системы в целом и антенны в частности.

Шумовая температура антенны может быть представлена в виде двух составляющих, одной из которых являются собственные шумы, возникающие в результате омических потерь в составных частях антенны и антенно-фидерном тракте, идущем от нее к приемнику, а второй – шумы, которая антенна регистрирует из окружающего пространства.

Омические потери реальной антенны и ее тракта могут быть легко получены путем прямых измерений и, как правило, не представляет никакой сложности учесть их вклад в системную характеристику  $G/T$ . В то же время определение вклада шумов от окружающего пространства, который для бортовой антенны космического аппарата складывается из следующих источников: Земли, фонового космического излучения, солнечной радиации и самого космического аппарата, – является важной и актуальной задачей, особенно с учетом отсутствия специального коммерческого программного обеспечения для проведения таковых вычислений [1].

### Методика расчета шумовой температуры бортовых антенн

В настоящей работе представлены результаты моделирования и расчета основных характеристик контурной зеркальной антенны С, Ку-диапазонов частот, устанавливаемой на геостационарном комическом аппарате, в том числе и ее шумовой температуры. Антенна представляет собой офсетную однозеркальную конструкцию с двумя облучателями и рефлектором специальной формы диаметром 2400 мм, который позволяет формировать контурную ДН в пределах заданной территории. Моделирование данной антенны проводилось в ПО POS и GRASP. Были использованы полученные значения коэффициента направленного действия, также на основе сформированного бюджета омических потерь антенны получены значения шумовой температуры антенны. Расчет проводился с использованием оцифрованной карты яркостной температуры Земли в специальном ПО собственной разработки для случая приема в Ку-диапазоне частот.

На рис. 1 представлен габаритный эскиз антенны и ее собственная азимутально-угломестная система координат, в секторе углов наблюдения которой определены ее характеристики направленности кополярной и кроссполяризационной компонент поля в дальней зоне.

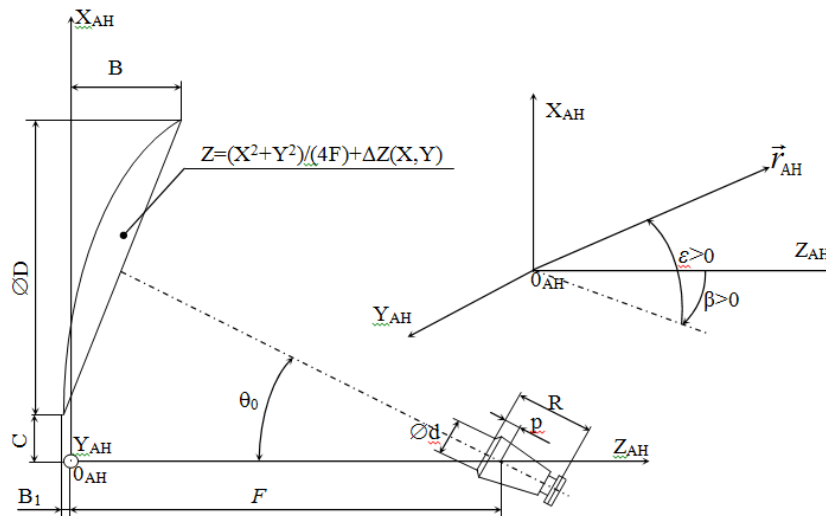


Рис. 1. Геометрия однозеркальной антенны с облучателем, вынесенным из апертуры, и ее СК

В общем случае шумовая температура антенны  $T_{ш.ан.}$  определяется по следующей формуле [2]:

$$T_{ш.ан.} = \frac{\int_{\Omega} G(\Omega) T_{яр.}(\Omega) d\Omega}{\int_{\Omega} G(\Omega) d\Omega}, \quad (1)$$

где  $G(\Omega)$  – значение КУ-антенны в направлениях наблюдения внутри сферы  $\Omega$ ;  $T_{яр.}(\Omega)$  – значение яркостной температуры в направлениях наблюдения внутри сферы  $\Omega$ .

Так как  $G(\Omega)$  находится как в числителе, так и знаменателе (1), то его можно заменить как на распределение КНД  $D(\Omega)$ , так и на нормированную или ненормированную ДН.

В ПО GRASP в выходных файлах \*.grd обычно расчетное распределение поля антенны в дальней зоне задается комплексными значениями его кополярной и кроссполяризационной составляющих  $\dot{E}_{cop}$ ,  $\dot{E}_{cr}$  (их действительными и мнимыми значениями) в регулярном наборе направлений наблюдения сигнала в некотором секторе углов азимутально-угломестной СК антенны или СК КА. Причем значения КНД кополярной  $D_{cop}(\varepsilon, \beta)$  и кроссполяризационной  $D_{cr}(\varepsilon, \beta)$  компонент поля связаны с ними следующим образом:

$$D_{cop}(\varepsilon, \beta) = |\dot{E}_{cop}(\varepsilon, \beta)|^2 = [\text{Re}\{\dot{E}_{cop}(\varepsilon, \beta)\}]^2 + [\text{Im}\{\dot{E}_{cop}(\varepsilon, \beta)\}]^2, \quad (2)$$

$$D_{cr}(\varepsilon, \beta) = |\dot{E}_{cr}(\varepsilon, \beta)|^2 = [\text{Re}\{\dot{E}_{cr}(\varepsilon, \beta)\}]^2 + [\text{Im}\{\dot{E}_{cr}(\varepsilon, \beta)\}]^2. \quad (3)$$

Таким образом, определяемая (1) шумовая температура антенны  $T_{ш.ан}$  после преобразований пространственных интегралов к двойным в азимутально-угломестной СК антенны для кополярной компоненты поля может быть приведена к следующему виду:

$$T_{ш.ан.cop} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} D_{cop}(\varepsilon, \beta) T_{яр.}(\varepsilon, \beta) \cos \varepsilon d\varepsilon d\beta}{\int_0^{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} D_{cop}(\varepsilon, \beta) \cos \varepsilon d\varepsilon d\beta} \approx \frac{\int_{\beta_N}^{\beta_K} \int_{\varepsilon_N}^{\varepsilon_K} D_{cop}(\varepsilon, \beta) T_{яр.}(\varepsilon, \beta) \cos \varepsilon d\varepsilon d\beta}{\int_{\beta_N}^{\beta_K} \int_{\varepsilon_N}^{\varepsilon_K} D_{cop}(\varepsilon, \beta) \cos \varepsilon d\varepsilon d\beta}, \quad (4)$$

где  $\varepsilon_N$ ,  $\varepsilon_K$  – начальное и конечное значение угла места сектора углов наблюдения сигнала антенны в ее собственной СК или СК КА;  $\beta_N$ ,  $\beta_K$  – начальное и конечное значение азимута сектора углов наблюдения сигнала антенны в ее собственной СК или СК КА.

Для оценки влияния кроссполяризационной компоненты поля на шумовую температуру антенны можно рассчитать ее значение по суммарной составляющей поля:

$$T_{ш.ан.sum} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} D_{sum}(\varepsilon, \beta) T_{яр.}(\varepsilon, \beta) \cos \varepsilon d\varepsilon d\beta}{\int_0^{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} D_{sum}(\varepsilon, \beta) \cos \varepsilon d\varepsilon d\beta} \approx \frac{\int_{\beta_N}^{\beta_K} \int_{\varepsilon_N}^{\varepsilon_K} D_{sum}(\varepsilon, \beta) T_{яр.}(\varepsilon, \beta) \cos \varepsilon d\varepsilon d\beta}{\int_{\beta_N}^{\beta_K} \int_{\varepsilon_N}^{\varepsilon_K} D_{sum}(\varepsilon, \beta) \cos \varepsilon d\varepsilon d\beta}, \quad (5)$$

где  $D_{sum}(\varepsilon, \beta)$  – значения КНД в направлениях наблюдения по суммарной компоненте поля.

## Результаты расчета

На рис. 2 представлены расчетные контуры КНД контурной антенны на крайних частотах Ку-диапазона, полученные по результатам анализа в ПО GRASP.

Для численного расчета шумовой температуры антенны  $T_{ш.ан.}$  с помощью формул (4) и (5) требуется в регулярной сетке дискретизации сектора углов наблюдения сигнала антенны в ее собственной СК или СК КА наличие расчетной (или измеренной) ДН (КНД) антенны (файл типа выходного численного файла ПО GRASP \*.grd) и значения яркостной температуры в точках данной сетки, которые вне поверхности Земли определяются яркостной температурой космического пространства, соответствующей 4 °К, а на ее поверхности – набором значений яркостной температуры Земли в соответствующем наборе точек с заданными географическими координатами.

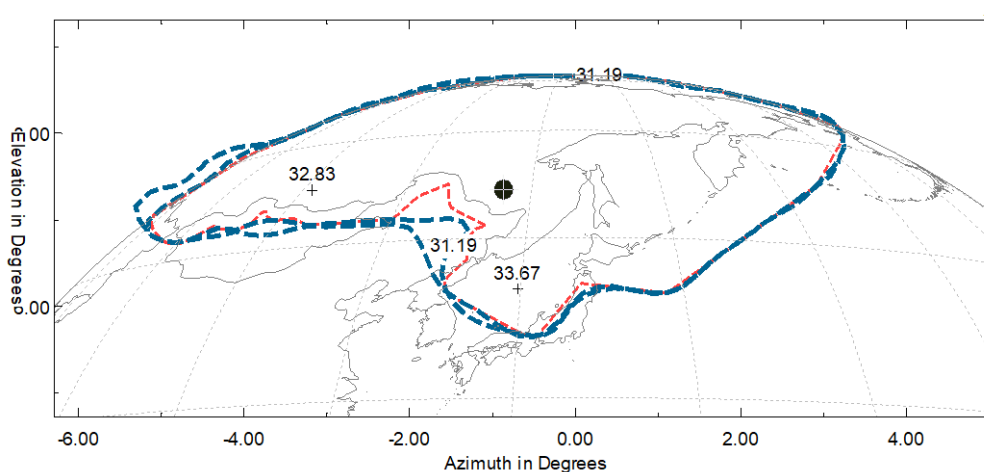


Рис. 2. Расчетные контуры КНД контурной антенны в Ку-диапазоне частот

Шумовая температура антенны вычисляется выполнением интегрирования по полной сфере произведения направленности в заданном направлении и яркостной температуры в том же направлении.

Интегрирование включает вклады от следующих источников: Земли, фонового космического излучения (принимается равным 4 °К) и КА (423 °К). Дополнительно, расчет учитывает вклады от перелива мощности от рупора за кромку рефлектора и омические потери в антенне в соответствии с формулами:

$$T_{ant} = \frac{T_r}{L_1 L_2} + \frac{T_s}{L_2} + T_{loss}, \quad (6)$$

$$T_{loss} = \left(1 - \frac{1}{L_1}\right) T_1 + \left(1 - \frac{1}{L_2}\right) T_2, \quad (7)$$

где  $T_r$  – яркостная температура антенны, полученная в результате интегрирования;  $T_s$  – шумовая температура, полученная в результате перелива мощности от облучателя в ПО GRASP;  $L_1$  – омические потери рефлектора;  $T_1$  – физическая температура рефлектора;  $L_2$  – омические потери облучателя в сборе;  $T_2$  – физическая температура облучателя в сборе.

Значения физических температур элементов, использованные при расчете и приведенные в табл. 1, взяты в соответствии с типовыми температурами антенн на существующих КА.

Таблица 1

**Омические потери антенны и температура ее элементов**

Омические потери антенны и температуры		Температура, °К	Потери, дБ
Облучатель в сборе	Диплексер	420	0,22
	Облучающая система	420	0,25
Рефлектор		400	0,13
Перелив от облучателя (4 %)		4	0,1 (HRMs)

Для анализа в качестве ДН антенны использовался предварительно полученный файл данных в формате \*.grd.

В качестве исходных данных для использования в расчете шумовой температуры антенны яркостная температура земли принимается в соответствии с табулированным файлом яркостной температуры поверхности Земли (см. рис. 3).

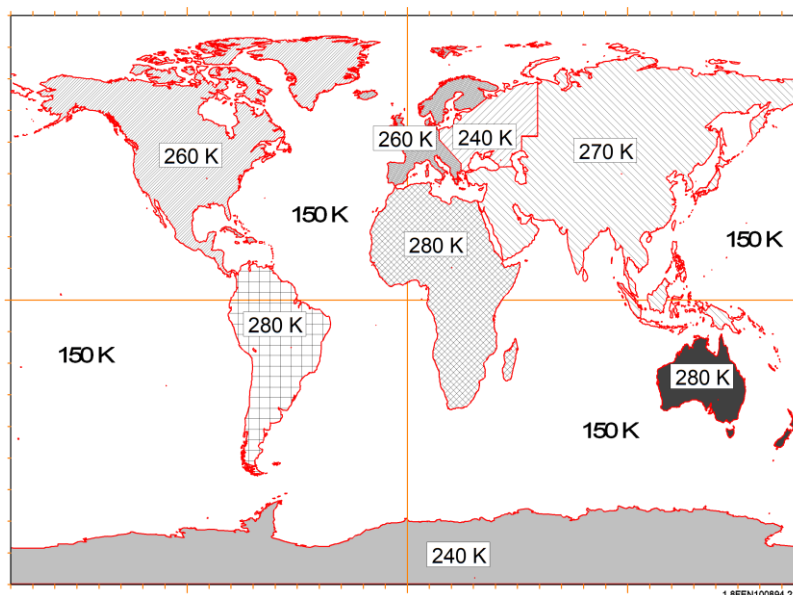


Рис. 3 Яркостная температура Земли

В результате расчета яркостной температуры антенны на нижней частоте Ку-диапазона с использованием разработанного алгоритма получено значение 162,395 °К.

Результаты расчета шумовой температуры антенны для нижней частоты рабочего диапазона с учетом всех составляющих приведены в табл. 2.

Таблица 2

<b>Шумовая температура антенны</b>	
Составляющая	Температура, °К
Шумовая температура антенны, найденная по карте	162,395
Шумовая температура антенны с учетом омических потерь	138,89
Омические потери облучателя в сборе	51,66
Омические потери рефлектора	11,79
Перелив от облучателя	0,16
<b>Итоговая шумовая температура</b>	<b>202,34</b>

Полученное расчетное значение шумовой температуры значительно ниже, чем обычно принимаемое при предварительных инженерных расчетах ( $T_{\text{шум}} - 290$  °К).

### **Заключение**

Таким образом, представленные в настоящей работе методика и компьютерная программа на ее основе позволяют проводить инженерные расчеты значений шумовой температуры приемных антенн, располагаемых на КА на ГСО, так и на любом другом виде орбит, определяемой шумами земной поверхности и космического пространства.

### **Список литературы**

1. Schiavon, G. Improving satellite antenna temperature estimation by high-resolution emission model of the earth / G. Schiavon, P. Ferrazzoli, L. Guerriero // Ingegneria DISP, Tor Vergata University Via di Tor Vergata 110, I-00133 Rome, Italy.
2. Dybdal, R. Communication satellite antennas: system architecture, technology, and evaluation / R. Dubdal. – New York. – 2009 – 19 p.

## СИНТЕЗ ДВУХДИАПАЗОННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ MIMO 4 x 4 ДЛЯ СЕТЕЙ Wi-Fi

**В.С. Соколов, М.А. Степанов**

Новосибирский государственный технический университет,  
630073 Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20  
E-mail vady.sokol@gmail.com

Предложена топология печатной двухдиапазонной приемо-передающей антенной решетки системы MIMO  $4 \times 4$  с поляризационным разделением каналов. Произведен расчет антенной решетки диапазона Wi-Fi 2,45 ГГц и 5,5 ГГц. Проведено математическое моделирование антенной решетки в свободном пространстве и в корпусе точки доступа. Установлено влияние корпуса точки доступа. Приведены геометрические размеры антенной решетки, полоса пропускания, КСВН, диаграмма направленности и коэффициент усиления антенны. Антенная решетка рекомендуется к использованию для стационарных точек доступа Wi-Fi в местах большого скопления людей.

Скорость передачи информации по каналам Wi-Fi зависит от полосы пропускания канала. Расширить полосу не предоставляется возможным, так как частотный диапазон строго разделен. Один из возможных способов увеличения скорости передачи информации между абонентом и провайдером это использование системы MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), когда передача и прием ведутся с использованием нескольких антенн [1–2].

Благодаря поляризационному разделению каналов из одного канала мы получаем два ортогонально разнесенных независимых канала. Взаимное влияние поляризационно разнесенных каналов теоретически исключено, на практике мы получаем изоляцию порядка 30 дБ.

Влияние одного модема на другой обусловлено слабой направленностью антенн, используемых в этих устройствах. Уменьшить взаимное влияние устройств можно с помощью использования направленных антенн. В бытовых условиях это сделать сложно, так как сложно организовать зону покрытия Wi-Fi строго в пределах квартиры. Для массового покрытия зоны Wi-Fi и уменьшения уровня помех, вносимых соседними устройствами, могут применяться высоконаправленные антенны решетки. Целью данной работы является синтез двухдиапазонной антенной решетки, обладающей высокими направленными свойствами и низкой стоимостью.

Синтез антенной решетки начинается с выбора типа излучателя, наиболее подходящим является полуволновый диполь, обеспечивающий ширину диаграммы направленности в плоскости  $E$ , равную  $78^\circ$ .

Материалом подложки был выбран FR-4, так как на обоих диапазонах Wi-Fi он показывает приемлемые характеристики для СВЧ-линий передачи [3]. С учетом уменьшения погонного затухания в материале и обеспечения необходимой жесткости конструкции антенны выберем толщину диэлектрической подложки, равную 0,5 мм.

Нижний диапазон Wi-Fi подразумевает работу на трех основных каналах: 2412 МГц, 2437 МГц, 2472 МГц. Центральной частотой данного диапазона является 2450 МГц, далее расчет будет вестись для центральной частоты. Длина волны в свободном пространстве составляет 122 мм с учетом современных требований к миниатюризации антенн, относительная диэлектрическая проницаемость материала в значительной степени позволяет уменьшить геометрические размеры антенн. Относительная диэлектрическая проницаемость материала FR-4 составляет 4,3, тогда длина волны в диэлектрике уменьшится до 68 мм [4], что позволит сделать антенну более компактной. Топология излучателя представлена на рис. 1.

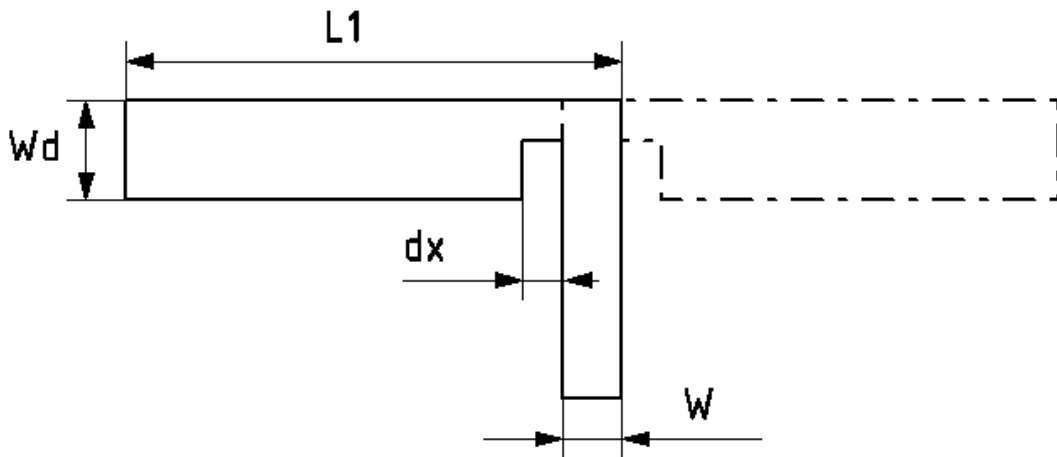


Рис. 1. Топология одиночного излучателя

Геометрические размеры излучателя, представленного на рис. 1:  $Wd = 5$  мм;  $L1 = 24,16$  мм;  $dx = 0,5$  мм;  $W = 1,95$  мм.

Для формирования необходимой ширины диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях, было принято решение о синтезе двухэлементной антенной решетки. Разнесение излучателей в вертикальной плоскости позволит получить коэффициент усиления  $11$   $dBi$  [5]. Расстояние между центрами излучателей равно  $82$  мм. Синтезированная антенная решетка представлена на рис. 2.



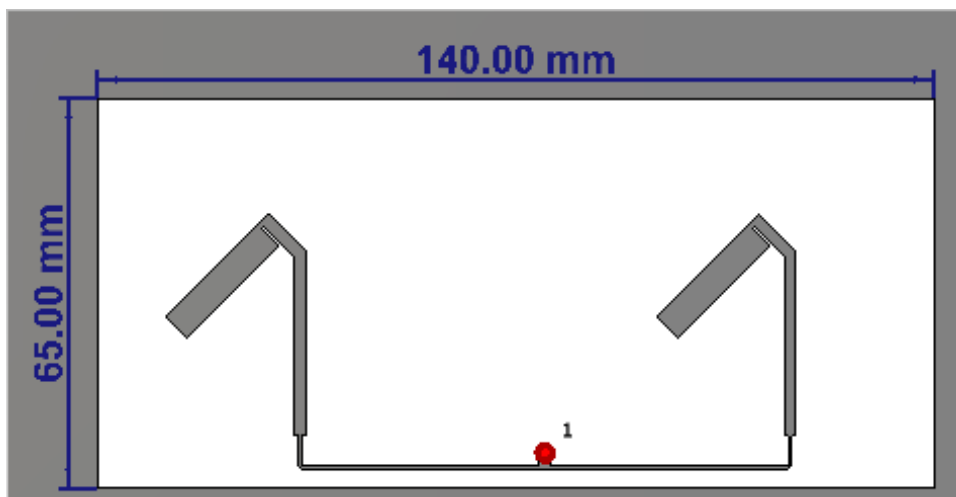


Рис. 2. Топология антенной решетки

Направленные свойства антенной решетки напрямую зависят от расстояния до рефлектора антенны. Для увеличения коэффициента усиления в 4 раза расстояние до рефлектора должно составлять четверть длины волны [6]. В результате моделирования установлено, что данное расстояние может быть уменьшено без значительных потерь в коэффициенте усиления. С учетом необходимых габаритных размеров рефлектор антенны находится на расстоянии 16 мм и представляет собой металлический лист толщиной 1 мм. КСВН представлен на рис. 3.

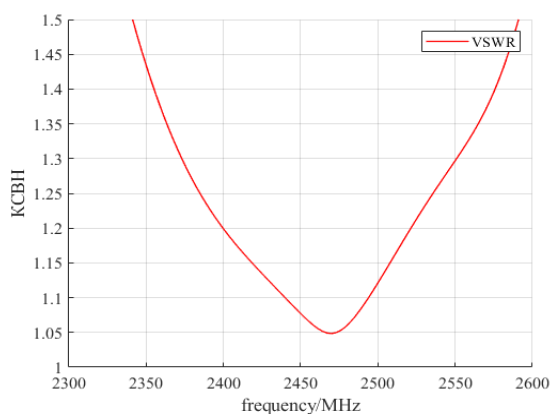


Рис. 3. КСВН

Полученный график позволяет оценить согласование антенны в диапазоне рабочих частот. КСВН не превышает 1,2, что характеризует ее высокое согласование с питающей фидерной системой и позволяет использовать данную антенную решетку не только в качестве приемной, но и передающей.

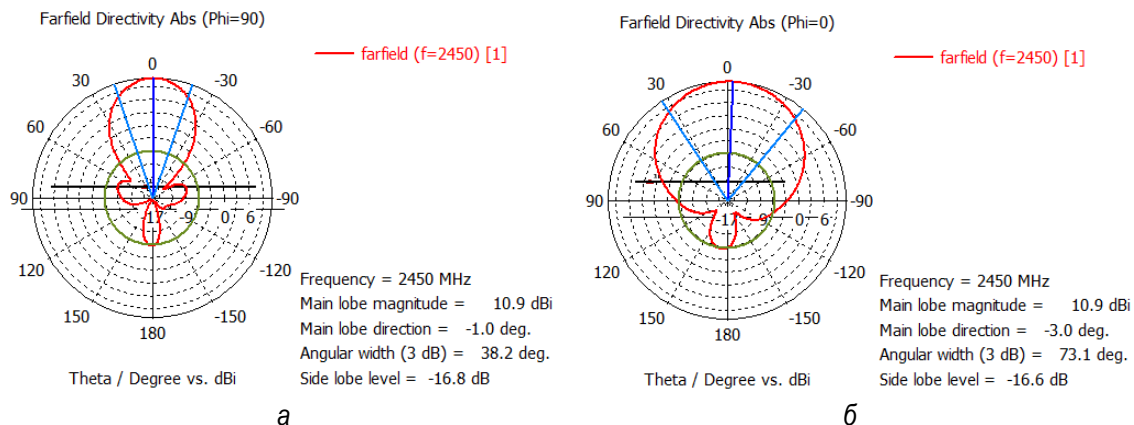


Рис.4. ДН: а – вертикальная плоскость; б – горизонтальная плоскость

Верхний диапазон рабочих частот Wi-Fi от 5,1 до 5,9 ГГц, каналы, используемые в данном диапазоне: 5180 МГц, 5300 МГц, 5300 МГц, 5500 МГц, 5660 МГц, 5805 МГц. Топология антенной решетки представлена на рис. 5.

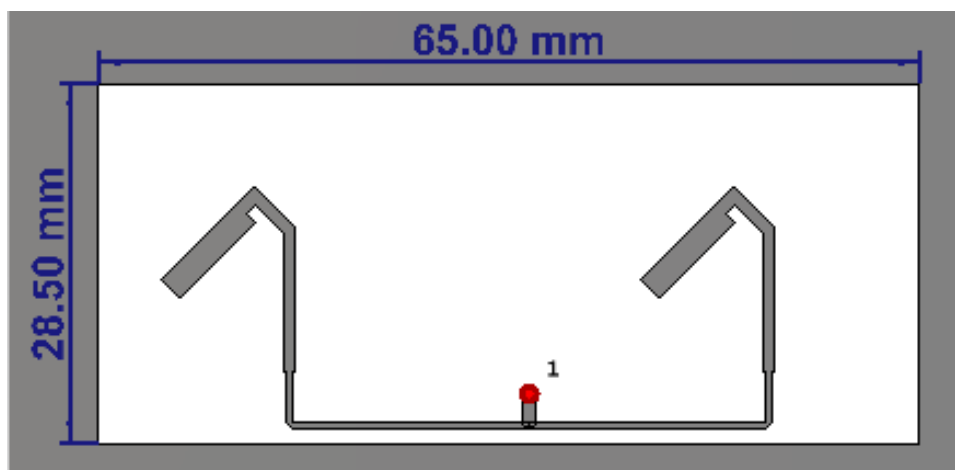


Рис. 5. Топология антенной решетки диапазона Wi-Fi 5,5

Геометрические размеры излучателя, представленного на рис. 5:  $Wd = 2$  мм;  $L1 = 10$  мм;  $dx = 1$  мм;  $W = 0,95$  мм. Расстояние между центрами излучателей равно 38 мм (рис. 6).

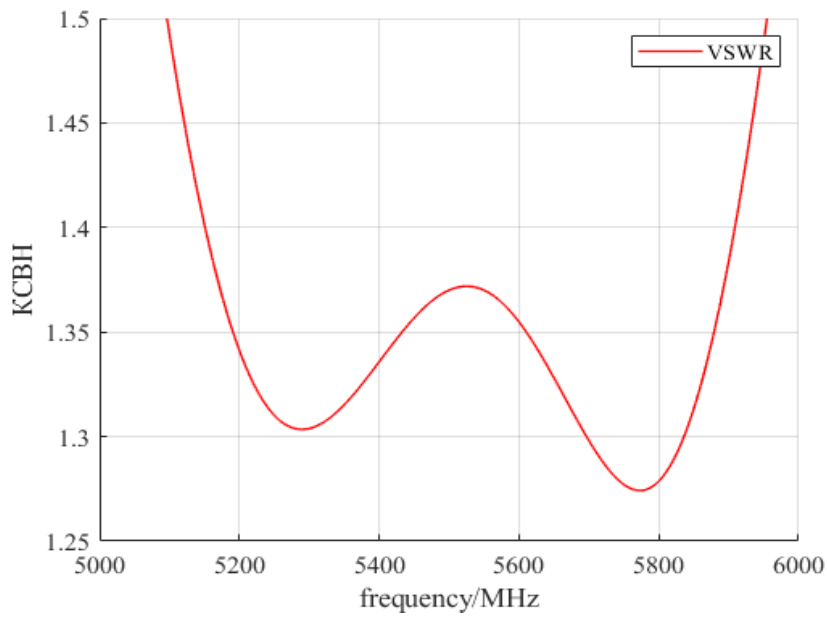
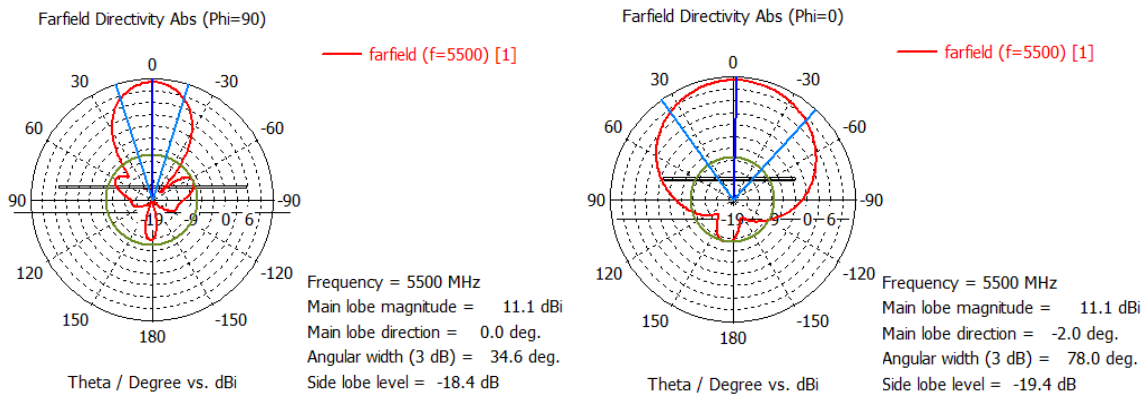


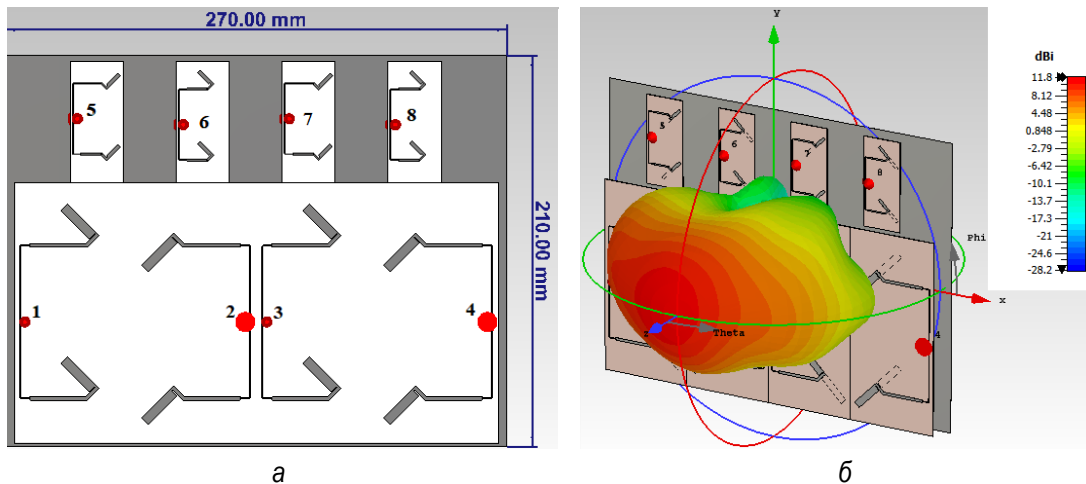
Рис. 6. КСВН



а

б

Рис. 7. ДН: а – вертикальная плоскость; б – горизонтальная плоскость



а

б

Рис. 8. Решетка: а – топология антенной решетки; б – объемная ДН

В результате синтеза антенной решетки получены следующие характеристики: ширина диаграммы направленности в вертикальной плоскости для обоих частотных диапазонов не превышает  $40^\circ$ , в горизонтальной плоскости не превышает  $78^\circ$ . Коэффициент усиления антенны составил  $11,8 \text{ dBi}$ . Максимальное значение КСВН в полосе рабочих частот не превышает 1,5.

Таким образом, синтезированная антенная решетка обладает высокими направленными свойствами, низкой стоимостью, высокой технологичностью производства, высокой повторяемостью за счет использования метода изготовления печатных плат. В результате моделирования установлено, что влияние стандартного корпуса точки доступа не вносит искажений характеристик. Корпус точки доступа выполнен из металла, крышка корпуса точки доступа была выполнена из поликарбоната толщиной 3 мм и относительной диэлектрической проницаемостью 2,9. Антенная решетка располагается в крышке точки доступа. Антенна рекомендуется к использованию для стационарных точек доступа Wi-Fi в местах большого скопления людей, таких как станции метро и стадионы. За счет высокой направленности излучения и секторного облучения влияние на соседние точки доступа минимально, что позволит уменьшить потери пакетов данных, соответственно, увеличить скорость передачи данных.

#### Список литературы

1. Levy Olivia Nur. MIMO  $4 \times 4$  hexagonal microstrip array antenna for 15 GHz application / Levy Olivia Nur, Alvian Raharjo Aji, and Budi Syihabuddin // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2018. – Vol. 620. – P. 012096.
2. Shailesh Jayant. Compact  $4 \times 4$  Proximity Coupled Microstrip Fed UWB Stepped Slot MIMO Antenna Having Triple Band Rejection / Shailesh Jayant and Garima Srivastava // Wireless Personal Communications. – 2021. – № 119. – PP. 3719–3734.
3. Sokolov, V. S. Synthesis of a Dual-Band Circular Polarization Antenna for Global Navigation Satellite System GLONASS / V. S. Sokolov, M. A. Stepanov // in Actual problems of electronic instrument engineering (APEIE–2021): proc. of the 15 intern. sci. and techn. conf. – Novosibirsk. – Nov. 2021. – PP. 299–302.
4. Устройства СВЧ и антенны. Методические указания к контрольным работам для студентов 2 курса РЭФ / В. Ф. Ким. – Изд-во НГТУ, 2002. – 23 с.
5. Kishana Ram Kashwan. High Gain Patch Array Antenna for 5G Network Communication and IoT Applications / Kishana Ram Kashwan // in International Conference on Internet of Things and Connected Technologies ICIoTCT 2019, Switzerland. – 2019. – Vol. 1122.
6. Устройства СВЧ и антенны: учебник для вузов по направлению подготовки «Радиотехника» / Д. И. Воскресенский и др. – М.: Радиотехника, 2006. – 376 с.

**Секция**  
**«ЭЛЕКТРОНИКА И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»**

---

**АВТОМАТИЗАЦИЯ ЭПР-СПЕКТРОМЕТРА SE/X-2544**

**Д.А. Великанов**

Институт физики им. Л. В. Киренского Сибирского отделения Российской академии наук  
обособленное подразделение ФИЦ КНЦ СО РАН  
660036, Россия, г. Красноярск, ул. Академгородок, 50/38  
E-mail: dpona1@gmail.com

Описана автоматизация ЭПР-спектрометра трехсантиметрового диапазона типа SE/X-2544. Приведена схема обмена данными между блоками спектрометра и компьютером. Рассмотрен алгоритм работы оригинального контроллера и его принципиальная электрическая схема.

Спектрометры электронного парамагнитного резонанса (ЭПР) используются для регистрации ЭПР-спектров многообразных веществ, находящихся в различных агрегатных состояниях: кристаллов, порошков, жидкостей, газов.

Радиоспектрометр типа SE/X-2544 фирмы «Радиопан» (г. Познань, Польша) [1] с рабочей частотой 9400 МГц (X-диапазон) предназначен для наблюдения и регистрации первой либо второй производной сигнала поглощения ЭПР в широком диапазоне мощности СВЧ (до 400 мВт) при высокочастотной (100 кГц) или низкочастотной (80 Гц) модуляции магнитного поля, измерения количества парамагнитных центров в исследуемом веществе, а также проведения температурных исследований в широком интервале температур.

География распространения ЭПР-спектрометров типа SE/X-2544 в России весьма обширна. Они эксплуатируются и в научно-исследовательских институтах, и в национальных университетах [2], таких как Институт органической и физической химии (г. Казань), Уфимский институт химии, Институт проблем химической физики (г. Черноголовка), Балтийский федеральный университет (г. Калининград), Институт физики (г. Красноярск).

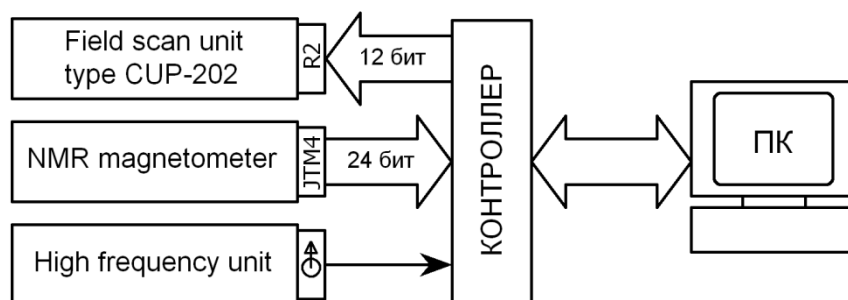


Рис. 1. Схема обмена данными между блоками радиоспектрометра SE/X-2544 и компьютером

Данный прибор находит широкое применение как при физико-химических, так и при медико-биологических исследованиях [3–9]. Для отображения ЭПР-спектров спектрометры типа SE/X-2544 в заводском исполнении оснащены встроенным графопостроителем, что на практике, особенно при проведении большого объема исследований, оказывается не совсем удобным. Автоматизация процесса измерений, обеспечивающая к тому же сохранение данных в электронном виде, позволяет существенно повысить эргономичность и производительность научных исследований.

Обмен данными между IBM-совместимым компьютером и спектрометром осуществляется посредством специализированного контроллера (рис. 1). Контроллер подключен к LPT-порту, работающему в режиме Nibble Mode, в котором для ввода данных в компьютер используются пять линий состояния: ERROR, SELECT, PAPER OUT, ACKNLG, BUSY [10]. При этом входящие биты занимают в информационном слове позиции от D3 до D7. Вычисление числовых значений производится в несколько этапов с применением операций сдвига, маскирования и сложения.

Развертка магнитного поля осуществляется с помощью блока «Field scan unit type CUP-202». Управляющий код поступает из контроллера по 12-разрядной шине. Измерение индукции магнитного поля производится магнитометром на основе ядерного магнитного резонанса (ЯМР), входящего в состав ЭПР-спектрометра SE/X-2544. Величина индукции отражается на цифровом индикаторе блока «NMR magnetometer» и передается в контроллер по шине, имеющей 24 разряда. Также в контроллер поступает аналоговый сигнал от блока «High frequency unit», несущий информацию об ЭПР-спектре.

Немаловажным представляется то, что контроллер выполнен целиком и полностью из комплектующих отечественного производства, что в нынешнее санкционное время является крайне актуальным.

Контроллер изготовлен из микросхем большой и средней степени интеграции.

Принципиальная электрическая схема разработанного контроллера представлена на рис. 2. 8-битная шина данных D0–D7 LPT-порта задействована как для передачи информации, необходимой для обеспечения развертки магнитного поля, так и для управления контроллером при вводе данных в компьютер. Линии D0–D3 отвечают за передачу полубайтов 12-разрядного двоичного числа в D-триггеры M11–M13. Запись информации происходит по положительному перепаду синхронизирующих импульсов, которые подаются по линии STROBE и распределяются поочередно между триггерами с помощью дешифратора M8 и элементов 2ИЛИ M10-1, M10-2, M10-3.

Синхроимпульс с выхода M10-3 запускает одновибратор на основе D-триггера M9-1, который, в свою очередь, запускает одновибратор M9-2. Первый одновибратор отвечает за запись в регистры M3–M5 показаний 6-значного ЯМР-измерителя магнитной индукции. Второй одновибратор обеспечивает одномоментную передачу данных из D-триггеров M11–M13 в регистр M14 и D-триггер M15 с последующей фиксацией информации. Сформированный таким образом 12-разрядный двоичный код по шине A0–A11 поступает в блок развертки магнитного поля спектрометра, где управляет электронными ключами, переключающими обмотки трансформатора в задатчике поля [1].

Одновибратор M9-2, кроме того, переводит АЦП M1 в режим преобразования. Быстродействующий АЦП M1 типа 1113ПВ1А преобразует поступающее на его вход напряжение в 10-разрядный параллельный двоичный код. Два младших разряда кода поступают на входы мультиплексора M7, а все остальные разряды – на входы микросхемы M2, содержащую два четырехканальных формирователя.

Линии D4–D7 шины данных LPT-порта предназначены для управления мультиплексором M7, дешифратором M8 и активации выходов двух формирователей M6 с тремя состояниями на выходе, которые подключены к шине состояния LPT-порта. В свою очередь, дешифратор M8, помимо распределения стробирующих импульсов, осуществляет коммутацию выходов микросхем M2–M5 с тремя состояниями, нагруженных на общую шину, которая подключена к входам формирователей M6. К линии BUSY шины состояния также подключен выход мультиплексора M7. Такое схемотехническое решение позволяет по шинам с ограниченным числом линий передавать многоразрядные числа.

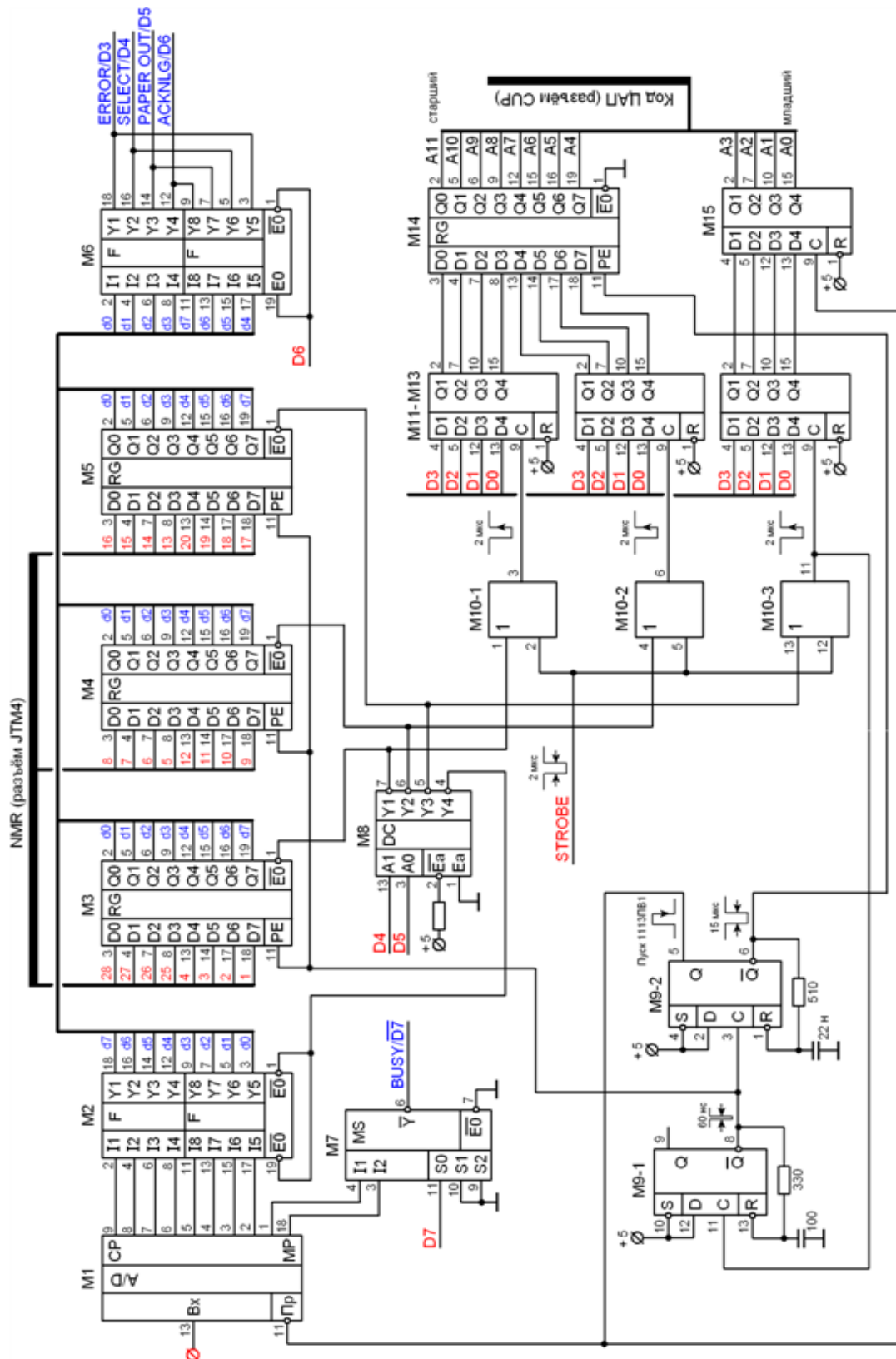


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема контроллера: M1 – К1113ПВ1А, M2 – К555АП5, M3–M5, M14 – К555ИР22, M6 – К555АП4, M7 – К555КП15, M8 – К555ИД4, M9 – К555ТМ2, M10 – К155ЛЛ1, M11–M13, M15 – К555ТМ8



Программное обеспечение написано на языке программирования DELPHI. Управление разверткой магнитного поля осуществляется как в одну, так и в обратную сторону. Предусмотрено несколько различных скоростей сканирования поля.

Установка центрального значения индукции магнитного поля и диапазона сканирования производится с помощью многопозиционных галетных переключателей, расположенных на лицевой панели блока «Field controller» ЭПР-спектрометра.

Исследуемые ЭПР-спектры отображаются на экране монитора в режиме реального времени. Снятые спектры записываются в виде txt-файлов на жесткий диск компьютера и могут быть в дальнейшем обработаны в специализированных программах для анализа и визуализации данных, таких как Microcal Origin [11] либо SigmaPlot [12].

### Список литературы

1. EPR spectrometer SE/X 2544. Instruction manual. Connection diagrams, component list, printed boards views. PDP Radiopan. – Polska academia nauk. Poznań, 1986.
2. Лаборатории магнитного резонанса в России, 2015–2016. – URL: [http://cmr.spbu.ru/wp-content/uploads/Booklets/MR\\_laboratories\\_in\\_Russia\\_2015-2016.pdf](http://cmr.spbu.ru/wp-content/uploads/Booklets/MR_laboratories_in_Russia_2015-2016.pdf).
3. Воротынов, А. М. ЭПР-исследования системы  $Mn_xV_{1-x}S$  / А. М. Воротынов, Г. В. Лосева // ФТТ. – 1996. – Т. 38. – № 3. – С. 933–938.
4. Петраковская, Э. А. Суперпарамагнетизм частиц магнетита в порошковом фуллерите  $C_{60}$  / Э. А. Петраковская, В. Г. Исакова, О. А. Баюков, Д. А. Великанов // ЖТФ. – 2005. – Т. 75. – № 6. – С. 117–120.
5. Kashkina, L. V. Synergy Nanostructuring Carbon Materials Based on Cavitation Technologies / L. V. Kashkina, V. A. Kulagin, O. P. Stebeleva, D. S. Likhachev, E. A. Petrakovskaya // Journal of Siberian Federal University. Engineering and Technologies. – 2011. – V. 4. – № 3. – PP. 310–325.
6. Кадыров, Р. К. Влияние ксимедона на деструктивные изменения в поджелудочной железе, вызванные ишемией / Р. К. Кадыров // Вестник современной клинической медицины. – 2012. – Т. 5. – № 3. – С. 15–18.
7. Калинин, А. А. Синтез, электрохимические и масс-спектрометрические свойства макроциклов с одним, двумя и четырьмя 3,3'-бииндолизиновыми редокс-активными фрагментами на 3-(индолизин-2-ил)хиноксалин-2-оной платформе / А. А. Калинин, Д. М. Раков, Л. З. Латыпова, И. Х. Ризванов, В. И. Морозов, В. В. Янилкин, В. А. Мамедов // Макрогетероциклы. – 2016. – Т. 9. – № 1. – С. 34–45.
8. Кашкина, Л. В. Исследование методом ЭМР структурно-химических изменений природного углеродосодержащего материала при СВЧ-воздействии / Л. В. Кашкина, Э. А. Петраковская, Т. Ю. Емельянова, О. П. Стебелева // Изв. вузов. Сер. хим. и хим. технол. – 2017. – Т. 60. – № 9. – С. 33–38.

9. Пивень, Н. П. Электронный парамагнитный резонанс гамма-облученного термовосстановленного оксида графита / Н. П. Пивень, Г. В. Симбирцева, А. А. Арбузов, Д. П. Кирюхин, С. Д. Бабенко // Химия высоких энергий. – 2019. – Т. 53. – № 6. – С. 498–500.

10. Соломенчук, В. Г. Аппаратные средства персональных компьютеров / В. Г. Соломенчук. – СПб.: БХВ-Петербург, 2003. – 512 с.

11. Microcal Origin 7.0. Analyze data and create graphs. – URL: <https://microcal-origin.software.informer.com>.

12. SigmaPlot. Exact graphs and data analysis. – URL: <http://www.sigmaplot.co.uk/products/sigmaplot>.

## **АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРОИЗВОДСТВА В РОССИЙСКОЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ**

**Н.В. Кузьмина, И.И. Савенков, Т.В. Буряков, В.А. Гаджиев, В.П. Жалнин**

Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана  
105005, г. Москва, 2-я Бауманская улица, 5, стр. 1  
E-mail: n4talia.kuzmina@gmail.com

Показан анализ технологических процессов полупроводникового производства, доступных российской электронной промышленности в настоящее время. Особое внимание уделено проектированию и изготовлению процессорных устройств. Также описаны ключевые стадии становления современной полупроводниковой промышленности в России.

Совершенствование технологических процессов полупроводникового производства во многом базируется на пропорциональном уменьшении размеров полупроводниковых структур. Это способствует улучшению характеристик микроэлектронных устройств. К таким характеристикам можно отнести габариты, энергопотребление, стоимость и многое другое. Еще в 1965 г. Гордоном Муром представлено эмпирическое наблюдение, позволяющее определить тенденцию развития технологических процессов производства полупроводниковых структур, не утратив свою актуальность и в настоящее время [1]. Увеличение количества транзисторов, повышение вычислительной мощности требовало усовершенствования фотолитографического и литографического оборудования, разрешающая способность (проектная норма) которого и определяла уровень технологии, отраженный в названии самого техпроцесса. Несомненно, уровень освоенной проектной нормы является важным показателем степени развития полупроводниковой промышленности [2].

Советская вычислительная техника начинает свой путь развития в 1948 году. В августе этого года появляется проект автоматической цифровой вычислительной машины, являющийся первым в СССР проектом ЭВМ с жестким программным управлением [3]. Последующие десятилетия также характеризуются прорывами в развитии советской микроэлектроники, воплощаются в жизнь идеи научно-технической революции. Несмотря на это, электронная промышленность Советского Союза значительно отставала от западных стран в количестве и производительности машин. Одной из причин, несомненно, являлся дефицит производства полупроводниковых приборов, а технологические

процессы этого производства становились все более дорогостоящими и трудоемкими. Так, в записке председателя Госкомитета СМ СССР по радиоэлектронике В. Д. Калмыкова от 8 сентября 1958 г. говорится, что планом предусмотрен рост выпуска радиотехнических приборов. А 1 августа 1961 г. Президиум ЦК КПСС утвердил постановление «О развитии работ по микроминиатюризации радиоэлектронной аппаратуры», одной из важных тем которого являлось внедрение полупроводников, приводящих к миниатюризации, улучшению работы и удешевлению производства электронно-счетных машин.

Решающим в развитии советской вычислительной техники можно считать постановление ЦК КПСС и СМ СССР № 1180/420 от 30 декабря 1967 г. о «догоняющем развитии» микроэлектроники и вычислительной техники в СССР [4]. С одной стороны, такое решение должно было привести к созданию в стране отрасли вычислительной техники, способствовать разработке и освоению производства материалов, элементной базы и ЭВМ нового поколения, повышая эффективность использования в народном хозяйстве. С другой стороны, оно подразумевало прекращение конкурирующих разработок, в частности заимствования аппаратной архитектуры IBM-360 для создания отечественного Единого семейства ЭВМ и утверждение архитектуры PDP-11 также иностранной фирмы DEC.

Все это формировало отставание в развитии технологических процессов полупроводникового производства. Так, первые советские процессоры выполненные по техпроцессу 10 мкм появились в 1974 г. Это была серия К587, выпускаемая «Ангстремом», которая была введена в эксплуатацию на 3 года позже западных аналогов. Через три года, в 1977 г. выходит серия К580, аналогичная набору микросхем Intel 82xx и изготовленная по техпроцессу 6 мкм. «Нужно отметить роль ВНИИЭМ в появлении и применении в СССР микропроцессоров серии 8080, а затем 8086 фирмы Intel. Институт закупил образцы микропроцессоров Intel и микросхем обррамления, систему разработки Intellec-800. Главным вопросом была организация разработки и производства отечественной промышленностью микропроцессоров по КМОП-технологии. ВНИИЭМ удалось под спецоборудование заключить прямой договор с Киевским НПО «Кристалл». Разработкой микросхем занималось отделение А. В. Кобылинского Киевского НИИ микроприборов. ВНИИЭМ передал им образцы кристаллов 8080». Первый, базовый комплект серии содержал три микросхемы: К580ИК80, К580ИК51 и К580ИК55, после было выпущено множество процессоров по этому техпроцессу и почти все они были аналогами западной продукции. Переход на 3 мкм был осуществлен только в 1982 г. с появлением процессора К1801ВМ1: 1801-

ая серия являлась аналогом процессоров фирмы DEC, начало разработки серии – 1978 г., разработчик – НИИТТ («Ангстрем») [5].

Развитие отечественной электронной промышленности значительно замедлилось в 80-ые гг, введенные США санкции подразумевали запрет на поставку технологий. Тем не менее переход на 1,5 мкм был сделан в 1989 г. с появлением КР1847ВМ286, являющимся аналогом зарубежного i286 и произведенным «Интегралом». А в 1991 г. Научно-исследовательским институтом системных исследований Российской академии наук (НИИСИ РАН) был разработан микропроцессорный комплект серии Л1876. Тогда СССР уступал конкурентам по техпроцессу только в 1,3 раза. Это был лучший результат за всю историю России/СССР. Переводом комплекта на технологию с проектными нормами 2 мкм (1997 г.), а затем на 1,2 мкм (1998 г.) занимался ОАО «Ангстрем» [6].

Последующие годы ознаменованы тяжелым временем для советской электронной промышленности. Политическая нестабильность и экономический кризис значительно повлияли на курс развития российской науки. Прекратилось финансирование подавляющего большинства научных проектов, разрушение СССР нарушило взаимосвязи компаний-производителей ЭВМ, оказавшихся в разных государствах, вследствие чего эффективность производства резко снизилась, а многие компании были вынуждены выпускать свою продукцию за пределами России.

Анализируя современные отечественные технологические процессы полупроводникового производства необходимо выделить компании, имеющие собственные производственные линии. В табл. 1 представлен перечень ведущих российских предприятий, рассматриваемых в рамках данной статьи.

Таблица 1

**Перечень ведущих российских предприятий**

Разработка	АО «МЦСТ» [7]
	АО «Байкал Электроникс» [8]
	НТЦ «Модуль» [12]
Разработка и производство	АО «Микрон» [10]
	АО «Ангстрем» [11]

К 1998 г. был сформирован барьер в виде нескольких поколений процессоров, отставание в технологии производства составляло 12 лет, поэтому, спроектировав свой новый процессор R80 на архитектуре SPARC, компания «МЦСТ» начинает выпуск по техпроцессу 500 нм на фабрике Atmel во Франции. В серийное производство R80 и его

модифицированная версия R100 запущены не были, однако это являлось настоящим прорывом для российской электронной промышленности. Уже через 3 года на этой основе был разработан более современный микропроцессор R150 (350 нм), который изготавливался с 2001 г., кремниевые пластины производились в Израиле на фабрике Tower Semiconductor, а корпусированием и тестированием процессоров занималась компания ASE (Тайвань). В 2004 г. компанией был осуществлен переход на технологию с проектной нормой 130 нм – микропроцессор R500 из серии процессоров МЦСТ-R, основанной на архитектуре SPARC – производство осуществлялось на заводе TSMC на Тайване. А к 2011 г. освоена технология 90 нм, запущено производство R1000 – часть процессоров для удешевления производится на Тайване по российской документации, но в вычислительных комплексах системы предупреждения о ракетном нападении (СПРН) применяются исключительно отечественные изделия. Производство было перенесено с Тайваня в Зеленоград, что является очень важным шагом, поскольку до этого в России не было производственных мощностей, обеспечивающих уровень нужной технологии. 19 апреля 2014 г. «МЦСТ» представила 4-ядерный Эльбрус-4С, выполненный при участии ПАО «ИНЭУМ им. И. С. Брука», процессор производился на территории России по технологии 65 нм. Безусловно, из-за производства в России, это являлось технологическим прорывом, но все же отставание от конкурентов на момент выпуска составляло 8 лет. В том же году были изготовлены первые опытные образцы 8-ядерного Эльбрус-8С, выполненного по технологии 28 нм, а в 2016 г. началось серийное производство процессора на фабрике TSMC в Тайване. В настоящее время компания анонсировала выпуск процессоров Эльбрус-12С и Эльбрус-16С, спроектированных по технологическим нормам 16 нм. На данный момент ведется разработка этих процессов, начало производства запланировано на 2023 и 2022 г., соответственно [7].

В мае 2015 г. Компания «Baikal Electronics», основанная компанией «Т-Платформы», объявила о выпуске процессора «Байкал-Т1». Чип разработан в России с использованием лицензируемого блока процессорного ядра от Imagination Technologies. Выпускается в Тайване на фабрике TSMC по техпроцессу 28 нм. Компания представила инженерные образцы процессора 26 мая 2015 г. Летом 2018 г. процессоры «Байкал-Т1» поступили в свободную продажу [8].

На сегодняшний день АО «Микрон» – одно из немногих предприятий на территории России с полной производственной цепочкой от разработки чипа до конечного продукта. В 2006 г. предприятием подписано соглашение с компанией STMicroelectronics о передаче

ОАО «НИИМЭ и Микрон» технологии производства интегральных схем с топологическим уровнем 0,18 мкм. На «Микроне» начало работать производство чип-модулей для контактных смарт-карт. В ноябре ОАО «НИИМЭ и Микрон» приступило к работе с правилами проектирования микросхем по технологии 0,18 мкм для российских дизайн-центров. В декабре «Микрон» начал освоение полного цикла производства RFID-билетов для транспорта и начал поставки билетов для Московского Метрополитена. В 2007 г. ОАО «НИИМЭ и Микрон» вступило в международную полупроводниковую торговую ассоциацию GSA (Global Semiconductor Association) и открыло производство интегральных схем с топологическим уровнем 0,18 мкм. В 2009 г. ГК «РОСНАНО» и АФК «Система» подписали договор о создании на базе производственной площадки и инфраструктуры ОФО «НИИМЭ и Микрон» производства интегральных схем с проектными нормами 90 нм по технологии компании STMicroelectronics на пластинах 200 мм, а в 2010 г. подписали соглашение о передаче «Микрон» технологии производства микросхем с нормами 90 нм от компании STMicroelectronics. В 2011 г. – на базе исследовательского центра ОАО «НИИМЭ и Микрон» учреждено открытое акционерное общество «Научный исследовательский институт молекулярной электроники», образованное для развития собственных отечественных технологий и уникальных продуктов уровня 190–90 нм на заводе «Микрон» и создания новых технологий, в том числе уровня 65–45 нм и менее. В декабре 2013 г. ОАО «НИИМЭ и Микрон» завершил разработку собственной технологии создания интегральных схем по топологии 65 нм. В конце 2014 г. были выпущены первые отечественные двухъядерные микропроцессоры «Эльбрус-2СМ», разработанные АО «МЦСТ» по технологии 90 нм [9, 10].

Освоенный АО «Микрон» технологический процесс 90 нм соответствует уровню полупроводниковой технологии, достигнутой в мире в 2002–2003 гг. Необходимость в развитии отрасли прослеживается на протяжении десятилетий. Поэтому для снижения освоенного уровня топологических норм в январе 2020 г. В России утверждено строительство фабрик, способных выпускать чипы с топологией 28 нм и ниже (вплоть до 5 нм). Создание первой фабрики с топологией 28 нм обсуждается на базе предприятия «Ангстрем-Т», но до сих пор стоит вопрос о поставке оборудования для фабрики в связи с санкционной политикой. Пока технологии осваиваются, все разработчики отечественных чипов («Эльбрус», «Байкал» и др.) вынуждены заказывать выпуск продукции за рубежом [11].

Процесс изготовления полупроводниковой продукции условно можно разбить на три основных этапа: проектирование интегральной схемы, кристалльное производство и корпусирование. Первое и последнее направления в России развиваются достаточно активно. Этап корпусирования является особенно важным в условиях политической нестабильности и в условиях ограниченного доступа российских компаний к возможностям зарубежных контрактных производств. Без него невозможно представить технологическую независимость страны в вопросе производства полупроводниковых приборов.

В завершении необходимо отметить основные положения в рамках курса развития электронной промышленности в современной России. Распоряжение Правительства Российской Федерации от 17 января 2020 г. в части ключевого направления «Научно-техническое развитие» предусматривает разработку и промышленное освоение технологий производства цифровой электроники с топологическими нормами 65–45 нм, 28 нм, 14–12 нм, 7–5 нм, выпуск изделий на их основе, а также перенос производств на территорию России. Также планируется разработать и промышленно освоить ключевые технологии производства полупроводниковых материалов, специальные материалы, технологическое и контрольно-измерительное оборудование для производства фотошаблонов с проектными нормами 250 нм, 180 нм, 90 нм, 65 нм и 28 нм, 22–20 нм, 16–14 нм и менее. В части ключевого направления «Средства производства» предусматривается создать кремниевые фабрики, работающие в режиме «фаундри» для выпуска цифровых интегральных микросхем с топологическими нормами 28 нм, 14–12 нм, 7–5 нм [13, 14].

Отечественная полупроводниковая промышленность имеет достаточную базу, заложенную в советском и постсоветском пространстве, создаются новые дизайн-центры, на рынок выводятся процессоры «Эльбрус» и «Байкал», осуществляется перенос производства на территорию России, что является очень важным фактором в условиях политической нестабильности. Однако для дальнейшего развития отрасли необходимо решение ряда затрудняющих проблем, таких как мелкосерийность производства, устаревшая экспериментально-лабораторная база, отсутствие отечественного производства технологического оборудования, необходимого для совершенствования техпроцессов, низкий уровень конкуренции в отрасли и слабая интеграция с мировым обществом.



*Отдельные результаты получены при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ по проекту № 0705-2020-0041 «Фундаментальные исследования методов цифровой трансформации компонентной базы микро- и наносистем».*

### Список литературы

1. Moore, G. Moore`s Law at 40/ Understanding Moore`s law: four decades of innovation. – Philadelphia: Chemical Heritage Foundation, 2006. – PP. 67–84.
2. Макарчук, В. В. Методы литографии в нанотехнологии / В. В. Макарчук, И. А. Родионов, Ю. Б. Цветков – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана. – 2011. – Том. 8. – 175 с.
3. Бершадский, А. М. История советской вычислительной техники: комплект учебно-методических материалов / А. М. Бершадский. – Пензенский государственный университет. – Пенза. – 4 с.
4. Развитие вычислительной техники в России, странах бывшего СССР и СЭВ: история и перспективы: тр. V междунар. конф. SoRuCom-20, 6–7 октября 2020 г., Москва / ред. А. Н. Томилин. – М.: МИЭМ НИУ ВШЭ, 2020. – 248 с.
5. Динамика радиоэлектроники / под общ. ред. Ю. И. Борисова – М.: Техносфера, 2007. – 400 с.
6. Национальная библиотека им. Н. Э. Баумана. – URL: <https://ru.bmstu.wiki> (дата обращения: 03.04.2022).
7. АО «МЦСТ». – URL: <http://www.mcst.ru>.
8. Baikal-T1 // Википедия: Свободная энциклопедия. – URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/Baikal-T1>.
9. Ахметов, Н. Р. Перспективная элементная база для смарт-систем в условиях цифровой трансформации промышленности / Н. Р. Ахметов, А. И. Власов, Д. А. Димитров, Х. Ду, В. П. Жалнин, В. А. Шахнов, А. В. Шанин, А. Е. Шерстюк // Датчики и системы. – 2021. – № 1 (254). – С. 9–17.
10. АО «Микрон». – URL: <https://www.mikron.ru>.
11. Григорьева, А. Российская и мировая полупроводниковая промышленность. Цифры и факты // Время электроники. – URL: <https://russianelectronics.ru>.
12. Адамова, А. А. Методы и технологии машинного обучения и нейросетевых технологий в задачах компьютерного зрения / А. А. Адамова, В. А. Зайкин, Д. В. Гордеев // Нейрокомпьютеры: разработка, применение. – 2021. – Т. 23. – № 4. – С. 25–39.
13. Варламов, П. И. Технологические процессы в нанотехнологии / П. И. Варламов, К. А. Елсуков, В. В. Макарчук. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана. – 2011. – Т. 2. – 175 с.
14. Распоряжение Правительства Российской Федерации от 17 января 2020 г. № 20-р.

# ВЫБОР ВЕСОВЫХ ФУНКЦИЙ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ВСТРЕЧНО-ШТЫРЕВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ УСТРОЙСТВ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

А.Б. Иванов<sup>1</sup>, А.А. Левицкий<sup>2</sup>, П.С. Маринушкин<sup>2</sup>, А.Н. Масюгин<sup>1</sup>,  
Д.И. Поляков<sup>2</sup>

<sup>1</sup>АО «НПП «Радиосвязь»  
660021, г.Красноярск, ул. Декабристов, 19  
<sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: ALevitskiy@sfu-kras.ru

Рассмотрены вопросы, связанные с использованием весовых функций при проектировании встречно-штыревых преобразователей устройств на поверхностных акустических волнах. Приведены рекомендации по выбору весовых функций с точки зрения снижения эффектов второго порядка при конструировании полосно-пропускающих фильтров на поверхностных акустических волнах.

Широкое применение фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ) обусловлено их уникальными характеристиками, обеспечивающими возможность применения в метровом и дециметровом диапазонах длин волн. Серийные образцы полосовых фильтров на ПАВ работают на частотах от 10 МГц до 2 ГГц и позволяют получать подавление сигнала вне полосы пропускания до  $-70$  дБ [1–3].

Основным элементом, определяющим амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) такого устройства, является, как правило, встречно-штыревой преобразователь (ВШП). Общепринятый подход к расчету ВШП-фильтра на ПАВ опирается на модель  $\delta$ -источников, в рамках которой поверхностная волна на выходе ВШП (импульсный отклик преобразователя) является суперпозицией плоских волн, формируемых каждым источником (элементом ВШП) и следующих с задержкой, пропорциональной координате источника. С позиций модели  $\delta$ -источников анализ работы ВШП удобно производить на основе схемы эквивалентного фильтра трансверсального типа [1–3]. Такой подход позволяет аналитически описать связь частотной характеристики фильтра с пространственным расположением и степенью перекрытия элементов ВШП.

АЧХ трансверсального фильтра, эквивалентного ВШП, можно рассчитать по формуле [3]:

$$K(f) = \sum_{n=0}^{N-1} (-1)^n W_n \exp(i2\pi f t_n), \quad (1)$$

где  $f$  – частота;  $n$  – номер  $\delta$ -источника (элемента ВШП);  $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ,  $i = \sqrt{-1}$ ;  $W_n$  – весовые коэффициенты;  $t_n$  – время прохождения сигнала между соседними  $\delta$ -источниками (элементами ВШП). Первому элементу ВШП ставится в соответствие  $n = 0$ , что эквивалентно времени прохождения через него волны при  $t = 0$ .

Для получения АЧХ, форма которой максимально близка к прямоугольной, устройство должно иметь импульсную характеристику вида  $\sin(x)/x$ , где  $x = (\Delta f/2)t$ , а  $\Delta f$  – полоса пропускания фильтра. Соответственно, закон изменения  $W_n$  также описывается функцией  $\sin(x)/x$ . На практике для усечения зависимости  $\sin(x)/x$  во временной области используют так называемые оконные функции. Простейшей из них является прямоугольная оконная функция, обеспечивающая выделение заданного числа лепестков импульсной характеристике и формируемой на ее основе зависимости  $W_n$ .

При проектировании трансверсальных фильтров на ПАВ требуемый закон изменения  $W_n$  реализуется путем аподизации ВШП, т. е. регулированием периода следования или длин штырей ВШП (степени их перекрытия).

На рис. 1 представлены значения  $W_n$  и частотная характеристика фильтра  $|K(f)|$  с центральной частотой  $f_0 = 200$  МГц и полосой пропускания  $\Delta f = 200$  МГц, полученные для прямоугольной оконной функции, охватывающей семь лепестков импульсной характеристики – по три боковых лепестка справа и слева от ее главного лепестка.

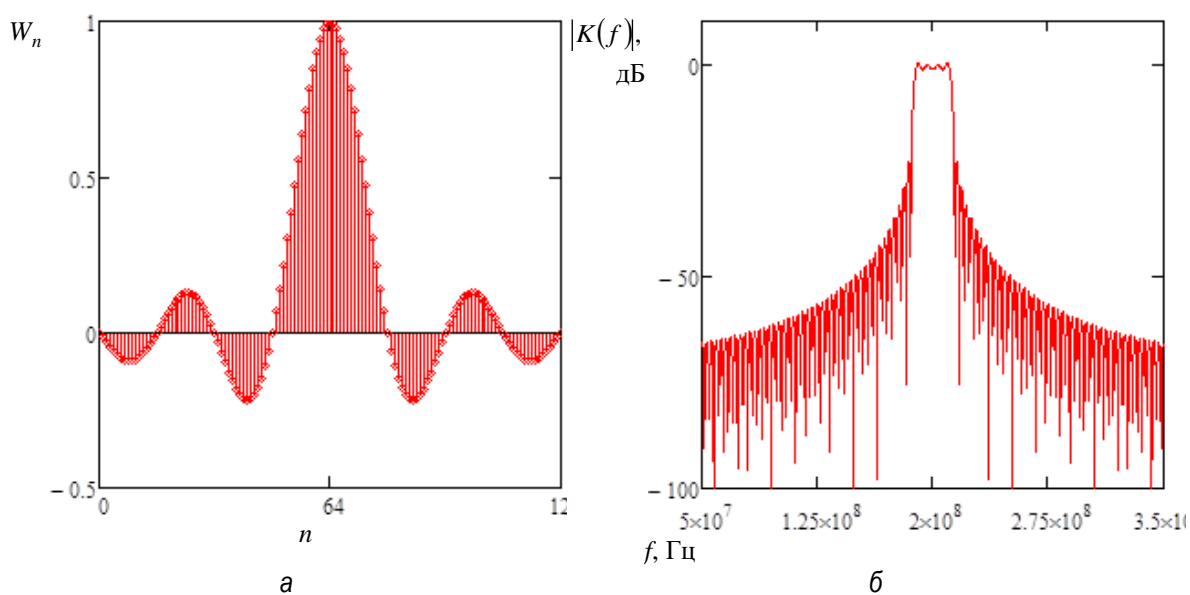


Рис. 1. Фильтр: а – весовые коэффициенты  $W_n$ ; б – и частотная характеристика  $|K(f)|$  трансверсального фильтра для прямоугольной весовой функции

Расчеты показывают, что увеличение количества боковых лепестков функции  $\sin(x)/x$  за счет увеличения числа штырей ВШП позволяет улучшить коэффициент прямоугольности АЧХ. Однако реализовать ВШП для сколь угодно большого числа боковых лепестков импульсной характеристики невозможно. Более того, с увеличением количества лепестков длина крайних штырей ВШП существенно уменьшается, что приводит к возрастанию негативного влияния на АЧХ эффектов второго порядка – дифракции и искажения фронта ПАВ.

Ограничение импульсной характеристики фильтра конечным числом лепестков также вызывает искажения АЧХ, проявляющиеся в ухудшении коэффициента прямоугольности, возрастании пульсаций, как в полосе пропускания, так и вне этой полосы. Для борьбы с данными эффектами, применяются специальные весовые (оконные) функции. При проектировании фильтров пульсации Гиббса ослабляют путем умножения импульсной характеристики на медленно изменяющуюся в выбранном интервале времени весовую функцию. Аподизация с использованием специальных весовых функций позволяет значительно улучшить параметры полосового фильтра при ограничении размеров ВШП.

Рассмотрим применение ряда весовых функций при формировании закона аподизации ВШП полосовых фильтров на ПАВ. В [2] выделено четыре основные типа оконных функций. В качестве базовой рассматривается прямоугольная весовая функция  $w(t)=1$  при  $|t| \leq t_{\max}/2 = \tau$ , где  $t_{\max}$  – время прохождения акустической волны через ВШП. Прямоугольная весовая функция дает невысокий коэффициент прямоугольности и относительно малое подавление внеполосного сигнала порядка  $-(20-40)$  дБ.

Первая группа оконных функций обеспечивает почти полное отсутствие явления Гиббса благодаря «сильному взвешиванию». Уровень внеполосного подавления при их использовании может достигать примерно  $-40$  дБ, но эти функции не позволяют получить хорошую прямоугольность АЧХ. Примером может служить треугольная функция:

$$F(t) = 1 - (|t|/\tau)^r. \quad (2)$$

На рис. 2 показаны значения  $W_n$  и частотная характеристика  $|K(f)|$ , рассчитанные для треугольной функции. Расчет выполнен при параметре  $r = 1$ .

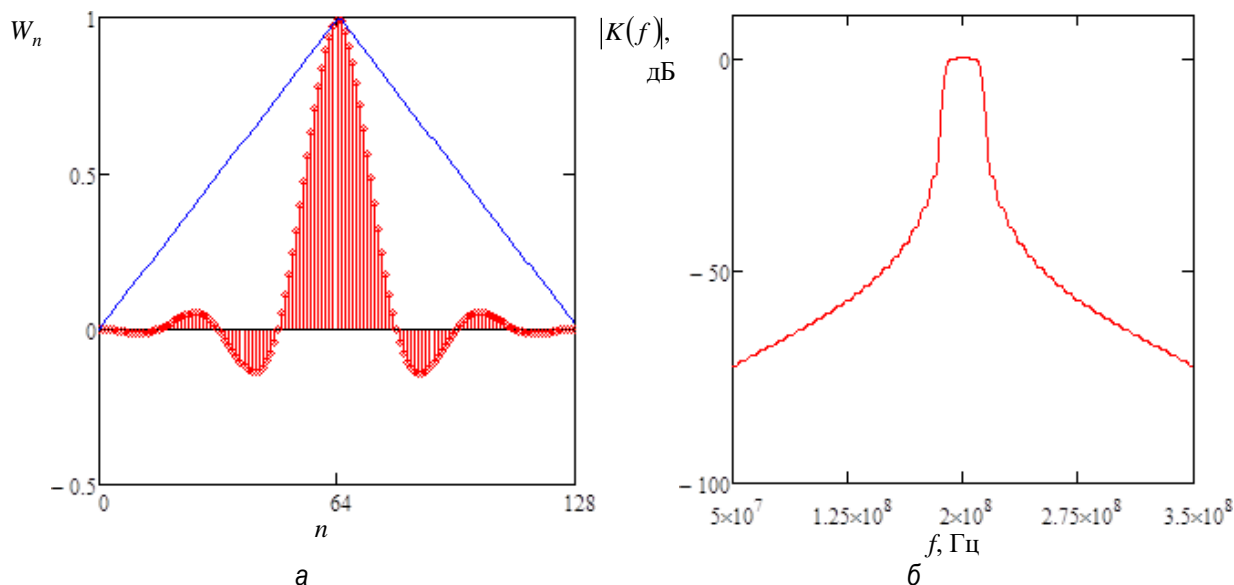


Рис. 2. Фильтр: а – весовые коэффициенты  $W_n$ ; б – и частотная характеристика  $|K(f)|$  трансверсального фильтра для треугольной весовой функции

Вторая группа включает оконные функции, позволяющие получить малую ширину полосы пропускания фильтра при заданном внеполосном подавлении и ограниченной величине  $t_{\max}$ . К этой группе относятся, в частности, функция Дольфа-Чебышева, обеспечивающая внеполосное подавление до  $-55$ – $94$  дБ при коэффициенте прямоугольности примерно  $1,5$ – $2$  и ее модификации, с соответствующими параметрами  $-55$ – $80$  дБ и  $1,6$ – $1,75$  [2]. На практике реализация аподизованного ВШП с помощью таких функций затруднительна, поскольку для них характерен резкий скачок на краях интервала  $t_{\max}$ .

В весовых функциях, относящихся к третьей группе, подавление пульсаций Гиббса обеспечивается за счет того, что суммарный спектр сигнала формируется противофазным сложением отдельных его составляющих. К данной группе, в частности, относятся различные модификации функции Хэмминга. Эти функции теоретически позволяют получить внеполосное подавление порядка  $-50$ – $70$  дБ. На рис. 3 приведены значения  $W_n$  и частотная характеристика  $|K(f)|$ , рассчитанные для функции Хэмминга:

$$F(t) = 0,54 + 0,46 \cos(\pi t / \tau). \quad (3)$$

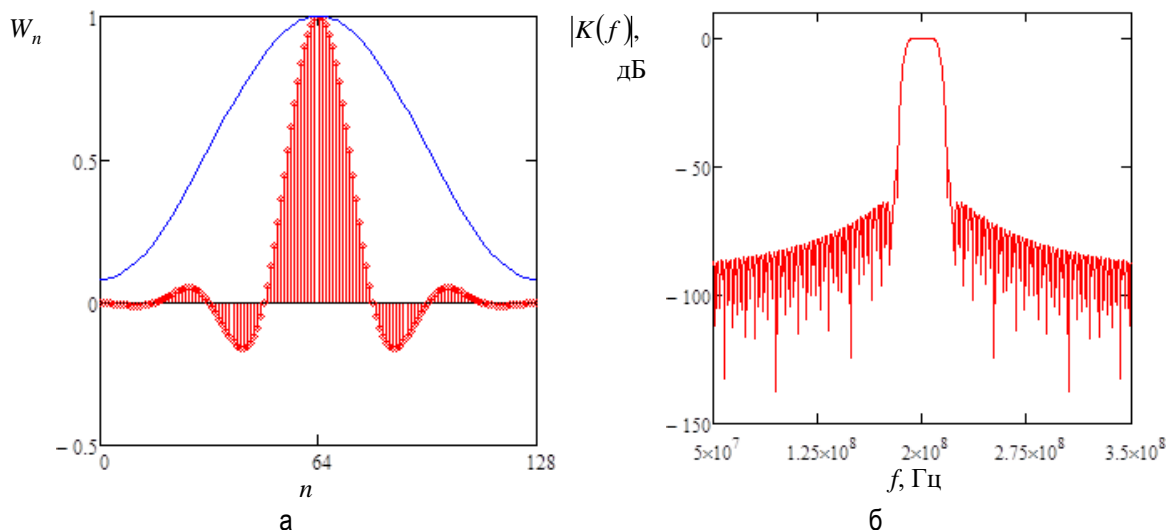


Рис. 3. Фильтр: а – весовые коэффициенты  $W_n$ ; б – и частотная характеристика  $|K(f)|$  трансверсального фильтра для весовой функции Хэмминга

К четвертой группе относятся функции, обеспечивающие максимальную концентрацию энергии в главном лепестке спектра выходного сигнала. Семейство функций Кайзера и функций Гаусса позволяет получить внеполосное подавление  $-(50-80)$  дБ, при коэффициенте прямоугольности  $1,5-1,7$ . На рис. 4, 5 приведены значения  $W_n$  и  $|K(f)|$ , рассчитанные с использованием функции Гаусса:

$$F(t) = \exp\left[-\alpha\left(t/\tau\right)^2\right]. \quad (4)$$

На рис. 4 показаны характеристики, рассчитанные при параметре  $\alpha = 2$ .

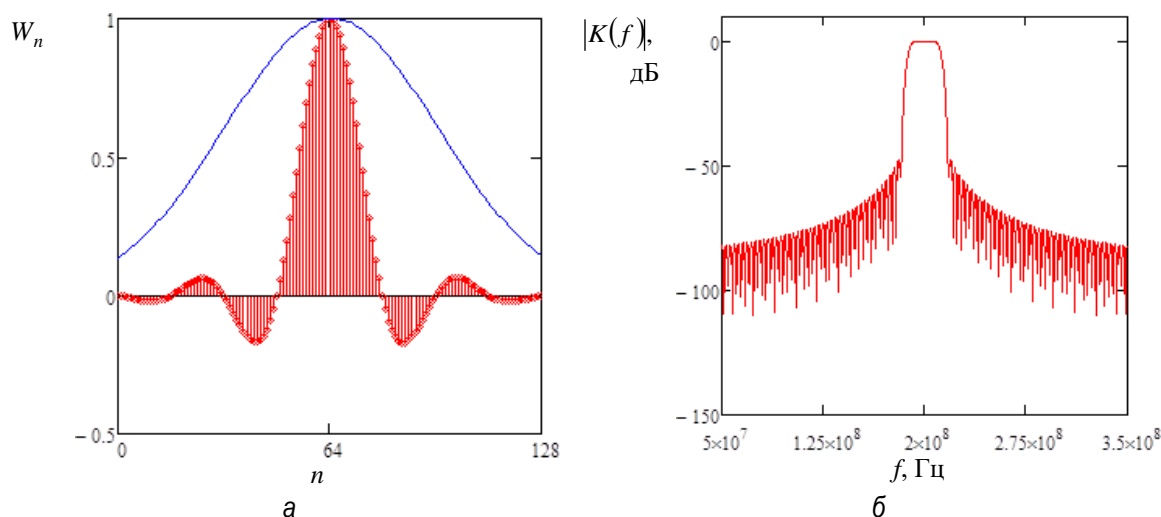


Рис. 4. Фильтр: а – весовые коэффициенты  $W_n$ ; б – и частотная характеристика  $|K(f)|$  трансверсального фильтра для весовой функции Гаусса при  $\alpha = 2$

На рис. 5 представлены характеристики, полученные при параметре  $\alpha = 4$ .

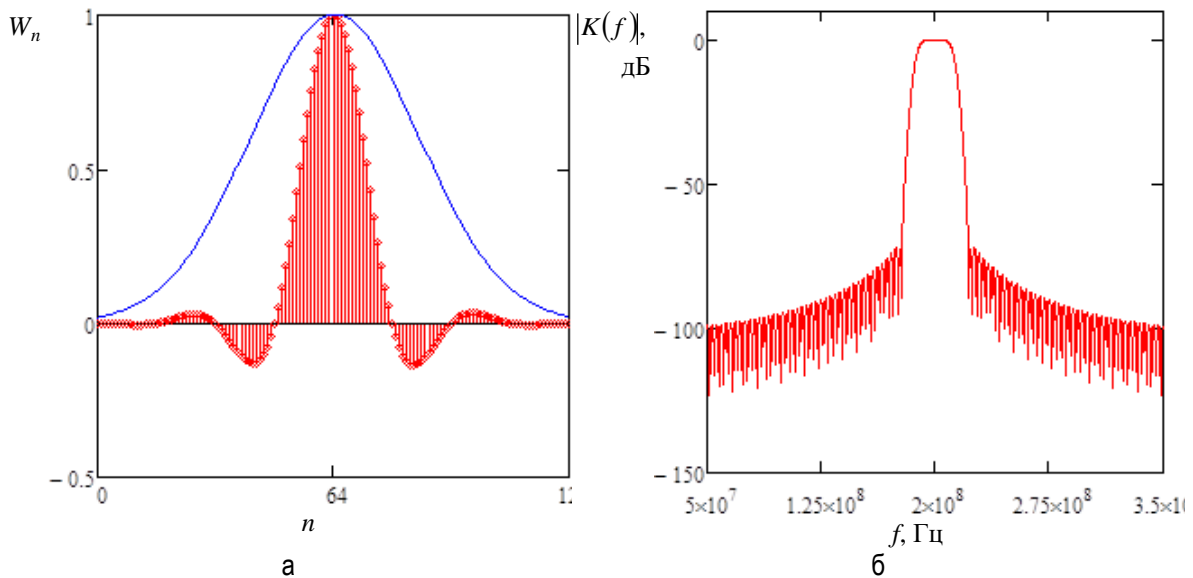


Рис. 5. Фильтр: а – весовые коэффициенты  $W_n$ ; б – и частотная характеристика  $|K(f)|$  трансверсального фильтра для весовой функции Гаусса при  $\alpha = 4$

Приведенные зависимости показывают, что с возрастанием параметра  $\alpha$  в функции Гаусса от 2 до 4 подавление вне полосы пропускания увеличивается примерно на 20–25 дБ. Изменение  $\alpha$  от 2 до 4 теоретически позволяет получить внеполосное подавление трансверсального фильтра до  $-(70–85)$  дБ. При этом, однако, весовые коэффициенты  $W_n$  на крайних лепестках функции аподизации становятся слишком малыми, что на практике однозначно должно ухудшить ситуацию с дифракцией ПАВ в реальном ВШП.

Применение оконных функций при расчете аподизации ВШП позволяет значительно улучшить вид АЧХ-фильтров на ПАВ, повысить подавление сигнала за пределами рабочей полосы частот. Однако на практике эффекты второго порядка (дифракция ПАВ, возбуждение объемных волн и другие явления) ухудшают уровень внеполосного подавления на 8–15 дБ, а технологические погрешности могут приводить к ослаблению подавления боковых лепестков АЧХ на 15–20 дБ [2].

Рассчитанные на основе модели трансверсального фильтра АЧХ показывают, что для получения хорошего внеполосного подавления одним из наиболее предпочтительных вариантов является аподизация ВШП с помощью функции Хэмминга. Кроме того, использование функции Хэмминга приводит к относительно небольшому уменьшению длины крайних стержней ВШП. Весовая функция Гаусса не позволяет

получить хорошую прямоугольность АЧХ, при этом весовые коэффициенты для крайних стержней ВШП имеют малые значения.

#### **Список литературы**

1. Hashimoto, K. Surface Acoustic Wave Devices in Telecommunications. Modelling and Simulation / K. Hashimoto // Springer Science & Business Media. – 2000. – 343 p.

2. Орлов, В. С. Фильтры на поверхностных акустических волнах / В. С. Орлов, В. С. Бондаренко. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.

3. Фильтры на поверхностных акустических волнах. Расчет, технология, применение: пер. с англ. / ред. Г. Мэттьюз. – М.: Радио и связь, 1981. – 472 с.



# ГРАФО-АНАЛИТИЧЕСКИЙ МЕТОД РАСЧЕТА СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ

А.Г. Григорьев

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского 28  
E-mail: shemo-tehnika@yandex.ru

Изложена инженерная методика проектирования согласующих цепей типа ФНЧ, ФВЧ третьего порядка.

Известна и широко используется на практике методика расчета согласующих цепей. Однако в ряде случаев возникает необходимость построения более простых согласующих устройств. Например, в аппаратуре, где необходима перестройка согласующих цепей. Поэтому практический интерес представляет разработка методик расчета согласующих цепей типа ФНЧ, ФВЧ с частотной характеристикой КБВ полосового типа.

В данной работе предлагается инженерная методика синтеза согласующих цепей типа ФНЧ, ФВЧ третьего порядка по заданным значениям активной  $R_{ap}$  и реактивной  $X_{ap}$  составляющих входного импеданса комплексной нагрузки и внутреннего сопротивления источника  $\rho$ .

Рассмотрим согласующие звенья Т и П-типа (рис. 1).

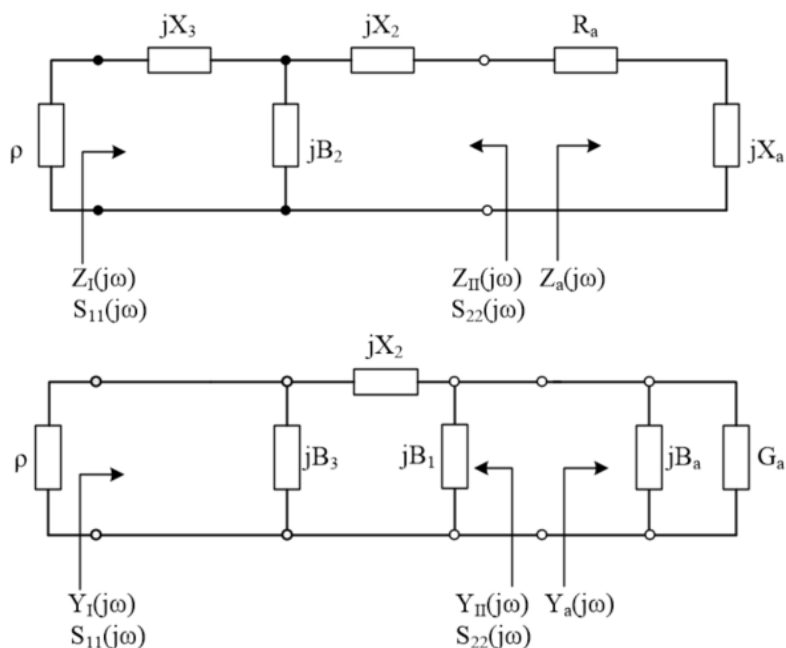


Рис. 1. Согласующие четырехполюсники Т и П-типа.

Эти звенья являются дуальными. Из условия унитарности матрицы рассеяния четырехполюсника следует, что модули коэффициентов отражения  $S_{11}(j\omega)$  и  $S_{22}(j\omega)$  равны и можно заменить излучение  $|S_{11}(j\omega)|$  излучением  $|S_{22}(j\omega)|$ , причем:

$$S_{22}(j\omega) = \frac{Z_{II}(j\omega) - Z_a(-j\omega)}{Z_{II}(j\omega) + Z_a(j\omega)}. \quad (1)$$

где  $Z_{II}(j\omega)$  – включающий неизвестные элементы согласующей цепи и известное вещественное сопротивление  $\rho$ ;  $Z_a(j\omega)$  – известный импеданс нагрузки.

Дальнейший анализ ведется для случая, когда все элементы цепи и параметры нагрузки нормированы к значению  $\rho$ :

$$L_H = L/\rho; \quad C_H = C\rho; \quad R_H = R/\rho. \quad (2)$$

Запишем выражение для  $Z_{II}(j\omega)$  (рис. 1):

$$Z_{II}(j\omega) = jX_1 + \frac{1}{jB_2 + \frac{1}{jX_3 + 1}}. \quad (3)$$

Раскрывая (3) и преобразуя к виду  $R + jX$ , получим следующее выражение:

$$Z_{II}(j\omega) = \frac{1}{(1 - B_2 X_3)^2 + B_2^2} + j \frac{X_1 [(1 - B_2 X_3)^2 + B_2^2] - B_2 + X_3 - B_2 X_3^2}{(1 - B_2 X_3)^2 + B_2^2}. \quad (4)$$

Тогда условие идеального согласования, из которого должны определяться элементы цепи, запишется в виде:

$$\begin{cases} R_{II} = R_a \\ X_{II} = -X_a. \end{cases} \quad (5)$$

С учетом (4) выражение (5) можно записать следующим образом:

$$\begin{cases} (1 - B_2 X_3)^2 + B_2^2 = \frac{1}{R_a} \\ X_1 - R_a(B_2 - X_3 + B_2 X_3^2) = -X_a. \end{cases} \quad (6)$$

Решением системы (6) относительно неизвестных величин  $X_1, B_2, X_3$  при заданных значениях  $\rho, R_a, X_a$  и  $\omega$  даст нормированные к  $\rho$  значения элементов цепи согласования. Решение (6) удобно представить в виде номограммы.

Выразим из первого уравнения системы (6) параметр  $B_2$ :

$$B_2 = \frac{X_3 \pm \sqrt{(X_3^2 + 1) \cdot (1/R_a) - 1}}{X_3^2 + 1} \quad (7)$$

и подставим (7) во второе уравнение системы (6). В результате имеем:

$$X_1 + X_a = \pm R_a \sqrt{(X_3^2 + 1)(1/R_a) - 1}. \quad (8)$$

После некоторых преобразований (8) принимает вид:

$$(X_1 + X_a)^2 + \left[ R_a - \frac{1}{2}(1 + X_3^2) \right]^2 = \left[ \frac{1}{2}(1 + X_3^2) \right]^2. \quad (9)$$

Выражение (9) описывает окружность с радиусом  $r = 0,5(1 + X_3^2)$  и центром в точке с координатами  $(0; 0,5(1 + X_3^2))$ . Данное уравнение связывает значения  $R_a$  и  $X_a$  параметрами цепи согласования  $X_1$  и  $X_3$ . Решение первого уравнения системы (6) относительно  $X_3$  дает следующее выражение:

$$X_3 = \frac{1}{B_2} \left[ 1 \pm \sqrt{\frac{1}{R_a} - B_2^2} \right]. \quad (10)$$

После подстановки (10) во второе уравнение (6) и несложных преобразований можно получить уравнение окружности, связывающее параметры  $R_a$  и  $X_a$  со значениями  $X_1$  и  $B_2$ :

$$\left[ (X_1 + X_a) - \frac{1}{B_2} \right]^2 + \left[ R_a - \frac{1}{2B_2^2} \right]^2 = \left[ \frac{1}{2B_2^2} \right]^2. \quad (11)$$

Таким образом, при идеальном согласовании комплексной нагрузки  $(R_a, X_a)$  и активного сопротивления  $(\rho)$  звеном Т-типа (рис. 1) номограмма для определения элементов согласующей цепи представляет собой семейство двух окружностей вида (9) и (11):

$$\left\{ \begin{aligned} (X_1 + X_a)^2 + \left[ R_a - \frac{1}{2}(1 + X_3^2) \right]^2 &= \left[ \frac{1}{2}(1 + X_3^2) \right]^2; \\ \left[ (X_1 + X_a) - \frac{1}{B_2} \right]^2 + \left[ R_a - \frac{1}{2B_2^2} \right]^2 &= \left[ \frac{1}{2B_2^2} \right]^2. \end{aligned} \right. \quad (12)$$

Анализ (12) показывает, что с помощью номограммы можно проектировать восемь типов согласующих цепей, определяемых значениями  $X_1 + X_a$ ,  $B_2$  и  $X_3$ . Для каждого типа существует рабочая зона номограммы, определяемая по первому уравнению системы (6). Используя уравнения (6) и (12), можно построить номограммы и для звеньев П-типа.

## К ОЦЕНКЕ ВЛИЯНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ НА ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИЛЬТРОВ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

А.Б. Иванов<sup>1</sup>, А.А. Левицкий<sup>2</sup>, П.С. Маринушкин<sup>2</sup>, А.Н. Масюгин<sup>1</sup>, Д.И. Поляков<sup>2</sup>

<sup>1</sup>АО «НПП «Радиосвязь»  
660021, г.Красноярск, ул. Декабристов, 19  
<sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: ALevitskiy@sfu-kras.ru

Рассмотрены вопросы оценки чувствительности частотных характеристик полосно-пропускающих фильтров на поверхностных акустических волнах к технологическим погрешностям формирования встречно-штыревых преобразователей. Представлен анализ влияния параметров отклонения размеров элементов преобразователей при воспроизведении топологического рисунка.

Точность воспроизведения требуемых частотных характеристик фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ) зависит от ряда факторов. Одним из них является погрешность выполнения топологии встречно-штыревых преобразователей (ВШП) и ряда других элементов устройств на ПАВ. Дефекты и отклонение размеров элементов топологии ВШП от расчетных значений может приводить к существенным изменениям характеристик фильтров [1–3].

В данной работе рассмотрено влияние технологических погрешностей воспроизведения топологии ВШП на частотные характеристики полосно-пропускающих фильтров на ПАВ, а также представлен способ оценки изменения характеристик преобразователей при отклонении их размеров от заданных значений.

Формирование амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра на ПАВ, как правило, обеспечивается с помощью аподизованных ВШП (рис. 1).

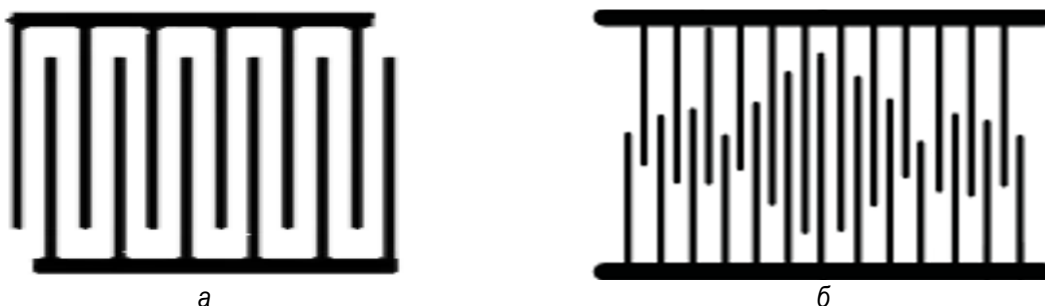


Рис. 1. Реализация ВШП фильтров ПАВ: а – неаподизованный; б – аподизованный

На рис. 2 показаны микрофотографии участков топологии полосового фильтра на ПАВ, полученные с помощью микроскопа МИИ-4. На левой фотографии представлен не содержащий видимых дефектов фрагмент расщепленного ВШП вблизи от контактной площадки. Участок топологии ВШП на правой фотографии содержит локальные дефекты – частичные и один практически полный разрыв полосок металлизации. Практика показывает, что в отсутствие закороток противофазных штырей частичные разрывы могут не приводить к существенному искажению частотной характеристики фильтра. Следует отметить, что анализ влияния таких локальных дефектов топологии на характеристики фильтров на ПАВ в общем случае крайне затруднителен. Для оценки влияния технологических погрешностей структур ВШП может быть использован ряд методов: метод наихудшего случая, вероятностный метод, метод граничных испытаний, расчетный метод испытаний (метод Монте-Карло) [2]. Однако реализация данных методов крайне трудоемка.

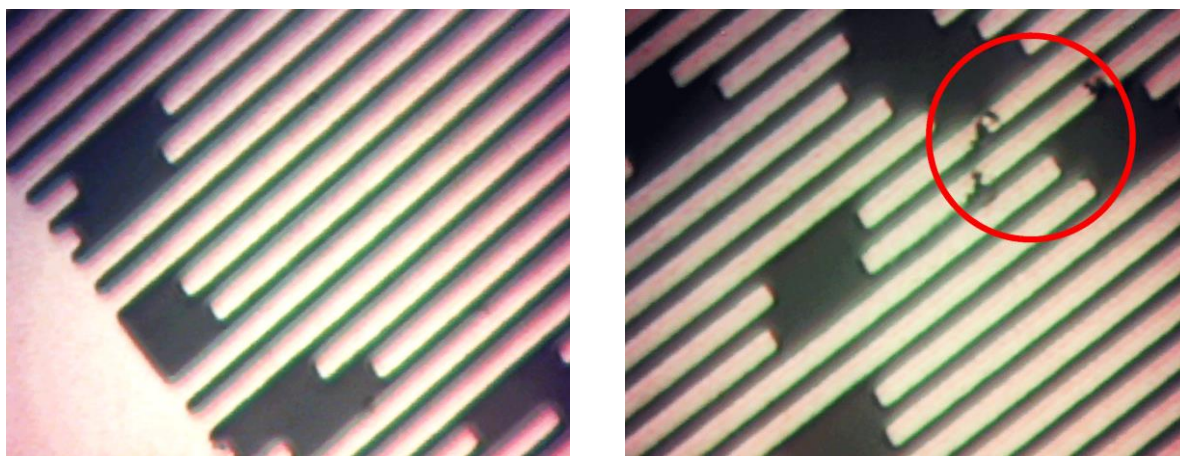


Рис. 2. Микрофотография фрагментов ВШП фильтра ПАВ

Анализ чувствительности АЧХ к изменению топологии ВШП удобно производить на основе схемы эквивалентного фильтра трансверсального типа (рис. 3) [1–3].

Трансверсальный фильтр характеризуется двумя наборами параметров – весовыми коэффициентами  $W_n$  и временами задержки  $t_n$  на отводах элементов линии задержки. Прохождение сигнала, поданного на вход такого фильтра, может рассматриваться как распространение вдоль линии задержки волны. Применительно к ВШП, используемому для возбуждения ПАВ, времена задержки  $t_n$  соответствуют времени прохождения ПАВ между соседними штырями ВШП, а коэффициенты  $W_n$  – коэффициенту преобразования входного сигнала элементами ВШП в электрическое поле акустической волны. Для наиболее часто

используемых эквидистантных ВШП значения коэффициентов  $W_n$  определяются степенью перекрытия соседних пар штырей ВШП [1,3].

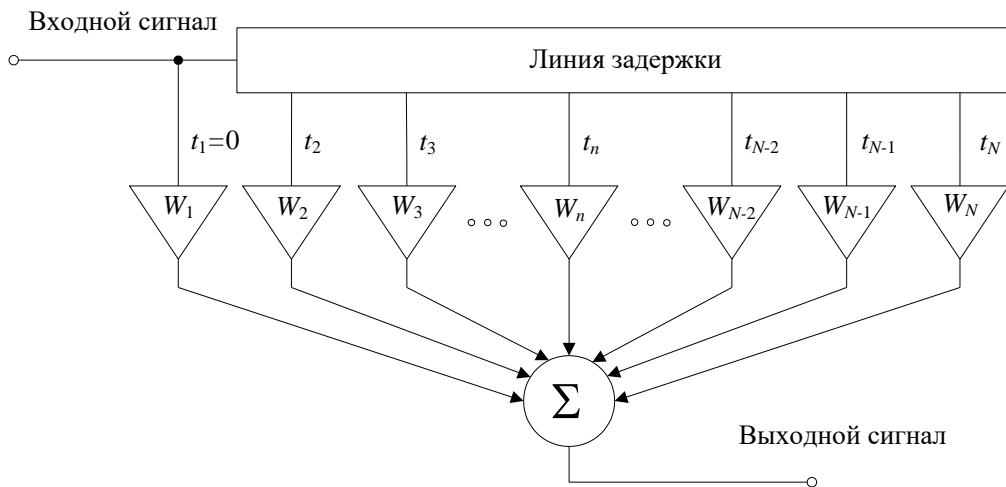


Рис. 3. Структура трансверсального фильтра

В соответствии с моделью  $\delta$ -источников частотная характеристика  $K(f)$  трансверсального фильтра, эквивалентного ВШП, определяется соотношением [3]:

$$K(f) = \sum_{k=1}^N (-1)^n W_n \exp(i2\pi f t_n), \quad (1)$$

где  $f$  – частота;  $N$  – число отводов, с которых снимается задержанный сигнал (см. рис. 1);  $i = \sqrt{-1}$ .

Оценку чувствительности частотной характеристики к погрешности воспроизведения размеров ВШП будем проводить для эквидистантных ВШП. Такие преобразователи имеют постоянный период следования штырей, поэтому значения  $t_n$  для них можно определить как  $t_n = \Delta t(n-1)$ ,  $\Delta t$  – время прохождения сигнала между соседними штырями преобразователя,  $n = 1, 2, \dots, N$  – номера штырей ВШП (и, соответственно, номера отводов в трансверсальном фильтре). Из условия акустического синхронизма расстояние между соседними штырями ВШП должно соответствовать половине длины волны ПАВ  $\lambda_a$ , поэтому:

$$\Delta t = (\lambda_a/2)/v_a = (v_a/f_0)/(2v_a) = 1/(2f_0),$$

где  $\lambda_a$  – длина волны ПАВ;  $v_a$  – скорость ПАВ в материале звукопровода;  $f_0$  – центральная частота фильтра.

Во многих случаях представляет интерес реализация фильтра с прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой, импульсная характеристика которого и, соответствующий закон изменения  $W_n$  эквивалентного трансверсального фильтра имеет вид

$$\sin(x)/x,$$

где  $x = \pi\Delta f t$ ;  $\Delta f$  – полоса пропускания фильтра.

Для усечения зависимости  $\sin(x)/x$  во временной области используют так называемые оконные функции. Известно большое число вариантов оконных функций, к которым, в частности, относятся функции Хэмминга, Кайзера, Гаусса [2]. С учетом оконной функции зависимость  $W_n(t_n)$  определяется соотношением:

$$W_n(t_n) = \frac{\sin[\pi\Delta f t_n]}{\pi\Delta f t_n} \times F(t_n). \quad (2)$$

На рис. 4 представлены значения  $W_n$ , полученные с использованием функции Хэмминга  $F(t) = 0,54 + 0,46\cos(\pi t/\tau)$ , где  $\tau = t_{\max}/2$ ,  $t_{\max}$  – время прохождения волны ПАВ через ВШП. Пунктирной линией на рис. 4 показана функция Хэмминга.

Расчет проведен для структуры со следующими параметрами:  $f_0 = 300$  МГц,  $\Delta f = 30$  МГц; материал – ниобат лития, срез YZ, скорость ПАВ  $v_a = 3488$  м/с. Параметр  $\tau$  выбран из условия  $\tau = (m+1)/(\pi \Delta f)$ , где параметр  $m$  взят равным 5 для того, чтобы зависимость  $W_n(t_n)$  включала по пять боковых лепестков слева и справа от центрального лепестка характеристики.

Соответственно:

$$\tau = (5+1)/(30 \cdot 10^6) = 2 \cdot 10^{-7} \text{ с};$$

$$\Delta t = 1/(2f_0) = 1/(2 \times 300 \cdot 10^6) = 1,67 \cdot 10^{-9} \text{ с};$$

$$N = (2\tau)/\Delta t = 240.$$

Нормированная частотная характеристика ВШП, рассчитанная с помощью соотношения (2), приведена на рис. 5.



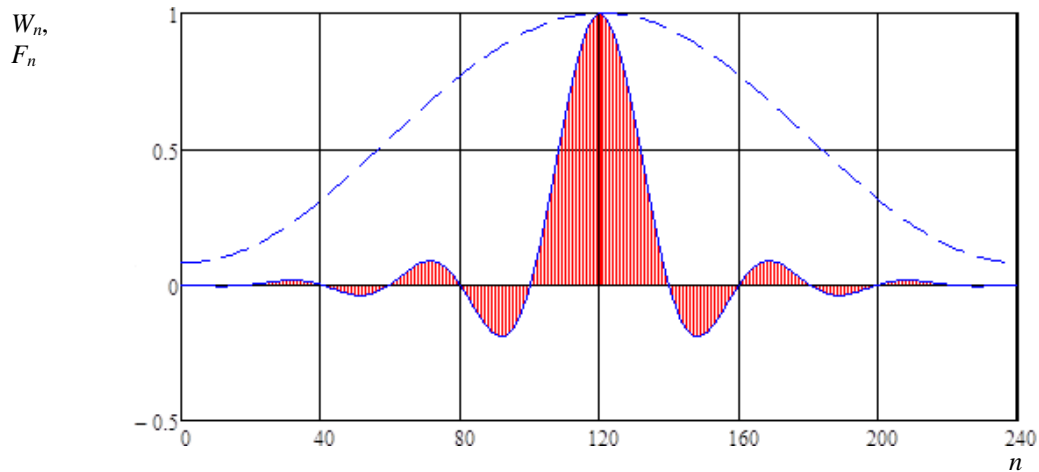


Рис. 4. Весовые коэффициенты  $W_n$ , полученные с использованием функции Хэмминга

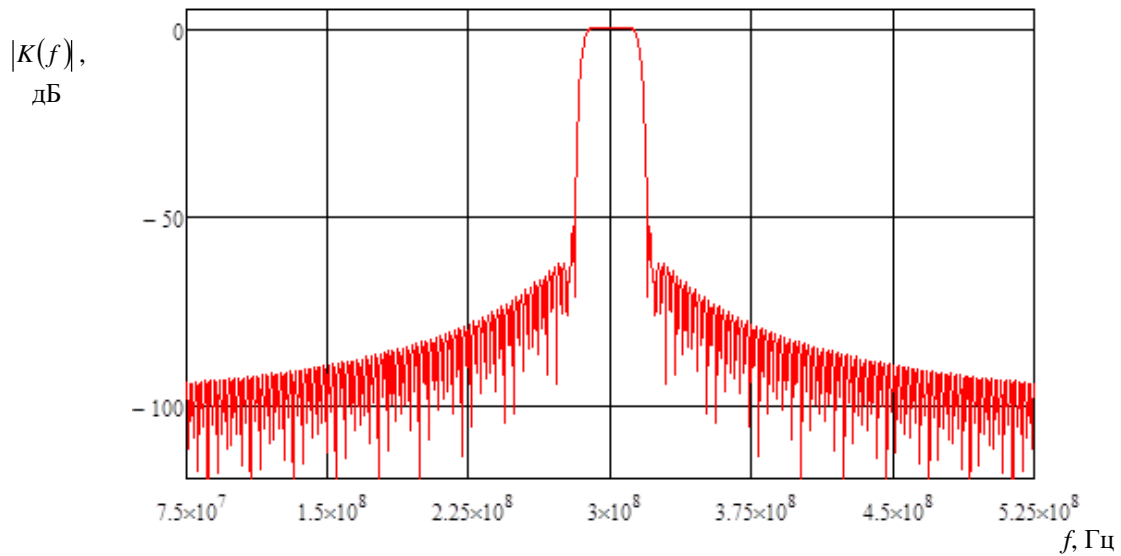


Рис. 5. Нормированная частотная характеристика ВШП, аподизация которой выполнена с использованием функции Хэмминга

В качестве технологического фактора, вызывающего изменение АЧХ, фильтров на ПАВ, рассмотрим отклонение размеров штырей ВШП при формировании его топологического рисунка. Причинами отклонений могут быть неточность воспроизведения размера элемента при выполнении литографии, неконтролируемые подтравы, другие факторы. Как правило, шаблоны для литографии выполняются с учетом предполагаемой величины подтравы. Однако на практике может наблюдаться изменение величины подтравы, способное привести к несоответствию топологии ВШП заданной функции аподизации. Изменение коэффициентов  $W_n$  из-за изменения длины штырей ВШП можно учесть с помощью соотношения:

$$W'_n = \begin{cases} \frac{W_n \cdot L_{\max} - \Delta L \cdot \text{sgn}(W_n)}{L_{\max}} & \text{при } |W_n L_{\max}| > \Delta L \\ 0 & \text{при } |W_n L_{\max}| \leq \Delta L, \end{cases} \quad (3)$$

где  $L_{\max}$  – апертура ВШП;  $\Delta L$  – изменение длины штырей преобразователя, вызванное подтравом.

Апертура ВШП, для которой должно выполняться условие  $L_{\max} \gg \lambda$ , обычно выбирается в пределах примерно от  $40$  до  $100\lambda$ . Для проведения количественной оценки  $W'_n$  примем  $L_{\max} = 50\lambda$ , а изменение длины штырей из-за технологических погрешностей  $\Delta L = 0,5$  мкм. Оценка  $\Delta L/L_{\max} = \Delta L/50\lambda = \Delta L/(50v_a/f_0) = 0,00086$  показывает, что отношение  $\Delta L$  к апертуре ВШП составляет  $0,086\%$ . Однако отношение  $\Delta L$  к длине самых коротких штырей ВШП дает гораздо большие значения.

На рис. 6 показана АЧХ фильтра, рассчитанная с учетом предполагаемой технологической погрешности.

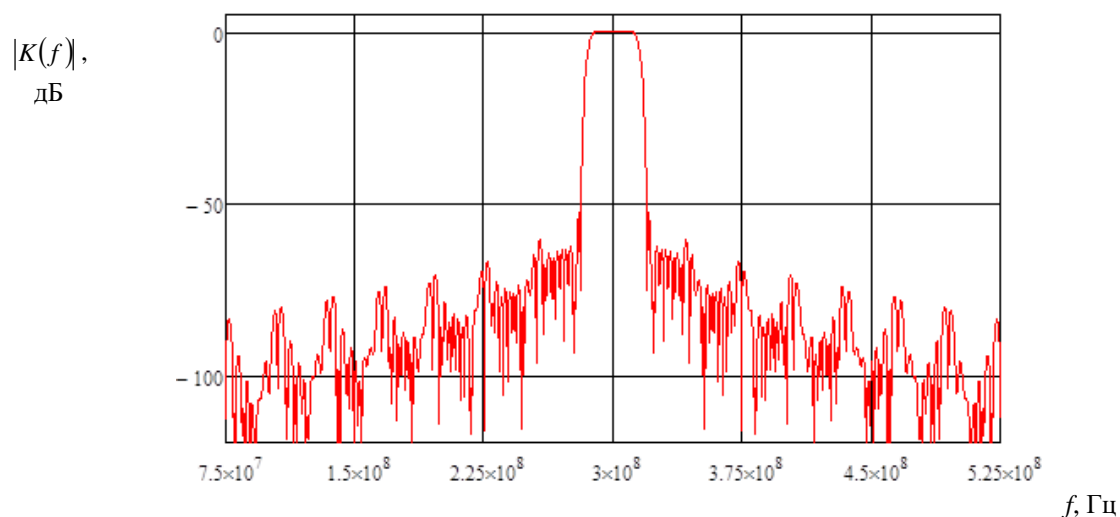


Рис. 6. Нормированная частотная характеристика ВШП с учетом изменения длины штырей из-за технологических погрешностей

Полученные частотные характеристики позволяют сделать вывод, что изменение аподизации ВШП из-за технологических погрешностей может приводить к снижению уровня подавления вне полосы пропускания. Расчеты показывают, что с увеличением погрешности воспроизведения элементов ВШП неравномерность АЧХ и подавление вне полосы пропускания фильтра ухудшаются. При этом в полосе пропускания изменения АЧХ весьма незначительны. Для учета влияния изменения ширины штырей и, соответственно, зазоров между ними в ВШП на АЧХ необходим анализ эффектов второго порядка, существенно ухудшающих характеристики фильтров.

### Список литературы

1. Hashimoto, K. Surface Acoustic Wave Devices in Telecommunications. Modelling and Simulation / K. Hashimoto // Springer Science & Business Media. – 2000. – 343 p.
2. Орлов, В. С. Фильтры на поверхностных акустических волнах / В. С. Орлов, В. С. Бондаренко. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.
3. Морган, Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах / Д. Морган. – М.: Радио и связь, 1990. – 416 с.

# ПРЕОДОЛЕНИЕ ДИФРАКЦИОННОГО ПРЕДЕЛА В ОПТИКЕ С ПОМОЩЬЮ МЕТАМАТЕРИАЛА С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ ПОКАЗАТЕЛЕМ ПРЕЛОМЛЕНИЯ

Н.А. Парошин, В.А. Юзова

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: aveline99@mail.ru

Показана перспективность создания новых оптических материалов и возможность получения сверх разрешения в суперлинзах, выполненных из метаматериала с отрицательным показателем преломления.

Перспектива создания новых оптических устройств привлекает внимание исследователей и разработчиков к поиску материалов и структур, обладающих уникальными свойствами [1, 2].

В. Г. Веселаго [2] выдвинул гипотезу о существовании материалов с отрицательным показателем преломления  $n$ . Он показал, что в таких материалах электромагнитные волны, в том числе и волны оптического диапазона, распространяются с фазовой скоростью в направлении, противоположном направлению потока энергии [3]. Одно из возможных применений материала с отрицательным показателем преломления это его использование для создания линз нового типа. Известно, что в природе таких материалов не существует. Они создаются искусственно не столько подбором химического состава, сколько конструированием особой структуры. Поскольку их свойства существенно отличаются от свойств естественных (обычных) материалов, им присвоили термин «метаматериалы». Приставка «мета» означает «сверх», «за пределами».

Метаматериалы – это композитные материалы, обладающие уникальными электрофизическими, радиофизическими и оптическими свойствами, отсутствующими в природных материалах [4].

Отрицательный показатель преломления в метаматериалах не был экспериментально доказан на момент разработки теории Веселаго, поскольку не было примеров реализаций соответствующей метасреды. Лишь спустя 40 лет после опубликования работы [5] по практической реализации метаматериалов с отрицательными диэлектрической и магнитной проницаемостями вернулись к идее создания оптических приборов с высоким разрешением и описанию физики происходящих при этом процессов. На рис. 1, *a* представлен пример первой реализации такого метаматериала. Свойства метаматериалов объясняются взаимодействием электромагнитной волны, распространяющейся в гетерогенной среде, наполненной металлическими включениями,

имеющими специальную форму и распределением по объему, обеспечивающие резонансное возбуждение токов (рис. 1, б) [6]. Размеры включений меньше длины волны используемого электромагнитного излучения. Это способствует появлению возможности возникновения в метаматериале обратных волн, когда фазовая и групповая скорости волн направлены противоположно друг другу.

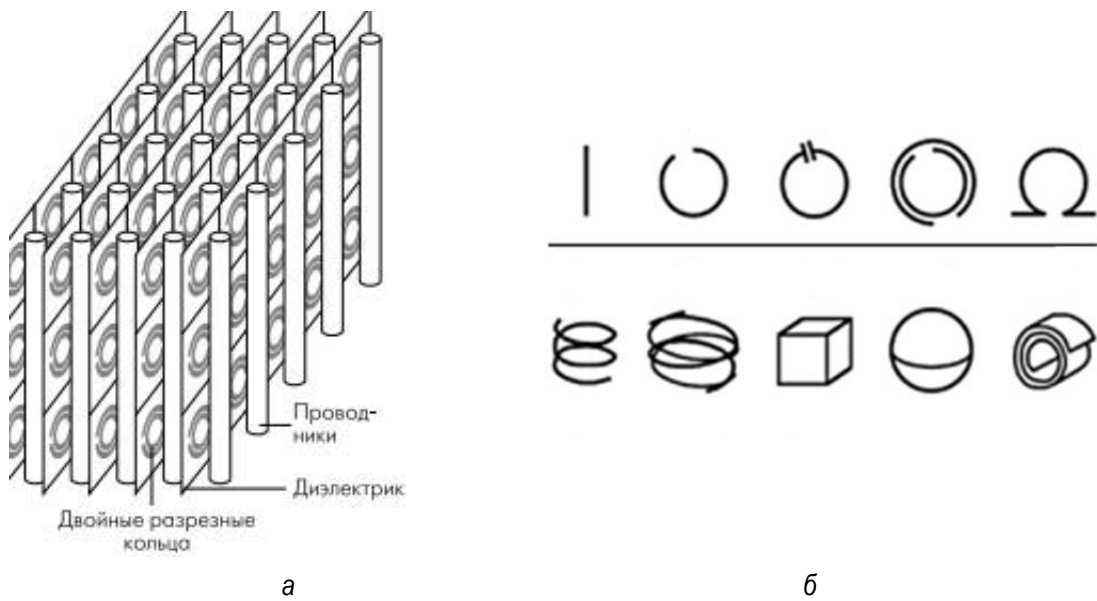


Рис. 1. Метаматериал с элементами включений: а – метаматериал, впервые экспериментально подтвердивший получение отрицательного показателя преломления (USA Patent № 6791432B2); б – варианты возможных включений, используемых для создания метаматериалов [6]

Возможность возникновения обратных волн впервые была показана в работе Лэмба [8], а затем предсказано Мандельштамом [9]. Сивухиным [10] объяснено математически и физически новое явление, которое было названо отрицательным преломлением лучей (рис. 2).

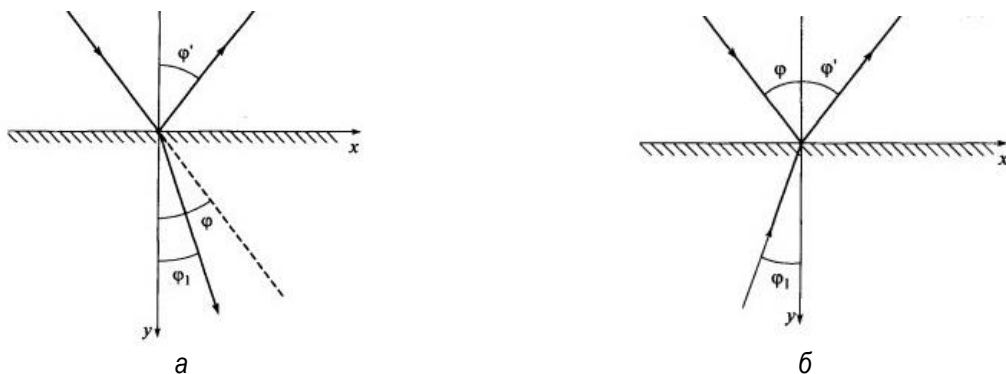


Рис. 2. Схема отражения и преломления падающей плоской волны: а – на границе с обычной средой; б – метаматериалом [6]

Из материала с отрицательным показателем преломления для тех же применений можно сделать линзу плоской. Путем простого геометрического построения хода лучей это показал В. Веселаго (рис. 3, а) [2], а более детально Пендри [11]. Внутри линзы создается инверсное, а за ее пределами реальное изображение (рис. 3, б). Наряду с описанными выше особенностями фокусировки, линза Веселаго при определенных условиях обладает способностью переносить изображение предмета с точностью, не ограниченной дифракционным пределом.

Разрешение суперлинзы ограничено качеством ее материала с отрицательным преломлением. Для лучшей работы требуется не только, чтобы показатель преломления  $n$  был равен  $-1$ , но и, чтобы  $\varepsilon$  и  $\mu$  оба были равны  $-1$ . Одновременно выполнить эти условия очень сложно, так как естественный магнетизм в материалах оптического диапазона отсутствует из-за большого времени релаксации парамагнитных и ферромагнитных процессов по сравнению с оптическим периодом колебаний. В дальнейшем искусственный магнетизм в метаматериалах был получен [6]. Все «хорошие» металлы могут при определенных условиях обладать отрицательной диэлектрической проницаемостью в оптическом и ближнем инфракрасном диапазонах [12]. Когда расстояние между объектом и изображением намного меньше, чем длина волны, возможно выполнение только условия  $\varepsilon = -1$  [7].

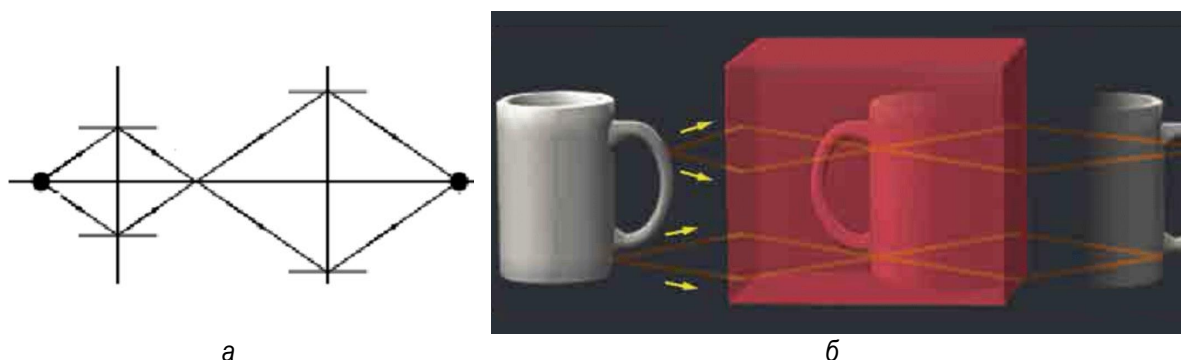


Рис. 3. Линза: а – ход лучей в линзе Веселаго [2]; б – иллюстрация принципа действия суперлинзы [4]

В пространстве, заполненном материалом с любыми положительными значениями диэлектрической и магнитной проницаемостями, затухающие пространственные гармоники не доходят до приемника и часть информации о наблюдаемом объекте теряется. В метаматериале волны, которые экспоненциально затухают в обычных материалах, резонансным образом усиливаются благодаря плазмонам. В качестве среды с отрицательными значениями диэлектрической и магнитной проницаемости Дж. Пендри предложил пленку серебра. Расчеты показали, что тонкий слой с отрицательными  $\varepsilon$  и  $\mu$  работает как

резонатор для затухающих пространственных гармоник электромагнитного поля (рис. 4).

Плазмоны – это квазичастицы, возникающие в проводниках за счет колебаний электронов проводимости относительно кристаллической решетки [13]. Плазмоны играют большую роль в оптических свойствах металлов. Свет с частотой ниже плазменной частоты отражается от металла. Свет с частотой выше плазменной проходит через него. В большинстве металлов плазменная частота находится в ультрафиолетовой области спектра, делая их блестящими в видимом диапазоне.

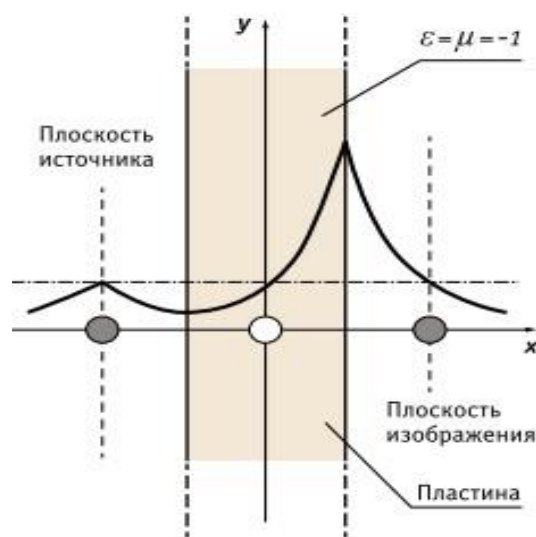


Рис. 4. Распределение амплитуд пространственной гармоники поля источника, проходящей через тонкий слой метаматериала с  $\epsilon = -1$ ,  $\mu = -1$  [4]

Особенностью плазмонного резонанса является увеличение амплитуд пространственных гармоник электромагнитной волны на поверхности метаматериала линзы, которые в обычных материалах затухают. Поэтому при определенных условиях в плоскости изображения (рис. 4) амплитуда этих гармоник может оказаться больше амплитуд пространственных гармоник волны источника. Это позволяет осуществить передачу изображения в мельчайших подробностях.

Таким образом, линза с отрицательным показателем преломления, выполненная из метаматериала, способна «захватывать» пространственные гармоники поля источника, затухающие в обычных материалах. Эти пространственные гармоники содержат всю необходимую информацию о структуре объекта, реализуя сверхразрешение.

## Список литературы

1. Савельев, И. В. Курс общей физики: учеб. пособие для вузов: в 5 томах / И. В. Савельев; 6-е изд., стер. – СПб: Лань, 2022. – Т. 4: Волны. Оптика – 2022. – 252 с.
2. Веселаго, В. Г. Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями  $\epsilon$  и  $\mu$  / В. Г. Веселаго // Успехи физических наук. – 1967. – Т. 92. – С. 517–532.
3. Веселаго, В. Г. Материалы с отрицательным показателем преломления. – URL: <https://www.youtube.com/watch?v=FcNBI5gn2rc>.
4. Лагарьков, А. Н. Метаматериалы: фундаментальные исследования и перспективы / А. Н. Лагарьков, В. Н. Кисель // Энергия: экономика, техника, экология. – 2018. – вып.1. – С. 10–20.
5. Pendry, J. V. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena / J. V. Pendry // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1999. – vol. 47. – № 11. – PP. 2075–2084.
6. Лагарьков, А. Н. Электрофизика и электродинамика метаматериалов. / А. Н. Лагарьков, В. Н. Кисель, А. К. Сарычев, В. Н. Семененко // Теплофизика высоких температур. – 2010. – Т. 48. – № 6. – С. 1031–1048.
7. John, V. Reversing Light with Negative Refraction / John V. Pendry and David R. Smith // Physics Today. – June 2004. – vol. 57. – № 6. – PP. 37–43.
8. Lamb, H. On Group velocity. Proc. London Math. Soc. – 1904. – Ser 2. – V. 1. – P. 473.
9. Мандельштам, Л. И. Лекции, прочитанные 26 февраля 1940 г. и 5 мая 1944 г. Полн. собр. тр. Т. 5. – М.: Изд-во трудов АН СССР, 1950.
10. Сивухин, Д. В. Об энергии электромагнитного поля в диспергирующих средах / Д. В. Сивухин // Опт и спектр. – 1957. – Т. 3. – Вып. 4. – с. 308.
11. Pendry, J. V. Negative Refraction Makes a Perfect Lens / J. V. Pendry // Phys. Rev. Lett. – 2000. – V. 85. – P. 3966.
12. Sarychev, A. Electrodynamics of Metamaterials / A. Sarychev, V. Shalaev // Singapore: World Scientific. – 2007
13. Климов, В. В. Наноплазмоника / В. В. Климов. – М.: Физматлит, 2010. – 480 с.



## ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИЙ МОДУЛЬ КВЧ-ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Г.Ф. Карлова<sup>1</sup>, М.С. Егунов<sup>2</sup>, Е.А. Белозерова<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Томский университет систем управления и радиоэлектроники  
634050, Томск, пр-т Ленина, 36  
E-mail: ekayerina.a.belozerova@tusur.ru

<sup>2</sup> Томский научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов  
634034, г. Томск, ул. Красноармейская, 99а  
E-mail: egunov@sibmail.com

Описано исследование возможности создания приемо-передающих модулей (ППМ) КВЧ-диапазона на отечественной элементной базе. Проведены исследования: теоретическое моделирование и экспериментальное макетирование элементов приемо-передатчика (электрически перестраиваемый генератор, проходной смеситель). Созданы образцы макетов ППМ со следующими параметрами: диапазон рабочих длин волн 5 мм, диапазон электрической перестройки более 2 ГГц, выходная непрерывная мощность передатчика в диапазоне электрической перестройки более 5 мВт.

Настоящая работа посвящена исследованию возможности создания одного из наиболее широко используемых элементов высокочастотных устройств – полупроводникового приемо-передающего модуля с частотной модуляцией (датчики КВЧ-диапазона длин волн), которые используются в радиоэлектронных комплексах в датчике обнаружения подвижных объектов. Исследуются пути создания приемо-передающих модулей (ППМ) КВЧ-диапазона на отечественной элементной базе: диодах Ганна и диодах с барьером Шоттки (смесители, варикапы). Применение арсенидогаллиевой технологии позволяет значительно уменьшить массогабаритные показатели узлов, повысить их надежность, расширить функциональные возможности аппаратуры. Общая структурная схема приемо-передающего модуля представлена на рис. 1.

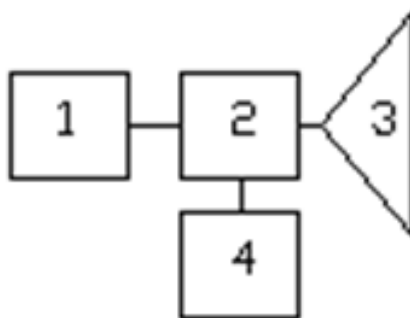


Рис. 1. Общая структурная схема приемо-передающего модуля, где 1 – генератор, управляемый напряжением (ГУН); 2 – проходной смеситель; 3 – приемо-передающая антенна; 4 – плата сопряжения

В качестве активного элемента генератора был выбран серийный кристалл диода Ганна 3А736. Кристаллы этого типа работают на основной гармонике на частотах до 35 ГГц с выходной непрерывной мощностью до 20 мВт. Их рабочий ток не превышает 0,25 А. Таким образом, если сконструировать генератор с использованием указанного диода, но работающий на 2-ой гармонике, то частотный диапазон генератора должен соответствовать диапазону 4–6 мм. На предприятии НИИПП (Томск) серийно выпускаются смесительные диоды 3А138 с балочными выводами, которые по своим параметрам соответствуют заданному диапазону. Малогабаритные или бескорпусные перестраиваемые элементы (варикапы) заданного диапазона на предприятии не выпускаются. Поэтому, основываясь на базовой технологии предприятия, разработан и изготовлен варикап с балочными выводами (рис. 2).

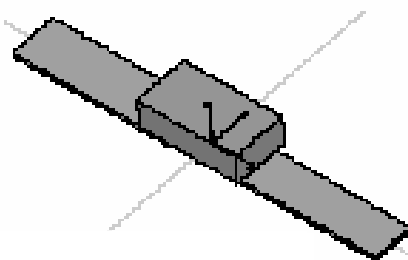


Рис. 2. Варикап с балочными выводами

Изготовленные образцы обеспечивают требуемый коэффициент перекрытия по емкости и выдерживают обратные напряжения до 40 В. Из экспериментальной вольт-фарадной характеристики варикапа (рис. 3) следует, что коэффициент перекрытия по емкости составляет 3,8 раз.

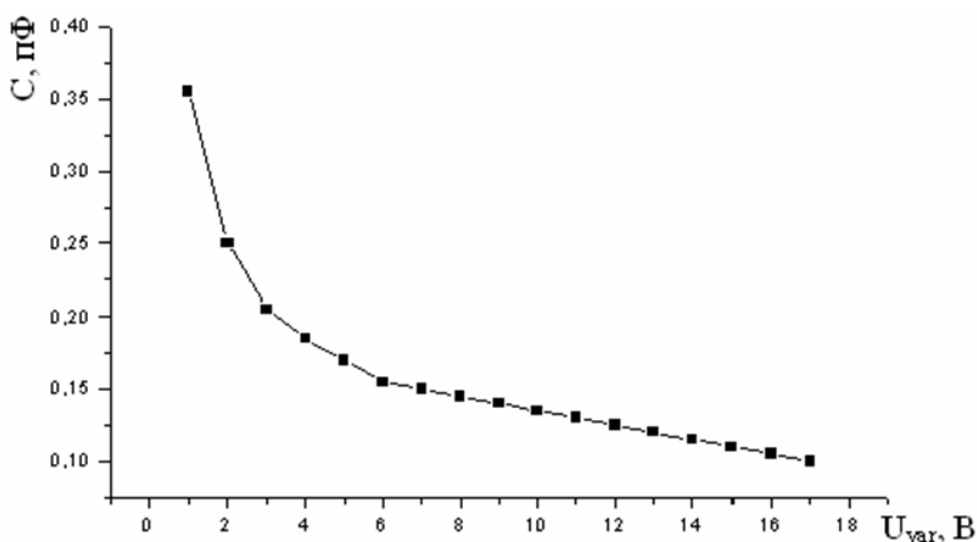


Рис. 3. Вольт-фарадная характеристика варикапа

Возможность создания генератора, управляемого напряжением (ГУН), с использованием режима второй гармоники ранее не исследовалась. Поэтому на первом этапе было проведено макетирование ГУН с применением пакета программ, предназначенных для разработки сверхвысокочастотных узлов на персональном компьютере. Цепи питания диода Ганна и низкочастотный колебательный контур, состоящий из полусосредоточенных элементов и бескорпусного варикапа, представлялись в модели в виде гибридно-интегральной топологии. Топология основных элементов ГУН реализована на тонкой слюдяной подложке (рис. 4). Место расположения варикапа на топологии обозначено крестом. Изменение напряжения смещения на варикапе приводит к изменению емкости варикапа и, следовательно, к изменению (увеличению) собственной частоты первого контура, при этом изменение частоты второго контура не происходит.

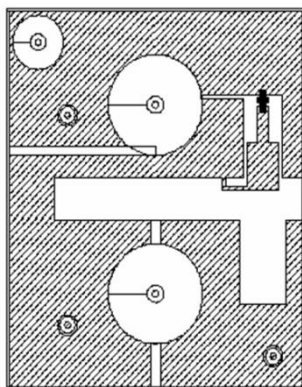


Рис. 4. Топология генератора, управляемого напряжением (ГУН)

На основе результатов машинного моделирования были созданы экспериментальные макеты ГУН (рис. 5). Экспериментальные макеты созданы с использованием серийных корпусных диодов Ганна типа 3А763 и корпусных варикапов типа 3А631, 3А632.

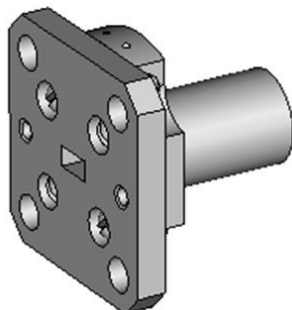


Рис. 5. Экспериментальный макет ГУН

На рис. 6 представлена экспериментальная характеристика зависимости частоты ГУН от напряжения на варикапе.

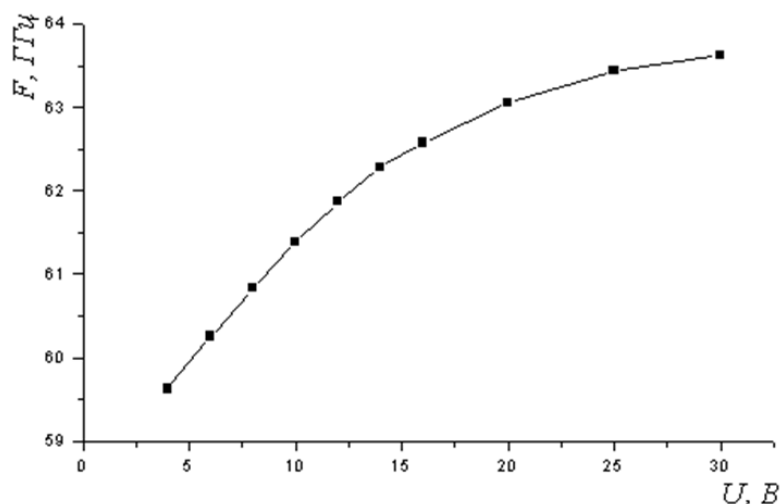


Рис. 6. Зависимость частоты ГУН от напряжения на варикапе

Второй элемент ППМ – проходной смеситель. В целях обеспечения возможности работы ППМ на одну антенну при незначительных массогабаритных показателях в конструкции применен проходной смеситель на бескорпусном серийном диоде Шоттки типа 3A138. Топология смесителя также выполнена с использованием машинного моделирования. Она реализована на тонкой слюдяной подложке (рис. 7). Смеситель обеспечивает в рабочем диапазоне частот проходное затухание не более 3 дБ. На приведенном рисунке место расположения смесительного диода отмечено крестом.

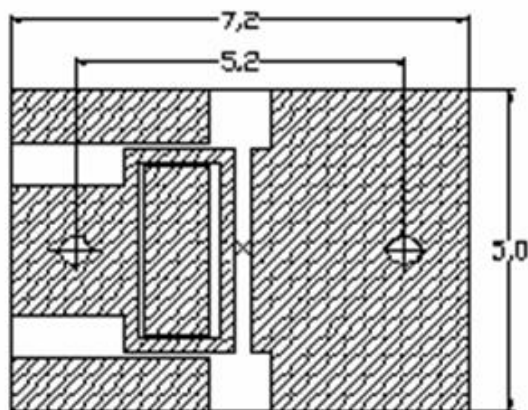
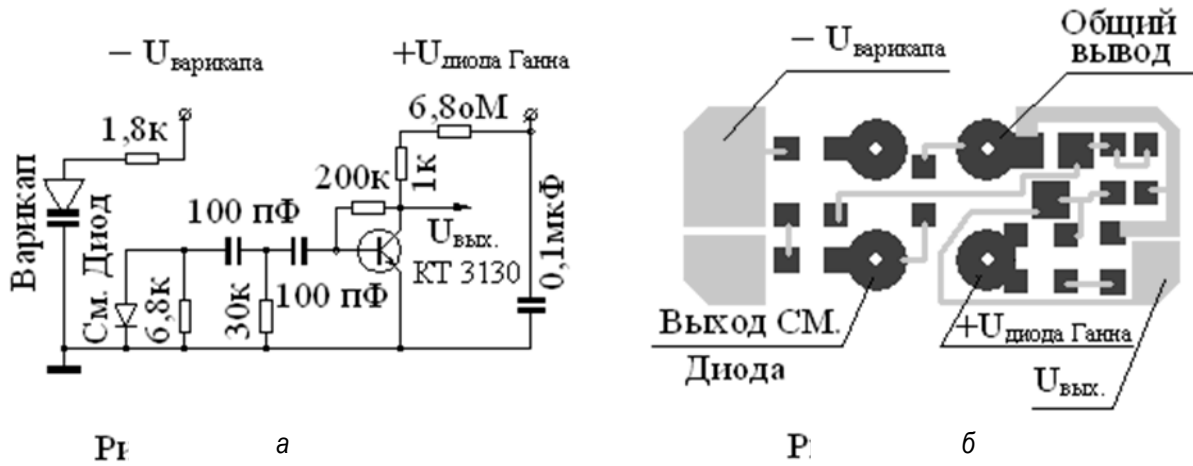


Рис. 7. Топология смесителя на диоде Шоттки

Также в конструкции макета ППМ предусмотрена плата сопряжения, которая предназначена для обеспечения развязки входных и выходных цепей макета от внешних воздействий. Устройства, имеющие открытые выходы элементов с барьерами Шоттки, очень критичны к внешнему воздействию и часто выходят из строя, а плата сопряжения устраняет этот недостаток сама плата сопряжения содержит цепь

нагрузки варикапа, предварительный усилитель сигнала смесителя с фильтром ВЧ, фильтр НЧ в цепи питания диода Ганна. Принципиальная и монтажная схемы платы сопряжения приведены на рис. 8.



Рг а б  
Рис. 8. Плата сопряжения: а – принципиальная схема платы сопряжения, б – плата сопряжения

Последний элемент ППМ – приемо-передающая антенна. Она выполняет функции излучения в зону обнаружения и приема отраженной от объекта электромагнитной волны. В работе использована осесимметричная рупорная антенна с фазокорректирующей диэлектрической линзой Френеля. Антенна представляет собой конусообразный рупор, изготовленный токарно-фрезерным способом из алюминиевого сплава. Диаметр раскрыва рупора 52 мм, высота рупора 37 мм. В раскрыв рупора установлена диэлектрическая линза Френеля, выполненная токарным способом из капролона с  $\epsilon = 2,89$ . Антенна обеспечивает коэффициент усиления 20–23 дБ при диаграмме направленности 8–12°. Внешний вид приемо-передающей антенны и приемо-передатчика представлен на рис. 9.



Рис. 9. Приемо-передающая антенна с ППМ

Для исследования диапазонных свойств ППМ использовался режим ручной перестройки частоты. В этом режиме после установки рабочего напряжения генератора передатчика вручную устанавливалось

необходимое напряжение смещения на управляющем элементе генератора (варикапе) и производились замеры частоты и мощности генерации. Получены следующие результаты: диапазон длин волн 5 мм, диапазон электрической перестройки более 2 ГГц, выходная непрерывная мощность передатчика в диапазоне электрической перестройки более 5 мВт.

### **Основные результаты и выводы**

1. Разработан генератор, управляемый напряжением, как элемент приемо-передающего модуля на основе генератора Ганна с использованием режима второй гармоники с помощью пакета программ, предназначенных для разработки сверхвысокочастотных узлов на персональном компьютере.

2. Разработан и изготовлен бескорпусной варикап с балочными выводами для заданного частотного диапазона.

3. Разработана плата сопряжения, которая предназначена для обеспечения развязки входных и выходных цепей макета от внешних воздействий.

4. Изготовлена приемо-передающая антенна в заданном частотном диапазоне.

5. Исследован макет приемо-передающего модуля с антенной. Получены следующие результаты: диапазон длин волн 5 мм, диапазон электрической перестройки более 2 ГГц, выходная непрерывная мощность передатчика в диапазоне электрической перестройки более 5 мВт.

6. Из работы следует, что возможно создание ППМ КВЧ-диапазона длин волн с частотной модуляцией на отечественной элементной базе.

# ПРИМЕНЕНИЕ КВАНТОВЫХ ЯМ КОМБИНИРОВАННОГО ПРОФИЛЯ С ЦЕЛЮ ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СВЕТОДИОДНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР

**О.Ф. Задорожный<sup>1</sup>, В.Н. Давыдов<sup>1</sup>**

<sup>1</sup>Томский государственный университет системы управления и радиоэлектроники ТУСУР  
г. Томск, пр. Ленина, 40

<sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
г. Красноярск, ул. ак. Киренского, 28  
E-mail: Oleg9300@mail.ru

Рассмотрена излучательная способность квантовой ямы комбинированного профиля, представляющая собой яму, полученную составлением нескольких прямоугольных ям разной толщины и высоты. Приведена методика составления ямы комбинированного профиля, определения числа комбинируемых ям, их глубины и толщины, а также содержание в них индия. В качестве примера в предположении аддитивности формирования энергетического спектра ямы комбинированного профиля при комбинировании трех ям показана возможность кратного увеличения интенсивности излучения гетероструктурой с ямами комбинированного профиля в сравнении с гетероструктурой с прямоугольными ямами.

Важной задачей, определяющей возможности квантовой ямы (КЯ) комбинированного профиля, является задача вычисления ее энергетического спектра. Независимо от числа комбинируемых ям спектр разрешенных значений энергии для электронов может быть найден решением уравнения Шредингера методом Кронига-Пени для их стационарного состояния при использовании расчета спектра в яме прямоугольного профиля с «провалом» [1], и даже для случая двух ям результирующий спектр находят графическим методом. При комбинировании большего числа ям решение усложняется и потому его поиск представляет собой отдельную задачу.

В данной работе демонстрируется возможность увеличения интенсивности излучения путем комбинирования ям с оптимальным числом уровней размерного квантования (УРК). Поэтому важным является не значение энергий УРК в комбинированной яме, а значение интенсивности. В первом приближении будем считать, что энергетический спектр ямы комбинированного профиля представляет собой сумму спектров комбинируемых ям, вычисленных отдельно друг от друга без учета их взаимного влияния. Энергетическая диаграмма КЯ с комбинированным профилем (КП) для выбранного примера приведена на рис. 1.

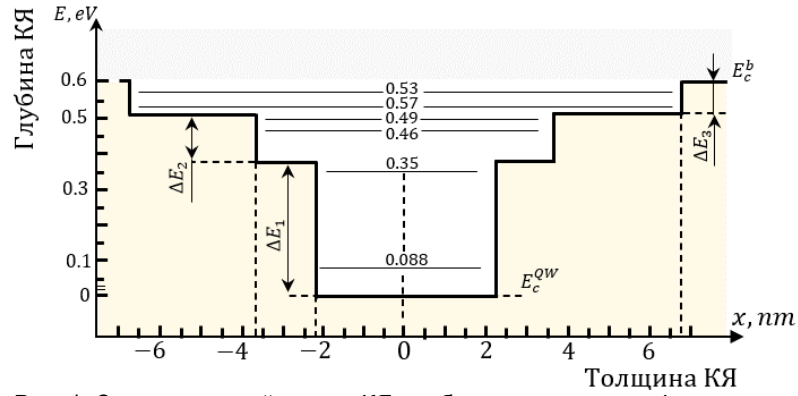


Рис. 1. Энергетический спектр КЯ комбинированного профиля в приближении аддитивной его компоновки

Эмиссионные свойства одиночной ямы комбинированного профиля ( $M = 1$ ), полученного объединением трех ям ( $m = 3$ ), можно оценить с помощью выражения (1) в предположении, что излучательная рекомбинация имеет место только с первого УРК в нижней яме. Тогда в предположении, что излучательная рекомбинация в яме комбинируемого профиля описывается бимолекулярной моделью [1, 2], интенсивность излучения будет описываться выражением:

$$\begin{aligned}
 I_{\Gamma C}^{(\text{комб})} &= \hbar\omega \cdot B_l^{(1)} \cdot \left( \frac{m_n^*}{\pi \cdot \hbar^2} \right) \cdot \left( \frac{m_p^*}{\pi \cdot \hbar^2} \right) \cdot [N_1 \cdot a_1 + N_2 \cdot a_2 + N_3 \cdot a_3] \cdot [P_1 \cdot a_1 + P_2 \cdot a_2 + P_3 \cdot a_3] = \\
 &= \hbar\omega \cdot B_l^{(1)} \cdot \left( \frac{m_n^*}{\pi \cdot \hbar^2} \right) \cdot \left( \frac{m_p^*}{\pi \cdot \hbar^2} \right) \cdot \left\{ \left[ a_1^2 N_1 P_1 + a_2^2 N_2 P_2 + a_3^2 N_3 P_3 \right] + \right. \\
 &\quad \left. \left[ (2a_1 a_3 N_3 P_1 + 2a_1 a_2 N_2 P_1) + a_2 a_3 N_2 P_3 + a_2 a_3 N_3 P_2 \right] \right\}, \quad (1)
 \end{aligned}$$

где  $N_1, N_2, N_3$  и  $P_1, P_2, P_3$  – количество УРК для электронов ( $N_k$ ) и дырок ( $P_k$ ) в объединяемой в ступенчатый профиль, яме с номером.

При вычислении произведения числа электронов и дырок в яме комбинированного профиля по (1) необходимо учесть, что в результирующем выражении для интенсивности величины  $N_k$  и  $P_k$  должны присутствовать только в одном члене перемножения. Данное требование связано с тем, что рекомбинируемые между собой электроны и дырки в одной комбинации  $N_k P_l$  исчезают и не могут принять участие в рекомбинации в другой комбинации. В связи с этим, учитывая разные толщины комбинируемых ям, удобно оставить только пары электронов и дырок с одинаковыми индексами  $k$  и  $l$ , что позволяет упростить вычисления. Тогда выражение (1) можно переписать в виде:

$$I_{\Gamma C}^{(\text{комб})} = \hbar\omega \cdot B_l^{(1)} \cdot a_1^2 \cdot \left( \frac{m_n^*}{\pi \cdot \hbar^2} \right) \cdot \left( \frac{m_p^*}{\pi \cdot \hbar^2} \right) \cdot [N_1 P_1 + q^2 N_2 P_2 + q^4 N_3 P_3] \cdot \quad (2)$$



В рассмотренной выше реализации принципа составления КЯ комбинированного профиля из трех ям полная глубина ямы взята равной 0,60 эВ. При этом энергия первого УРК в яме толщиной  $a_1 = 4,5$  нм равна 0,09 эВ, второго 0,35 эВ, а третий будет иметь энергию примерно 0,80 эВ:  $E_3^{(1)} = E_1^{(1)} \cdot n^2 = 0,88 \cdot 9 = 0,792$  эВ. Это означает, что в прямоугольной яме указанной глубины поместится только два УРК. По этой причине сравнение интенсивности генерируемого излучения КЯ комбинированного профиля целесообразно провести с интенсивностью генерируемого излучения прямоугольной ямы  $I_{\Gamma C}^{(\text{пр})}$  толщиной  $a_1 = 4,5$  нм и глубиной  $\Delta E_c = 0,60$  эВ.

$$\frac{I_{\Gamma C}^{(\text{комб})}}{I_{\Gamma C}^{(\text{пр})}} = 1 + q^2 \left( \frac{N_2 P_2}{N_1 P_1} \right) + q^4 \left( \frac{N_3 P_3}{N_1 P_1} \right), \quad (3)$$

где:  $I_{\Gamma C}^{(\text{пр})}$  – интенсивность излучения гетероструктуры с одной прямоугольной КЯ, определяемая выражением (2). Теперь нетрудно записать выражение для интенсивности излучения ямы, комбинируемый профиль которой составлен по описанному алгоритму из  $m$  числа прямоугольных ям:

$$\frac{I_{\Gamma C}^{(\text{комб})}}{I_{\Gamma C}^{(\text{пр})}} = 1 + q^2 \left( \frac{N_2 P_2}{N_1 P_1} \right) + q^4 \left( \frac{N_3 P_3}{N_1 P_1} \right) + \dots + q^{2(m-1)} \left( \frac{N_m P_m}{N_1 P_1} \right). \quad (4)$$

Как следует из (4), (3), выигрыш в интенсивности излучения ямы комбинированного профиля по сравнению с прямоугольной ямой определяется числом объединяемых ям и числом УРК в каждой из них. Число УРК в  $p$ -КЯ в работе не подсчитывалось, но с точностью, достаточной для оценки возможностей ям с комбинированным профилем, в первом приближении их число можно взять равными значениям, найденным для  $n$ -КЯ:  $P_3 = N_3$ ,  $P_2 = N_2$ ,  $P_1 = N_1$ . Для краткости записи и удобства анализа (3) обозначим  $R_2 = N_2/N_1$ ,  $R_3 = N_3/N_1$ , тогда оно примет простой вид:

$$\frac{I_{\Gamma C}^{(\text{комб})}}{I_{\Gamma C}^{(\text{пр})}} = 1 + q^2 R_2^2 + q^4 R_3^2. \quad (5)$$

Как следует из данного выражения, для увеличения выигрыша в величине генерируемого излучения, получаемого от использования КЯ комбинированного профиля необходимо увеличивать количество

объединяемых ям прямоугольного профиля (число слагаемых в правой части) с наибольшей разницей в их ширине (параметр  $q$ ), а также увеличивать число УРК в верхней яме.

Согласно принципу уплотнения УРК в яме, в рассмотренном примере комбинирования ямы из трех прямоугольных ям для увеличения числа разрешенных состояний при минимальном энергетическом объеме, предложено брать число уровней во всех ямах не более двух [3]. В прямоугольной КЯ выбранной глубины число уровней также равно двум. Тогда выигрыш в интенсивности излучения комбинированной ямы для случая ее комбинирования из трех КЯ выражение (5) будет:

$$\frac{I_{\Gamma C}^{(\text{комб})}}{I_{\Gamma C}^{(\text{пр})}} = 1 + q^2 + q^4 \cong 12.3. \quad (6)$$

В случае комбинации КЯ с КП из двух прямоугольных ям выражение (6) преобразуется к виду:

$$I_{\Gamma C}^{(\text{комб})} / I_{\Gamma C}^{(\text{пр})} = 1 + q^2 \cong 4.0. \quad (7)$$

Полученные оценки являются предельными, т. к. получены в предположении максимального заполнения УРК во всех ямах. Тем не менее, они указывают на возможность кратного повышения интенсивности излучения светодиодной гетероструктуры за счет использования в ней ям с КП.

На рис. 2 показана конструкция гетероструктуры с КЯ комбинированного профиля.

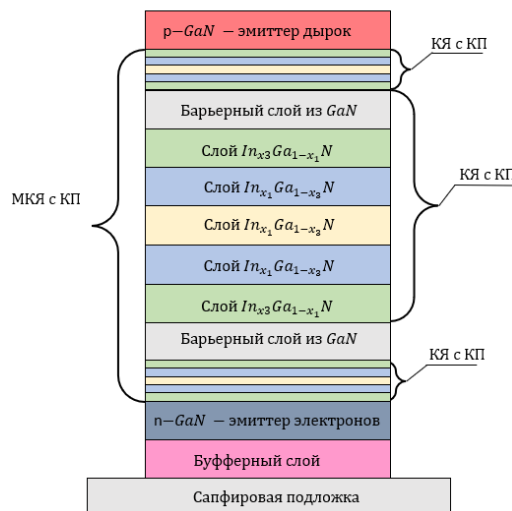


Рис. 2. Конструкция светодиодной гетероструктуры с квантовыми ямами комбинированного профиля

Активная область которой содержит множественные КЯ, полученные объединением трех КЯ разной толщины согласно описанному алгоритму. Комбинированный профиль ямы получен нанесением нескольких слоев  $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  с образованием последовательности объединяемых КЯ вида  $\text{In}_{x_3}\text{Ga}_{1-x_3}\text{N}/\text{In}_{x_2}\text{Ga}_{1-x_2}\text{N}/\text{In}_{x_1}\text{Ga}_{1-x_1}\text{N}/n_{x_2}\text{Ga}_{1-x_2}\text{N}/\text{In}_{x_3}\text{Ga}_{1-x_3}\text{N}$ , отличающихся содержанием индия в соседних слоях:  $x_3 < x_2 < x_1 > x_2 > x_3$ .

Наряду с увеличением интенсивности излучения комбинирование ям в светодиодных гетероструктурах за счет увеличения числа неравновесных носителей заряда в КЯ вероятно возможен дополнительный рост интенсивности их излучения [1] из-за увеличения площади перекрытия волновых функций электронов и дырок в *n*- и *p*-КЯ одного слоя за счет уменьшения пьезоэлектрического поля поляризации внутри излучающей ямы, вызванного уменьшением рассогласования постоянных решеток в излучающей и соседних с ней ямами.

Таким образом, предложен способ увеличения интенсивности генерируемого светодиодной гетероструктурой излучения за счет увеличения числа УРК в ее квантовых ямах, получаемых пространственным объединением нескольких прямоугольных ям разной толщины, глубины фазового состава.

Показано, что рост числа УРК в яме комбинированного профиля увеличивает число инжектируемых в ее носителей заряда. Увеличение эффективности инжекции в КЯ при заданном токе через гетероструктуру происходит за счет уменьшения сквозного тока, создаваемого носителями, не захваченными ямами. Численные оценки показывают возможность увеличения интенсивности излучения в несколько раз.

### Список литературы

1. Драгунов, В. П. Основы наноэлектроники / В. П. Драгунов, И. Г. Неизвестный, В. А. Гридчин. – М.: Логос, 2006. – 496 с.
2. Данилов, Л. В. Роль электрон-электронного взаимодействия в процессе захвата носителей заряда в гетероструктурах с глубокими квантовыми ямами / Л. В. Данилов, Г. Г. Зегря // ФТП. – 2013. – Т.47. – № 10. – С. 1347–1355.
3. Патент на изобретение RU 2 720 046 С1. Заявка на изобретение № 2019123050, дата регистрации 17.07.2019. Светодиодная гетероструктура с квантовыми ямами комбинированного профиля / В. Н. Давыдов, О. Ф. Задорожный, В. И. Туев, М. В. Давыдов, В. С. Солдаткин, А. А. Вилисов.

# ПРИМЕНЕНИЕ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ОБРАБОТКИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ В БОРТОВОЙ АППАРАТУРЕ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

**Л.А. Клизубова**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: klizubova1993@gmail.com

Реализован анализ методов аппроксимаций алгоритмов фильтрации БИХ-фильтра. Описаны обнаруженные преимущества использования средств цифровой обработки сигналов в бортовой аппаратуре космических аппаратов.

На текущем этапе развития бортовой аппаратуры космических аппаратов (БА КА) одна из основных задач гарантирования успешной фильтрации – это установленные характеристики по помехоустойчивости для однозначной и прецизионной обработки аналоговых сигналов.

Целью текущего этапа исследования является разработка алгоритма фильтрации с применением средств цифровой обработки сигнала (ЦОС) для прецизионной обработки аналоговых сигналов в БА КА.

Существует две большие группы фильтров: БИХ-фильтр, КИХ-фильтр (табл. 1).

Таблица 1

**Характеристики групп фильтров**

№	КИХ-фильтр	БИХ-фильтры
1	Линейные дискретные во времени системы	Фазовая характеристика нелинейна
2	Гарантированная устойчивость	Рекурсивны
3	Математическое представление КИХ-фильтров алгебраически сложнее	БИХ-фильтры осуществляются более простыми способами

Для применения КИХ-фильтра нужна высокоинтегрированная элементная база, необходимы ПЛИС с достаточным объемом памяти. Аналоговые фильтры легче преобразовать в равнозначительные БИХ-фильтры. Для БИХ-фильтра требуется меньше вычислительной памяти, значит, требования к ПЛИС характерно снижаются. Для первичной реализации с последующей отработкой используем БИХ-фильтр. На базе программированных логических интегральных схем фирмы Altera реализуем БИХ-фильтр с минимально определенными требованиями.

Решено реализовывать алгоритм обработки синтезируемого БИХ-фильтра разными методами аппроксимаций в результате анализа

информационных источников [1–3], так как аналоговые фильтры легко преобразуются в эквивалентные БИХ-фильтры со сходными спецификациями. Заданные требования к фильтру: полоса пропускания до 10 кГц, полоса среза заканчивается на 40 кГц, полоса затухания от 40 до 400 кГц, неравномерность в полосе пропускания 0,1 дБ.

АЧХ фильтра нижних частот методом Баттерворта максимально гладкая и монотонная в пределах полосы пропускания и полосы задержки с широкой переходной полосой (рис. 1).

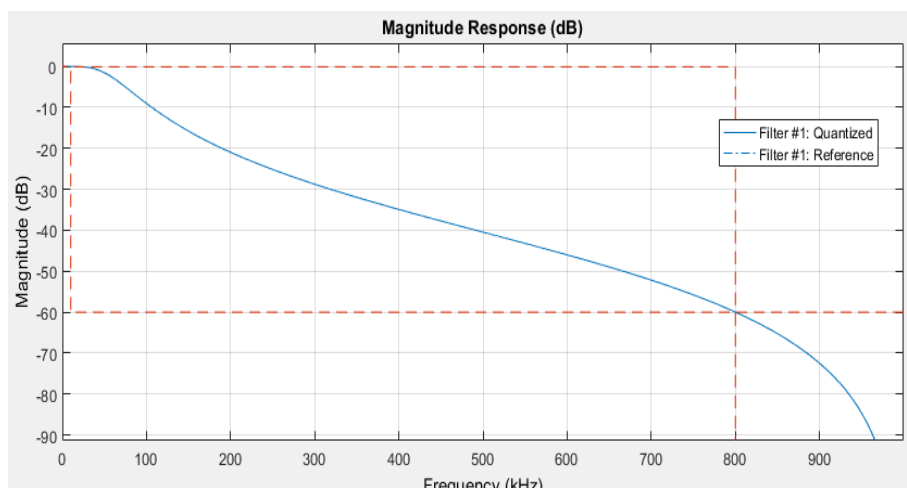


Рис. 1. АЧХ-фильтр Баттерворта

Фильтр нижних частот Чебышева 1 рода обладает АЧХ с пульсациями в полосе пропускания и максимально гладкой в полосе заграждения (рис. 2).

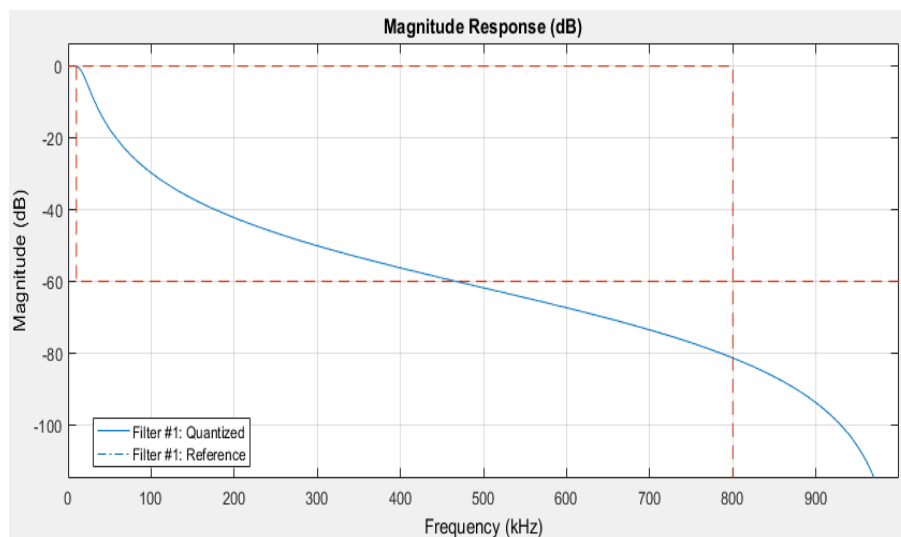


Рис. 2. АЧХ-фильтр Чебышева 1 рода

АЧХ-фильтр нижних частот Чебышева 2 рода отличается максимально гладкой в полосе пропускания и с пульсациями в полосе заграждения характеристикой (рис. 3).

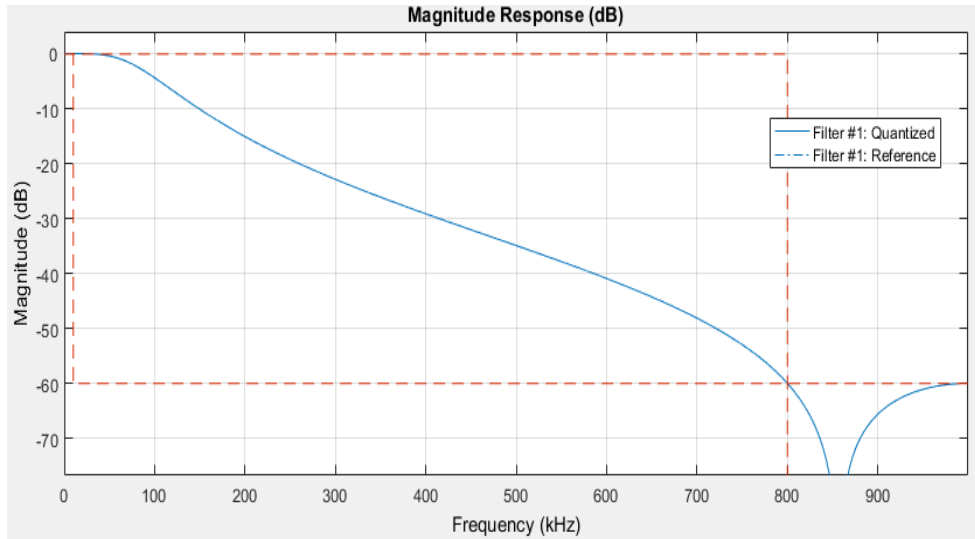


Рис. 3. АЧХ-фильтра Чебышева 2 рода

АЧХ фильтра нижних частот Золотарева-Кауэра в полосе пропускания и в полосе заграждения содержит пульсации, поэтому разработка фильтра Золотарева-Кауэра значительно сложнее синтеза ФНЧ методами Баттерворта и Чебышева (рис. 4).

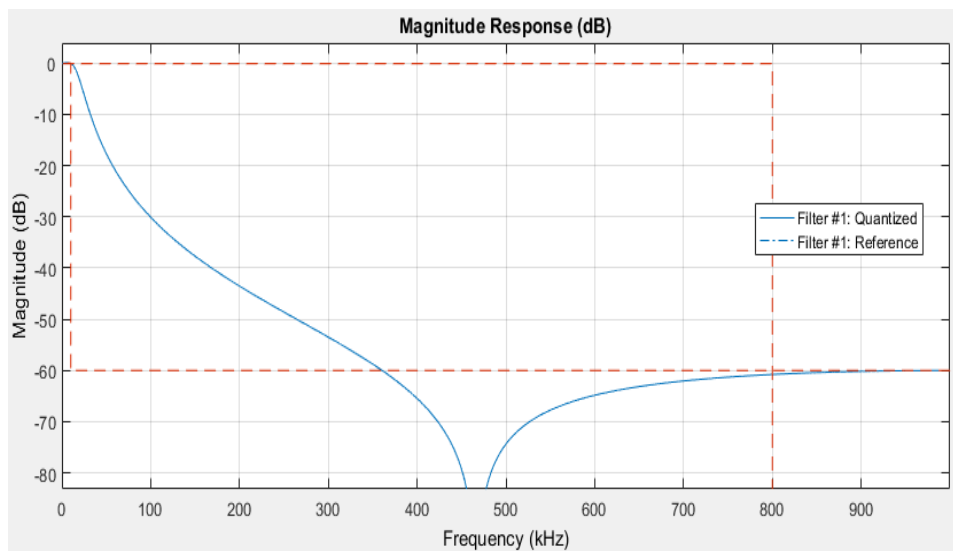


Рис. 4. АЧХ фильтра Золотарева-Кауэра

Разработанные с разными методами аппроксимации алгоритмы фильтрации на основе БИХ-фильтра были реализованы с использованием передискретизации на ПЛИС отечественного производства. Использование схемы передискретизации позволяет увеличить в несколько раз

минимально требуемую по теореме Котельникова частоту дискретизации для цифровизации аналогового сигнала. В табл. 2 представлено сравнение количества логических элементов, которые занимают рассматриваемые алгоритмы фильтрации в кристалле ПЛИС.

Таблица 2

**Количество логических элементов в ПЛИС**

Метод аппроксимации	Баттерворта	Чебышева 1 рода	Чебышева 2 рода	Золотарева- Кауэра
Количество логических элементов	574	591	623	603

Анализ методов аппроксимации БИХ-фильтра с точки зрения соответствия минимальным требованиям для обработки сигнала и наименьшему занимаемому объему памяти в ПЛИС показал, что в данный момент подходящим методом обработки сигналов является реализация БИХ-фильтра с методом аппроксимации Баттерворта [4–5].

Ввиду выше сказанного применение средств ЦОС для обработки аналоговых сигналов в блоках приборов из состава БА КА обладает рядом достоинств:

- удобство настройки и внесения изменений в структуру фильтра за счет программной реализации;
- снижение зависимости измерений от аппаратной реализации аналогового тракта и внешних воздействий на него;
- возможность изменения частоты передискретизации для увеличения разрешающей способности фильтра;
- снижение аппаратных затрат для обеспечения обработки аналогового сигнала за счет реализации цифрового фильтра на ПЛИС;
- незначительное увеличение тока потребления устройства ( $\sim 0,1$  А) при использовании цифрового фильтра.

### Список литературы

1. Цифровая обработка сигналов и MATLAB: учеб. пособие / А.И. Солонина, Д. М. Клионский, Т. В. Меркучева, С. Н. Перов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2013. – 512 с.
2. Лайонс, Р. Цифровая обработка сигналов. 2-е изд. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. – 656 с.
3. Эммануил, С. Цифровая обработка сигналов: практический подход / Эммануил, С. Айфичер, Барри У. Джервис; 2-е изд.: пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – 992 с.
4. Лэй Эдмунд. Цифровая обработка сигналов для инженеров и технических специалистов: практическое руководство / Эдмунд Лэй. Пер. с англ. Н. С. Соголюб. – М.: ООО «Группа ИТД», 2007. – 336 с.
5. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко. – СПб.: Питер, 2002. – 508 с.

# РАЗРАБОТКА АВТОМАТИЧЕСКОГО УСТРОЙСТВА ПОДАЧИ МИКРОПРОВОЛОКИ ДЛЯ УСТАНОВКИ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ СВАРКИ

Д.А. Захаров<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>АО «НПП «Радиосвязь»

660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19

<sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ

660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

E-mail: DZakharov-RF21@stud.sfu-kras.ru

Представлена разработка автоматического устройства подачи микропроволоки для установки ультразвуковой сварки. Рассмотрены варианты реализации подобных устройств. Предложен прототип автоматической подачи микропроволоки.

Подача проволоки к рабочему инструменту является одной из самых сложных технологических задач в ультразвуковой микросварке. Известен ряд вариантов подачи микропроволоки в сварочном оборудовании: пассивная, выполненная на скользящем подшипнике, и автоматическая с использованием датчиков и двигателей.

Механизм пассивной подачи используется на полуавтоматической установке 4523AD компании Kulicke & Soffa (США) (рис. 1). Микропроволока находится под натяжением, создаваемым катушкой и зажимом. Микропроволока при данном методе подачи может растягиваться и рваться.

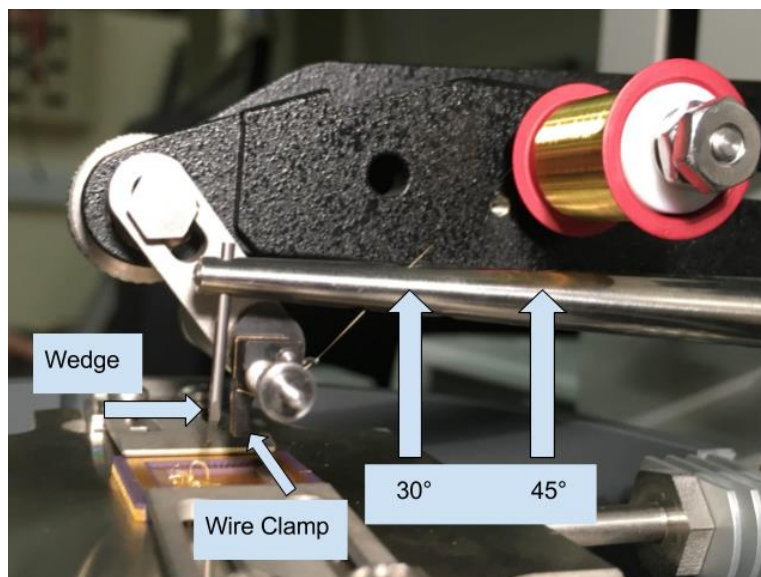


Рис. 1. Пассивная подача, выполненная на скользящем подшипнике

Установка используется для сварки методом клин-клин. Для данного метода используется рабочий инструмент (wedge)



и в зависимости от его типа микропроволока, расположенная на валу, выполненном на скользящем подшипнике, подается под определенным углом (30 или 45 градусов). Зажим (wire clamp) удерживает микропроволоку и препятствует ее вылету.

Примером автоматической подачи является устройство, используемое на полуавтоматической установке НВ16 производства компании ТРТ (Германия) (рис. 2).

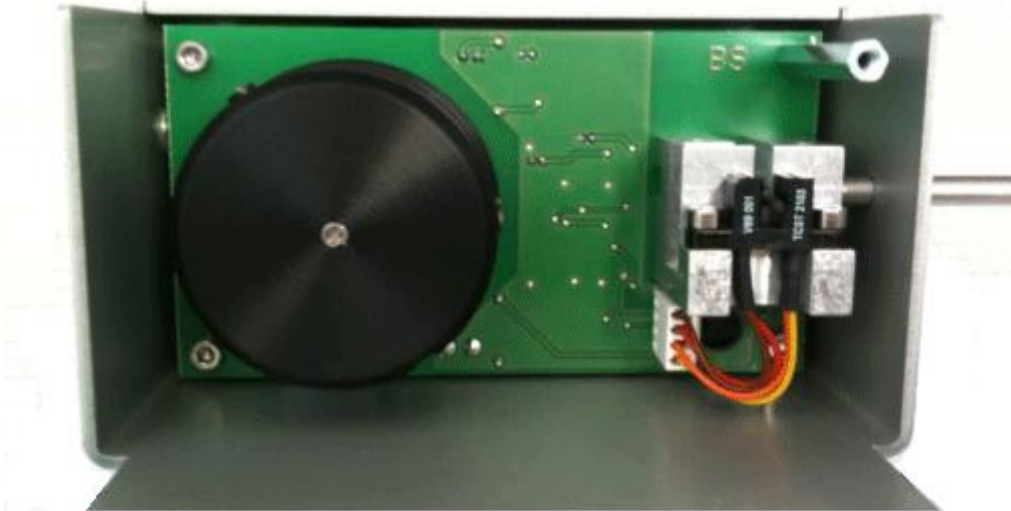


Рис. 2. Автоматическая подача, выполненная на датчике препятствия

В устройстве пассивной подачи катушка раскручивается за счет приложения определенного усилия. При этом проволока находится под постоянным натяжением, что может привести к ее растягиванию, разрыву или вылету проволоки из рабочего инструмента. В устройствах с автоматической подачей данные проблемы устраняются благодаря использованию специального привода, обеспечивающего разматывание катушки при малейшем натяжении проволоки.

В настоящее время пассивная подача проволоки встречается на старом сварочном оборудовании, не обеспечивающем высокой производительности. Зачастую это мало механизированные или полуавтоматические устройства микросварки, где протягивание проволоки выполняет сам оператор.

По мере совершенствования технологического оборудования и повышения требований к скорости выполнения сварки проблема усовершенствования устройств подачи проволоки в промышленных установках микросварки становится все более актуальной. Устройства подачи выполняются на датчиках касания, препятствия, а в более новых установках проталкивание проволоки может обеспечиваться при помощи сжатого воздуха.

Актуальной также является задача модернизации используемого в производстве оборудования. Так, например, это относится к установке ЭМ4320 производства ПЛАНАР-СО (Республика Беларусь) микросварки методом шарик-клин. Данный метод является ведущим для сварки золотой микропроволокой элементов интегральных схем. Поэтому модернизация установки ЭМ4320 позволяет сохранить возможность дальнейшего использования и одновременно повысить ее функциональные возможности.

Целью работы является разработка автоматического устройства подачи проволоки, его внедрение в действующее оборудование. Важными критериями разработки являются простота, надежность, функциональность и экономическая целесообразность.

Главная проблема оборудования ЭМ4320 связана с вылетом проволоки из рабочего инструмента, что снижает скорость и качество сварки. Проблема подачи проволоки затрагивает не только старое сварочное оборудование, но и ряд новых установок микросварки.

В автоматической установке ультразвуковой микросварки ТРТ НВ100 используется штатный механизм, который тоже имеет ряд проблем:

- катушка находится под углом  $90^\circ$  к рабочему инструменту в статичном положении, поэтому наблюдается сползание верхних витков проволоки на нижние, что мешает беспрепятственному разматыванию проволоки;

- могут происходить зацепы и разрывы проволоки.

Для замены штатной системы подачи проволоки был разработан прототип автоматической подачи проволоки, который выполнен по аналогии с макетным образцом, показанным на рис. 3.

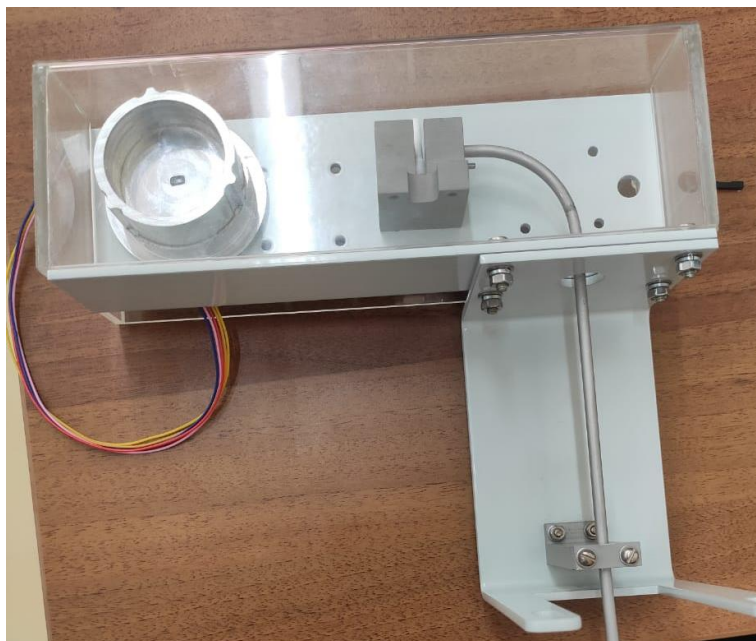


Рис. 3. Прототип автоматической подачи микропроволоки

В ходе тестирования изделия было выявлено, что в области изгиба проволока имеет небольшое трение о стенки металлической трубки. Трение вызывает натяжение проволоки и замедляет нормальное прохождение проволоки к рабочему инструменту. Для уменьшения трения необходимо было изменить угол изгиба трубки или изменить используемый материал. Изменение угла изгиба было конструктивно невозможно, поэтому для решения данной проблемы было выбрано использование фторопластовой трубки для уменьшения шероховатости внутренней поверхности. Создание и внедрение прототипа вызвали определенные технические проблемы, которые решались для получения необходимого результата. Выявленные недостатки будут учтены при реализации автоматической подачи проволоки для установки ЭМ4320.

#### Список литературы

1. Официальный сайт компании Kulicke & Soffa. – URL: <https://www.kns.com>.
2. Официальный сайт компании TPT. – URL: <https://www.tpt.de>.
3. Официальный сайт компании ПЛАНАР-СО. – URL: <https://kbtem.by>.

## РАЗРАБОТКА СТЕНДА ДЛЯ КАЛИБРОВКИ ДАТЧИКОВ УГЛОВЫХ СКОРОСТЕЙ

**Р.С. Калинин, А.А. Левицкий**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: Pentium-1996@mail.ru

Представлена разработка малогабаритного лабораторного стенда для калибровки датчиков угловых скоростей. Определены общие требования к стенду и предложен вариант его компоновки.

Инерциальные датчики, выполненные на основе технологий микроэлектромеханических систем (МЭМС) получили широкое распространение в различных областях техники. Одной из задач, связанных с применением инерциальных датчиков является их калибровка [1–3]. Это в полной мере относится и к датчикам угловых скоростей, в том числе, микромеханическим вибрационным гироскопам.

Применительно к датчику угловой скорости калибровка включает определение оси чувствительности (оси, относительно которой измеряется угловая скорость), коэффициента пропорциональности между выходным значением и значением угловой скорости. Важно также исследование смещения нуля выходного сигнала датчика, его температурного и временного дрейфа.

Для калибровки датчиков угловых скоростей и настройки систем на их основе применяются специальные поворотные испытательные стенды. Поворотный стенд обеспечивает вращение исследуемого датчика угловых скоростей в различных плоскостях. В процессе испытаний с заданными параметрами вращения с датчика снимается выходной сигнал, позволяющий определить основные характеристики исследуемого элемента или устройства.

Выходным сигналом датчика может являться напряжение либо, если он имеет встроенный аналого-цифровой преобразователь, пакеты данных, в которых передается значение, пропорциональное угловой скорости.

Промышленные поворотные испытательные стенды являются высокоточными установками, предназначенными для проведения испытаний и калибровки гироскопических датчиков, инерциальных навигационных систем [4–7]. Стенды подразделяются на одно-, двух-, трехосные.

Примером промышленной установки может служить двухосный автоматизированный стенд СДА-2 производства компании ООО «ИНЕРТЕХ», предназначенный для задания и измерения угловых положений и угловых скоростей вращения планшайбы вокруг двух взаимно ортогональных осей (рис. 1). Установка может применяться для испытаний объектов с габаритными размерами до 500 мм × 400 мм (диаметр × высота) и массой до 40 кг. Размеры механического агрегата установки 1100 мм × 950 мм × 1650 мм, масса – не более 500 кг.

Установка СДА-2 так же, как и другие промышленные поворотные стенды, имеет значительные габаритные размеры, большую массу, требует применения специального развязанного фундамента, подключения к промышленной трехфазной сети переменного тока 380 В с частотой 50 Гц и рассчитана на использование в специальных испытательных лабораториях.

Для испытаний миниатюрных гироскопических датчиков более предпочтительным является использование поворотного стенда, имеющего небольшие размеры и массу. В данной работе представлен проект малогабаритного двухосного поворотного стенда.



Рис. 1. Стенд двухосный автоматизированный СДА-2

Небольшие размеры поворотного стенда облегчают проведение комбинированных испытаний, например, при одновременном воздействии на датчики вращения и вибрации или вращения и изменения температуры. На этапе формулирования требований к разрабатываемому стенду было определено, что он предназначен для исследования датчиков (инерциальных модулей) массой до 200 г, и размерами не более 100 мм × 100 мм × 100 мм. Стенд должен быть рассчитан на питание

от однофазной сети переменного тока 220 В, 50 Гц и иметь массу не более 20 кг.

Основными элементами конструкции поворотного станда являются основание и приводимая в движение электрическими двигателями, установочная платформа (планшайба) закрепленная на двухосном подвесе (рис. 2).

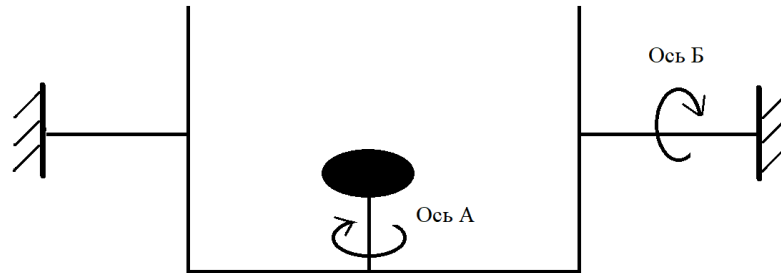


Рис. 2. Кинематическая схема малогабаритного поворотного станда

Трехмерная модель поворотного станда показана на рис. 3.

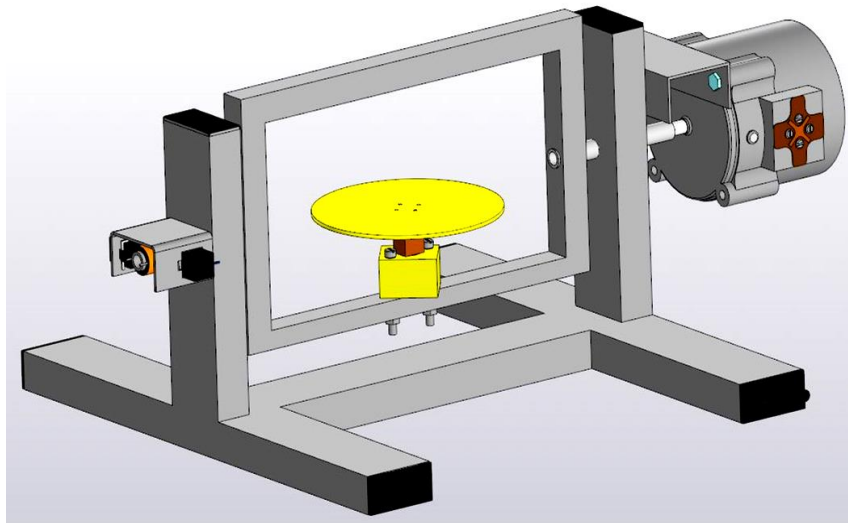


Рис. 3. Трехмерная модель поворотного станда

Для вращения исследуемых датчиков, установленных на планшайбу, могут использоваться синхронные двигатели, позволяющие плавно изменять скорость движения в достаточно широких пределах. Для этого система должна быть дополнена схемой управления синхронными двигателями.

В прототипе станда, изготавливаемом на начальном этапе, для вращения планшайбы используется коллекторный электродвигатель постоянного тока с редуктором, позволяющим получить частоту вращения 60 об/мин. При размерах 12 мм × 26 мм (диаметр корпуса ×

длина корпуса) и рабочем напряжении 12 В двигатель, благодаря редуктору, развивает на валу достаточный момент для обеспечения устойчивого вращения планшайбы с установленным на ней исследуемым датчиком [8, 9].

Общий вид экспериментального образца поворотного стенда показан на рис. 4.

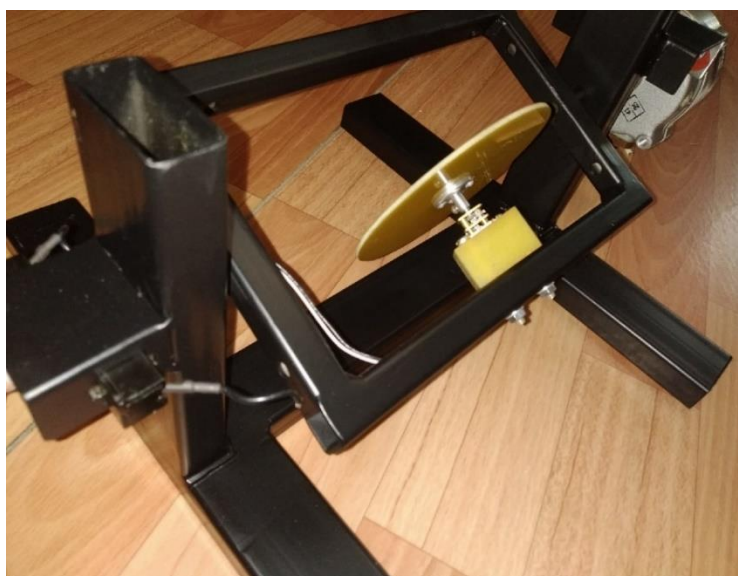


Рис. 4. Общий вид экспериментального образца поворотного стенда

Для вращения кронштейна с планшайбой решено применить асинхронный управляемый двигатель малой мощности РД-09, для подключения которого может использоваться однофазная сеть переменного тока 220 В, 50 Гц. Данные двигатели имеют редукторы с разными, в зависимости от их модификации, передаточными отношениями.

При использовании РД-09 с передаточным отношением редуктора 1/15,62 двигатель обеспечивает частоту вращения 76 об/мин при пусковом моменте на выходном валу редуктора не менее 0,156 Н·м.

В схеме управления электрическим приводом поворотного стенда предусматривается возможность изменения частоты вращения электродвигателей в некоторых пределах. Это позволит с помощью встроенных в стенд датчиков вращения подстраивать скорость поворота исследуемого датчика [10].

Разработка малогабаритного стенда для испытания и калибровки датчиков угловых скоростей позволит использовать его в лабораторных условиях без специально подготовленных площадок. С помощью данного стенда планируется проведение исследований в рамках работ по созданию инерциальных безгироскопных модулей на основе группы разнесенных акселерометров.

## Список литературы

1. Грязин, Д. Г. Метрологическое обеспечение испытаний микромеханических датчиков и модулей / Д. Г. Грязин, О. О. Величко, А. Б. Чекмарев // Известия ТулГУ. Технические науки. – 2012. – Вып. 7. – С. 67–77.
2. Шаврин, В. В. Калибровка микроэлектромеханических датчиков ускорений и угловых скоростей в бесплатформенных инерциальных навигационных системах / В. В. Шаврин, А. С. Конаков, В. И. Тисленко // Доклады ТУСУРа. Июнь 2012. – № 1 (25). – Ч. 2. – С. 265–269.
3. Ригли, У. С. Теория, проектирование и испытания гироскопов/ У. П. Денхард, У. С. Ригли, У. А. Холлистер – М.: Мир, 1972. – 372 с.
4. Калихман, Д. М. Прецизионные управляемые стенды для динамических испытаний гироскопических приборов / Д. М. Калихман; под общ. ред. акад. Рос. акад. наук В. Г. Пешехонова – СПб.: ГНЦ РФ ЦНИИ «Электроприбор», 2008. – 298 с.
5. Группа компаний БЛМ Синержи. Одноосные поворотные столы и симуляторы движения. – URL: <https://blms.ru>.
6. Группа компаний ООО ИНТЕРТЕХ. Каталог продукции. – URL: <http://inertech-ltd.com>.
7. Автоматизированные поворотные стенды для испытания и калибровки гироскопических приборов, акселерометров, систем ориентации, навигации и стабилизации различного типа, класса и назначения. – URL: <https://etu.ru/ru/nauchnaya-i-innovacionnaya-deyatelnost/tehnopark/nauchno-tehnicheskaya-produkciya-tehnoparka/ispytatelnye-stendy-dlya-kalibrovki-i-testirovaniya-razlichnyh-inercialnyh-datchikov-i-sistem>.
8. Роцин, Г. И. Конструирование механизмов радиоэлектронной аппаратуры / Г. И. Роцин. – М.: Высш. шк., 1973. – 392 с.
9. Чернин, И. М. Расчеты деталей машин / И. М. Чернин, А. В. Кузьмин, Г. М. Ицкович. – М.: Высш. школа, 1978. – 472 с.
10. Седышев, В. В. Управление угловым движением одноосного испытательного стенда гироскопических систем / П. Е. Белочкин, В. В. Седышев. – Л.: «Энергия», 1998. – 42 с.



## СОЗДАНИЕ ПРОИЗВОДСТВЕННОЙ ЛАБОРАТОРИИ ДЛЯ ФИЗИЧЕСКОЙ ВЕРИФИКАЦИИ ИС

**В.С. Засемков**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: vzasemkov@sfu-krasl.ru

Рассмотрен новый формат микроэлектронного производства AIDL (Agile Integrated Device Laboratory, рус. Интеллектуальная Комплексная Лаборатория). Компактное производство способно производить чипы по технологии МЭМС, КМОП от единичных чипов до 10 тыс. штук в месяц.

По оценкам Международной организации поставщиков материалов и оборудования для полупроводниковой промышленности (SEMI) мировой рынок полупроводниковых приборов в период с 2015 по 2025 гг. увеличится почти вдвое – с 342,7 млрд. долл. в 2015 г. до 655,6 млрд. долл. в 2025 г. При этом среднегодовой темп прироста продаж в указанный период составит 6,7 %. При дальнейшем освоении передовых топологических норм растущую роль будут играть кремниевые заводы, все в большей мере занимающие место основной современной производственной базы полупроводниковой промышленности. Как ожидается, рынок услуг кремниевых заводов в период 2020–2025 гг. увеличится – с 78 млрд. до 97,5 млрд. долл. При этом большая часть вводимых мощностей будет предназначена для производства ИС с топологиями 16/14 нм и менее, в результате чего после 2020 г. продажи ИС с топологиями 10/7 нм и менее может вырасти с 14,8 млрд. (2020 г.) до 39 млрд. долл. (2025 г.).

Основные игроки известны, цена входного билета в производственную нишу современной электроники превышает 10 млрд. долл., рынки поделены, нанометры пройдены, подложки по площади уже сравнимы с небольшим журнальным столиком (450мм), и т. д. Мегафабрики вынуждены вести между собой жесткую конкурентную борьбу на глобальном рынке. Игра идет на выбывание. Эксперты прогнозируют, что в мире через несколько лет останется не больше шести полупроводниковых мегафабов. От начальной модели организации производства IDM (Integrated Device Manufacture, «комплексный производитель», т. е. компания сама занимается разработкой, производством и продажей готовых изделий), все компании, за исключением нескольких супер-мега-производителей (Intel, Samsung) вынуждены были оптимизировать свои бизнес-процессы и специа-

лизироваться до чистых разработчиков (дизайн-центр, Fables –компания), либо только как производители чипов (Foundry – компания), или даже Foundry, нацеленные на выполнение только сторонних заказов (модель pure-play foundry).

В итоге на рынке сложилась ситуация, когда небольшие и даже средние компании не в состоянии сделать заказ на небольшую партию чипов для своих перспективных изделий. Мегафабам больше не интересны мелкие заказы, они штампуют однотипные микросхемы миллионными тиражами в рамках крупных заказов. Цена разработки и изготовления каждой новой микросхемы превышает все мыслимые пределы. Например, комплект масок для технологии уровня 65 *nm* современного чипа может превысить 1 млн. долл. США. Такие расходы можно окупить только миллионными продажами.

На мировом рынке сложилась уникальная ситуация, когда для новых узкоспециализированных устройств и приборов, выпускаемых небольшими тиражами (от штучного производства до партии в нескольких десятков тысяч штук) просто нет современной электронной начинки. А потребности этого сектора электроники в наше время уже превышает 50 % всего мирового рынка электроники. С дальнейшим развитием направления по созданию полнофункциональных устройств в одном корпусе СвК (SiP (System-in-Package, «система-в-упаковке»)) и СнК (SoC (System-on-Chip, «система-в-чипе»)) эта тенденция только усилится. В настоящее время полузаказные ИС не могут полностью закрыть потребности производителей электронной техники, в первую очередь из-за сложности «доводки», недостаточного быстродействия и высокого энергопотребления.

Современный рынок требует новых бизнес-моделей микроэлектронного производства, способных удовлетворить потребности этой части рынка. Наиболее перспективен переход к набору компактных фабрик небольшой производительности для обработки пластин малого диаметра.

В Японии, под руководством национального института передовых промышленных наук и технологий (National Institute Advanced Industrial Science and Technology AIST) создана ассоциация «Minimal Fab Technical Research Association» [1]. В этом проекте участвуют более 170 ведущих разработчиков технологий и производителей промышленного оборудования. В настоящее время доступен комплект установок Minimal Fab для выпуска МЭМС, НЭМС и КМОП.

Технологическая линия Minimal Fab позволяет обрабатывать 10–40 тыс. подложек в месяц. Минифабрика, состоящая из компактных установок шириной всего 30 см (высота около 145 см), обрабатывает

подложки диаметром всего 0,5 дюйма. Транспортировка пластин между установками осуществляется в герметичных контейнерах «Minimal Shuttle», что избавляет от необходимости затратной инфраструктуры «чистых комнат». Стоимость линии нового революционного формата по сравнению с «мегафабриками» может быть снижена более чем в 1000 раз. Снижение капитальных затрат, сокращение производственного цикла и повышение эффективности в случае использования компактных линий очевидны.



Рис. 1. Фото производственной лаборатории

Компания «РОСТ» (г. Железногорск) запустила проект создания компактного производства (FabLab), в котором трансформировала производственную модель IDM в новый формат AIDL (Agile Integrated Device Laboratory, рус. Интеллектуальная Комплексная Лаборатория) – это подход, при котором не нужны огромные производственные площади мегафабов. В состав производственной лаборатории входят инжиниринговый центр и все ключевые мини-производства на технологической базе Minimal Fab. AIDL – это бизнес-модель минифаба для физической верификации ИС с возможностью мелкосерийного производства различных высокоинтегрированных модулей [2].

В условиях слабо развитого рынка и большой номенклатуры изделий электронной техники в России целесообразно применение бюджетных производственных линий нового формата с использованием пластин уменьшенного диаметра.

### Список литературы

1. <http://www.minimalfab.com>.
2. Узлов, В. "Технологический покойник" или "команда завтрашнего дня" – время определяться, кто вы на сегодняшнем рынке! / В. Узлов // Наноиндустрия. – 7/2017 (78). – с. 8–18. DOI: 10.22184/1993-8578.2017.78.7.8.18.

## ФИЛЬТР НИЗКИХ ЧАСТОТ ПОДКЛАССА SALLEN-KEY С НЕЗАВИСИМОЙ ПОДСТРОЙКОЙ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ

Д.Ю. Денисенко<sup>1,2</sup>, Н.Н. Прокопенко<sup>2,3</sup>, Ю.И. Иванов<sup>1</sup>, А.В. Бугакова<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Южный федеральный университет  
347900, г. Таганрог, ул. Энгельса 1

E-mail: d.u.denisenko@gmail.com, ivanov.taganrog@gmail.com

<sup>2</sup>Донской государственный технический университет

344000, г. Ростов-на-Дону, пл. Гагарина 1

E-mail: annabugakova.1992@mail.ru

<sup>3</sup>Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН

124681, г. Зеленоград, Советская ул., 3

E-mail: prokopenko@sssu.ru

Рассмотрена новая схема фильтра низких частот (ФНЧ) подкласса Sallen-Key второго порядка, в которой реализуется независимая подстройка цифро-управляемыми резисторами основных параметров – частоты полюса и добротности полюса при единичном масштабном коэффициенте передачи. Получены основные математические выражения для передаточной функции ФНЧ. Дано сравнение параметров известной и предлагаемой схем. Обсуждаются результаты моделирования ФНЧ в среде Micro-Cap, показывающие возможность поэтапной независимой настройки разными цифро-управляемыми резисторами частоты полюса и добротности полюса.

Фильтры низких частот (ФНЧ) подкласса Sallen-Key относятся к числу достаточно распространенных устройств аналоговой фильтрации [1–3], определяющих качественные показатели многих радиотехнических и измерительных систем. Практическому применению схем данного класса (как антиалайзинговых фильтров в задачах АЦП преобразований сигналов) посвящено более 1000 научных статей и патентов в разных странах мира, в т. ч. [4, 5]. Однако с 1955 г. новых схемотехнических решений в рамках базовой топологии ФНЧ Sallen-Key не разработано.

Цель и новизна настоящей статьи – рассмотреть свойства и характеристики новой топологии фильтра низких частот подкласса Sallen-Key, которая может найти широкое применение в аналоговых устройствах автоматики и системах связи, а также сравнить ее параметры с классическим решением Sallen-Key.

Классическая схема ФНЧ Sallen-Key [6] на рис. 1 позволяет максимально упростить выбор элементов (по сравнению с другими [6] низкочастотными фильтрами), способствует созданию ФНЧ второго порядка с гораздо лучшей селективностью (более высокая добротность полюса) и с различными возможными полиномами аппроксимации (Баттерворт, Чебышев, Томсон-Бессель и др.).

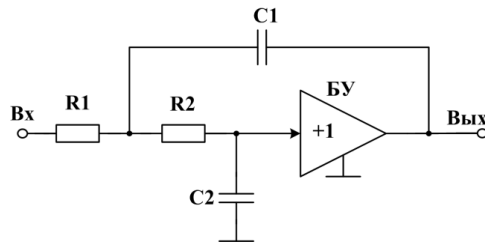


Рис. 1. Схема классического фильтра низких частот Sallen-Key

Существенный недостаток ФНЧ Sallen-Key на рис. 1 [6] состоит в том, что в нем не реализуется независимая подстройка основных параметров (частоты полюса ( $\omega_p$ ), добротности полюса  $Q$  (величина обратная затуханию полюса  $d_p$ ) и масштабного коэффициента передачи  $M$ . При настройке одного параметра ФНЧ изменяется другой. Как следствие, это требует итерационных процедур настройки [6], что создает проблемы использования данной схемы ФНЧ в адаптивных системах автоматики и связи.

Известная структура ФНЧ (рис. 1) характеризуется следующим уравнением передаточной функции:

$$F(p)^* = M \frac{\omega_p^2}{p^2 + pd_p \omega_p + \omega_p^2}$$

при использовании параметров элементов схемы:

$$F(p)^* = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \cdot \frac{1}{p^2 + p \left[ \frac{1}{C_1 R_1} + \frac{1}{R_2 C_1} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Сравнивая два последних выражения, находим следующие параметры ФНЧ:

1. коэффициент передачи на частоте полюса:

$$M^* = 1;$$

2. частоту полюса:

$$\omega_p^* = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}};$$

3. затухание полюса:

$$d_p^* = \sqrt{\frac{C_2 R_2}{C_1 R_1}} + \sqrt{\frac{C_2 R_1}{C_1 R_2}}.$$

**Фильтр низких частот с независимой подстройкой основных параметров.** На рис. 2 представлена схема предлагаемого ФНЧ [7] подкласса Sallen-Key.

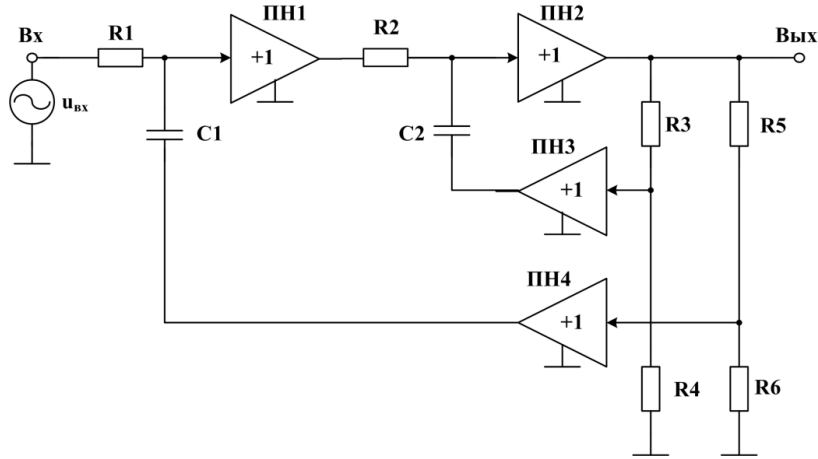


Рис. 2. Схема предлагаемого фильтра низких частот подкласса Sallen-Key

В отличие от схемы на рис. 1, в данном ФНЧ предусмотрена возможность поэтапной независимой настройки разными цифру-управляемыми резисторами частоты полюса и затухания полюса при постоянном  $M = 1$ .

Передаточную функцию ФНЧ на рис. 2 можно представить в следующем виде:

$$F(p) = \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2} \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \frac{1}{p^2 + p \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \left[ \frac{1}{R_2 C_2} \frac{R_5}{R_5 + R_6} + \frac{1}{R_1 C_1} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right)}, \quad (1)$$

из которой находим:

4. масштабный коэффициент передачи:

$$M^* = 1; \quad (2)$$

5. частота полюса:

$$\omega_p = \sqrt{1 + \frac{R_4}{R_3}} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}; \quad (3)$$

6. затухание полюса:

$$d_p = \sqrt{1 + \frac{R_4}{R_3}} \left[ \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} \frac{R_5}{R_5 + R_6}} + \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} \frac{R_3}{R_3 + R_4}} \right]. \quad (4)$$

Уравнения (1)–(4) позволяют разработать алгоритм независимой подстройки основных параметров новой схемы ФНЧ.

Для ряда вариантов построения ФНЧ на рис. 2 необходимо иметь малый статический уровень напряжения смещения нуля используемых активных элементов (выходного повторителя напряжения ПН2 и дополнительных повторителей напряжения ПН1, ПН3, ПН4). Это можно обеспечить прецизионными операционными усилителями со 100 % отрицательной обратной связью. При этом в предлагаемой схеме ФНЧ требования к напряжению смещения нуля повторителей напряжения независимы друг от друга. Это предоставляет разработчику ФНЧ дополнительную свободу выбора повторителей напряжения по частотному диапазону, энергопотреблению, статическим ошибкам и т. д.

**Результаты компьютерного моделирования.** Схема ФНЧ (рис. 2) исследовалась в среде моделирования Micro-Cap (см. рис. 3), при этом были использованы встроенные модели операционных усилителей OP37 и идеальные буферные усилители. В случае применения ФНЧ для диапазона более высоких частот численные значения параметров его пассивных элементов могут иметь другие (меньшие) значения.

На рис. 4 показаны амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики ФНЧ с рис. 3 (настройка частоты полюса  $\omega_p$  с помощью резистора  $R4$ ). Из графика на рис. 4 следует, что за счет изменения сопротивления резистора  $R4$  в схеме на рис. 3 изменяется частота полюса  $\omega_p$ , причем с увеличением сопротивления этого резистора частота полюса увеличивается.

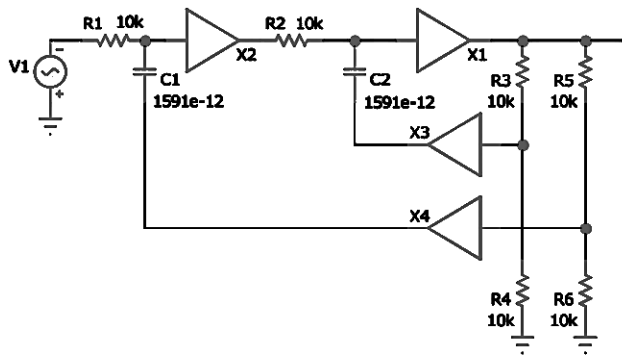


Рис. 3. Схема предлагаемого ФНЧ подкласса Sallen-Key в среде моделирования Micro-Cap

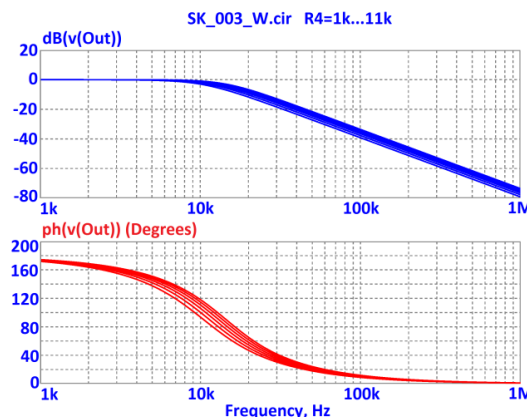


Рис. 4. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики ФНЧ (рис. 3), где настройка частоты полюса  $\omega_p$  осуществляется с помощью резистора  $R4$

В схеме на рис. 3 возможна также регулировка частоты полюса путем изменения сопротивления резистора  $R3$  (см. рис. 5). При этом, как



показано на рис. 5, с увеличением сопротивления резистора  $R3$ , частота полюса будет уменьшаться. Следует отметить, что частота полюса на графике фазо-частотной характеристики (рис. 4, 5) – это частота, на которой фазовый угол равен  $-90^\circ$ .

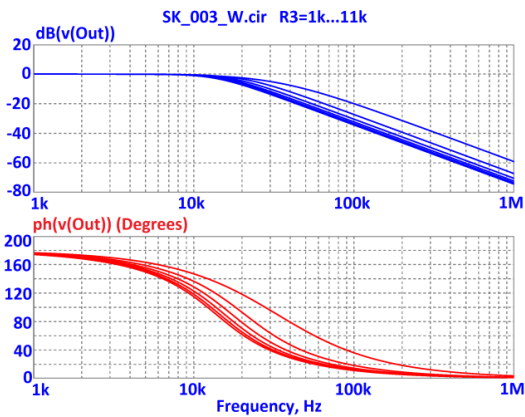


Рис. 5. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики ФНЧ (рис. 3), где настройка частоты полюса  $\omega_p$  осуществляется с помощью резистора  $R3$

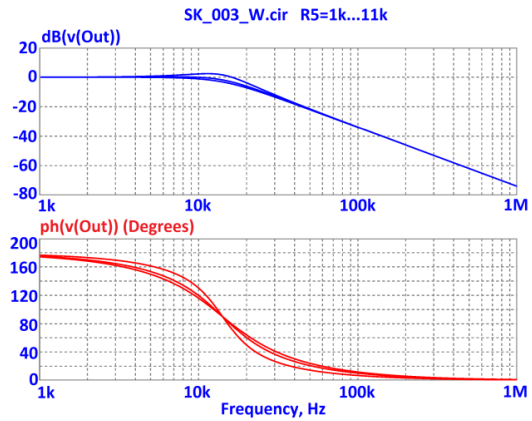


Рис. 6. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики ФНЧ (рис. 3), где настройка добротности полюса  $Q$  осуществляется с помощью резистора  $R5$

Если в схеме на рис. 3 изменять сопротивление резистора  $R5$  (см. рис. 6), то изменяется добротность полюса  $Q$ , а частота полюса остается неизменной, причем увеличение сопротивления этого резистора приводит к уменьшению  $Q$ . Аналогичным образом в схеме на рис. 3 можно изменять  $Q$  за счет изменения сопротивления резистора  $R6$ , причем его увеличение будет приводить к увеличению  $Q$ . Следует отметить, что величина  $Q$  в схеме ФНЧ определяется крутизной фазо-частотной характеристики (см. рис. 6), причем, чем она выше, тем больше  $Q$ . А также величина  $Q$  определена частотами, на которых фазовый угол равен  $-45^\circ$  и  $-135^\circ$ .

Таким образом, предлагаемый ФНЧ характеризуется независимой подстройкой основных параметров, что является его существенным преимуществом в сравнении с классическим решением ФНЧ Sallen-Key [6]. За счет применения микросхем цифровых потенциометров или использования вместо частото задающих резисторов их цифровой КМОП-коммутации допускается цифровая подстройка основных параметров ФНЧ. Работа предлагаемого фильтра низких частот в тяжелых условиях эксплуатации (проникающая радиация, низкие или высокие температуры) определяется стабильностью пассивных элементов его схемы ( $R$ ,  $C$ ), а также свойствами используемых буферных усилителей, которые рекомендуется выполнять на Si, GaN, GaAs, SiC, КНИ, SiGe25VR и других технологических процессах. Предлагаемая архитектура ФНЧ

S&K рекомендуется для применения в различных адаптивных устройствах радиоэлектроники, автоматики, телекоммуникации, измерительных систем, биосенсоров, IoT приложений и т. п.

#### Список литературы

1. Pactitis, S. A. Active filters: theory and design / S. A. Pactitis // CRC press. – 2018. – 288 p.
2. Gift, S. J. G. Active Filters, Electronic Circuit Design and Application / S. J. G. Gift, B. Maundy // Springer, Cham. – 2021. – PP. 411–455.
3. Иншаков, Ю. М. Полосовой активный RC-фильтр с линейно перестраиваемой добротностью / Ю. М. Иншаков, А. В. Белов // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2018. – №. 2.
4. Pecovsky, M. Integrated Low Pass Filter for M-Sequence UWB Radars / M. Pecovsky, M. Sokol, P. Galajda // 30th International Conference Radioelektronika, Bratislava, Slovakia. – 2020. – PP. 1–5.
5. Alraho, S. Wide Programmable Range Fourth-Order, Fully-Differential Sallen-Key MOSFET-C LPF for Impedance Spectroscopy Measurements and Self-X Sensory Electronics in Industry 4.0 / S. Alraho, Q. Zaman, A. König // tm-Technisches Messen. – 2021. – PP. 77–82.
6. Sallen, R. P. A practical method of designing RC active filters / R. P. Sallen, E. L. Key // in IRE Transactions Circuit Theory. – 1955. – V. 2. – PP. 74–85.
7. Заявка на пат. № 2022105804 РФ, МПК H03F 3/34, H03F 3/45. Фильтр низких частот подкласса Саллен-Ки с независимой подстройкой основных параметров / Денисенко Д. Ю., Прокопенко Н. Н., Бугакова А. В., Будяков П. С.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВО «Донской государственный технический университет»; заявл. 04.03.22.

**Секция**  
**«КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ**  
**ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»**

---

**ЗАЩИТА ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ ИМПУЛЬСНЫХ БЛОКОВ ПИТАНИЯ.**  
**АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ СОВРЕМЕННЫХ СТАНДАРТОВ**

**М.С. Федоров, Т.Г. Орешенко**

Институт космической техники СибГУ НИТ им. М.Ф. Решетнева  
660037, Красноярск, пр. им. газ. «Красноярский рабочий», 31  
E-mail: mixail.fedorov.00@mail.ru

Проведен анализ устройств защиты печатных плат импульсных блоков питания, анализ требований современных стандартов. Рассмотрены основные причины возникновения помех и способы защиты от них в импульсных блоках питания.

В настоящее время к качеству электрической энергии предъявляются более высокие требования, чем ранее, ввиду большого количества стационарных устройств, порождающих высокие уровни электромагнитных помех. Импульсные источники питания, входящие в состав радиоэлектронных средств, являются связующим звеном между потребителями (нагрузкой) и системой электроснабжения. Борьба за высокую экономичность и улучшенные массогабаритные показатели обострила проблему электромагнитной совместимости между приборами из-за всё возрастающего количества действующих помех, поэтому на сегодняшний день пристальное внимание уделяется соблюдению международных стандартов в области электромагнитной совместимости приборов и устройств [1].

Импульсные источники питания согласно ГОСТ 32132.3-2013 [2] подвержены воздействию электромагнитных помех различного вида. Помехи могут поступать из сети электропитания, наводиться внешними высокочастотными магнитными полями. Поэтому, с одной стороны, импульсный источник питания, должен обладать необходимым уровнем помехоустойчивости. С другой стороны, импульсный источник питания является источником (генератором) электромагнитных помех в широком диапазоне частот и поэтому должен иметь уровень помехоэмиссии, соответствующий принятым нормам. При этом следует учитывать, что сам импульсный источник питания состоит из функциональных узлов

и модулей различного назначения, работающих в различных частотных диапазонах, с разными энергетическими уровнями, требованиями к чувствительности, точности, зачастую с внешним интерфейсом и т. д.

Все помехи можно разделить на три группы по ГОСТ Р 51318.14.1-99 [1, 5]:

- низкочастотная кондуктивная помеха в полосе частот 0,15–50 МГц. Данная помеха воздействует на импульсный источник питания, ширина спектра меньше или равна ширине полосы пропускания источника питания; для импульсного источника питания за нее можно принять линейчатый спектр частоты (частот) преобразования;

- широкополосные кондуктивные и радиопомехи в полосе 50–200 МГц. Это помеха, воздействует на импульсный источник питания, ширина спектра шире полосы пропускания источника.

- высокочастотные радиопомехи частотой свыше 200 МГц.

Учитывая изложенное, проблемы обеспечения электромагнитной совместимости импульсных источников питания необходимо решать конкретно в трех основных направлениях:

- подавление (ослабление) электромагнитных аномалий и помех со стороны сети электропитания (входа);

- ослабление собственных (внутриобъектовых) помех;

- подавление (ослабление) кондуктивных помех на выходе импульсных источников питания.

Низкочастотные помехи порождаются пульсациями входного тока с рабочей частотой преобразователя и высшими гармониками этих пульсаций [3]. Ток создает также падение напряжения на эквивалентном последовательном сопротивлении входного сглаживающего конденсатора. Особый вид аномалии создают бытовые и промышленные силовые устройства, питающиеся выпрямленным током, а также ТС с фазовым управлением потребляемой мощности. Речь идет об искажении формы кривой потребляемого тока, а, следовательно, и формы сетевого напряжения. В настоящее время существенный «вклад» в эту аномалию вносят АС/DC-преобразователи (из-за наличия в них фильтрующих конденсаторов с большой емкостью на выходе сетевого выпрямителя). Образующиеся при этом гармоники также попадают в категорию низкочастотных электромагнитных помех [1].

Источниками широкополосных помех являются паразитные емкости и индуктивности в силовых цепях управления затвором силового ключа [1].

Высокочастотные помехи являются следствием переходных процессов в полупроводниковых приборах [1].

Помимо помех, указанных выше, есть дифференциальные и синфазные помехи. Помехи типа провод-земля, напряжение которых приложено между каждым из проводников и «землей», называются несимметричными или синфазными [1].

Помехи типа провод-провод, напряжение которых приложено между элементами одной и той же электрической цепи, называют симметричными, противофазными или дифференциальными [1].

Виды защит, применяемых согласно действующим стандартам:

*Защита от перенапряжения.* Встречаются различные способы защиты от перенапряжения, рассмотрим те, которые используются в импульсных блоках питания.

Схема, реализованная на варисторе, обязательно ставится с предохранителем. Варистор устроен так, что в обычном режиме его сопротивление велико. Однако сопротивление сильно снижается при возрастании напряжения выше номинальной величины, что приводит к значительному повышению тока. Таким образом, когда у нас происходит перенапряжение повышается ток и выгорает предохранитель, цепь уходит в режим холостого хода.

Стабилитрон предназначен для стабилизации напряжения в электронных схемах. В цепь он включается в обратном направлении. При достижении напряжения, превышающего напряжение стабилизации, происходит обратимый электрический пробой *pn*-перехода. Как только оно понизится до номинала, пробой прекращается и стабилитрон закрывается. В импульсном блоке питания и не только в нем схема защиты будет состоять из стабилитрона, предохранителя и тиристора. Если напряжение питания превышает напряжение пробоя стабилитрона, ток через стабилитрон резко возрастает. Тиристор переходит в открытое состояние. Фактически происходит короткое замыкание. В результате предохранитель перегорает и цепь размыкается.

*Защита от короткого замыкания.* Супрессор или TVS-диод работает таким образом: если амплитуда электрического импульса превысит паспортное напряжение для конкретного типа диода, то он перейдет в режим лавинного пробоя. То есть TVS-диод ограничит импульс напряжения до нормальной величины, а все что сверх требуемого напряжения – уходит на предохранитель, тем самым цепь уходит в режим холостого хода и защищается от короткого замыкания.

*Защита от превышения уровня тока.* Защита реализована на предохранителях. Предохранитель встраивается в разрыв электрической цепи. Его основной задачей является пропускание рабочего тока и разрыв электрической цепи при появлении сверхтоков.

*Защита от пробоя на корпус.* Для подавления синфазной помехи применяются конденсаторы СУ-конденсаторы класса Y. Ток синфазной помехи, который просочился через паразитную емкость трансформатора на выход устройства, стекает по более короткому пути в нейтраль через помехоподавляющие конденсаторы и исключает воздействие на выходные цепи.

*Защита от высокочастотных помех.* Одна из проблем импульсного блока питания – его режим работы, когда появляются высокочастотные помехи, поэтому для питания высокоточных приборов его не используют.

Синфазные дроссели для дифференциального сигнала работают как простой проводник, а для синфазного тока (шума) – как индуктивность. Таким образом, применение синфазного дросселя обеспечивает большой импеданс для синфазного тока и большую эффективность подавления синфазных помех.

Ферритовые бусины также позволяют бороться с высокочастотными помехами. Феррит, как правило, низкочастотный, он вместе с кабелем или проводом образует индуктивность. И чем больше индуктивность, тем будет больше сопротивление высокочастотному сигналу.

*Защита от дифференциальных помех.* СХ-конденсаторы используются для минимизации электромагнитных помех, которые могут быть вызваны дифференциальным шумом в АС источнике. СХ-конденсаторы устанавливают между фазным и нейтральным проводниками для снижения влияния от наведенных помех, скачков напряжения и переходных процессов.

Типовая схема защиты от действия ЭМП представлена на рис. 1.

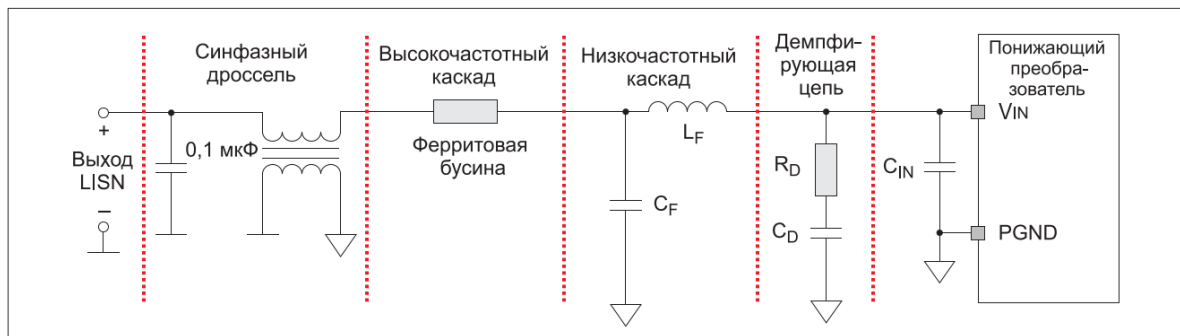


Рис. 1 Схема ЭМП-фильтра

Можно выделить следующие проблемы при реализации всех устройств защиты. Во-первых, это удорожание производства одного изделия. Во-вторых, массогабаритные показатели. Производители стремятся создавать совмещенные устройства, такие как вариконы,

комбинированные компоненты защиты цепей – GMOV-варистор и разрядник, выполненные одним компонентом. Совмещенные устройства облегчают конструкцию, удешевляют и повышают доступность при проектировании и изготовления электронных схем.

Дальнейшие направления развития защит импульсных блоков подразумевают разработку и использование совмещенных устройств новых типов и расширение возможностей и схем применения уже существующих, что позволит реализовать высокоскоростные надежные системы защиты импульсных блоков и соблюсти требования действующих стандартов.

### Список литературы

1. Выбор параметров ЭМП-фильтра: в сб. «Электромагнитная совместимость в электронике». – 2020 г. – С. 28. – URL: <https://emc-e.ru/magazine/emc-2020/>.
2. ГОСТ 32132.3-2013. Совместимость технических средств электромагнитная. Низковольтные источники питания постоянного тока.
3. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника / У. Титце, К. Шенк // Мир. – 1982. – С. 271.
4. Интегральные микросхемы: Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. – М.: Додэка, 1997. – С. 15–16.
5. ГОСТ Р 51318.14.1-99. Совместимость технических средств электромагнитная. Радиопомехи промышленные от бытовых приборов, электрические инструменты и аналогичных устройств.

# МОДЕЛИРОВАНИЕ МЫШЕЧНОГО ОТКЛИКА В ОТВЕТ НА ЭЛЕКТРОСТИМУЛЯЦИЮ ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В КОРРЕКТИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ НА ОСНОВЕ ФЭС

**В.А. Бахтина**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
SI\_507@mail.ru

Описаны модельные представления и конструкция основного модуля корректирующего устройства для проведения терапевтических процедур на основе методики функциональной электростимуляции (ФЭС). Модель описывает сложные процессы, лежащие в основе мышечного сокращения, может быть использована для настройки стимулирующих импульсов в устройствах коррекции. Разработан прототип системы ФЭС, на котором возможна апробация процедуры с учетом модельных представлений.

В настоящее время широко распространенными методиками при лечении последствий перенесенного инсульта или черепно-мозговой травмы является функциональная электростимуляция (ФЭС) [1]. Исследования в данной области занимают широкую нишу в медицине и медицинском приборостроении. Как правило, ФЭС применяется в сочетании с другими лечебными мероприятиями, такими как электромиография, механомиография, или различными методиками, в основе которых лежит механизм биологической обратной связи [2–5]. В результате такого взаимодополнения создаются системы/аппаратно-программные комплексы или корректоры, реализующие несколько функций одновременно.

В основе ФЭС лежит механизм принудительного сокращения мышц опорно-двигательного аппарата при воздействии на поврежденные скелетные мышцы электрическими импульсами. Эффект от процедуры обусловлен свойством головного мозга, называемом нейропластичностью, в основе которого лежит восстановление утраченных нервных связей между мышечной системой и мозгом при длительном воздействии на поврежденные мышцы, при этом происходит восстановление активных и пассивных движений пораженных конечностей [6]. Системы и комплексы могут быть реализованы для верхней и нижней конечности отдельно или одновременно для нескольких частей тела.

Разумным звеном в данной цепи является предварительное моделирование отклика стимулируемой мышцы на ФЭС для определения



оптимальных параметров стимулирующего воздействия, задаваемых впоследствии на корректирующем устройстве.

В рамках данной работы предлагается описание модели отклика трехглавой мышцы на стимулирующее воздействие и прототип системы ФЭС, как основы корректирующего устройства, предназначенного для разгибания руки в локтевом суставе.

### **Модельные представления в системе ФЭС – опорно-двигательный аппарат**

В результате перенесенного заболевания или травмы у людей часто развивается односторонний гемипарез (ослабление мышц с одной части тела), в результате которого при ходьбе у человека возникает специфическое положение, называемое позой Вернике-Манна, когда рука сильно изгибается в локте, а нога ослаблена и описывает полукруг при ходьбе. Разрабатываемое корректирующее устройство предназначено для устранения изгиба в локтевом суставе. Для оценки целесообразности применения процедуры ФЭС необходима модель, которая учитывала бы все процессы, лежащие в основе мышечного сокращения. За разгибание руки отвечает стимуляция только мышцы трицепса, величина разгибания зависит от трех параметров стимулирующего воздействия: ширины импульса, амплитуды и частоты следования. В основе мышечного сокращения лежат несколько механизмов: когда стимулирующий импульс доходит до мышцы, ток передается мотонейронам, а с них через аксоны мышечным волокнам, состоящим из отдельных клеток – миофибрилл, там происходит деполяризация клеточных мембран, сопровождаемая кинетикой ионов кальция из саркопластического ретикулума, окружающего миофибриллы. Сокращение будет продолжаться до тех пор, пока в саркоплазме мышцы присутствует избыток  $Ca^{2+}$ . Расслабление мышцы является обратным процессом, наступающим после снятия внешнего воздействия, и сопровождается обратным переносом ионов кальция в саркоплазматический ретикулум из области миофибрилл [7].

Таким образом, в основе модели мышечного сокращения можно выделить несколько блоков:

1. Параметры стимулирующего воздействия.
2. Модель мышечного возбуждения, объединяющая влияние параметров стимуляции на так называемое рекрутирование – накопление двигательных единиц, динамику ионов кальция и мышечную усталость, возникающую при непрерывной стимуляции.
3. Мышечное сокращение, описывающее силы, развиваемые в мышце.
4. Модель скелетно-мышечной системы (рис. 1).

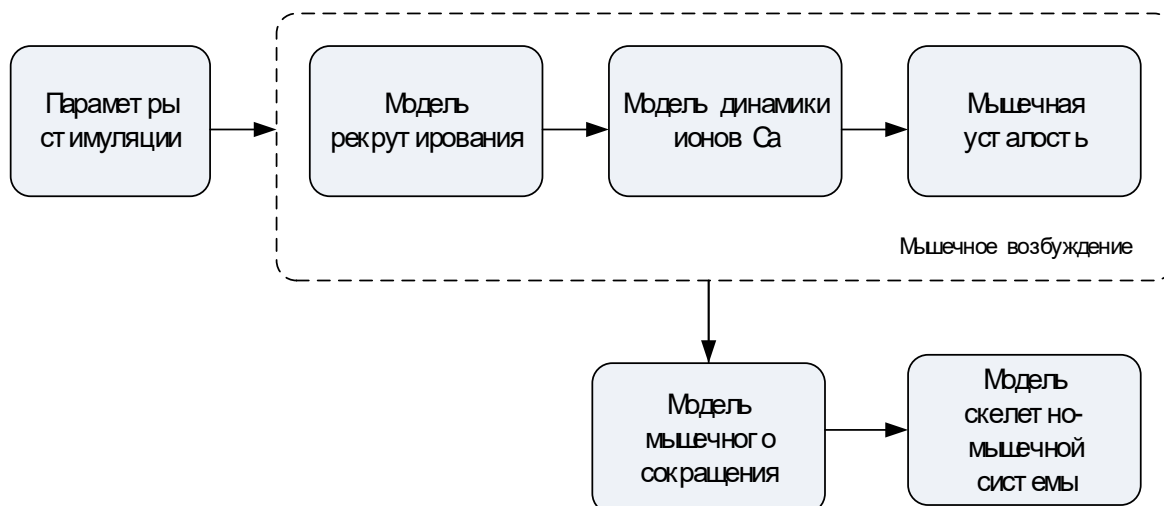


Рис. 1. Графическое представление вычислительной модели

В основе модели лежит учет трех параметров стимулирующего воздействия (ширины импульса, амплитуды и частоты). Исходя из литературного обзора, оптимальными являются следующие параметры стимулирующего воздействия: ширина импульса 1–5 мс, частота следования импульсов 50–100 Гц, амплитуда 5–25 мА [8]. Модель мышечного возбуждения описывает характеристику рекрутирования, т. е. накопление двигательных единиц. Чем больше их вовлечено в работу, тем большим является сокращение, данный показатель определяется шириной импульса и частотой. Амплитуда влияет на болезненность ощущений терапевтической процедуры, но не оказывает непосредственного влияния на сокращение, поэтому может быть опущена при построении модели. Кинетика кальция зависит только от ширины импульса, а мышечная усталость связана с постепенным накоплением продуктов обмена в мышце с ростом частоты, в результате чего мышечный отклик падает до нуля.

Мышечное сокращение, являющееся следующим звеном модели, может быть описано при помощи известной модели Хилла [9], которая учитывает все силы, развиваемые мышцей, за акт одиночного сокращения.

Результатирующим звеном модели служит модель скелетно-мышечной системы, которая может быть описана двухзвенной моделью, состоящей из звеньев плеча и предплечья, объединенных локтевым суставом. Разгибание локтя под действием электрических импульсов в процессе процедуры электростимуляции можно рассматривать как результат поворота костей, образующих предплечье, относительно локтевого сустава, обусловленный сокращением трехглавой мышцы плеча.

В результате может быть проведено модельное представление разгибания конечности в зависимости от различных параметров стимулирующего воздействия для оптимальной настройки корректирующего устройства.

### **Практическая реализация системы ФЭС**

На рис. 2 изображен разработанный прототип системы ФЭС. Данная система является конструктивной единицей разрабатываемого более сложного и multifunctional аппаратно-программного комплекса. Система работает от одной батареи 9 В.

Для переключения полярности импульсов стимуляции использован Н-мост L298N, построенный из биполярных транзисторов. Импульсный регулятор MC34063 служит для повышения питающего напряжения, результирующая схема вырабатывает двухфазные импульсы стимуляции заданной ширины. Система ФЭС является одноканальной, амплитуда тока стимуляции 25 мА.

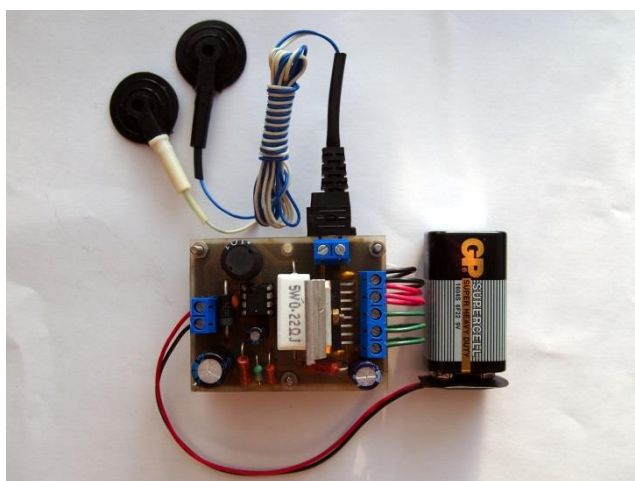


Рис. 2. Модуль электростимуляции

Разработанный модуль может генерировать импульсы шириной от 1 до 5 мс, частотой от 50 до 100 Гц. Для проверки последовательности выходных импульсов, генерируемых блоком стимуляции, выходные сигналы подавались на резистор сопротивлением 1 кОм и наблюдались с помощью осциллографа. Амплитуда выходного сигнала составляет примерно 55 В.

Таким образом, разработанная модель и система электростимуляции являются составными частями разрабатываемого аппаратно-программного комплекса для коррекции верхней конечности. Наличие модели позволит производить подстройку ФЭС исходя из особенностей течения заболевания у конкретного пациента для максимального терапевтического эффекта.

## Список литературы

1. Marquez-Chin, C. Functional electrical stimulation therapy for restoration of motor function after spinal cord injury and stroke: a review / C. Marquez-Chin, M. R. Popovic // *BioMed. Eng. OnLine*. – 2020. – Vol. 19, 34.
2. Егорова, Ю. В. Реабилитация пациента пожилого возраста с когнитивными нарушениями в раннем восстановительном периоде ишемического инсульта на основе биологической обратной связи и многоканальной мышечной стимуляции/ Ю. В. Егорова, В. И. Шергешев, Е. В. Исакова [и др.] // *Клиническая геронтология*. – 2017. – Т. 23. – № 11–12. – С. 97–104.
3. Cauraugh, J. H. Two coupled motor recovery protocols are better than one: electromyogram-triggered neuromuscular stimulation and bilateral movements / J. H. Cauraugh, S. Kim // *Stroke*. – 2002. – Vol. 33. – № 6. – PP. 1589–1594.
4. Gritsenko, V. functional electric stimulation-assisted exercise therapy system for hemiplegic hand function / V. Gritsenko, A. A. Prochazka // *Arch. Phys. Med. Rehabil*. – 2004. – Vol. 85. – № 6. – PP. 881–885.
5. Li, Z. Real-Time closed-loop functional electrical stimulation control of muscle activation with evoked electromyography feedback for spinal cord injured patients / Z. Li, D. Guiraud, D. Andreu, A. Gelis, C. Fattal, M. Hayashibe // *Int. J. Neural. Syst*. – 2018. – Vol. 28. – № 6.
6. Дамулин, И. В. Клиническое значение феномена нейропластичности при ишемическом инсульте / И. В. Дамулин, Е. В. Екушева // *Анналы клинической и экспериментальной неврологии*. – 2016. – Т. 10. – № 1. – С. 57–64.
7. Зверев, А. А. Физиология мышц: учебно-методическое пособие для студ. высш. учеб. заведений / А. А. Зверев, Т. А. Аникина, А. В. Крылова, Т. Л. Зефирова. – Казань, КФУ. – 2016. – 41 с.
8. Давиденко, В. Ю. Многоканальная электростимуляция. – Тернополь: Учебники и пособия, 2000. – 301 с.
9. Дубровский, В. И. Биомеханика: учеб. для сред. и высш. учеб. заведений / В. И. Дубровский, В. Н. Федорова. – М.: Изд-во ВЛАДОС-ПРЕСС, 2003. – 672 с.

## МОДЕРНИЗАЦИЯ СТАНЦИИ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

**А.М. Григоренко, Ф.Г. Зограф**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: grigorenkoal906220@gmail.com

Рассмотрены особенности построения широкополосных станций спутниковой связи (СтСС), проблемы существующих СтСС и некоторые пути их решения. Приведены структурные схемы существующего и предлагаемого варианта реализации СтСС.

Миллиметровые волны (ММВ) длительное время считались непригодными для практического применения из-за отсутствия совершенных средств генерации, приема, канализации данных электромагнитных колебаний, а также из-за отсутствия данных о законах их распространения в земной атмосфере и городской среде. Но в итоге интенсивного развития систем и средств связи профильные инженеринговые компании вплотную подошли к созданию сетей, способных обеспечить скорость передачи данных до 10 Гбит/с, используя при этом более простые методы модуляции [1].

К числу неоспоримых преимуществ применения ММВ в системах связи следует отнести увеличение объема и скорости передачи информации, высокое усиление антенн при малой их апертуре и повышенная помехозащищенность канала связи. Еще одним преимуществом миллиметрового диапазона являются малые размеры оборудования, работающего на этих волнах. Современная микроэлектронная технология позволяет создавать миниатюрные СВЧ-устройства, а в диапазоне ММВ и сами антенны можно уменьшить до размеров микросхемы [1, 2].

Миллиметровый диапазон волн для средств связи активно осваивается и в вооруженных силах Российской Федерации. Станции спутниковой связи (СтСС), работающие в миллиметровом диапазоне волн, уже производятся за рубежом: в Канаде, США и странах ЕС. На территории Российской Федерации серийное производство таких СтСС как коммерческого, так и военного назначения на данный момент отсутствует. С целью организации широкополосной сети спутниковой связи в диапазоне частот Ka/Q (20/44 ГГц) на орбиту выведена группировка космических аппаратов «Благовест».

В настоящее время на «АО НПП «Радиосвязь» разработаны и прошли государственные испытания три абонентских СтСС (перевозимая, автомобильная и носимая) для работы в широкополосной сети спутниковой связи в диапазоне Ka/Q, но они имеют некоторые недостатки.

Рассмотрим автомобильную СтСС. В данной СтСС в качестве системы управления используется импортный планшетный ноутбук со специальным программным обеспечением. С его помощью оператор задает долготу КА, символьную скорость приема и передачи информации, тип модуляции, тип синхронизации, частоту приема и передачи для работы с центральной станцией. Данные параметры оператор определяет самостоятельно исходя из частотного плана и зон обслуживания многолучевых антенн космического аппарата, в зависимости от местоположения станции. Структурная схема, иллюстрирующая работу данной СтСС, представлена на рис. 1.

Ноутбук имеет избыточную функциональность и большое количество не используемых при эксплуатации клавиш, которые могут ввести оператора в заблуждение. К тому же он имеет достаточно узкий для РФ диапазон рабочих температур (от минус 20 °С до 50 °С), а в настоящее время ноутбуки подобного класса в РФ не поставляются.

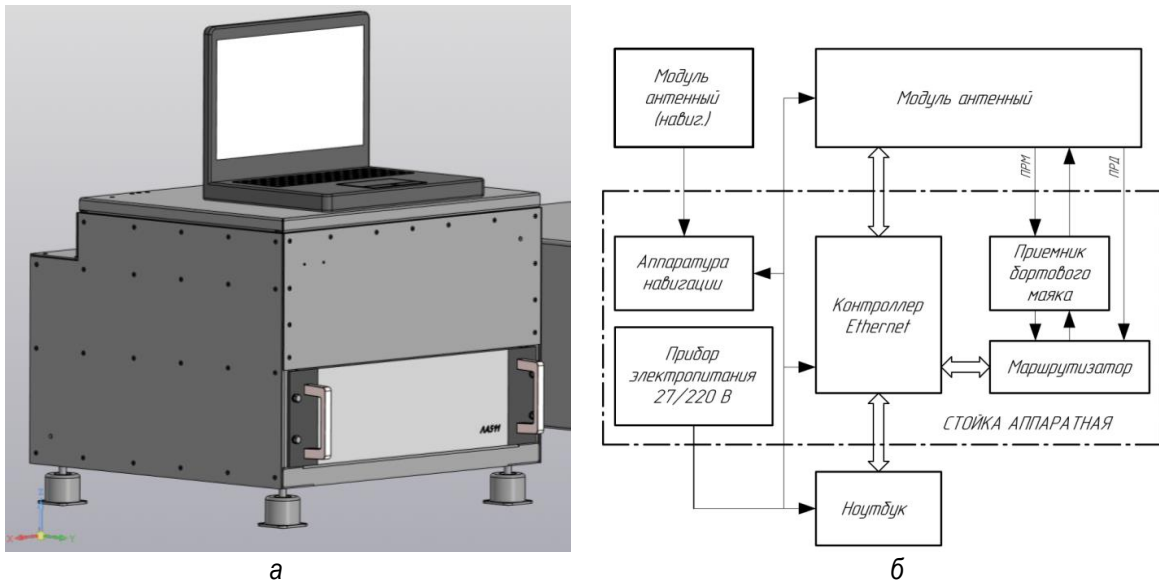


Рис. 1. Существующее решение: а – внешний вид; б – структурная схема

Наведение антенны на космический аппарат также осуществляется оператором вручную с помощью специальных винтов настройки.

В связи с вышеперечисленным повышается вероятность возникновения ошибочных действий оператора, таких как: выбор космического аппарата, не обслуживающего зону текущего

местоположения станции, неправильный расчет или ввод рабочих частот, неточное наведение антенны на космический аппарат и т. п.

С целью устранения перечисленных недостатков предлагается модернизация данной СтСС как в плане функциональных возможностей, так и конструктивного исполнения. Планируется реализовать:

- автоматический ввод режимных параметров в маршрутизатор;
- автоматизированное управление приборами станции;
- наведение и автосопровождение антенны на спутник;
- обеспечить питание внешней аппаратуры по технологии PoE;
- диапазон рабочих температур от минус 40 °С до 50 °С.

На рис. 2 показана структурная схема предлагаемого решения.

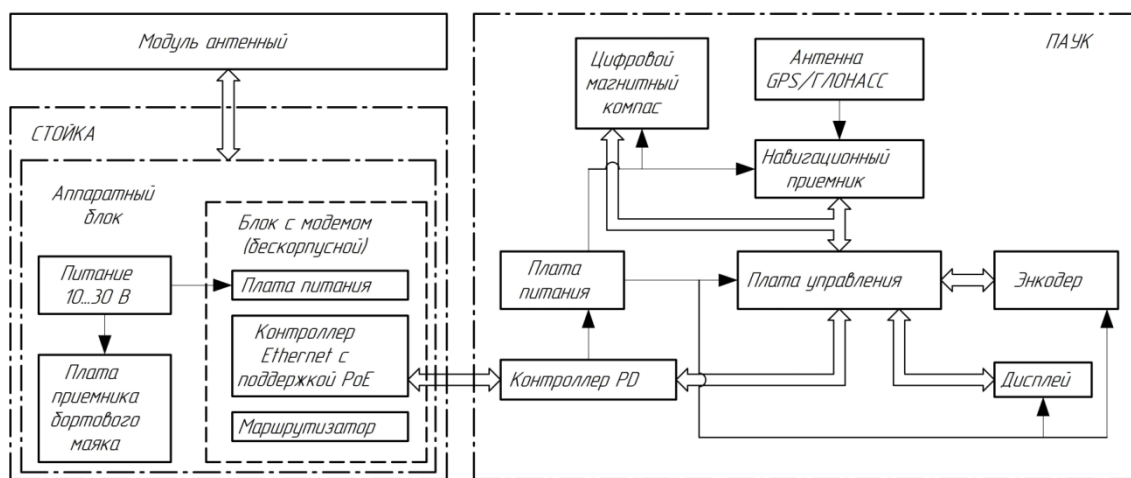


Рис. 2. Предлагаемое решение

В существующей станции (рис. 1) маршрутизатор, контроллер Ethernet, навигационная аппаратура и прибор электропитания реализованы в виде отдельных корпусных приборов, расположенных в стойке.

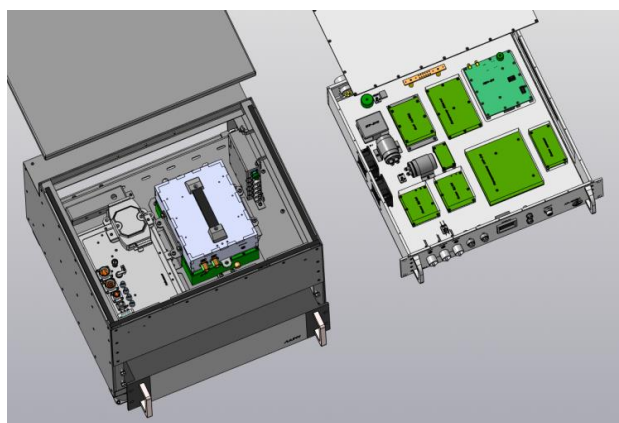
В предлагаемом решении (рис. 2) планируется создание комплекта аппаратуры, состоящего из двух конструктивных блоков:

1. блок с высокоскоростным спутниковым маршрутизатором, Ethernet-коммутатором с поддержкой передачи питания через Ethernet (PoE) для пульта управления и платой приемника бортового маяка;

2. пульт автономного управления комплексом (ПЛУК), обеспечивающий автоматический ввод режимных параметров для обеспечения организации связи, определение навигационных данных (географические координаты станции, курс, крен, тангаж) с помощью встроенного приемника, управление приборами станции и индикацию их состояния, автоматическое наведение антенны.

Проведение данной модернизации (рис. 3) позволит:

- исключить возникновение ошибочных действий и упростить процесс работы оператора со станциями в части ввода режимных параметров, проверки исправности блоков станции и наведения антенны на КА;
- повысить точность наведения антенны;
- расширить диапазон рабочих температур и при необходимости сделать комплект герметичным за счет исключения ноутбука из состава станции;
- уменьшить зависимость от поставок импортных комплектующих;
- уменьшить время развертывания СтСС, подготовки к работе и вхождения в связь.



а



б

Рис. 3. Модернизация: а – сравнение компоновок, существующее (слева) и предлагаемое (справа); б – внешний вид предлагаемого решения

### Список литературы

1. Быстров, Р. П. Миллиметровые волны в системах связи / Р. П. Быстров, А. В. Петров, А. В. Соколов // Журнал радиоэлектроники / Институт радиотехники и электроники РАН. – Москва, 2000. – № 5.
2. Андреев Г. А. Миллиметровые волны в перспективных средствах передачи информации / А. Г. Андреев // тр. II междунар. науч.-техн. конф. «Перспективные технологии в средствах передачи информации-ПТСПИ'1999». – Владимир, 1999.



## ОБ ОДНОМ ПОДХОДЕ К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧИ КОМПОНОВКИ

**З.Б. Новиков, Е.Е. Носкова**

Институт космических и информационных технологий СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26Б  
E-mail: ZakharZokhar@gmail.com

При проектировании печатных узлов как конструктивов сложных радиоэлектронных комплексов процесс автоматизации и цифровизации задачи компоновки при распределении электронных компонентов коммутационной схемы по печатным платам требует реализации алгоритмов конструирования, позволяющих оценить большое число возможных альтернатив с помощью направленного перебора. Именно такой подход решения задачи компоновки представлен в виде реализованного генетического алгоритма, применение которого через настройки управляющих параметров позволяет повысить эффективность компоновки для схем заданного класса.

Современные печатные узлы могут насчитывать несколько сотен элементов. Для сокращения срока разработки сложных радиоэлектронных комплексов (РЭК) и получения цифровых прототипов на уровне печатных узлов необходимо использовать алгоритмы конструирования, которые выполняют свою задачу с различной эффективностью и продолжительностью. Сложность при принятии проектного решения на этапе конструкторского проектирования при использовании цифровых технологий проектирования обусловлена тем, что задачи синтеза конструкций, как правило, являются задачами многокритериальной глобальной оптимизации. Выполнить постановку задачи указанной оптимизации, т. е. прежде всего сформировать целевую функцию, даже имея математическое описание объекта проектирования, весьма сложная для формализации процедура.

При выполнении этапов компоновки – распределения конструктивных элементов  $i$ -го уровня по конструктивным элементам  $(i + 1)$ -го уровня в соответствии с выбранным критерием, конструктор должен учесть множество требований, предъявляемых к конструкции. При компоновке узлов особое внимание должно быть уделено определенным соединениям для минимизации задержек в распространении сигналов, переход соединительных цепей с одного уровня на другой влечет за собой уменьшение быстродействия схем. В задачах компоновки печатных узлов критерии оптимизации и ограничения могут быть сведены к определенным конструктивным параметрам расположения отдельных элементов и межузловых соединений. Основной целью задачи компоновки следует считать

создание наилучших условий для последующего размещения элементов узла.

Задача компоновки при проектировании РЭК – это задача синтеза конструкции. Как в большинстве практически значимых задач структурного синтеза число возможных альтернатив столь велико, что явное представление множества альтернатив невозможно. Поэтому для ее решения применяется направленный перебор, реализованный на базе генетического алгоритма (ГА). Эффективность решения задачи компоновки на основе ГА будет определяться прежде всего корректностью постановки задачи компоновки в терминах ГА и настройке параметров управления алгоритмом.

В рассматриваемом генетическом алгоритме входными данными являются множество элементов  $E = \{e_i, i = \overline{1, m}\}$  множество блоков  $B = \{b_j, j = \overline{1, n}\}$ , и матрица смежности  $S = \|s_{ik}\|_{m \times m}$ , показывающая число связей между элементами  $e_i$  и  $e_k$  [1].

Принадлежность элемента блоку (печатному узлу) задано матрицей  $X$ :

$$X = \|x_{ji}\|_{n \times m}, x_{ji} = \begin{cases} 1, & \text{если элемент } e_i \text{ включен в } B_j; \\ 0, & \text{в противном случае,} \end{cases} \quad (1)$$

при ограничениях

$$\sum_{j=1}^n x_{ji} = 1, \sum_{i=1}^m x_{ji} \leq E_{\max}, \quad (2)$$

где  $E_{\max}$  – максимальное число элементов, помещающихся в один блок.

Хромосома  $P$  определяется следующим образом:

$$P = (p_1, p_2, p_3, \dots, p_m),$$

где  $i$  – порядковый номер элемента;  $p_i$  – ген, номер блока, например, печатного узла, на котором расположен  $i$ -ый элемент [1].

В каждый момент поиска генетический алгоритм оперирует подмножеством альтернатив мощности  $M$ , представляющим некоторые  $M$  точек пространства структурных параметров. Это подмножество называют популяцией, а  $M$  – размером популяции. Хромосома, представленная конкретными значениями своих генов, есть проектная альтернатива.

Рассмотрим компоновку коммутационной схемы по 3 узлам. Пусть дано шесть элементов, которые были считаны в следующем порядке  $e_2, e_3, e_1, e_5, e_6, e_4$ , то есть значение гена  $p_1$  будет характеризовать принадлежность элемента  $e_2$  первому, второму или третьему узлу,  $p_2$  соответственно  $e_3, p_3 - e_1, p_4 - e_5, p_5 - e_6, p_6 - e_4$ . Допустим, была сгенерирована хромосома: 312231. Это означает, что элемент  $e_2$  расположен на узле номер 3,  $e_3$  на 1 узле,  $e_1$  на 2 узле,  $e_5$  на 2,  $e_6$  на 3 и  $e_4$  на 1. Вид хромосомы и распределение элементов по узлам на основе данной хромосомы представлен на рис. 1.

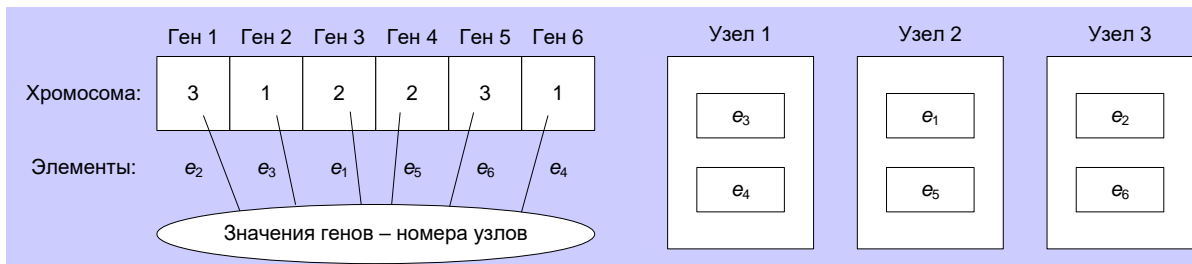


Рис. 1. Процесс формирования хромосомы

Для того, чтобы сформировать целевую функцию необходимо ввести две матрицы

$$Y = XS = \nu y_{ji} \nu_{nm} ; W = YX^T = \nu w_{pq} \nu_{nm} , \quad (3)$$

где  $y_{ji}$  – число связей  $j$ -го блока с  $i$ -м элементом;  $w_{pq}$  – число связей между блоками  $p$  и  $q$ .

Тогда, с учетом необходимости минимизации числа межблочных связей, целевую функцию можно выбрать так, чтобы максимизировать суммарное количество внутренних связей в блоках, т. е. в качестве целевой функции можно выбрать сумму диагональных элементов матрицы  $w_{pq}$ :

$$Q = K(X) = \sum_{p=1}^n w_{pp}(X) \rightarrow \max . \quad (4)$$

Задача компоновки сводится к поиску максимума целевой функции (4).

Этапы генетического алгоритма:

*Инициализация популяции:* создание первого поколения хромосом случайным образом из 6 хромосом с проверкой на некорректные комбинации генов в хромосомах, т. е. последовательное заполнение генов

хромосом и проверка на допустимость полученных результатов по таким критериям, как максимальное число элементов в узле, число внешних выводов узла.

*Выбор родителей:* на основе полученных значений целевой функции выбираются шесть лучших пар родителей, и идет их рекомбинация, которая создает набор потомков из 12 хромосом

*Мутация* как случайный обмен местами двух генов с некоторой вероятностью.

*Выбор лучшего потомка для нового поколения:* из 18 хромосом (6 родителей и 12 потомков) выбираются шесть лучших представителей, которые записываются в новое поколение.

*Замена текущего поколения новым.*

После того как поколение окончательно сформировано, начинается новая итерация эволюции (этапы 1–5). Эволюция идет пока, не будет пройдено заданное количество итераций без улучшения результата.

Для программной реализации данного алгоритма был выбран язык Python и библиотека numpy, ввиду ее возможности быстро и качественно работать с матрицами. Стоит отметить, что в Python существует готовая библиотека PyGAD для использования генетических алгоритмов, но для постановки задачи компоновки данная библиотека не подходит из-за отсутствия возможности ввода ограничения (2) [2]. На рис. 2 представлена концепция пользовательского интерфейса решения задачи компоновки на основе генетического алгоритма в виде макета.

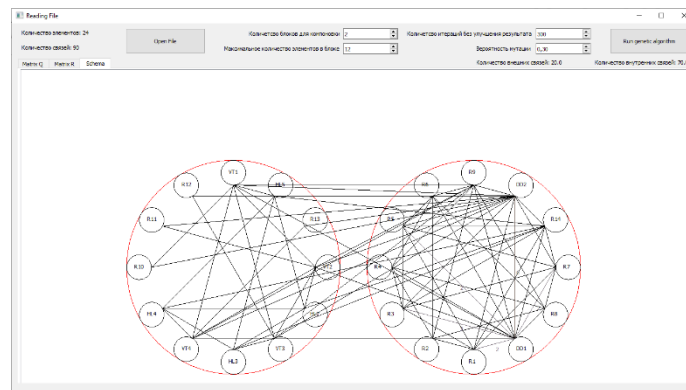


Рис. 2. Макет пользовательского интерфейса

К особенностям представленной алгоритмической реализации ГА при решении задачи компоновки можно отнести реализацию алгоритмов рекомбинации и мутации. Случайный выбор места разрыва хромосомы для рекомбинации не подходит, так как хромосома потомка может получиться неудовлетворяющей ограничениям на вместимость блока. Поэтому в данном алгоритме место разрыва выбирается по середине хромосомы и, если получившийся потомок не удовлетворяет

ограничениям, то место разрыва сдвигается в следующую точку, наиболее близкую к середине. Это продолжается до того момента, пока потомок не будет удовлетворять ограничениям. Выбор вероятности мутации позволяет сгенерировать разное количество хромосом, из которых будут выбраны лучшие потомки для нового поколения.

В отличие от базового генетического алгоритма в реализованном ГА компоновки ген представлен не в бинарном виде, а десятичном, что позволяет сохранить целостность шаблона, и уменьшает длину хромосомы. Это, в свою очередь, упрощает алгоритмическую реализацию решения задачи компоновки на базе ГА.

Эффективность работы алгоритма компоновки коммутационных схем РЭК может быть оценена по зависимости результатов решения задачи компоновки от исходных данных электрических принципиальных схем и значений управляющих параметров ГА, определяемых пользователем. Среди параметров коммутационных схем, в значительной степени влияющих на результаты компоновки, можно выделить: количество элементов коммутационной схемы, процент однотипных элементов, процент многовыводных элементов, процент многосвязных цепей и др. На рис. 3 представлены зависимости полученного количества внешних выводов для заданного числа скомпонованных печатных узлов от управляющих параметров ГА, а именно, от значений вероятности мутации и количества итераций.

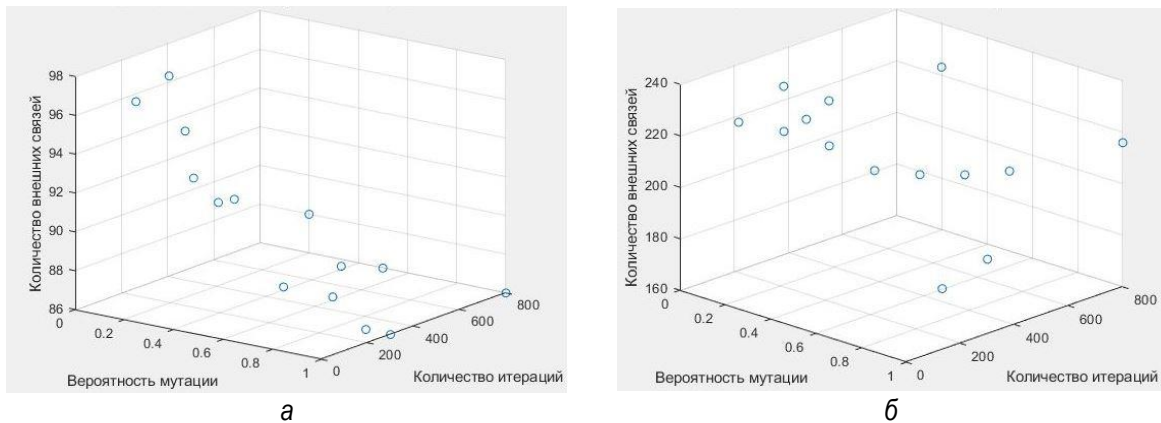


Рис. 3. Зависимости результата компоновки от управляющих параметров ГА:  
 а – компоновка при распределении схемы по двум печатным узлам;  
 б – компоновка по трем печатным узлам

Компоновка выполнялась для многоэлементных (более 100 элементов) и среднесвязных (количество цепей в схеме от 50 до 100) коммутационных схем. На рис. 3, а представлены результаты решения задачи компоновки при распределении схемы по двум печатным узлам. На рис. 3, б представлены результаты решения задачи компоновки при

распределении схемы по трем печатным узлам. Анализ результатов компоновки показывает, что основной критерий компоновки – минимизация внешних связей – улучшается на 10–15 % при значениях вероятности мутации 0,4–0,6 и количестве итераций более 200.

Таким образом, для больших коммутационных схем решение задачи компоновки, как задачи глобальной оптимизации, требует реализации алгоритмов конструирования, позволяющих оценить большое число возможных альтернатив с помощью направленного перебора. Ярким представителем данной группы алгоритмов является генетический алгоритм, реализация которого может значительно повлиять на эффективность проектных работ. Настройка управляющих параметров ГА позволяет на 10–15 % улучшить результаты компоновки для схем заданного класса при проектировании сложных РЭК.

#### Список литературы

1. Муромцев, Д. Ю. Математическое обеспечение САПР / Д. Ю. Муромцев, И.В. Тюрин. – СПб.: Лань, 2014. – 464 с.
2. Свободная книга по программированию на языке Python. – URL: <https://docs.google.com/file/d/0BxDjnpsL7jpPZ2Q4ZVRDWkgxNE0/edit?resourcekey=0-KovzJVUFyafJ9-MxbHRiSg>.

## ПОЛИФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ МОНИТОРИНГ ФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЧЕЛОВЕКА

Г.М. Алдонин, М.А. Байкалов, А.Е. Иванов, А.А. Неретина

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660041, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: GAldonin@sfu-kras.ru

Описан разработанный в лаборатории медицинского приборостроения Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета аппаратно-программный комплекс (АПК) холтеровского типа на базе рекордера АГМ-01 для контроля основных параметров гемодинамики.

В России от сердечнососудистых заболеваний (ССЗ) ежегодно умирает 1 300 000 человек [1]. Поэтому проблема ССЗ в нашей стране стала одним из вопросов государственной важности.

Наиболее эффективный способ борьбы с заболеваниями – это своевременная диагностика и профилактика. Раннее обнаружение латентных форм заболеваний позволяет сократить сроки излечения и уменьшить последствия нарушений ФСО, снизить риск наступления инвалидности.

В работе исследуется разработанный в лаборатории медицинского приборостроения Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета аппаратно-программный комплекс (АПК) холтеровского типа [2] на базе рекордера АГМ-01 (рис. 1) для контроля основных параметров гемодинамики: кардиоритма (КР), электрокардиограммы (ЭКГ), фото-плетизмограммы (ФПГ), фонокардиограммы (ФКГ) (рис. 2, а), статистический и спектральный анализ этих биосигналов, времени распространения (ВРПВ) (интервал времени от R-зубца до подножия ПВ). Совместный анализ ЭКС и ПВ позволяет непрерывно неинвазивно и атравматично мониторировать состояние вязкости крови на основе времени распространения пульсовой волны. Достоинство АПК заключается в возможности реализации вейвлет-интроскопии основных биосетей организма и топической локализации нарушений в них очень простыми неинвазивными методами. В программном обеспечении АПК разработана программа вейвлет-анализа биосигналов вейвлет-интроскопии биосистем (рис. 2, б, в) [3].

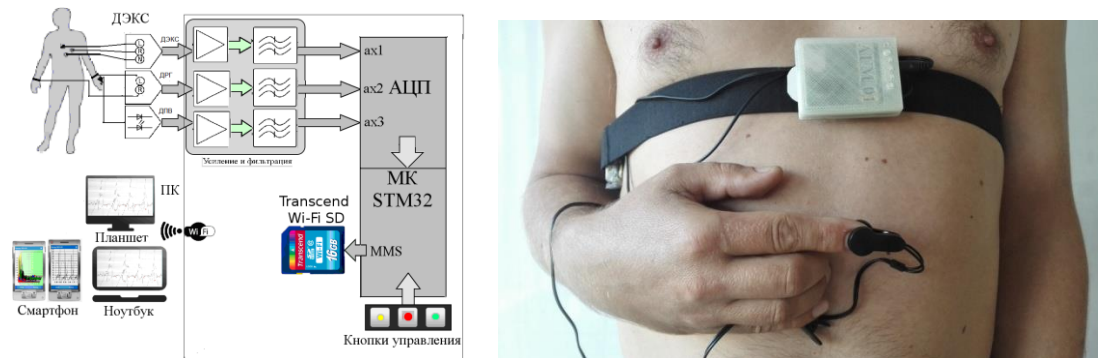
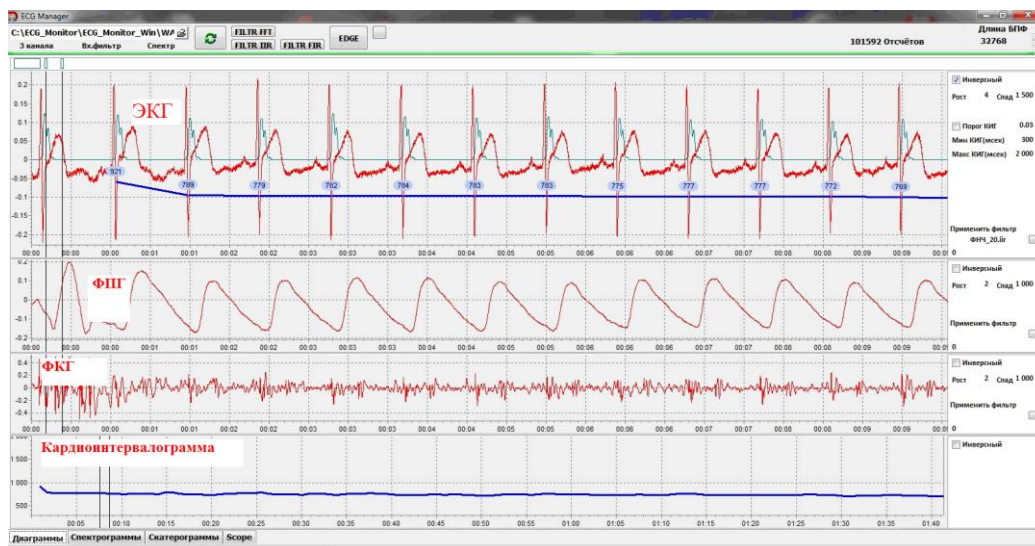
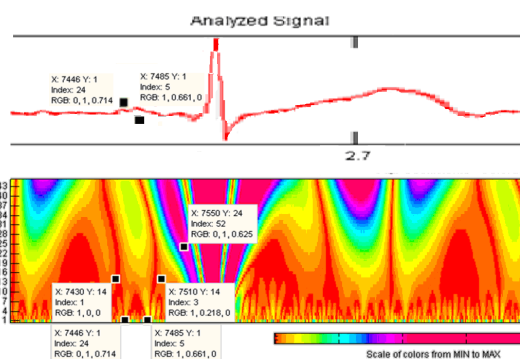


Рис. 1. Структура АПК и внешний вид рекордера АГМ-01

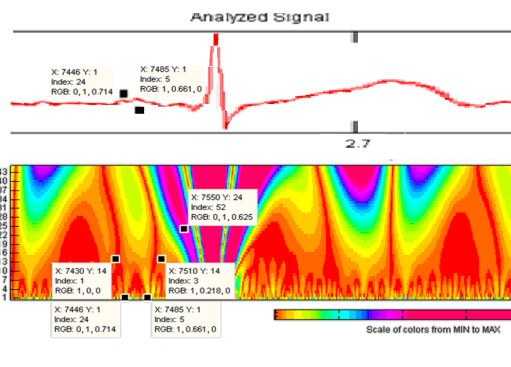
АПК на базе рекордера АГМ-01 предназначен для мониторинга гемодинамики сердечнососудистой системы с возможностью дистанционного контроля. Дистанционная связь кардиомонитора со смартфоном или персональным компьютером (ПК) обеспечивается через Bluetooth.



а



б



в

Рис. 2. Отображение основных параметров гемодинамики на дисплее ПК: а – вейвлет-диаграмма ЭКС; б – правосторонней сонной артерии; в – выявление узлов ветвления сосудов



Использование монитора контроля функционального состояния организма специалистом по функциональной диагностике, кардиологом или физиологом позволит обеспечить постоянный контроль за функциональным состоянием человека [4].

#### Состав АГМ-01

1. Рекордер монитора с блоком усилителей, АЦП и микро-процессором, содержащий:

- канал электрокардиографии (ЭКГ);
- 2 канала фотоплетизмографии (ФПГ);
- канал фонокардиографии (ФКГ);
- канал спирографии (СГ) – аускультативное исследование для обнаружения разнообразных заболеваний бронхов, легких, кровеносной системы и сердца;

- аккумуляторная батарея;
- индикатор низкого заряда аккумуляторной батареи.

2. Комплект датчиков:

- планка-держатель трех одноразовых электродов ЭКГ;
- провода для трех одноразовых электродов ЭКГ;
- планка-держатель двух одноразовых электродов ЭКГ;
- резиновый жгут с электродами ЭКГ;
- 2 датчика ФПГ (клипсы);
- микрофон.

3. Пакет прикладных программ.

4. Зарядное устройство.

5. Аккумуляторная батарея.

Принципиальная схема АГМ-а приведена на рис. 3.

Основные узлы принципиальной схемы аппаратной части АПК:

1. Блок усилителей биосигналов. В его состав входят два типа усилителей: усилитель ЭКС и два усилителя ПВ. Цепи коррекции усилителей выделяют необходимую полосу частот и динамический диапазон сигналов. В качестве активной базы усилителя ЭКС используется специализированный усилитель ЭКС с цифровым управлением (AD8232) производителя «Analog Devices». Активная база каналов ПВ построена на операционных усилителях общего назначения.

2. Центральный контроллер на базе STM32F103RE выполняет оцифровку аналоговых сигналов, цифровую фильтрацию, буферизацию массивов данных, передачу и сохранение биосигналов, синхронизацию времени со смартфоном, для последующего включения в поля имени файлов записей и даты создания, также управление остальными блоками и модулями устройства.

3. Модуль Bluetooth выполняет беспроводное соединение смартфона с аппаратной частью АПК по радиоканалу. Канал предназначен для передачи данных биосигналов и управляющих команд.

4. Модуль хранения биосигналов базируется на флэш карте microSD, которая устанавливается в соответствующий разъем. Объем карты может достигать 16 Гб.

5. Блок индикации и управления. В состав блока входит четыре RGB-светодиода (WS2812), один светодиод голубого цвета, две кнопки управления и кнопка сброса.

6. Блок питания. В состав блока входит контроллер работы с аккумулятором (TP4056) и управляемые линейные стабилизаторы, контроллер аккумулятора регулирование зарядного тока аккумуляторной батареи. Управляемые стабилизаторы выполняют распределение питания по блокам устройства посредством управляющих сигналов микроконтроллера.

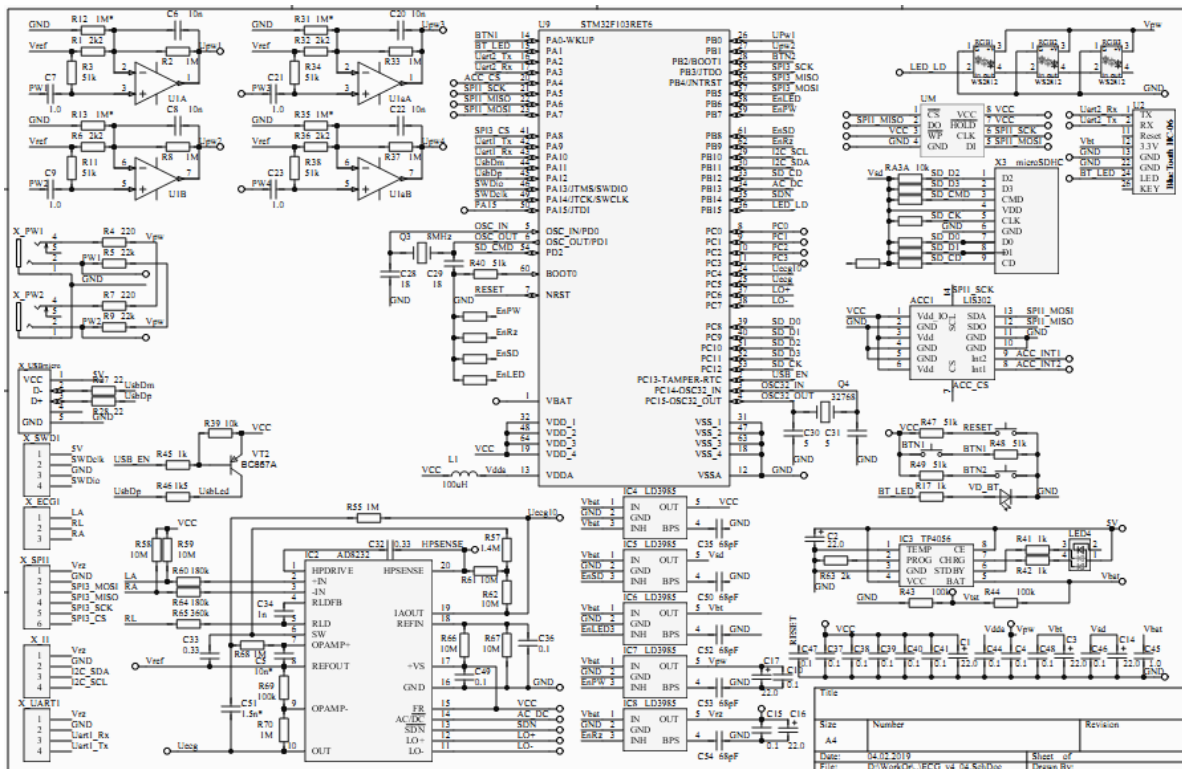


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная АПК АГМ-01

Программное обеспечение (далее ПО) «ECGManager» аппаратно-программного комплекса мониторинга функционального состояния организма (ФСО) на базе рекордера холтеровского типа АГМ-01 предназначено для записи и анализа биосигналов ФСО – электрокардиограмм (ЭКГ), 2-х фотоплетизмограмм (ФПГ) кровотока, фонокардиосигнала (ФКС), кардиоинтервалограммы (КИГ).

производит обработку накопленных в карте памяти цифровых отсчетов биосигналов, различные методы фильтрации сигналов, определяет их амплитуду, временные характеристики, и Фурье, и вейвлет-спектры и такие параметры сердечнососудистой деятельности, как скаттерограмма ЭКГ, время распространения пульсовой волны (ВРПВ), кардиоинтервалограмма и диагностик по вариабельности сердечного ритма [7], количество экстрасистол. Содержит программный модуль вейвлет-интоскопии.

ПО также обеспечивает дистанционный мониторинг ФСО в режиме «online» с АГМ-01 через Bluetooth на смартфон, планшет, ноутбук или персональный компьютер.

ПО «ECGManager» работает также и в операционной системе «Android».

Таким образом, АПК АГМ-01 может применять как в клинических условиях, так и в спортивной медицине, в бытовых условиях для оперативной диагностики функционального состояния организма человека. АПК очень прост в использовании и обладает широкими функциональными возможностями для своевременного выявления латентных форм заболеваний и их предиктов.

Универсальность АПК заключается в определении состояния сердечнососудистой системы, возможность контроля мозгового кровообращения, магистральных артерий рук и ног, возможности оценки вязкости крови в зависимости от концентрации сахара и протромбинов в крови, а также состояния бронхиальной системы легких. Главное достоинство АПК заключается в возможности реализации вейвлет-интоскопии основных биосетей организма и топической локализации нарушений в них очень простыми неинвазивными методами.

В перспективе намечается значительное расширение диагностических возможностей АПК на базе существующих аппаратных средств за счет:

- программного обеспечения и введения канала реоплетизмографии;
- измерения и записи активности в шагах при установке акселератора в рекордере;
- использование АПК для телемедицины основе существующей инфокоммуникационной инфраструктуры сетей беспроводной связи (Wi-Fi, 3G, 4G, LTE и независимых от операторов связи радиоканалов).

В качестве основных направлений дальнейшего развития АПК предполагается включить режим «Аларм» с определением координат пациента при экстраординарном событиях при мониторинге ССД.

## Список литературы

1. Актуальные вопросы информатизации при реализации программ модернизации здравоохранения субъектов Российской Федерации. – URL: <http://federalbook.ru/>.
2. Holter, N. J. New method for heart studies: continuous electrocardiography of active subjects over long periods is now practical. / N. J. Holter // *Science*, 1961. – 134: 1214–1220.
3. Aldonin, G. M. Wavelet Analysis of Cardiac Electrical Activity Signals *Biomedical Engineering* / G. M. Aldonin, A. V. Soldatov, V. V. Cherepanov. – July 2018. – Vol. 52. – Issue 2. – PP. 120–124.
4. Aldonin, G. M. Autonomous Monitoring of the Main Set of Parameters of the Cardiovascular System / G. M. Aldonin // *Biomedical Engineering*. – 2013. – Vol. 46, issue 6. – PP. 232–236.
5. Алдонин, Г. М. Многофункциональный анализ сигналов датчиков сердечно-сосудистой системы / Г. М. Алдонин, О. А. Тронин // *Датчики и системы*. – 2008. – № 1. – С. 40–44.
6. Алдонин, Г. М. Структурный анализ самоорганизующихся систем: монография / Г. М. Алдонин. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2017. – 345 с.
7. Анализ функционального состояния организма по кардиоритму. Свидетельство регистрации программы для ЭВМ № 2002610974 / Г. М. Алдонин, В. Б. Новиков, О. А. Тронин. – М.: Роспатент, 2002.

## ПОРТАТИВНАЯ СИСТЕМА НА БАЗЕ АКСЕЛЕРОМЕТРА ДЛЯ РАЗГИБАНИЯ ВЕРХНЕЙ КОНЕЧНОСТИ

**В.А. Бахтина**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: SI\_507@mail.ru

Предложена конструкция портативной системы реабилитации пациентов, перенесших инсульт или черепно-мозговую травму, выполненная на базе акселерометра и предназначенная для разгибания руки в локтевом суставе. Система состоит из 2 блоков – управления и электростимуляции, модуля беспроводной связи и накожных электродов. Данные о величине угла сгиба конечности, полученные на основе данных акселерометра, преобразуются в значение угла и служат сигналом для запуска электростимулятора при достижении порогового угла. Проверка работоспособности системы была протестирована на здоровых людях, ее эффективность была доказана.

Инсульт и повреждения, полученные в результате тяжелых травм, часто являются причинами развития инвалидности различной степени тяжести у людей всех возрастов. От инсультов каждый год в мире страдают несколько миллионов человек. Для устранения последствий перенесенных травм и заболеваний требуется длительная реабилитация. Часто у пациентов, перенесших инсульт, развивается патологическая синергия, также известная как поза Вернике-Манна, характеризующаяся сгибанием верхней конечности и вытянутой и повернутой наружу нижней конечностью.

Для устранения данного поражения было разработано множество устройств, способствующих восстановлению моторных функций. В работе [1] впервые было описано применение коротких электрических импульсов (функциональной электростимуляции, ФЭС), проходящих через электроды на поверхности кожи, для стимуляции ослабленных мышц стопы во время ходьбы, таким образом удерживая пациентов от падения. В предложенном нейропротезе использовалась искусственная обратная связь на основе резистивного датчика, размещенного в обуви для детектирования контакта ступни с полом и автоматического запуска стимуляции. Позже использование ФЭС для нижних конечностей было интенсивно исследовано и успешно применено для коррекции равновесия, устойчивости на ногах и ходьбы [2, 3].

Наряду с другими процедурами, для реабилитации пациента имеет решающее значение улучшение двигательных и сенсорных функций верхних конечностей, так как руки и кисти участвуют в большинстве основных видов повседневной деятельности.

К настоящему времени разработано множество систем стимуляции для функциональной поддержки верхних конечностей [4–13]. Можно сказать, что все существующие нейропротезы верхних конечностей состоят из стимулятора, активирующего мышцы верхней конечности, входного преобразователя и блока управления [8].

Одним из основных направлений использования ФЭС для верхней конечности является разгибание локтя, которое предполагает приведение предплечья поврежденной конечности обратно в анатомическое положение. Для того, чтобы достичь желаемого эффекта, вспомогательное устройство на основе ФЭС должно обеспечивать измерение положения локтя и активацию сокращения плечевого трицепса, когда угол сгибания локтя выше заданного порогового значения. Это можно сделать, прикрепив к предплечью человека датчик угла наклона, запускающий стимуляцию в соответствии с измерением, как показано на рис. 1. Вместе с датчиком наклона к предплечью прикреплен стимулятор с электродами. Электрическая стимуляция мышцы вызывает сокращение трицепса и разгибание локтя. Контроль достигается за счет взаимосвязи между положением предплечья и интенсивностью стимуляции.

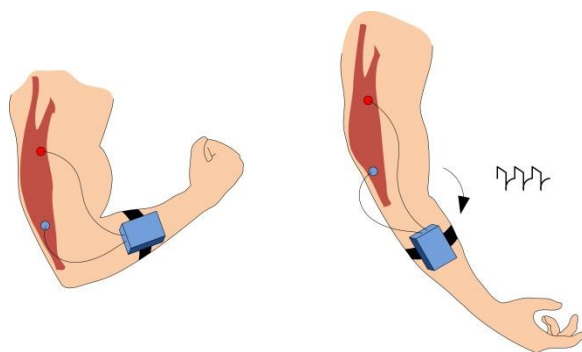


Рис. 1. Схематическое изображение системы реабилитации и ее размещения на руке

Реализация описанной системы предполагает наличие датчика положения локтя для измерения угла сгиба и формирования командного сигнала для разгибания руки в локтевом суставе. Благодаря небольшим размерам и низкому энергопотреблению инерциальные МЭМС-датчики хорошо подходят для этой цели.

Самый простой подход к определению угла сгиба локтя предполагает вычисление отклонения МЭМС-акселерометра от вертикали, определяемой направлением вектора силы тяжести. Преимущество этого метода заключается в его нечувствительности к ошибкам измерений модуля относительно предплечья. Следовательно, предварительная калибровка измерительной системы после надевания не

требуется. Однако из-за отсутствия опорной ориентации очевидным недостатком является невозможность различать разные анатомические повороты и обеспечивать абсолютное значение угла. Тем не менее, для упражнений, предполагающих вертикальное положение пациента, этот метод вполне приемлем.

Задача преобразования исходных данных ускорения в значение угла наклона осуществляется с помощью микроконтроллера.

Упрощенная схема портативной системы приведена на рис. 2. Она включает в себя блоки управления и электростимуляции, модуль Bluetooth для передачи данных на внешний носитель и накожные электроды, предназначенные для непосредственной передачи импульсов к пораженным мышцам.

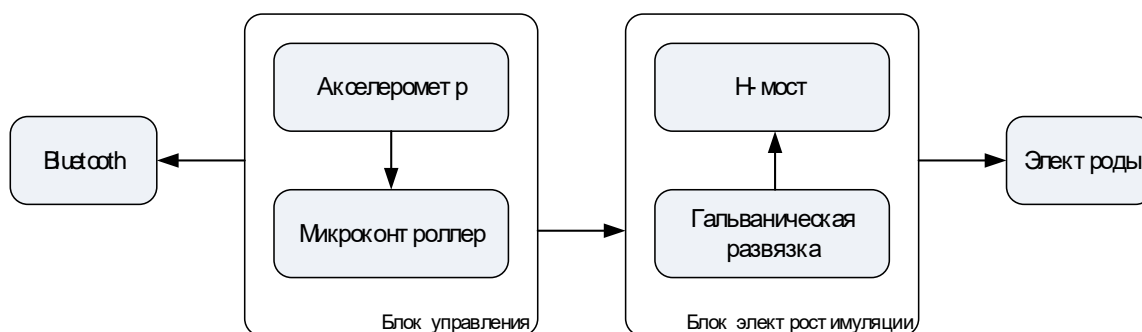


Рис. 2. Схема портативной системы

Блок управления представлен платой 9DoF Razor IMU M0, оснащенной измерительным модулем MPU9250 от InvenSense Inc, который и установлен в специально разработанный корпус габаритами приблизительно  $7,2 \times 5,6 \times 2,5$  см. Он регистрирует возникающие ускорения акселерометра с частотой дискретизации 100 Гц. Заложенный в микроконтроллер алгоритм выполняет предварительную калибровку и обрабатывает поток данных инерциальных измерений. Вид готового модуля приведен на рис. 3



Рис. 3. Внешний вид блока управления

Для проверки работоспособности модуля блок управления был прикреплен к предплечью здорового человека с помощью регулируемого ремня и ориентировался вдоль продольной оси предплечья. Необработанные данные ускорений и рассчитанное значение наклона одновременно отправлялись на компьютер через Bluetooth с частотой дискретизации 100 Гц.

Блок электростимуляции состоит из повышающего DC-DC-преобразователя и выходного каскада в полномостовой конфигурации (H-мост L298N). Чтобы удовлетворить требованиям балансировки заряда, в качестве стимулирующего воздействия были выбраны симметричные биполярные импульсы. Повышающий DC-DC-преобразователь увеличивает 9 В входного напряжения (поступающего от элемента питания – батареи) в 3 раза на выходе, что необходимо для возбуждения мышц. Во избежание повреждения микроконтроллера выходы измерительного блока гальванически изолированы от блока стимуляции при помощи оптопары. Выходные импульсы наблюдались на осциллографе, испытания блока стимуляции не проводились.

В результате проведенной работы была разработана реабилитационная система, предназначенная для контроля и коррекции сгиба локтевого сустава у пациентов, перенесших инсульт или травму. Проведенные эксперименты указывают на работоспособность предлагаемой системы: она позволяет выполнять процедуры реабилитации с минимальным участием лечащего врача и потенциально пригодна для домашнего использования. Более подробные клинические испытания, обеспечивающие количественную оценку эффективности и функциональности системы, находятся в стадии разработки.

#### Список литературы

1. Liberson, W. T. Functional electrotherapy: stimulation of the peroneal nerve synchronized with the swing phase of the gait of hemiplegic patients / W. T. Liberson., H. J. Holmquest, D. Scot, M. Dow // Arch. Phys. Med. Rehabil. – 1961. – V. 42. – PP. 101–105.
2. Lyons, G. M. A review of portable FES-based neural orthoses for the correction of drop foot / G. M. Lyons, T. Sinkjaer, J. H. Burridge, D. J. Wilcox // IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering. – 2002. – V. 10. – № 4. – PP. 260-279.
3. Melo, P. L. Technical developments of functional electrical stimulation to correct drop foot: sensing, actuation and control strategies / P. L. Melo, M. T. Silva, J. M. Martins, D. J. Newman // Clinical Biomechanics. – 2015. – V. 30. – № 2. – PP. 101–113.
4. U.S. Patent 5 330 516. Device for generating hand function. Nathan, R. H. – 1994.
5. U.S. Patent 5 562 707. Garment for applying controlled electrical stimulation to restore motor function. Prochazka A., Wieler M., Kenwell Z., Gauthier, M. – 1996.



6. Alon, G. Efficacy of a hybrid upper limb neuromuscular electrical stimulation system in lessening selected impairments and dysfunctions consequent to cerebral damage / G. Alon, A. Dar, D. Katz-Behiri, H. Wingarden, R. Nathan // *J. Neurol. Rehabil.* – 1998. – V. 12. – № 2. – PP. 73–79.
7. Milenkovic, M. An accelerometer-based physical rehabilitation system / M. Milenkovic, E. Jovanov, J. Chapman, D. Raskovic, J. Price // *Proc. of the Thirty-Fourth Southeastern Symp. on System Theory (Cat. No.02EX540)*, Huntsville, AL, USA. – 2002. – PP. 57–60.
8. Alon, G. Improving selected hand functions using a noninvasive neuroprosthesis in persons with chronic stroke / G. Alon, K. McBride, H. Ring // *J. Stroke Cerebrovasc. Dis.* – 2002. – V. 11. – № 2. – PP. 99–106.
9. Sheffler, L. R. Neuromuscular electrical stimulation in neurorehabilitation / L. R. Sheffler, J. Chae // *Muscle Nerve.* – 2007. – V. 35. – № 5. – PP. 562–590.
10. Willmann, R. D. Home stroke rehabilitation for the upper limbs / R. D Willmann // *Proc. of 29th Annual International Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society.* – 2007. – PP. 4015–4018.
11. Klauer, C. High Performance motion control by neuro-muscular electrical stimulation applied to the upper-limb / C. Klauer, T. Schauer, J. Raisch // *Proc. of 15th Annual International FES Society Conf. and 10th Vienna Int. Workshop on FES.* – 2010. – PP. 318–320.
12. Müller, P. Alignment-free, self-calibrating elbow angles measurement using inertial sensors / P. Müller // *Proc. of the IEEE-EMBS International Conf. on Biomedical and Health Informatics (BHI).* – 2016. – PP. 583–586.
13. Lee, S. I. Enabling stroke rehabilitation in home and community settings: a wearable sensor-based approach for upper-limb motor training / S. I. Lee // *IEEE J. Transl. Eng. Health Med.* – 2018. – V. 6. – PP. 1–11.

## РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИИ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО КОРРЕКТОРА ПОЛОЖЕНИЯ ВЕРХНЕЙ КОНЕЧНОСТИ

**Н.В. Новикова, П.С. Маринушкин**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: nad.nowickowa2015@yandex.ru

Рассмотрены основные аспекты создания корпуса и панели управления для реабилитационного устройства.

Актуальной задачей развития здравоохранения является повышение степени технической оснащенности лечебно-профилактических учреждений. В частности, все больше внимания уделяется внедрению в практику новых реабилитационных систем, позволяющих улучшить качество жизни пациентов и повысить эффективность лечебно-диагностического процесса. Однако большинству отечественных предприятий по производству медицинского оборудования не хватает инновационной способности проектирования. Рынок передового медицинского оборудования контролируется в основном несколькими международными предприятиями медицинского оборудования, такими как GE Healthcare, SIEMENS и PHILIPS. Все больше и больше производителей медицинской техники признают важность применения современной методологии проектирования в области технологических инноваций и разработки новых продуктов, которая включает эргономику, эмоциональный дизайн, когнитивную психологию и т. д. [1]. На сегодняшний день качество медицинских приборов определяется не только функционально-техническими возможностями, но и эстетическими характеристиками, удобством и безопасностью использования. Их дизайн зависит от содержимого, поэтому над созданием конструкций работает не только дизайнер, но и конструктор, инженер, технолог. Возможности 3D моделирования позволяют решать возникающие при этом задачи в кратчайшие сроки и с минимальными материальными затратами.

Главной задачей настоящей работы является разработка внешнего вида и панели управления медицинского устройства с учетом использования его медицинским персоналом для восстановления функции верхних конечностей пациентов, перенесших инсульт. Принцип работы данного вспомогательного устройства функциональной электростимуляции (ФЭС) заключается в предотвращении непроизвольного приведения пациентом руки к корпусу тела. С этой целью

устройство содержит встроенный энкодер на основе датчиков Холла, который измеряет угол сгиба руки в локтевом суставе, и электростимулятор. Принцип работы устройства иллюстрируется рис. 1

В процессе работы был выявлен ряд общих критериев, которые являются важными для проектирования. В частности, эксплуатация такого прибора должна быть безопасной, простой и интуитивно понятной. Используемые материалы и технологии производства должны соответствовать требованиям к устройствам медицинского назначения, учитывать заданную себестоимость и возможности производства. Кроме того, материалы должны соответствовать санитарно-гигиеническим нормам, иметь привлекательную тактильную поверхность. Внешний вид корпуса, а это форма, пропорции линий и цветовое решение, должен соответствовать запросам пользователей.

Еще одним неотъемлемым фактором является удобство сборки и обслуживания прибора. Обеспечение технологичности и собираемости представляет собой процесс последовательно-параллельной работы, предназначенный для оптимизации соотношения между технологичностью, легкостью сборки и функциями конструкции, также важно оценить возможности ремонта и технического обслуживания устройства [2]. Устройство портативное и питается автономно, оно требует возможности замены батареи после длительного использования.

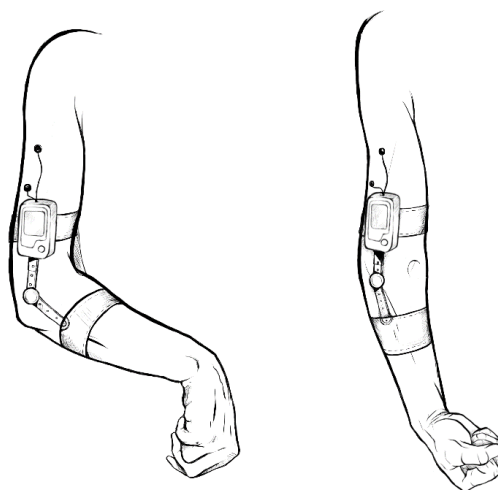


Рис. 1. Вспомогательное устройство функциональной электростимуляции (ФЭС) [3]

Требования к конструкции устройства:

1. Масса и габариты: корпус размером не более  $71 \times 33 \times 100$  мм (исходя из размеров печатной платы прототипа устройства и размера батареи), средняя окружность плеча человека 260–280 мм (диаметр составляет ~83–89 мм). Масса корпуса должна быть минимальной.

2. Внешний вид: форма корпуса должна соответствовать запросам пользователей. Следует минимизировать размеры переключателей на лицевой панели.

3. Практичный крепеж: корпус должен удобно и надежно устанавливаться на плече, чтобы не вызывать дискомфорта, и обеспечивать надежное прилегание к руке.

Предварительные испытания ранее разработанного макета устройства [3] показали его удовлетворительную функциональность. Тем не менее, был выявлен ряд недостатков конструкции макета, вызывающих неудобства при его эксплуатации. Прибор ненадежно фиксировался на руке и из-за большой массы падал, тем самым повреждались провода. Неподходящее исполнение панели управления, где управление в меню осуществляется с помощью потенциометров. Макет имеет незаконченный внешний вид, поэтому дальнейшая работа над устройством была направлена на совершенствование внешнего вида и панели управления.

Эскиз – это предварительный набросок, не предполагающий своей завершенности, но решающий задачу компоновки будущего изделия.

Скетч (sketch) – это беглые зарисовки с использованием рисунков, текста и схем. Они позволяют мгновенно запечатлеть идеи художника-конструктора и использовать их в дальнейшей работе [4].

Эскиз первой ступени – чаще всегда это отправной пункт для последующей работы над проектом. В формообразовании учитываются все: не только основная задача и характер функционирования объекта, но и связь с человеком. Этот фактор также зависит от функции предмета, но главное в нем – это обеспечение через соответствующую форму удобства и безопасности пользования, т. е. учет эргономических требований к предмету.

В данном случае разработаны эскизы (рис 2), из которых варианты Б, В, Г и Д были не столь удачным по показателям эргономики и формообразования, а также не в полной мере удовлетворяли эстетическим требованиям. Модель А можно признать удачной, так как ее форма позволяет разместить аккумулятор, минимизировав свободное пространство. На основе этого эскиза можно создавать 3D-модель.

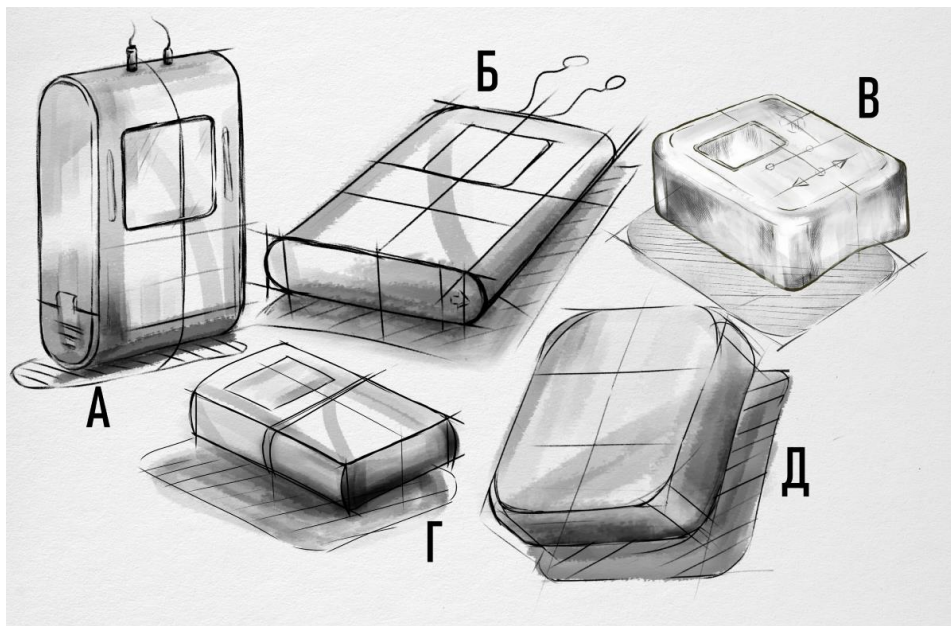


Рис. 2. Скетч конструктивных вариантов исполнения корпуса

Эскиз панели управления устройства представлен на рис. 3. Первый эскиз представляет композицию, где все элементы централизованные и симметричны относительно вертикальной центральной линии. Недостаток: обязательное обозначение кнопок.

Второй эскиз представляет диссимметричную композицию, то есть частичное нарушение симметрии. Диссимметрия используется как художественное средство композиции в том случае, когда симметричные формы производят слишком строгое впечатление [5]. Так же, как и в первом эскизе, есть необходимость обозначать кнопки, но двойная кнопка разделяет функциональные кнопки, тем самым шанс нажать ненужную кнопку уменьшается.

Третий вариант представляет более привычную и распространенную для пользователей техники композицию. Кнопки располагаются по окружности, визуальное понимание пользователя, за что кнопка отвечает. Но данная композиция не удовлетворяет эстетическим потребностям.

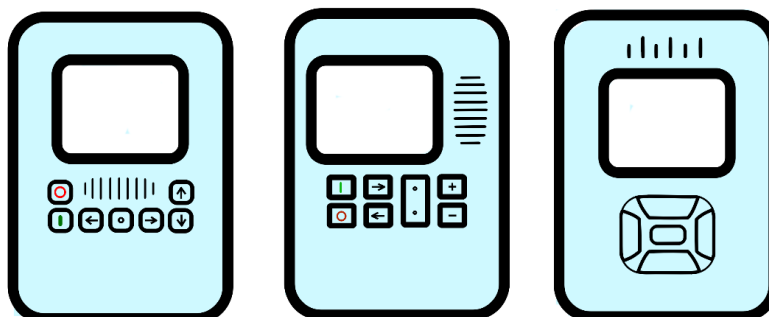


Рис. 3. Эскизы панели управления устройства

Конструктивное исполнение клавишных панелей возможно не только из отдельных сгруппированных клавиш, но и из единых мембранных клавиатур. К преимуществам таких клавиатур следует отнести относительно низкую стоимость, более высокую плотность размещения клавиш, к недостаткам – менее четкую фиксацию срабатывания. Примеры правильного и неправильного оформления панелей приведены в ОСТ 4.270.000–83.

3D-модель корпуса была создана в САПР SolidWorks (рис. 4). Данная программа дает возможность создавать объекты в трехмерном пространстве, что позволяет максимально точно представить размеры, форму, текстуру, эргономику проектируемого изделия, а также создание конструкторской документации.

Корпус был разработан с учетом сборки на защелках. Это наиболее дешевый и технологичный метод крепления пластмассовых деталей [6]. Защелка была выбрана крючкообразная, пружинный элемент – пружина, работающая на изгиб. Наименование данного защелкивающегося соединения – изгибающийся крючок.

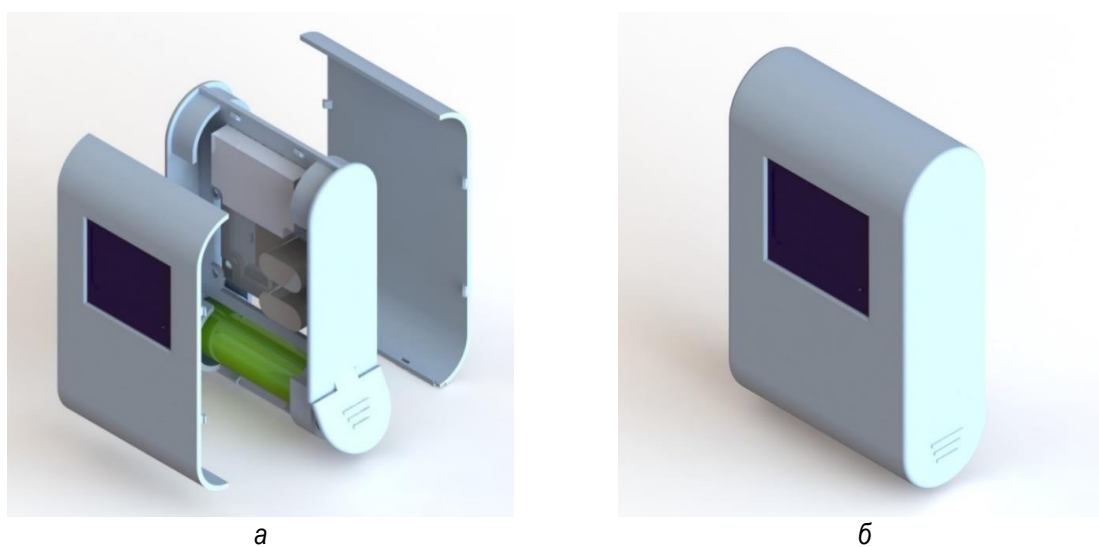


Рис. 4. Трехмерная модель корпуса автоматизированного корректора

В сегодняшних условиях недостаточно разработать продукт, не уделяя серьезного внимания вопросам дизайна и эргономики. Тем более, что современный отечественный и особенно зарубежный рынок предъявляет очень высокие требования к художественно-конструкторскому оформлению.

Помимо специальных требований к показателям назначения РЭС, надежности, технологичности, должны быть гарантированы фирменный стиль и патентная чистота изделия, учтены возможные эргономические решения, выдержаны основные требования дизайна: выразительность,

гармоничность и композиционная устойчивость, стилевое единство, целесообразность форм и т. д.

В данной работе были проиллюстрированы основные стадии разработки корпуса и панели управления медицинского устройства ФЭС. Следующим этапом разработки конструкции будут макетирование и прототипирование.

Макет изготавливается по несерийным, непромышленным технологиям и из самых различных материалов, его задача – проверить дизайн и, может быть, вес реального устройства. Макет может не совпадать с конечным продуктом по реальным размерам, но по пропорциям – должен.

Прототип также производится по несерийным технологиям. Его задача – быть максимально похожим на серийное изделие и повторить его физические характеристики. Прототип нужен для проверки свойств, например: собираемость, реальная жесткость, масса устройства, дизайн, эргономика и т. д. [7] Также, основываясь на прототипе, можно определиться с технологией изготовления серийного выпуска.

#### Список литературы

1. Gao, C. Innovation design of medical equipment based on TRIZ / C. Gao, L. Guo, F. Gao, B. Yang // *Technol. Health Care.* – 2015. – V. 23. – № 2. – PP. 269–276.
2. ГОСТ 14.201-83. Обеспечение технологичности конструкции изделий. Общие требования // *Сборник национальных стандартов.* – М.: Стандартинформ, 2009.
3. Bakhtina, V. A. Encoder-Controlled Stimulation System for Assisting Elbow Extension in Post-Stroke Individuals: a Pilot Study / V. A. Bakhtina, D. E. Goncharov, A. A. Khomchenkova, A. A. Levitskiy, P. S. Marinushkin, N. V. Novikova // *Proc. of 2020 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE).* – 2020. – PP. 279–281.
4. Виноградова, Л. А. Технология декоративно-художественных изделий на основе вяжущих веществ: учеб. пособ. для вузов / Л. А. Виноградова. – М.: Издательство Юрайт, 2021. – 138 с.
5. Пармон, Ф. М. Композиция костюма. Одежда, обувь, аксессуары: учеб. для вузов / Ф. М. Пармон. – М.: «ТридаПлюс», 2002. – 312 с.
6. Зашелкивающиеся соединения пластмассовых деталей // *Автомобильный справочник.* – URL: <https://press.ocenin.ru/zaschelkivajuschiesya-soedineniya-plastmas>.
7. Макет, прототип, серийный образец и вот это все. – URL: <https://habr.com/ru/post/512176>.

# РАЗРАБОТКА МЕТОДА ВЫЧИСЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ОБЪЕКТА КОРОТКОФОКУСНЫМ ИЗМЕРИТЕЛЕМ

А.Ю. Есин, Д.Ю. Коцан

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: Alvav@mail.ru

За последние несколько десятилетий хоккей с шайбой обрел популярность и стал одним из самых интересных видов спорта как для детей, так и для взрослых. Профессиональные спортсмены стремятся совершенствовать навыки владения клюшкой и шайбой. Современные технологии конструирования и электроники дают такую возможность с помощью хоккейного тренажера.

Аспекты, определяющие эффективность броскового движения у хоккеистов:

- техника выполнения движения;
- точность броска;
- скорость выполнения броска;
- своевременность осуществления броска;
- готовность к добиванию (повторному броску); умение выполнять броски из разных положений;
- оптимальный выбор броска для конкретной игровой ситуации; позиция бросающего в зоне атаки.

При этом именно уровень владения техникой броска изначально определяет скорость и точность его исполнения.

Целью научно-технической работы является разработка хоккейного тренажера, позволяющего определить координаты движения шайбы под рамкой.

Задачи, которые необходимо выполнить:

1. Исследование существующих алгоритмов и тренажера «Рамка», которые определяют координат попадания шайбы в ворота.
2. Разработка алгоритмов определения параметров движения.
3. Разработка программного обеспечения.

## **Исследование существующих алгоритмов определения координат попадания шайбы в ворота**

XHP Total Game Changer (рис. 1, а) представляет собой мощное многофункциональное устройство, включающее в себя датчики, контроллеры и большой монитор, куда смотрит игрок. На мониторе тренажера появляется задание, направленное на фиксирование времени



и попадание шайбы в нужную зону. Тем самым тренируется и замеряется скорость реакции.

На рис. 1, б представлен тренажер ХНР Dangle Zone. Это поле из искусственного льда на котором жестко закреплены рамки, фиксирующие проход шайбы. Задача игрока провести шайбу через рамки на время.

На рис. 2, представлена конструкция хоккейного тренажер «рамка», его преимущества:

- компактность;
- мобильность;
- возможность использовать на любой светлой поверхности;
- возможность планирования большого количества тренировочных заданий;
- возможность использования начинки в тренажер для бросков и передачи паса.



а



б

Рис. 1. Тренажеры: а – ХНР Total Game Changer, б – ХНР Dangle Zone

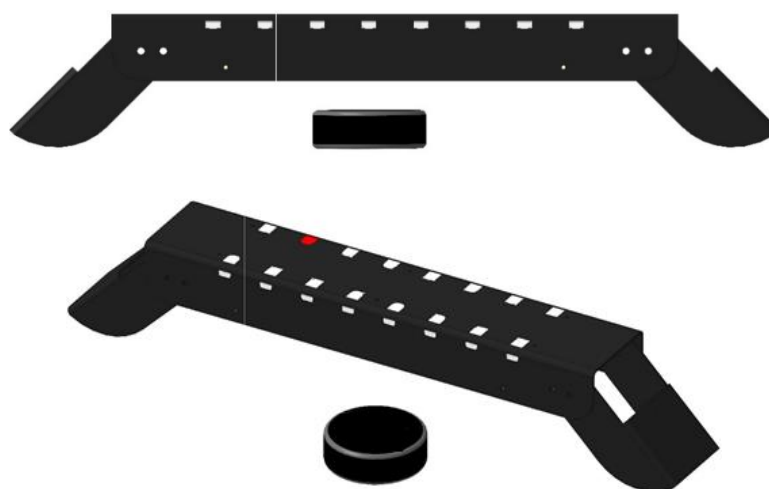


Рис. 2. Опытный образец тренажер «РАМКА»

### Разработка алгоритмов определения координат попадания шайбы

На рис. 3 показана расчетная зависимость напряжения на фотоэлементе во время прохождения шайбы под ним. Центр шайбы пересекает центр фотоэлемента, поэтому в зависимости присутствует нижняя горизонтальная составляющая.

На рис. 4 показана зависимость напряжения на фотоэлементе, снятая в условиях хоккейного стадиона. Шумы возникают из-за мерцания ламп освещения, шумов фотоэлементов и других радиокомпонентов устройства.

Геометрия расположения фотоэлементов рассчитана таким образом, чтобы шайба входила в зону наблюдения трех и более фотоэлементов.

Исходя из диапазона измерения скорости шайбы от 0,2 до 42 м/с (150 км/ч) время провала напряжения фотоэлемента может быть следующим:

$$\vartheta = \frac{S}{t}; t = \frac{S}{\vartheta}; S = 76,2 \text{ мм (диаметр шайбы)}; \vartheta = 0,2 \text{ или } 42 \text{ м/с}, \quad (1)$$

$$t = \frac{0,0762 \text{ м}}{42 \text{ м/с}} = 1,8 \text{ мс}; \text{ (минимальное время перекрытия фотоэлемента)}, \quad (2)$$

$$t = \frac{0,0762 \text{ м}}{0,2 \text{ м/с}} = 381 \text{ мс}; \text{ (максимальное время перекрытия фотоэлемента)}, \quad (3)$$

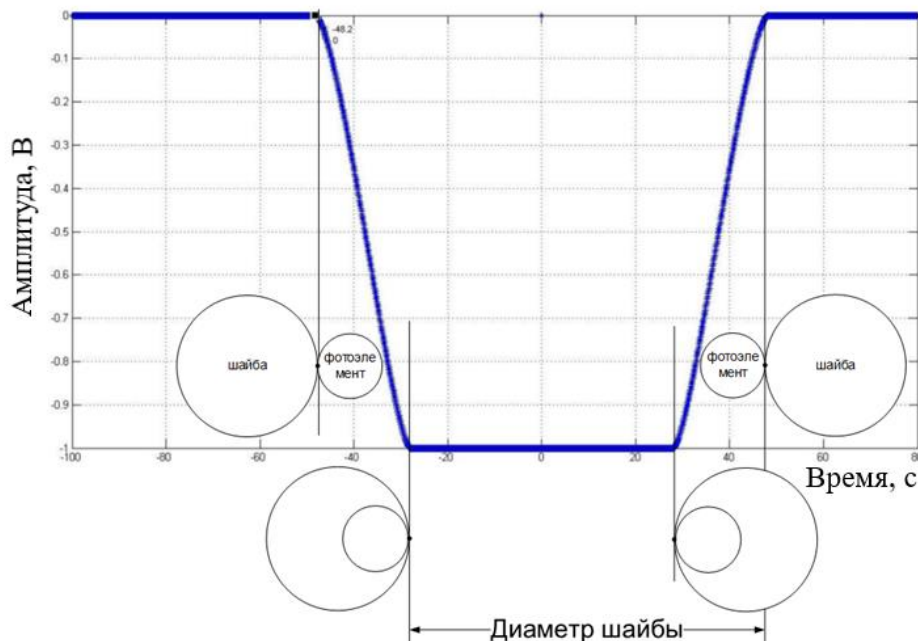


Рис. 3. Идеальная зависимость напряжения на фотоэлементе по мере прохождения шайбы

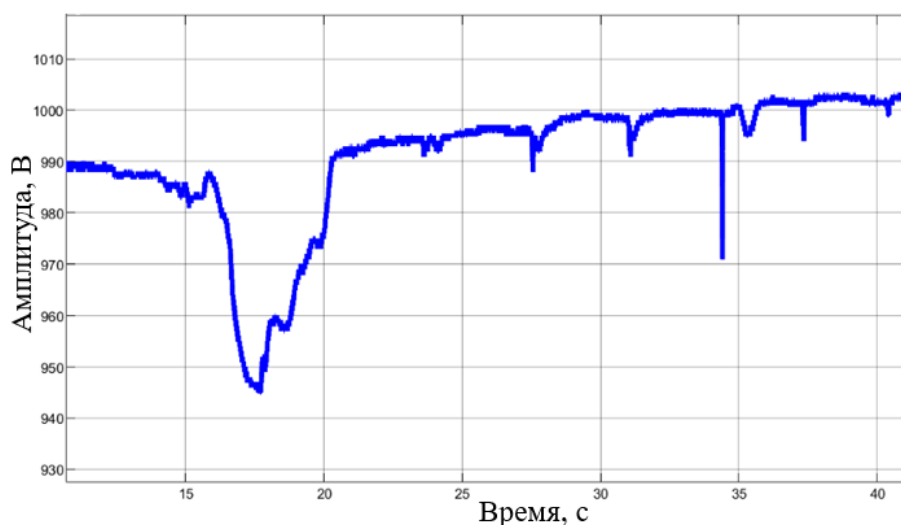


Рис. 4. Реальная зависимость напряжения на фотоэлементах по мере прохождения шайбы

Для разработки оптимального метода математического анализа сигналов была разработана программная модель, имитирующая движение шайбы через зоны наблюдения фотоэлементов. Результат моделирования сигналов, поступающих с фотоэлементов, и сигналы записаны при испытаниях опытного образца тренажера.

Шайба движется под углом  $25^\circ$  и входит в зону трех датчиков. Обработка сигналов и расчет параметров прохождения шайбы осуществляется по следующим этапам:

- калибровка (определение зон фиксации шайбы датчиками, производится автоматически после включения тренажера и после каждого прохода шайбы);
- расчет среднеквадратического отклонения и математического ожидания сигналов без шайбы в каждом канале;
- фиксация существенных признаков сигналов в каждом канале;
- определение направления движения шайбы, расчет угла прохода и скорости шайбы;
- расчет точки пересечения траектории шайбы и корпуса рамки.

Так как диаметр зоны наблюдения за фотоэлементом меньше диаметра шайбы сигнал принимает минимальное значение на промежуток времени, пока шайба полностью затемняет датчик (рис. 5). Каждый из сигналов имеет геометрический центр, который указывает момент времени, когда шайба находилась на минимально возможном расстоянии от центра датчика данного канала

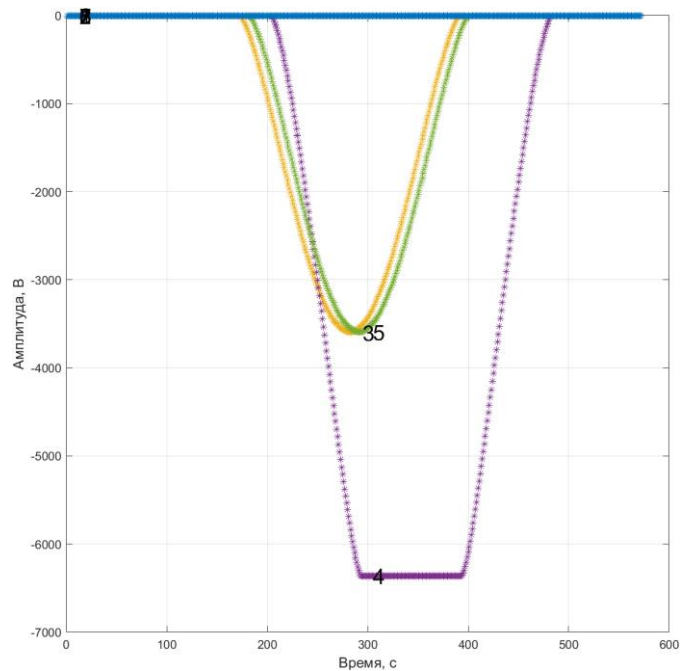


Рис. 5. Расчетные сигналы затемнения датчиков

### Разработка программного обеспечения

Было разработано программное обеспечение, которое реализует алгоритмы: моделирования в реальном времени движения шайбы (рис. 6). Работает следующим образом: входной сигнал идет на блок «Convert», чтобы преобразовать данные в 1024 бит. На блоке «4» определяют наличие полезного сигнала, если сигнал снизился ниже порога и это снижение продолжается определенное время, то математическое ожидание перестраивается на новый уровень. На блоке «1» осуществляется подсчет математического ожидания, среднеквадратического отклонения значения «2» и пороговое значение «3». Этот алгоритм предназначен для фильтрации помех

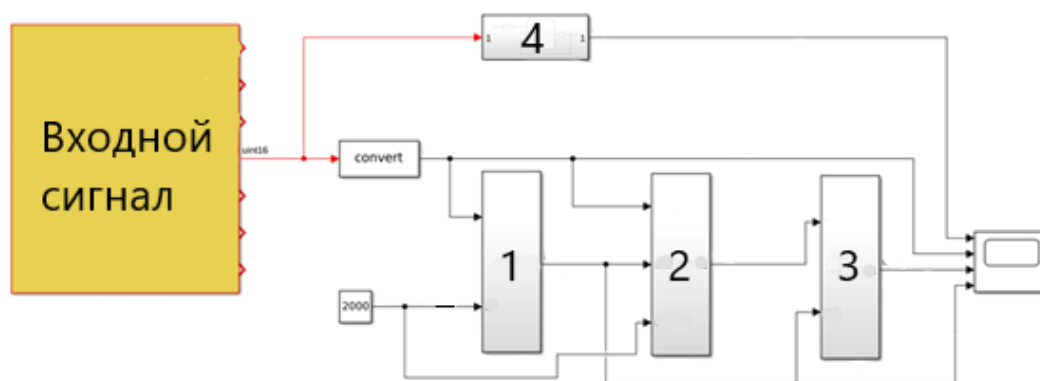


Рис. 6. Моделирование фотоэлемента одного канала

На рис. 7 показано, что входной сигнал – синей маркер, пороговое значение – зеленый маркер, красный – математическое ожидание. Видим, что при снижении уровня входного сигнала, ниже порога запускается алгоритм расчета экстремумов функции.

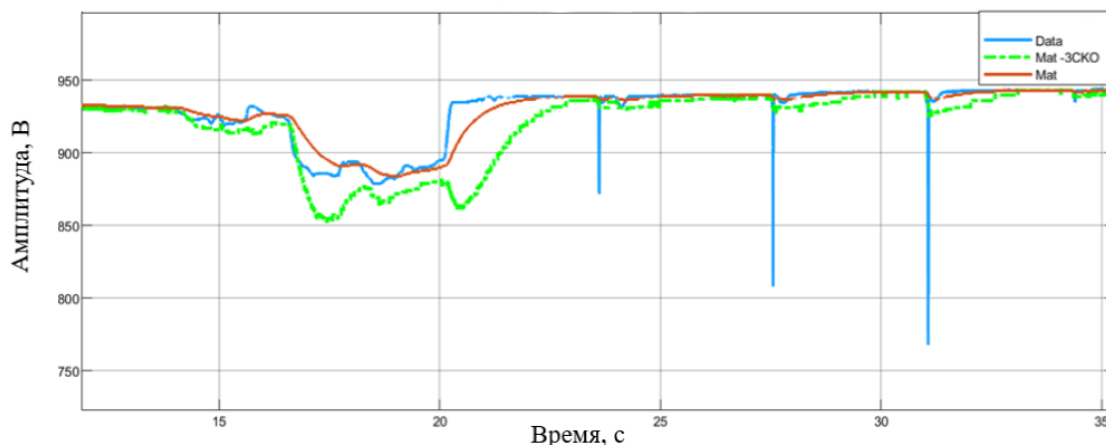


Рис. 7. Обработка сигнала для работы ПЛИС

В рамках выполнения работ были проведены исследования существующих алгоритмов определения параметров движения шайбы. Были рассмотрены тренажеры ХНР Total Game Changer и SuperDeker. Для разработки оптимального метода математического анализа сигналов была разработана программная модель, имитирующая движение шайбы через зоны наблюдения фотоэлементов.

### Список литературы

1. Харрис, Дэвид М. Цифровая схемотехника и архитектура компьютера: учебное пособие / Харрис Дэвид М, Харрис Сара Л. – М.: ДМК Пресс, 2018. – 792 с.
2. Смит, С. Цифровая обработка сигналов: Практическое руководство для инженеров и научных работников / С. Смит. – М.: ДМК Пресс, 2018. – 718 с.

# РАЗРАБОТКА УСТАНОВКИ ХИМИЧЕСКОЙ МЕТАЛЛИЗАЦИИ С ВОЗДЕЙСТВИЕМ МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА ОСАЖДАЕМУЮ ПЛЕНКУ

Д.Р.Савин, С.А. Подорожняк

Институт инженерной физики и радиоэлектроники, СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: Denis.Savin.1999@mail.ru

Рассмотрена разработка установки химической металлизации с воздействием магнитного поля на осаждаемую пленку. Показано, какими улучшенными свойствами обладают магнитные пленки, выращенные в таких условиях. На основе изученных данных разработана структурная схема установки.

Магнитотвердые пленки с высоким содержанием кобальта, нанесенные методом химического осаждения, являются многообещающим материалом для магнитных компонентов в различных устройствах, таких как микроэлектромеханические системы (MEMS), датчики и системы сверхбольшой интеграции (ULSI). В частности, пленки бинарного сплава *Co-P*, нанесенные этим способом, обладают многими преимуществами, в том числе отличными ферромагнитными характеристиками, отличной стойкостью к коррозии, а также относительной простотой организации процесса их получения. Технология химического осаждения рассматривается как один из перспективных способов получения пленок из кобальтовых сплавов [1–3]. Важным акцентом исследования кобальтовых пленок, полученных методом химического осаждения, является изучение их анизотропных свойств, в частности, наведенной магнитной анизотропии, возникающей при осаждении пленок на подложку в магнитном поле.

В статье [4] приведены результаты исследования наведенной магнитной анизотропии и ее влияние на доменную структуру в аморфных *Co-P* пленках. Характеристики, при которых был проведен эксперимент, представлены в табл. 1.

Таблица 1

Характеристики эксперимента

Используемые реагенты, концентрация в моль/л / г/л			Величина, рН	Щелочной реагент	Температура процесса
CoSO <sub>4</sub>	NaH <sub>2</sub> PO <sub>2</sub>	Na <sub>3</sub> C <sub>6</sub> H <sub>5</sub> O <sub>7</sub>			
0,09 / 30	1,5 / 30	0,3 – 0,9 / 80	9	Гидрат аммония, 30 мл/л	90 °С

Важным результатом этой работы можно назвать установление факта, что создание в пленках наведенной магнитной анизотропии не вызывает радикальных изменения структуры, но при этом вызывает качественные изменения магнитных свойств. Полученные пленки имели состав  $\text{Co}_{94,5}\text{-P}_{5,5}$ . Продолжая данное исследование, в работе [5] исследователи провели более углубленные исследования аморфных пленок  $\text{Co}_x\text{P}_{1-x}$ : с использованием метода ЯМР авторы определили влияние подложки на структуру пленок и подтвердили высокое влияние наведенной магнитной анизотропии на магнитные параметры пленок.

Известно, что магнитная анизотропия в магнитных материалах может быть вызвана различными факторами, такими как кристаллографическая ориентация в случае монокристаллов, парный механизм в случае наличия в образце атомов с различными магнитными параметрами, направленным ростом или деформацией вещества в случае специфических условий получения образца и т. п. Однако в конечном итоге все возможные источники магнитной анизотропии могут быть сведены к появлению в веществе пространственной анизотропии расположения магнитных атомов. Поэтому в несимметричных кристаллах с различными межплоскостными расстояниями, как, например, в ГПУ-кобальте, наблюдается естественная магнитная анизотропия с направлением легкой оси намагничивания по оси с его элементарной ячейки. Также магнито-анизотропные материалы могут быть получены с использованием специфических методов синтеза и/или обработки, предполагающих искусственное формирование анизотропного расположения составляющих данного материала магнитных атомов. Это методы – направленная прокатка материала, формирование деформационных напряжений, осаждение в условиях наклонно падающего пучка атомов и т. п. [5].

При анализе литературы было принято решение сконструировать установку химической металлизации с воздействием магнитного поля на подложку. На рис. 1 показана структурная схема разрабатываемой системы осаждения.

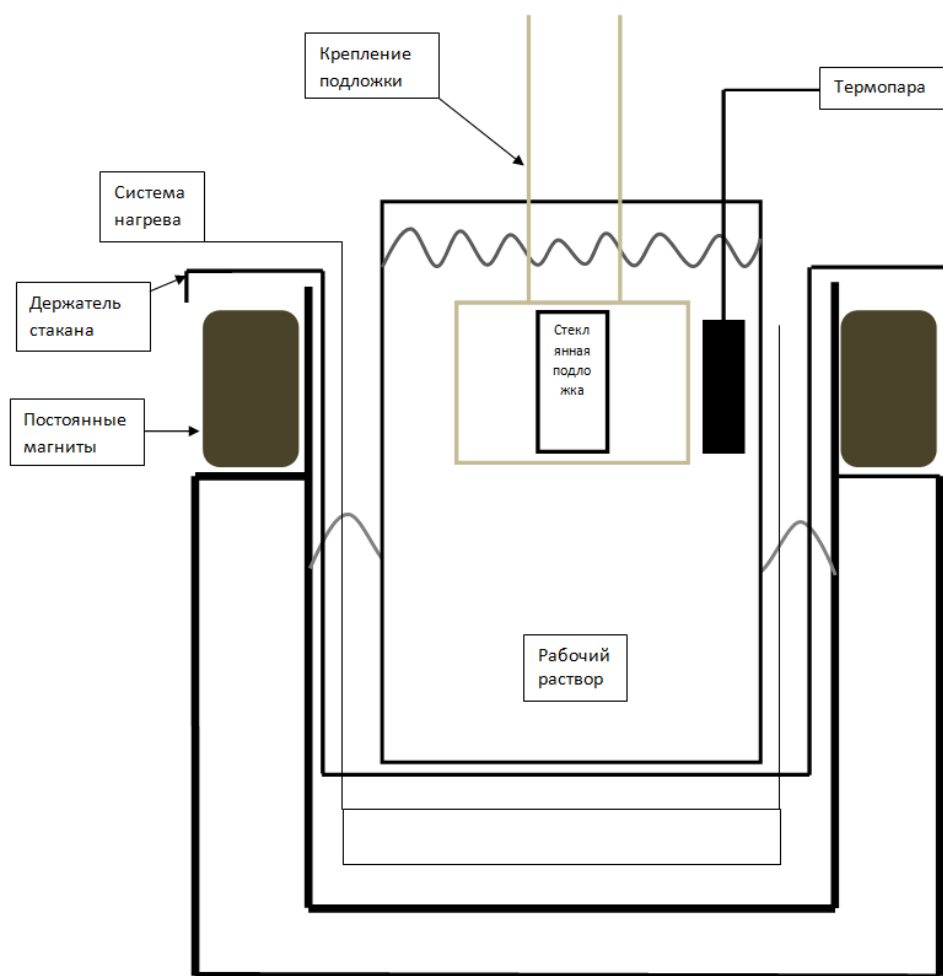


Рис. 1. Структурная схема установки химической металлизации с воздействием магнитного поля на подложку

Согласно рис. 1, стеклянная подложка, ранее очищенная от загрязнений, находится в специально разработанном для нее креплении. Данное крепление изготавливается из термостойкого пластика, химически инертного к составляющим рабочего раствора веществам. Крепление с подложкой будет опускаться в стакан с рабочим раствором, который помещается в систему водяной бани с возможностью регулировки температуры.

Водяная баня состоит из теплоизолированного корпуса, резервуара с водой, нагревательного элемента, а также термопары для контроля температуры. При помощи системы нагрева и термопары контролируется температура раствора. На внешней поверхности водяной бани располагаются два постоянных магнита. Ориентация магнитного поля должна быть направлена параллельно плоскости подложки, располагающейся вертикально, чтобы вызвать в магнитных пленках магнитную анизотропию.



Данная конструкция позволяет получать тонкие магнитные пленки с наведенной магнитной анизотропией. В условиях, когда магнитные атомы находятся в нестабильном или метастабильном состоянии, наложение магнитного поля дает им возможность выстроиться определенным образом, что и придает пленкам магнитоанизотропные свойства. В дальнейшем, после стабилизации положения магнитных атомов, данная пространственная анизотропия сохраняется, и объект приобретает одноосную магнитную анизотропию, наведенную магнитным полем с параметрами, зависящими от типа кристаллической решетки пленки [6].

### Список литературы

1. Lin C.-C. Ultrasound-assisted electroless deposition of Co-P hard magnetic films / C.-C. Lin, C.-C. Chuang, X.-H. Li, T.-S. Chin, J.-Y. Chang, C.-K. Sung, S.-C. Wang // Surf. Coat. Technol. – 2020. – V. 388. – 125577.

2. Чжан, А. В. Влияние щелочных реагентов на кристаллическую структуру пленок CoP, полученных химическим осаждением / А. В. Чжан, Т. Н. Патрушева, С. А. Подорожняк, В. А. Середкин, Г. Н. Бондаренко // Известия РАН. Серия физическая. – 2016. – Т. 80. – № 6. – С. 762.

3. Chzhan, A. V. Magnetic and magneto-optical properties of Co-P films prepared by chemical deposition / A. V. Chzhan, G. S. Patrin, S. Ya. Kiparisov, V. A. Seredkin, L. V. Burkova, D. A. Velikanov // J. Magn. Magn. Mater. – 2011. – V. 323, iss. 20. – PP. 2493–2496.

4. Patrin, G. S. The Induced Anisotropy and its Influence on Domain Structure of Amorphous Co-P and Co-Ni-P Films / G. S. Patrin, A. V. Chzhan, S. Ya. Kiparisov, V. A. Seredkin // J. Sib. Fed. Univ. – Math. Phys. – 2010. – V. 3, iss. 3. – PP. 100–103.

5. Sharma, G. Study of ultrathin magnetic cobalt films on MgO(001) / G. Sharma, U. P. Deshpande, D. Kumar, A. Gupta // J. Appl. Phys. – 2012. – V. 112, iss.2. – P. 023910.

6. Chzhan, A. V. Induced magnetic anisotropy of Co-P thin films obtained by electroless deposition / A. V. Chzhan, S. A. Podorozhnyak, S. M. Zharkov, S. A. Gromilov, G. S. Patrin // J. Magn. Magn. Mater. – 2021. – V. 537.

## РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ГЕНЕРАЦИИ ОЗОНА С ДИСТАНЦИОННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

**А.А. Гольцев<sup>1</sup>, К.Э. Гаипов<sup>2</sup>**

<sup>1</sup>СибГУ НИТ им. ак. М.Ф. Решетнева  
660037, г. Красноярск, пр. им. Газ. Красноярский рабочий, 31  
E-mail: golstev\_home@bk.ru

<sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

Описана разработка устройства с дистанционным управлением. Прибор предназначен для генерации озона. Функции данного устройства позволяют использовать его в быту, т. к. он обладает противомикробными свойствами и используется для дезинфекции воздуха и воды.

Озон (ozone) – ядовитый газ, молекула которого состоит из трех атомов кислорода. Озон обладает очень сильным окислительным действием и образуется при воздействии на содержащийся в атмосферном воздухе кислород электрического разряда. В атмосфере озон присутствует на очень больших высотах, этот слой задерживает большую часть идущего от солнца ультрафиолетового излучения, не позволяя ему доходить до Земли. Поэтому этого защитного слоя идущее от Солнца ультрафиолетовое излучение вызвало бы гибель всего живого на Земле [1].

Озон обладает сильными окислительными свойствами. Он убивает микроорганизмы, поэтому его применяют для очистки воды и воздуха (озонирование). Однако в воздухе допустимы лишь очень малые концентрации озона, т. к. он чрезвычайно ядовит (даже более ядовит, чем угарный газ CO), предельно допустимая концентрация озона в воздухе  $10^{-5}$  % [2].

Большое концентрирование озона вызывает ряд вредоносных эффектов, таких как поражение слизистой оболочки глаза и дыхательных путей, поэтому каждый прибор генерации озона (озонатор) сертифицирован и производит определенную концентрацию данного вещества.

Способ генерации озона представлен и описан в патенте [3]. Электроды озонатора подключаются к источнику высоковольтного высокочастотного напряжения, достаточного для поджигания барьерного разряда по краям высоковольтного электрода. Принцип работы разрядника озонатора – электроды разрядника образуют плоский конденсатор. При подаче напряжения на высоковольтный электрод электрическое поле, создаваемое вне диэлектрика, имеет максимум

напряженности вблизи краев высоковольтного электрода, где и образуется барьерный разряд. Образующийся в зоне разряда озон выводится продуванием воздуха через корпус. Данный принцип заложен в основу работы озонатора «Гроза-1», выпускаемого АО «НПП «Радиосвязь».

В России предельно допустимая концентрация (ПДК) по озону в атмосферном воздухе составляет  $0,16 \text{ мг/м}^3$ , среднесуточная предельно допустимая концентрация (ПДК с.с.) в атмосферном воздухе населенных мест  $0,03 \text{ мг/м}^3$ , в воздухе рабочей зоны –  $0,1 \text{ мг}$ , минимальная смертельная концентрация (LC50) –  $4,8 \text{ ppm}$ , что равняется  $8 \text{ мг/м}^3$ .

В начале проекта была проведена оценка работы озонатора «Гроза-1» по следующим параметрам: время работы, объем генерации газа и потребляемая мощность.

Технические характеристики озонатора «Гроза-1»:

- потребляемая мощность не более  $10 \text{ Вт}$ ;
- питание от сети  $50 \text{ Гц } 220-15\% - 220+10\% \text{ В}$ ;
- габаритные размеры не более  $140 \times 85 \times 85 \text{ мм}$ ;
- масса не более  $0,3 \text{ кг}$ ;
- массовая концентрация озона на выходе, на расстоянии  $1 \text{ м}$  не менее  $1,5 \text{ мг/м}^3$ ;
- производительность по озону не менее:  $15 \text{ мг/час}$ ;
- концентрация озона не менее:  $0,3 \text{ мг/м}^3$ .

В ходе эксплуатации прибора был выявлен следующий недостаток. В течение  $1 \text{ часа}$  в помещении объемом  $50 \text{ м}^3$  вырабатывается концентрация озона  $0,3 \text{ мг/м}^3$ , что является безопасным для здоровья человека. Но озонатор, работающий более  $1 \text{ ч}$ , генерирует озон, концентрация которого пагубно влияет на здоровье.

Устройство имеет прямое подключение к сети  $220 \text{ В}$ . Прибор отключается нажатием кнопки выключателя, находящейся на корпусе озонатора, что затрудняет выключение устройства при концентрации озона, превышающей допустимую норму.

Чтобы нивелировать данную проблему, была предложена разработка устройства генерации озона с беспроводным управлением (дистанционным управлением). На основе платы озонатора «Гроза-1» была поставлена цель: разработать модифицированную версию устройства.

Технические характеристики модифицированного устройства:

- потребляемая мощность не более  $10 \text{ Вт}$ ;
- питание от аккумулятора  $12 \text{ В}$ ;
- габаритные размеры не более  $\text{Ø}120 \times 100 \text{ мм}$ ;
- масса не более  $0,5 \text{ кг}$ ;

- массовая концентрация озона на выходе, на расстоянии 1 м не менее 1,5 мг/м<sup>3</sup>;
- производительность по озону не менее 15 мг/ч;
- концентрация озона не менее 0,3 мг/м<sup>3</sup>.

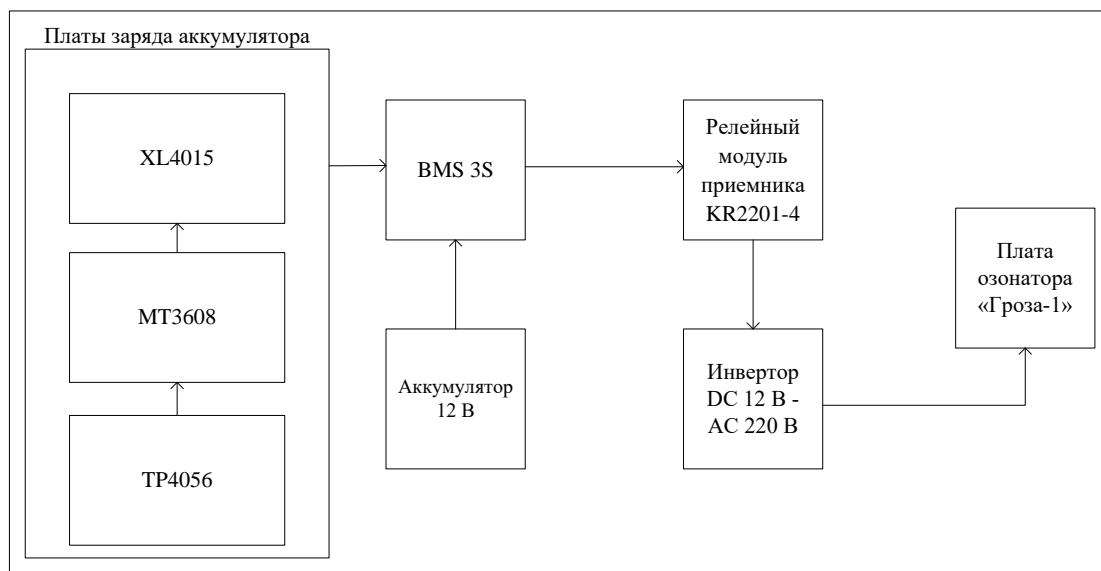


Рис. 1. Структурная схема озонатора

Устройство (рис. 1) включает в себя:

- платы заряда аккумулятора (TP4056, MT3608, XL4015);
- Li-ion ICR аккумуляторы «ROBITON»;
- плата защиты BMS 3S 25 А;
- реле переключателя беспроводного дистанционного управления (KR2201-4);
- инвертор DC 12 В – AC 220 В;
- плата озонатора «Гроза-1».

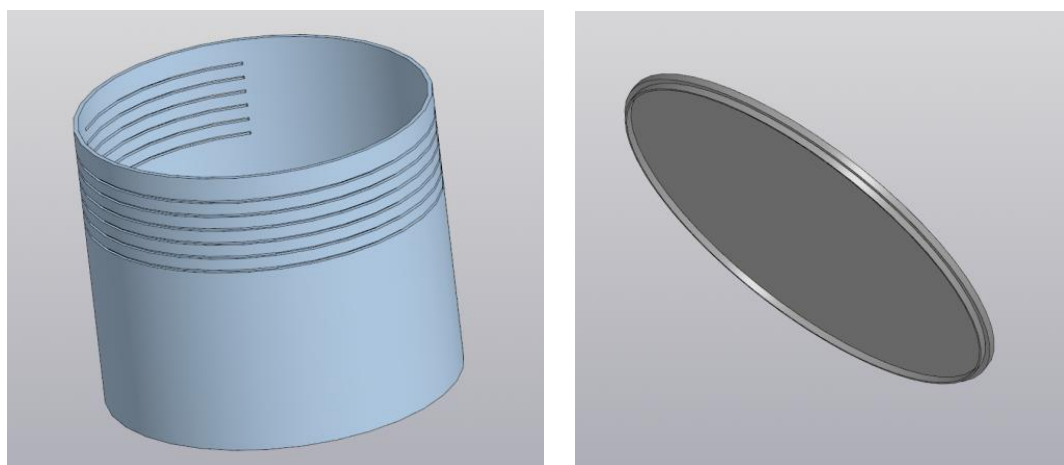


Рис. 2. Корпус и крышка

Была поставлена задача – использовать в данном проекте для зарядки аккумулятора разъем Micro-USB 2.0. Для этого были использованы 3 платы (TP4056, MT3608, XL4015). Плата TP4056 с разъемом Micro-USB 2.0 подходит для данной задачи, т. к. она на выходе имеет 5 В, 1 А. Необходимое напряжение для зарядки трех аккумуляторов 12,6 В, поэтому возникла необходимость использовать дополнительные платы для увеличения напряжения. Плата MT3608 на выходе выдает напряжение 15 В. Далее плата XL4015 понижает выходное напряжение до 13 В и поднимает выходную силу тока до 1 А. Дополнительно использован диод Шоттки, размещенный между платой XL4015 и платой BMS 3S 25 А для сохранения заряда аккумулятора.

BMS 3S 25 А – это плата защиты и контроля трех последовательно соединенных Li-ion аккумуляторных батарей, с балансировкой тока на элементах при зарядке. Модуль BMS 3S обеспечивает защиту аккумуляторов от перезарядки, от короткого замыкания, от разряда большими токами более 25 А, от разряда любого аккумулятора в батарее ниже 2,6–2,8 В. Кроме того, плата BMS 3S обеспечивает балансировку напряжения на элементах всей батареи при зарядке, это предотвращает перекосы в цепи и обеспечивает максимальный заряд всей батареи аккумуляторов.

Для расчета емкости аккумулятора была использована формула:

$$Q = (P \cdot t) / V \cdot k, \quad (1)$$

где  $Q$  – рассчитываемая емкость АКБ, А·ч или мА·ч;  $P$  – нагрузочная мощность, Вт;  $t$  – временной промежуток резервирования, ч;  $V$  – напряжение батареи, В;  $k$  – коэффициент, отображающий какая часть емкости АКБ используется.

Отсюда следует, что аккумулятор должен быть емкостью не менее 5 А·ч для того, чтобы работать в течение нескольких часов. Был выбран Li-ion ICR аккумулятор «ROBITON» размера 18650 емкостью 2,2 А·ч, 3,7 В. Суммарный объем аккумуляторов составляет 6,6 А·ч.

Для дистанционного управления был использован KR2201-4 RF Transmitter 433 Mhz Remote Controls (KR2201-4 радиочастотный передатчик 433 МГц с пультом управления), что позволяет выключать прибор на безопасном расстоянии.

Чтобы повысить напряжение с 12 до 220 В потребовался Boost Inverter Module 35W DC 12V – AC 220V (модуль инвертора).

Последнем элементом цепи является плата озонатора «Гроза-1».

Цель – разработать модифицированную версию устройства – поставленная в начале разработки, была полностью выполнена.

Главные преимущества разработки:

- удобная зарядка;
- емкий и эффективный аккумулятор;
- безопасность эксплуатации озонатора.

Главный недостаток разработки: долгая зарядка аккумулятора по причине малой входной мощности.

### Список литературы

1. Психологическая энциклопедия. – URL: [http://endic.ru/enc\\_psy/Ozon-16435.html](http://endic.ru/enc_psy/Ozon-16435.html).
2. Большая советская энциклопедия. – М.: Советская энциклопедия, 1969–1978. – URL: [http://endic.ru/enc\\_sovet/Ozon-43327.html](http://endic.ru/enc_sovet/Ozon-43327.html).
3. Пат. 2289542 С2 Российская Федерация; МПК7 С01В 13/11. Озонатор; А. Н. Бабицкий, Б. А. Беляев, А. А. Лексиков; заявл. 10.07.2006; опубл. 20.12.2006 / заявитель и патентообладатель ФИЦ КНЦ СО РАН.
4. Аширметов, А. Х. О возможности применения озона в лечении COVID-19 / А. Х. Аширметов, И. Р. Мавлянов, З. И. Мавлянов // *Juvenis Scientia*. – 2021. – Т. 7. – № 3. – С. 5–10.
5. Панкратова, Г. П. Особенности использования озонаторов / Г. П. Панкратова, А. Л. Караев, Ж. П. Алексеева // *Инфекция и иммунитет*. – 2017. – № 5. – С. 339.
6. Безруких, Е. Г. Расчет концентрации озона, создаваемый озонатором в замкнутом объеме / Е. Г. Безруких, А. П. Гаврилюк, Н. К. Зайцев, Б. Ф. Шабанов. – Красноярск: Изд-во ИФ СО РАН, 1996. – 25 с.

# РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПОЛОЖЕНИЯ И ЭЛЕКТРОСТИМУЛЯЦИИ ВЕРХНЕЙ КОНЕЧНОСТИ ЧЕЛОВЕКА

**А.А. Ситников, А.А. Левицкий**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: a.a.sitnikov@mail.ru

Параметры мышечной активности и движения человека – это полезные характеристики для построения диагноза, лечения и реабилитации пациентов, перенесших инсульт или черепно-мозговую травму. В лабораторных и клинических условиях электромиография и системы захвата движения позволяют получить с высокой точностью данные о движениях человека и соответствующей мускульной активности. Однако контролируемая среда ограничивает как продолжительность времени, так и широту деятельности, которую можно измерить. Описана разработка прибора, сочетающего в себе портативность с возможностью суточного мониторинга особенностей движения верхних конечностей. Контроль последних важен для понимания прогресса пациента. Характер движений, как правило, изменяется в течение дня, а повседневная деятельность может не соответствовать ограниченным движениям, исследуемым в лабораторных условиях. Также для помощи пациенту в коррекции положения рук прибор может осуществлять электростимуляцию.

Системы электромиографии, контролирующие человеческую деятельность, в настоящее время считаются фундаментальными компонентами биофизического анализа, оказывают сильное влияние в таких областях, как физиотерапия, контроль за двигательной активностью, реабилитацией и спортивными результатами [1–3]. Одновременное измерение физического движения и электростимуляции могут выявить физиологические особенности, свидетельствующие об общем состоянии человека, функциях нервной системы и реакции на реабилитацию или тренировку. Их объединение обычно возможно лишь в лабораторных или клинических условиях, что ограничивает деятельность, которую можно отслеживать, а также сокращает время сбора данных. Кроме того, наблюдения в контролируемых средах не выявляют проблем, возникающих при необходимости совершать естественные для повседневной деятельности движения в реальном мире.

Носимая система, способная регистрировать данные о движении в течение длительных периодов обычной деятельности, может оказать существенное влияние на исследования и клиническую практику в области сенсомоторного контроля. Постоянный мониторинг активности пациентов позволит улучшать диагностику заболеваний, отслеживать прогресс в реабилитации и проводить терапию.

Анализ движения в лабораторных условиях обычно выполняется с помощью оптического (визуального) отслеживания, которое зависит от камер и отражающих маркеров, прикрепленных к отслеживаемому объекту. Существующие оптические системы обладают преимуществом высокой точности, но они являются дорогостоящими, могут использоваться только в стационарном исполнении, уязвимы к перекрытию обзора камеры (из-за неправильного позиционирования камеры или других движущихся объектов в пространстве сбора информации) и требуют применения дополнительного оборудования, устанавливаемого вдали от объекта съемки. В настоящее время проводятся исследования и разработки, направленные на преодоление этих ограничений с помощью носимых систем на основе анализа видеоизображения, но они, к сожалению, имеют сходные со стационарными системами недостатки.

В то время как исследования носимых и встроенных систем значительно расширились в последние годы, лишь в небольшой части работ были предприняты попытки объединить данные о движении конечностей человека за пределами лабораторных/клинических условий с электростимуляцией, чтобы использовать дополнительные аспекты каждого набора данных. Однако эти разработки открывают широкие перспективы в будущем. Задача одновременного сбора данных, электростимуляции, объединения разнородных данных и идентификации физиологических признаков пока в полной мере не решена.

Целью нашего исследования является разработка носимого устройства, сочетающего в себе электростимуляцию и учет данных о положении верхних конечностей, хотя методика может быть распространена и на нижние конечности с аналогичными методологиями.

Одной из главных проблем, приводящих к повышению уровня инвалидизации пациентов после инсульта, является нарушение движения, что проявляется не только в снижении скорости, но и в изменении кинематики, ее асимметрии, появлении компенсаторных движений и нестабильности, а также быстрой утомляемости пациентов [4, 5].

Разрабатываемое устройство сочетает в себе электрическую стимуляцию с миоэлектрическим контролем для поддержки различных движений с использованием энергии, обеспечиваемой батареями. Такое устройство в дальнейшем можно трансформировать в нейропротез.

Поверхностные электроды, размещенные на коже над пораженными мышцами, могут усиливать движения конечностей за счет электростимуляции. Именно тот факт, что мы пытаемся увеличить сокращение мышц с одновременным контролем, считается полезным для больного.



Существуют исследования, показывающие, что у некоторых людей с тетраплегией можно значительно увеличить силу захвата. Есть также доказательства того, что люди с черепно-мозговой травмой получают преимущества в реабилитации при использовании системы электростимуляции рук.

В разрабатываемой системе поверхностные электроды используются как для произвольной записи сигналов, так и для стимуляции. Однако сочетание стимуляции и миоэлектрических сигналов создает некоторые технические проблемы. Основная трудность на техническом уровне заключается в том, чтобы обеспечить возможность регистрации слабых сигналов от мышцы, одновременно стимулируя ту же мышцу с интенсивностью электрических воздействий на несколько порядков больше, чем измеряемый миоэлектрический сигнал.

Функциональные и терапевтические возможности системы в нейромоторной реабилитации позволяют терапевту начать работать вместе с пациентом с сильно нарушенными функциями.

Структурная схема устройства приведена на рис. 1. Микроконтроллер, принимает данные о положении конечностей пациента и инициирует электрическую стимуляцию мышц для коррекции болезненного состояния. Сам микроконтроллер расположен в носимом блоке, который питается от аккумуляторной батареи. Блок устанавливается на предплечье, имеет функциональную клавиатуру, индикатор выбранных режимов работы и энкодер для ввода данных.

Функциональная схема устройства представлена на рис. 2. Она имеет в своем составе аккумуляторный источник питания напряжением 4,2 В типоразмера 18650 емкостью 2,2 А×ч. С помощью ряда стабилизаторов формируются питающие напряжения 1,8 В, 3,3 В, 5 В и 50 В для отдельных составных частей устройства. Ядром системы является микроконтроллер STM32F031. Он общается с энерго-независимой памятью по шине I<sup>2</sup>C и работает с рядом исполнительных устройств. Для выработки сигнала электрической стимуляции мышц применяется специальный драйвер.

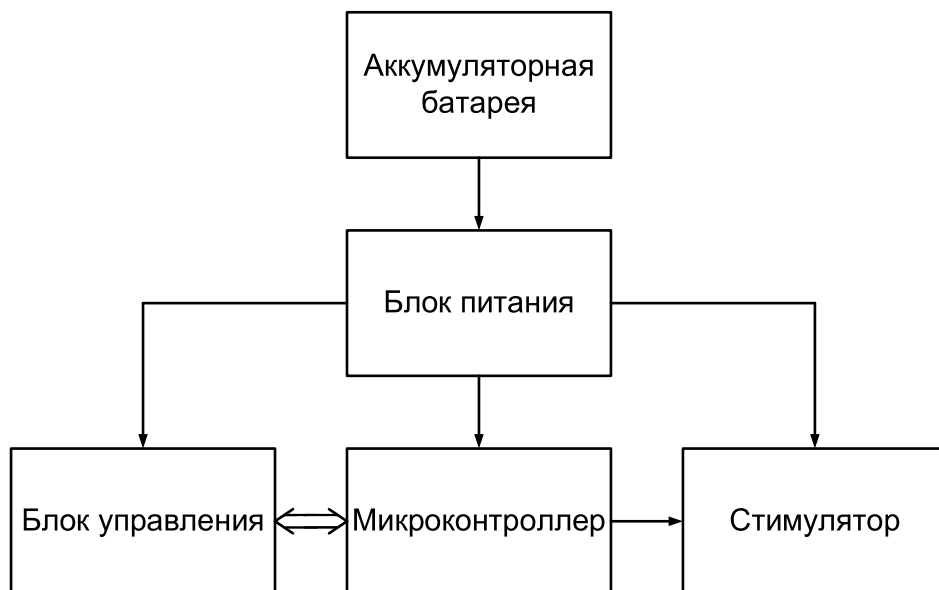


Рис. 1. Структурная схема устройства

Световая индикация, при помощи одиночных светодиодов показывающая корректные и некорректные положения руки, подключается к микроконтроллеру через транзисторный ключ. Звуковой излучатель сопряжен через усилитель на транзисторах и служит для индикации режимов работы устройства. Определение угла положения руки происходит по данным, полученным микроконтроллером от блока магнитных энкодеров.

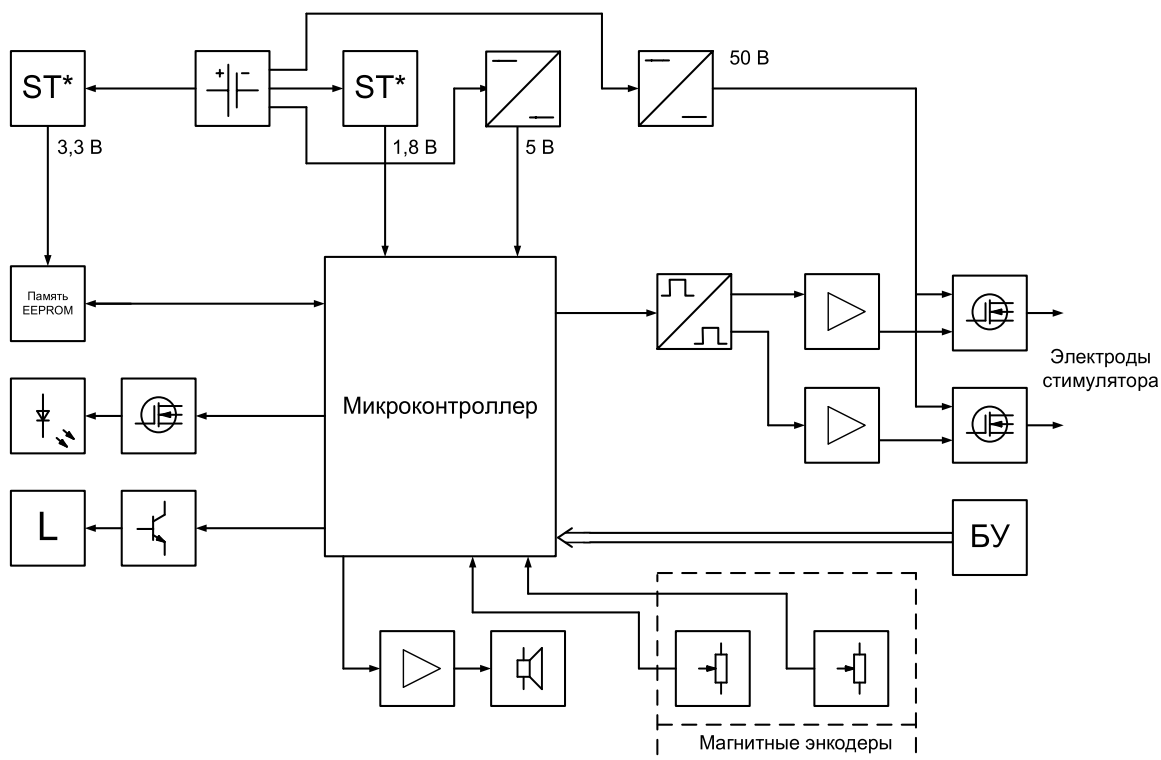


Рис. 2. Функциональная схема устройства

Программа и интенсивность электростимуляции должны быть комфортными для пациента и минимально достаточными для получения коррекционного эффекта и поддержания приближенного к физиологическому двигательному стереотипу. Также они должны учитывать уровень активности пострадавшего, толерантности к стимуляции, состояние кожных покровов, болевой порог и индивидуальные ощущения. Поэтому устройство снабжено контактным энкодером и портативной клавиатурой, которыми и осуществляется выбор алгоритма стимуляции и настройка прибора.

При помощи логической схемы с выхода микроконтроллера формируется ШИМ-последовательность для управления двумя драйверами полумоста и соответствующими верхними и нижними ключами на полевых транзисторах, которые используются для двухполярной электростимуляции точек тела человека. Питаются они высоковольтным питанием от преобразователя 50 В. Микроконтроллер тактируется встроенным генератором.

Таким образом, в работе рассмотрены подходы к созданию носимого устройства, сочетающего в себе инструменты, обеспечивающие контроль положения верхних конечностей и электростимуляцию мышц для коррекции движений. Произведен обзор и анализ современных решений в этой области. Разработаны структурная и функциональная схемы переносного микроконтроллерного устройства для реализации этих принципов.

На следующих этапах планируется завершение разработки принципиальной электрической схемы устройства, его отладка и выполнение конструкторско-технологической разработки.

Результаты реализации этого проекта и испытаний могут использоваться для создания систем нейропротезирования.

### Список литературы

1. Lauer, R. T. Application of a neuro-fuzzy network for gait event detection using electromyography in the child with cerebral palsy / R. T. Lauer, B. T. Smith, and R. R. Betz // *IEEE Trans. Biomed. Eng.* – 2005. – Vol. 52. – № 9. – PP. 1532–1540.

2. Youdas, J. W. Surface electromyographic activation patterns and elbow joint motion during a pull-up, chin-up, or perfect-pullup rotational exercise / Youdas J. W. // *J. Strength Condition. Res.* – 2010. – Vol. 24. – № 12. – PP. 3404–3414.

3. Bergmann, J. H. M. Exploring the use of sensors to measure behavioral interactions: An experimental evaluation of using hand trajectories / J. H. M. Bergmann // *PLoS ONE.* – 2014. – Vol. 9 – № 2.

4. Гурьянова, Е. А. Функциональная электростимуляция при восстановлении ходьбы после инсульта. Обзор научной литературы / Е. А. Гурьянова, В. В. Ковальчук, О. А. Тихоплав, Ф. Г. Литвак // *Физическая и реабилитационная медицина, медицинская реабилитация.* – 2020. – № 2(3). – С. 244–262.

5. Thorsen, R. Functional electrical stimulation reinforced tenodesis effect controlled by myoelectric activity from wrist extensors / R. Thorsen // Journal of rehabilitation research and development. – 2006.

# РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ЗАХВАТА И ПЕРЕМЕЩЕНИЯ ПОДЛОЖЕК ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА

**В.М. Дербеко, С.А. Подорожняк**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

Современное производство повсеместно направлено на увеличение эффективности и снижение стоимости изготовления изделия, что позволяет достичь автоматизация производства. Автоматизация позволяет также снизить процент получения бракованных изделий, уменьшить влияние человеческого фактора, определить наиболее технологичный способ обработки изделия.

Устройство захвата и перемещения подложек является одним из модулей автоматизированного технологического комплекса, задачей которого является обеспечение варьируемой последовательности технологических операций над диэлектрическими подложками для получения кобальтовых пленок, что дает возможность исследования и формирования наиболее подходящего технологического маршрута получения тонких металлических пленок методом химического осаждения. Получение и исследование кобальтовых пленок представляет научный и технический интерес [1, 2].

Целью работы является проектирование и разработка устройства, способного обеспечивать захват и перенос стеклянных подложек размерами до  $24 \times 24$  мм. Механизм захвата также должен быть способен удерживать и переносить подложкодержатели для обработки помещенных в них подложек в рабочих растворах. Устройство должно обеспечить повторяемое выполнение операций по заданному алгоритму в соответствии с установленным маршрутом.

Основные задачи при проектировании и разработке устройства захвата и перемещения подложек:

- разработка механизма зажима подложек и способа его перемещения вдоль вертикальной оси;
- разработка каретки, обеспечивающей перемещение механизма зажима вдоль вертикальной оси и одной из горизонтальных осей (ОХ);
- разработка сборочного узла, обеспечивающего перемещение механизма зажима вдоль оси ОУ;
- определение способа управления устройством и технологическим комплексом в целом.

Рабочий орган обеспечивает зажим подложки при помощи сервопривода 9g SG90 MG90S. Для захвата подложки были спроектированы зажимы с округлыми выступами на концах, которые способны удерживать подложку за ребра. Подъем рабочего органа происходит за счет зубчатой рейки, к которой осуществляется закрепление. Рабочий орган устройства был спроектирован в программном пакете SolidWorks. Детали механизма были напечатаны на 3d-принтере из PLA-пластика. Данный пластик является биоразлагаемым и применяется для прототипирования деталей. Была произведена сборка рабочего органа (рис. 1).

Для подъема рабочего органа предполагается использование шагового двигателя 28BYJ-48. К валу двигателя крепится зубчатое колесо, при помощи которого осуществляется передвижение и скольжение зубчатой рейки рабочего органа вдоль каретки (рис. 2).

Была спроектирована каретка для перемещения рабочего органа вдоль осей OX и OY, далее была произведена тестовая печать и сборка прототипа, по результатам которой вносились правки в детали механизма (рис. 3).



Рис. 1. Рабочий орган устройства

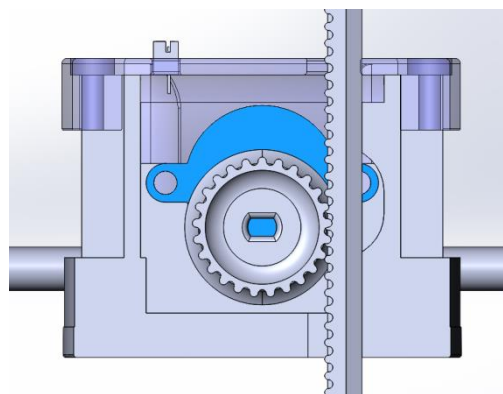


Рис. 2. Сопряжение рейки рабочего органа с зубчатым колесом каретки

Перемещение каретки вдоль оси OX осуществляется за счет скольжения по полированным стержням. Каретка приводится в движение при помощи присоединенного к ней зубчатого ремня, на который воздействуют шаговые двигатели, размещенные на сборочном узле, передвигающемся вдоль оси OY.

Устройство каретки:

- корпус, состоящий из основания (6) и крышки (9);
- шаговый двигатель (2), на валу которого находится зубчатое колесо (3), передвигающее рабочий орган вдоль оси OZ за счет зубчатой рейки (1). Зубчатая рейка скользит вдоль стенки корпуса по направляющим (4);
- к корпусу крепятся подшипники скольжения (5, 8), которые обеспечивают свободное перемещение каретки вдоль оси OX, путем скольжения по металлическим стержням диаметром 8мм;
- крепления ремня будет обеспечено при помощи шпильки, которая соединяет крышку и основание. Место для установки на рисунке обозначено цифрой 7.

Сборочный узел, обеспечивающий перемещение каретки вдоль оси OY, планируется разработать в дальнейшем. Основные задачи, которые должен будет выполнять данный механизм – перемещение каретки вдоль оси OX за счет зубчатых ремней и перемещение всей конструкции аналогичным способом вдоль оси OY. Сборочный узел будет состоять из двух механизмов, соединенных между собой металлическими стержнями. Каждый механизм будет состоять из основания для крепления элементов, крышки, шагового двигателя с зубчатым колесом для прокручивания ремня, крепления для металлических стержней, мест для крепления зубчатого ремня, который в свою очередь будет перемещать данный сборочный элемент вдоль оси OY.

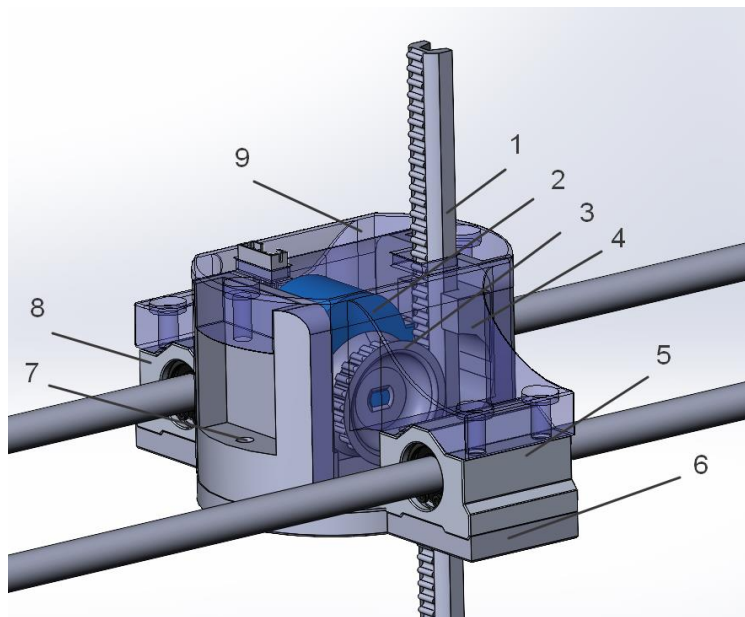


Рис. 3. Каретка, обеспечивающая перемещение рабочего органа вдоль осей OX и OY

Автоматизированный технологический комплекс будет являться модульной конструкцией. Каждая технологическая зона будет оснащена отдельным контроллером для управления обработкой подложек в зоне. В задачи модуля управления комплексом входит получение технологического маршрута от пользователя, формирование алгоритма этапов обработки подложек, управление системой захвата и перемещения подложек, отправка команд зонам обработки подложек, получение информации о статусе обработки подложки от зон обработки, информирование пользователя о процессе следования по указанному технологическому маршруту.

На текущем этапе разработки системы захвата и переноса подложек реализована возможность захвата подложки и подложкодержателя, перемещение рабочего органа вдоль осей OZ и OX. Были проведены испытания устройства, которые выявили необходимость создания более жесткой конструкции для повышения точности перемещения рабочего органа. Следующей задачей является реализация узла, позволяющего перемещать каретку с рабочим органом вдоль оси OY. После окончания разработки сборочных элементов необходимо произвести монтаж устройства в комплекс, написать тестовый алгоритм для проверки работоспособности устройства, произвести отладку. После того, как устройство будет собрано и протестировано, необходимо написать программу управления технологическим комплексом.

### Список литературы

1. Chzhan, A.V. Magnetic and magneto-optical properties of Co–P films prepared by chemical deposition / A. V. Chzhan, G. S. Patrin, S. Ya. Kiparisov, V. A. Seredkin, L. V. Burkova, D. A. Velikanov // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. – 2011. – Vol. 323. – issue 20. – PP. 2493–2496.

2. Чжан, А. В. Влияние щелочных реагентов на кристаллическую структуру пленок СОР, полученных химическим осаждением / А. В. Чжан, Т. Н. Патрушева, С. А. Подорожняк, В. А. Середкин, Г. Н. Бондаренко // Известия РАН. Серия физическая. – 2016. – Т. 80. – №6. – С. 762.

3. Хмытчиев, С. М. Основы автоматики и автоматизации производственных процессов / С. М. Хмытчиев, А. С. Ворожцов, И. А. Захаров. – М: изд-во «Радио и связь», 1985. – 289 с.



## СТЕНД ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ ПО ИССЛЕДОВАНИЮ УДЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ТВЕРДЫХ ПРОВОДНИКОВ

**Е.А. Кремер, Д.Г. Пантилеев, В.А. Бахтина**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: life.traveler02@gmail.com

Описана разработка действующего прототипа стенда для проведения лабораторной работы по исследованию удельного сопротивления твердых проводников. Конструкция выполнена из материалов и комплектующих отечественного производства. Таким образом, наш ВУЗ уже начал переход от импортного оборудования и комплектующих к отечественному, а те приборы, которые могут быть собраны без применения специального точного оборудования, мы изготавливаем сами своими силами.

Говоря о современных проблемах радиоэлектроники и приборостроения в целом, сложно не упомянуть общемировые санкции, введенные против Российской Федерации, и их влияние на развитие отрасли. Несмотря на всеобщие убеждения СМИ в развитии отечественной науки и техники, никто из обозревателей данной работы не пользуется ноутбуком, ПК, смартфоном или планшетом, созданным в России. Samsung, Apple, Xiaomi, OnePlus, Realme, OPPO, VIVO – это известные всем и каждому производители электроники. Как можно заметить, среди этого длинного списка не прозвучало ни одной российской компании. Даже в тех областях, которые развиваются, используется, в большинстве случаев, импортная компонентная база. К примеру, имеющийся задел позволит продолжать выпуск известных всем самолетов Sukhoi Superjet 100 и MC-21 до конца этого года. В 2023 году, по заявлениям губернатора Хабаровского края Михаила Дегтярева, будет собран первый лайнер, в котором не используются импортные комплектующие [1]. Очень хочется верить, но с учетом того, что свой первый полет Superjet совершил в далеком 2008 г., и до настоящего времени импортозамещение произведено не было, скорее всего, переход на отечественные комплектующие займет куда больше времени. Ведь необходимо не просто разработать отечественные комплектующие, но и добиться их высокого качества. Таким образом, перед страной стоит задача развития больших и малых производств.

Ввиду продвигаемого импортозамещения данная работа посвящена созданию стендов для организации лабораторных работ по исследованию удельного сопротивления твердых проводников из максимально простых и доступных комплектующих отечественного производства.

В лабораторной необходимо исследовать зависимость удельного сопротивления от температуры, механических деформаций, длины и входного напряжения.

Данная работа не является первой в этом направлении, попытки создать такой стенд предпринимались и ранее [2]. Первые стенды были выполнены в небольшом количестве и несколько лет использовались по назначению. Однако эти стенды имели ряд недостатков. Во-первых, были не лучшим образом выполнены контакты к проводникам, которые достаточно быстро пришли в негодность. При этом, наибольшие проблемы возникли с проводниками, не подлежащими пайке. Во-вторых, нагревательный элемент был выполнен из материалов, позволяющих производить очень ограниченный нагрев. Во втором варианте исполнения стенда были допущены ошибки в электрической развязке, что делало невозможным корректное отображение, какое напряжение падает на проводниках.

Кроме стендов, изготавливаемых в стенах СФУ, существуют и массово производимые установки [3], они, безусловно, более привлекательны, но основным их недостатком является высокая стоимость.

Для расчета удельного сопротивления проводника необходимо знать сопротивление, которое можно определить, замерив ток и падение напряжения на данном проводнике по схеме, приведенной на рис. 1.

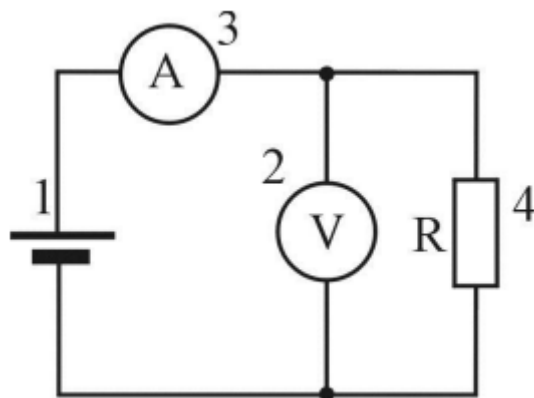


Рис. 1. Электрическая схема измерения сопротивления: 1 – источник питания; 2 – вольтметр; 3 – амперметр; 4 – исследуемый проводник

Опытным путем установлено, что сопротивление проводника прямо пропорционально длине проводника и обратно пропорционально площади его поперечного сечения, поэтому, зная длину, диаметр и сопротивление, можно рассчитать удельное сопротивление и сравнить его с табличным значением. В качестве амперметра и вольтметра при

проведении работы использованы мультиметры. Питание производится от источника постоянного тока (рис. 2).

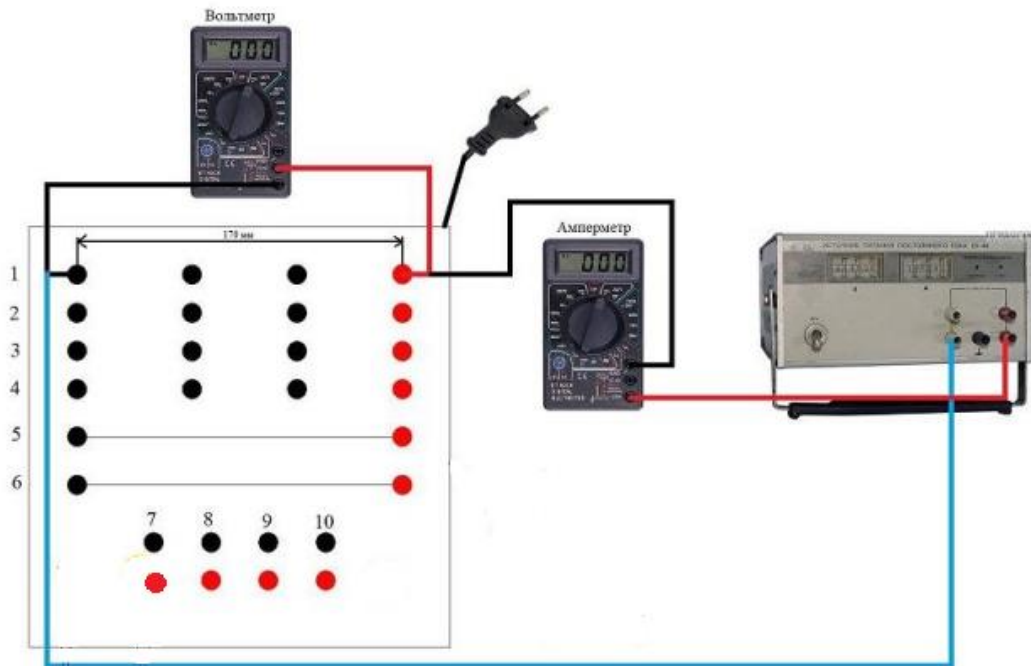


Рис. 2. Схема измерения: 1–4 – проводники цилиндрической формы; 5–10 – проводники с механическими деформациями

При разработке предлагаемой конструкции лабораторного станда мы руководствовались всем известным правилом – сделать просто и надежно, чтобы, в случае поломки, можно было легко и быстро решить проблему.

В данном варианте нестабильный нагревательный элемент, выполненный самостоятельно, заменен на обыкновенную электрическую плиту. Эта замена позволяет значительно повысить надежность конструкции, увеличивает диапазон допустимых температур и обеспечивает четкую градуировку шкалы без дополнительных действий, таких как измерение температуры в ходе эксперимента.

Используемые ранее для крепления проводников к корпусу станда стальные коннекторы были заменены на зажимы типа «крокодил», они обладают малым сопротивлением, а также обеспечивают надежный контакт с проводником.

Перед осуществлением сборочных операций в программе Компас 3D была разработана модель станда, представленная на рис. 3.

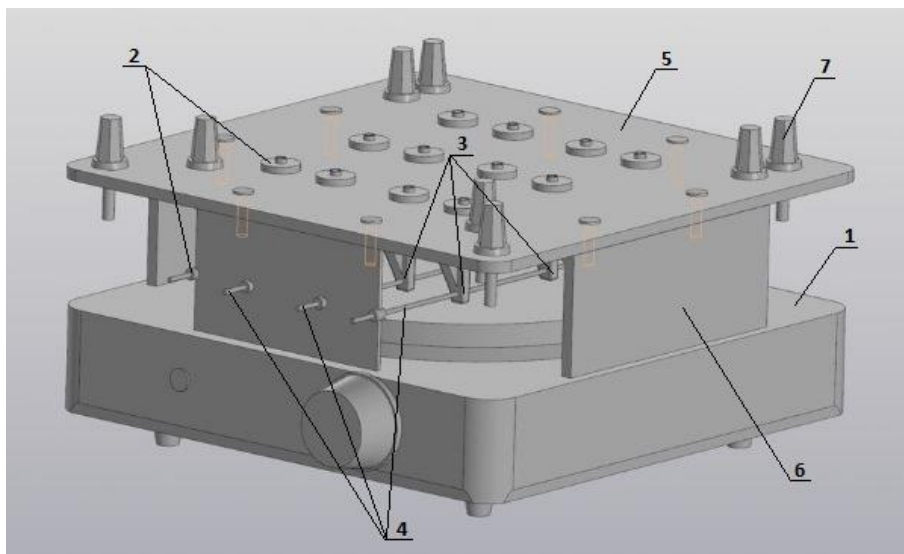


Рис. 3. 3D-модель стенда: 1 – электрическая плита; 2 – фторопластовые изоляторы; 3 – зажимы типа «крокодил»; 4 – исследуемые проводники; 5 – верхняя панель; 6 – боковые панели; 7 – полюсные зажимы

На рис. 4 представлена реальная модель стенда.



Рис. 4. Готовый лабораторный стенд

Для изготовления действующего прототипа были использованы алюминиевая панель, к которой крепятся все навесные зажимы (зажимы типа «крокодил» и полюсные зажимы) для крепления проводников, и алюминиевые уголки, на боковых гранях которых сделаны специальные выступы, необходимые для крепления уголков к плите.

Таким образом, с помощью болтов панель скрепляется с уголками, а те, в свою очередь, вставляются в технические отверстия в плите, сделанные заранее.

Следует отметить, что представленная конструкция не является законченной. В целях безопасности комфорка и все проводники будут изолированы, чтобы не допустить получения ожога или удара током при контакте. Также все металлические поверхности установки будут подвержены электрической изоляции путем окрашивания.

### Список литературы

1. Наймушин, И. SSJ100 начнут собирать из отечественных комплектующих, заявил Дегтярев / И. Наймушин. – URL: <https://ria.ru/20220414/ssj100-1783439281.html>.
2. Гилеев, В. Е. Создание лабораторного стенда для исследования электрических свойств проводниковых материалов / В. Е. Гилеев, А. С. Сморгунов // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр., науч. ред. А. И. Громыко; отв. за вып. А. А. Левицкий. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2018. – С. 395–399.
3. Лабораторная установка «Определение сопротивления проводника методом мостика Уитстона». – URL: [https://labstand.ru/catalog/laboratornye\\_stendy\\_po\\_kursu\\_fizika\\_elektrichestvo\\_i\\_magnetizm/laboratornaya-ustanovka-opredelenie-soprotivleniya-provodnika-metodom-mostika-uitstona](https://labstand.ru/catalog/laboratornye_stendy_po_kursu_fizika_elektrichestvo_i_magnetizm/laboratornaya-ustanovka-opredelenie-soprotivleniya-provodnika-metodom-mostika-uitstona).

## ТРАЕКТОРИИ ПОТОКОВ МНОГОХОДОВЫХ МОД В РЕЗОНАТОРЕ КОАКСИАЛЬНОГО CO<sub>2</sub>-ЛАЗЕРА

**Е.С. Баженова, Л.Г. Кесель**

Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ  
420111, Россия, г. Казань, ул. К. Маркса, д.10  
E-mail: bak1951@yandex.ru

На основе трехмерной модели лучевых потоков многоходовых мод проведен анализ резонатора коаксиального лазера на CO<sub>2</sub>.

Развитие лазерной техники и технологии является одним из важных направлений научно-технического прогресса на современном этапе. В мобильных лидарных комплексах, малогабаритных оптических дальномерах и локаторах, в технологических и медицинских установках необходимы компактные, но в то же время сравнительно мощные лазеры на углекислом газе, позволяющие осуществить формирование выходного излучения с заданными параметрами. Использование лазеров с активной средой кольцевого сечения, т. е. лазеров коаксиальной конструкции, позволяет решить данную задачу. Повышение выходной мощности в коаксиальных лазерах достигается путем увеличения поперечных размеров резонатора и, соответственно, активной среды при сохранении продольных габаритов.

Исследование выходных характеристик резонатора широкоапертурных лазеров показывает, что преимущественными типами колебаний в них являются многоходовые (многопучковые) типы, получившие название М-мод. Если не принимать специальных мер, то выходное излучение лазера, работающего на М-модах, имеет многолучевую структуру.

Такие моды формируются световыми пучками, которые, отражаясь от зеркал устойчивого резонатора вне его оптической оси, замыкают траекторию только после многократных отражений. Образующие пучки М-мод имеют ломаную траекторию, а геометрия пучков в М-моде характеризуется высокой степенью свободы. М-моды, возбуждаемые в резонаторе, принято характеризовать двумя индексами –  $N$  и  $K$ . Индекс  $N$  означает число световых пятен на каждом из зеркал, а индекс  $K$  – число оборотов луча по азимуту, необходимых для полного замыкания траекторий. Эти индексы однозначно определяются геометрическими параметрами резонатора лазера.

В данной работе рассматривается многолучевой коаксиальный CO<sub>2</sub>-лазер с резонатором, состоящим из плоского и асферического зеркал [1, 2].

Асферическое зеркало выполнено в виде осесимметричного коноида, образующая которого дуга окружности (рис. 1).

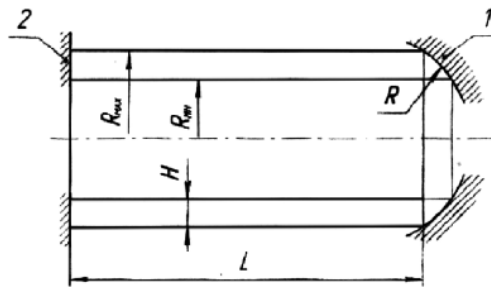


Рис. 2. Схема резонатора коаксиального лазера:  
1 – асферическое зеркало; 2 – плоское зеркало

На рис. 1 изображена схема резонатора лазера в приближении плоской модели, образуемая при сечении аксиального резонатора плоскостью, проходящей через ось симметрии резонатора. На этом рисунке показаны основные параметры резонатора:  $L$  – длина резонатора,  $R$  – радиус кривизны асферического зеркала в меридиональной плоскости,  $H$  – величина зазора, в котором возбуждается активная среда лазера. Зазор  $H = R_{\max} - R_{\min}$  ограничивает внешний диаметр кольца излучения на асферическом зеркале –  $R_{\max}$  и внутренний на плоском зеркале –  $R_{\min}$ . Исследование выходных характеристик рассматриваемого лазера показали, что в резонаторе существуют наклонные типы колебаний и излучение лазера фокусируется в кольцо, диаметр которого определяется углом наклона лучевых потоков к оси резонатора, а угол наклона, в свою очередь, зависит от согласования области, занимаемой лучевыми потоками резонатора, с апертурой разрядного промежутка коаксиальной камеры.

Анализ наклонных типов колебаний проводился на основе трехмерной модели резонатора. При решении были приняты следующие упрощения:

- асферическое зеркало было заменено на эквивалентное коническое;
- ход лучей в резонаторе рассматривался в приближении геометрической оптики.

Для рассматриваемого резонатора было получено условие замыкания луча, которое имеет вид:

$$L * \varphi = K * 360, \quad (1)$$

где  $\varphi$  – угол между радиусами, определяющими положение пятен в одном проходе луча.

Выражение (1) означает, что за любое число проходов  $N$  луч должен пройти целое число оборотов  $K$ , то есть вернуться в исходную точку, соответствующую начальному пятну. В работе были определены многоходовые моды, которые существуют в условиях конкретных конструктивных параметров резонатора – длины резонатора, величины рабочего зазора разрядной камеры, точности изготовления асферического зеркала. Расчеты позволяют определить порядок  $M$ -моды с минимального до бесконечности в диапазоне допустимых углов при вершине конуса асферического зеркала, длин резонаторов, зазоров разрядной камеры, при которых возможно существование  $M$ -мод. На рис. 2 показано, что в конкретном зазоре разрядной камеры НА существует определенное число пятен  $N$  на выходном зеркале при различных длинах резонатора  $L$ .

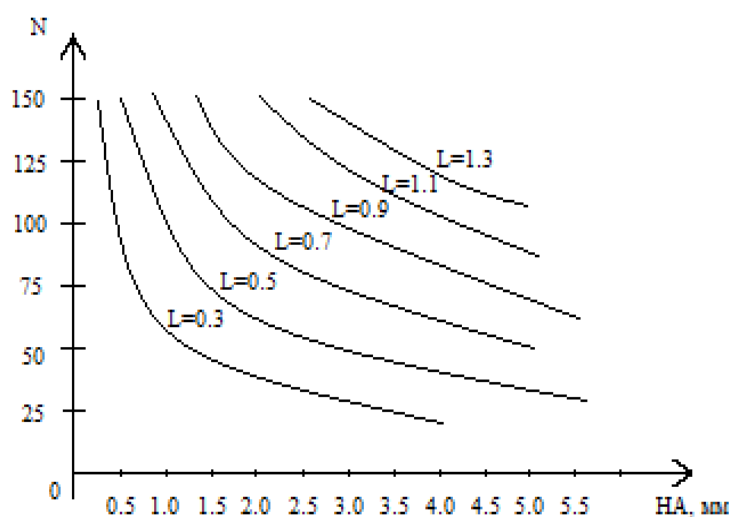


Рис. 2. Зависимость количества пятен на выходном зеркале от величины рабочего зазора

Согласно рис. 2 в малых зазорах существуют многоходовые моды с большим значением  $N$ , а с увеличением величины рабочего зазора количество возможных  $M$ -мод увеличивается, появляются условия для генерации многоходовых мод с большими углами наклона лучевых потоков и малым значением пятен.

Количество пятен  $N$  жестко связано с углами наклона выходных лучевых пучков  $\Psi$  зависимостью (рис. 3).



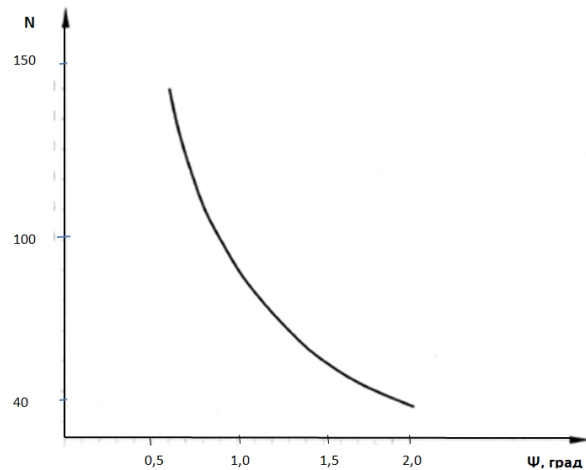


Рис. 3. Зависимость числа пятен  $N$  от углов наклона лучевых потоков  $\Psi$

В условиях реальной эксплуатации выходное зеркало подвергается различного рода воздействиям окружающей среды (тепловые и механические деформации, если зеркало является выходным окном лазера и т. д.). На рис. 4 приведена зависимость числа пятен  $N$  от величины рабочего зазора разрядной камеры НА при разных длинах резонатора в условиях введения конусности на плоском зеркале. В этом случае увеличивается минимальный зазор НА, при котором возможно существование М-моды, а многоходовые моды приближаются к основной моде, то есть к моде с минимальными углами наклона лучевых потоков.

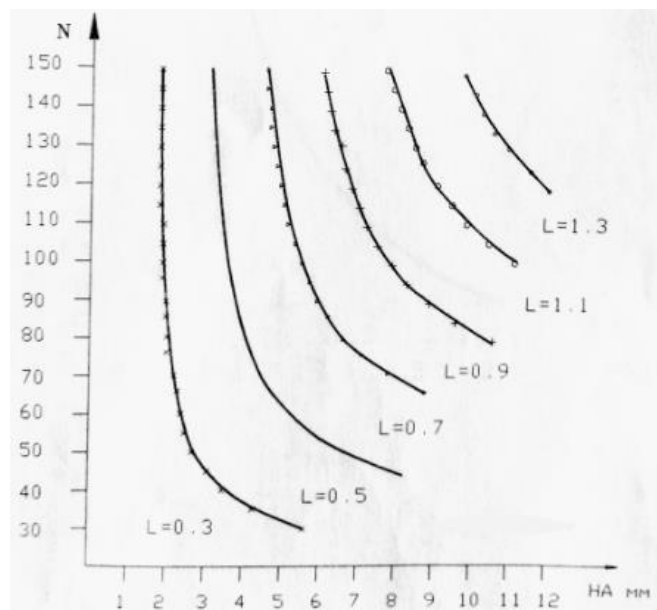


Рис. 4. Зависимость числа пятен  $N$  от длины резонатора  $L$  при введении конусности

Данные на рис. 4 приведены для случая деформации плоского зеркала резонатора на угол конусности  $E = 0,3^\circ$ .

Результаты, полученные в работе, позволяют выбирать конструктивные параметры резонатора коаксиального лазера для получения необходимых характеристик выходного излучения, в частности, его расходимости, углов наклона выходных лучей, радиусов кольца выходного излучения.

#### **Список литературы**

1. Кесель, Л. Г. Анализ основных характеристик резонатора для лазера с активной средой кольцевого сечения / Л. Г. Кесель, Н. Д. Терентьев // Материалы Всерос. конф. «Новые технологии, материалы и оборудование российской авиакосмической отрасли». – 2018. – Т. 3. – С. 312–314.

2. Кесель, Л. Г. Приближенная трехмерная модель резонатора лазера на M-модах / Л. Г. Кесель, Я. С. Андреев // Материалы Всерос. конф. «Новые технологии, материалы и оборудование российской авиакосмической отрасли» – 2018. – Т. 3. – С. 25–27.

## ТРЕНАЖЕР ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ НАВЫКОВ ВЛАДЕНИЯ ШАЙБОЙ У ХОККЕИСТОВ

А.Ю. Есин<sup>1</sup>, М.Э. Буравлева<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: esinkr@mail.ru

<sup>2</sup>Военно-инженерный институт СФУ  
660074, г. Красноярск, Академгородок, 13А  
E-mail: mariya.buravleva@mail.ru

Приведено описание хоккейного тренажера, который имитирует противника. Описаны физические процессы, на которых работает тренажер, также приведено техническое описание конструкции тренажера.

Разработан полностью автоматизированный хоккейный тренажер, который формирует у игрока навыки владения шайбой в случае, если препятствием является клюшка соперника. Важным аспектом навыков обращения с шайбой является способность маневрировать шайбой вокруг или через нападающего соперника. Данный тренажер имитирует игровые ситуации для выработки у спортсмена навыков владения клюшкой, перемещения шайбы, оттачивания навыков обводки соперника, а также тренировки координации спортсмена. Идеально подходит для использования на льду и вне его.

Конструкция тренажера представляет собой устройство, имитирующее клюшку соперника. Управление движением клюшки происходит с устройства управления, которое позволяет выбрать скорость движения клюшки и угол ее отклонения из состояния равновесия. Устройство управления размещено вместе с блоком питания на фиксирующей планке, к которой прикреплена клюшка. Внешний вид тренажера показан на рис. 1.

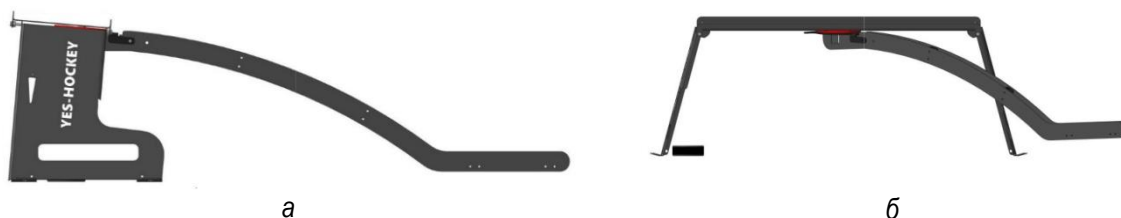


Рис. 1. Тренажер: а – вид сбоку; б – вид спереди

Благодаря складной конструкции тренажер можно легко переносить. Опоры, на которых установлен тренажер, могут

складываться вовнутрь при столкновении с тренажером, это обеспечивает безопасность для спортсменов и сохранность тренажера.

Механизм крепления клюшки тренажера имеет две степени свободы, что позволяет нарабатывать навыки поднятия клюшки соперника ударом снизу. Массогабаритные показатели клюшки тренажера идентичны клюшке, которую соперник держит в руках во время борьбы за шайбу, это позволяет нарабатывать навыки выигрыша при вбрасывании шайбы или борьбы возле ворот, когда нужно поднять клюшку соперника и завладеть шайбой.

Известно устройство «Hockey training device» [1], содержащее раму, с прикрепленными к ней элементами, похожими на коньки, и элементами, похожими на хоккейную клюшку. Трубчатые элементы основания тренажера выполнены из *ABC*-пластика. Также тренажер имеет тормозные элементы, препятствующие скольжению устройства.

Устройство «Sports training aid» [2] содержит в своем составе раму с возможностью поддержки задней панели, высота которой соизмерима с ростом противника. Также это устройство можно использовать с более чем одним элементом, имитирующим клюшку. Такое расположение увеличивает количество игроков, способных тренироваться с одним устройством.

Недостатком известных конструкций тренажеров, описанных в [1] и [2], является отсутствие автоматизированного движения клюшки и управления движением клюшки, а также риск изменения положения тренажера при столкновении клюшки спортсмена с клюшкой тренажера за счет ее жесткой фиксации.

В разработанном тренажере выполнено устранение отмеченных недостатков, а именно:

- установлен модуль управления;
- установлен механизм раскачивания клюшки (без жесткой фиксации к основному корпусу);
- добавлен модуль автономного питания.

*Модуль управления* предназначен для определения и контроля положения клюшки. На модуле установлены датчики магнитного поля DRV5032FALPG и контроллер ATmega328. Датчики определяют положения магнита, который установлен на креплении клюшки, данные положения отправляются с датчиков на микроконтроллер, который определяет в какой момент времени и в какую сторону необходимо раскачать клюшку. На рисунке 2 представлена печатная плата с установленным микроконтроллером, датчики магнитного поля и источники питания.

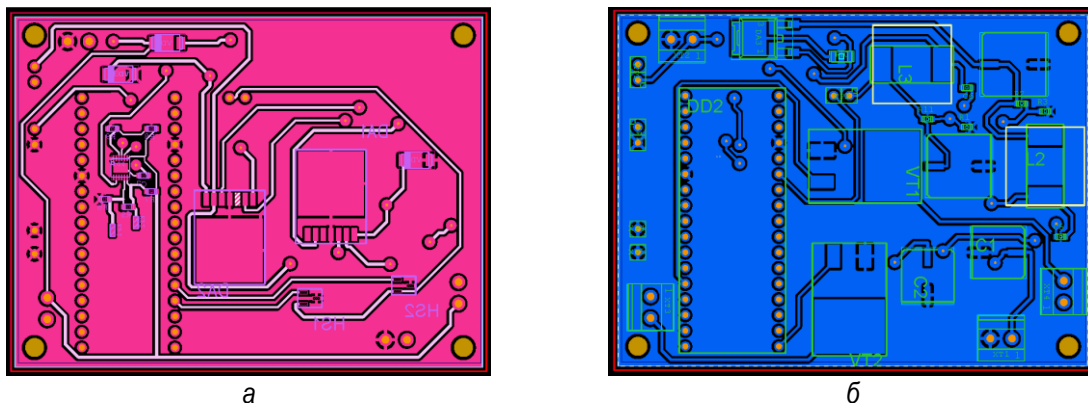


Рис. 2. Печатная плата: а – верхний слой; б – нижний слой

Механизм для раскачивания клюшки выполнен при помощи пружин, которые одним концом прикреплены к основанию тренажера, а другим к основанию клюшки. По сигналам, подаваемым с модуля управления, одна из пружин притягивает к себя клюшку при помощи механизма, на который подаются управляющие напряжения. При ударе по клюшке тренажер остается на месте, клюшка за счет мягкого крепления и механизма раскачивается снова.

Движение клюшки соответствует движению физического маятника (рис. 3), совершающего гармонические колебания под действием силы тяжести [3].

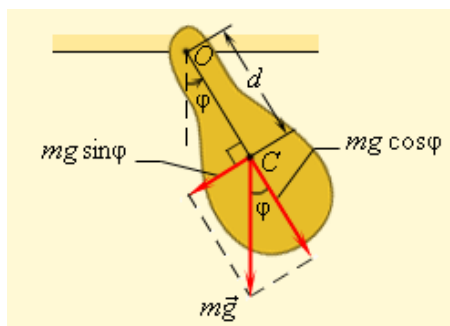


Рис. 3. Физический маятник

Период колебаний физического маятника:

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{J}{m \cdot g l}}, \quad (1)$$

где  $J$  – момент силы маятника относительно оси вращения;  $m$  – масса маятника;  $g$  – ускорение свободного падения;  $l$  – расстояние от оси вращения до центра масс.

Проведен эксперимент, в котором измерялся период колебания клюшки при единичном отклонении клюшки из положения равновесия до полной остановки. График, на котором изображены показания датчика

во время качания клюшки, представлен на рис. 4. По вертикальной оси отложены показания датчика. Верхний уровень соответствует моменту времени, когда магнит, установленный на основании клюшки, находился в области определения магнитного поля датчика. Нижний уровень – момент времени, когда магнит находился вне области определения датчика.

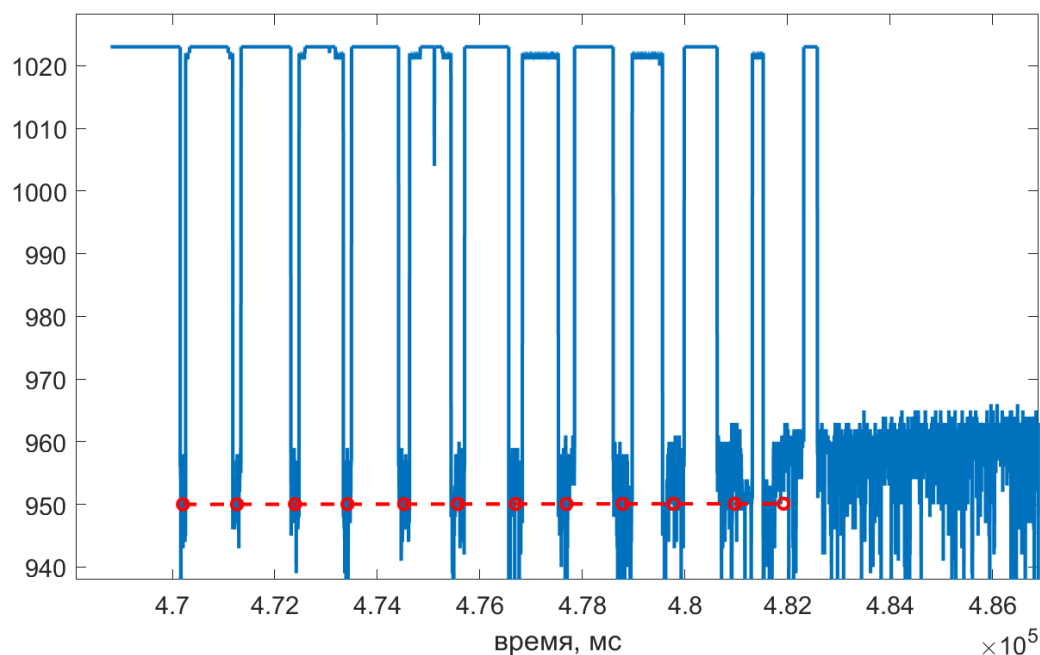


Рис. 4. Показания датчика во время раскачивания клюшки

Отрезки времени между кругами красного цвета соответствуют периоду колебаний. Установлено, что период колебания по мере качания находился в диапазоне от 950 до 1126 мс. График изменения периода колебаний изображен на рис. 5, а.

По графику, изображенному на рис. 4, можно сделать вывод об увеличении длительности момента времени, в который датчик показывает низкий уровень (от 52 до 395 мс), что говорит о снижении скорости качания крюка тренажера. График снижения скорости от времени приведен на рис. 5.

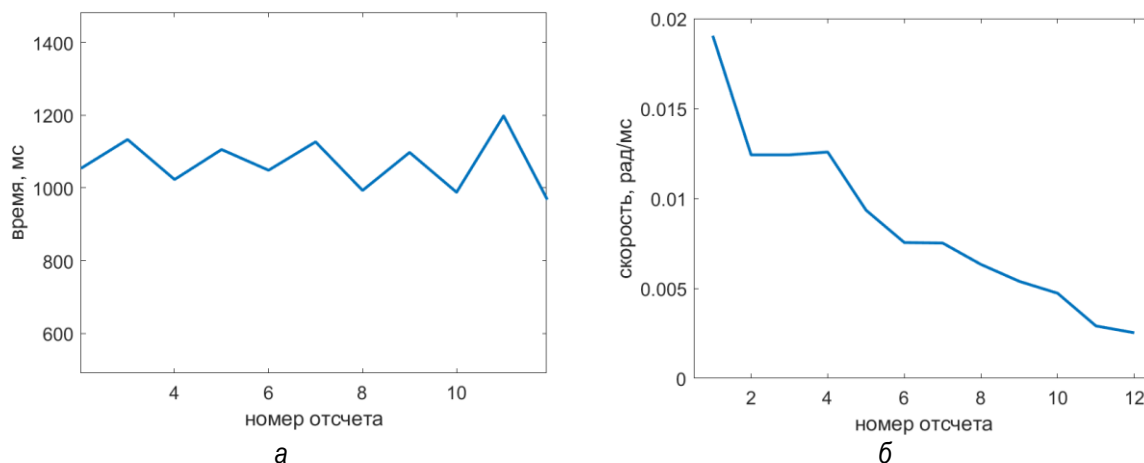


Рис. 5. Графики: а – период колебаний, совершаемых клюшкой; б – скорость движения клюшки

При свободном качании крюк совершил 6 периодов колебаний, что говорит о достаточном диапазоне регулировки скорости качания крюка.

Питание тренажера обеспечивают 6 аккумуляторных батарей Li-Pol общей емкостью 4 Ач с контролем тока заряда и контролем напряжения отключения при разряде. Заряжаются аккумуляторы зарядным устройством 24 В.

Таким образом, описанное в статье устройство обеспечивает комплексную тренировку навыков хоккеистов, будучи портативным, прочным, легким для удобства использования и позволяющим проводить тренировку без помощи других хоккеистов.

#### Список литературы

1. Пат. US2000 / 6165084A / Rene A. Cranston. A63B 69/00. – США, 2000.
2. Пат. US2021/0394035A1 / Rene A. Cranston. A63B 71/03. – США, 2021.
3. Трофимова, Т. И. Курс физики: учеб. пособие для вузов / Т. И. Трофимова. – 11-е изд., стер. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 257 – 258 с.

## УСТАНОВКА АВТОМАТИЧЕСКОЙ НАМОТКИ КАТУШЕК ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА ФЕРРОМЕТРА

С.А. Клешнина<sup>1,2</sup>, А.А. Горчаковский<sup>2</sup>, А.В. Бурмитских<sup>2</sup>, И.В. Подшивалов<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: sofya.antipckina@yandex.ru

<sup>2</sup>Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН  
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 50/38

Предложена новая установка автоматической намотки катушек чувствительного элемента феррометра, позволяющая произвести автоматическую равномерную намотку на основание катушки проволоки диаметром менее 50 мкм, а также совершать точный подсчет количества числа намотанных витков и регулировать скорость намотки.

Тонкие магнитные пленки (ТМП), обладающие одноосной магнитной анизотропией, широко используются в современной радиоэлектронике (датчики слабых магнитных полей [1, 2], головки чтения-записи, применение ТМП в качестве активных сред в электрически управляемых сверхвысокочастотных устройствах). Изучение физических свойств ферромагнитных пленок способствует решению фундаментальных проблем физики магнитных явлений, развитию теории ферромагнетизма [3]. Изучение петель гистерезиса ТМП позволяет получить ценную информацию о процессах перемагничивания, исследовать зависимость основных параметров пленок от способов и параметров их получения, состава и т. д. Для регистрации петель гистерезиса используется феррометр, данный прибор специальным образом сконструированный для достижения максимально возможного уровня чувствительности при заданных параметрах исследуемых образцов. Быстрая проверка параметров ТМП дает возможность не только отбраковывать дефектные пленки в процессе серийного производства, но и следить за отклонениями в параметрах технологического цикла их производства.

В Институте физики им. Л. В. Киренского была предложена новая конструкция феррометра [4]. Важной частью измерительной системы прибора является чувствительный элемент, который выполнен в виде индукционных датчиков – двух катушек, сигнал на выходе которых пропорционален скорости изменения пронизывающего их магнитного потока. Для обеспечения высокого коэффициента преобразования чувствительного элемента катушки должны иметь от 500 до 5000 витков, при этом габаритные размеры катушки должны быть минимальны



и не превышать в диаметре 16 мм, а по высоте – 3 мм. Кроме того, катушки должны быть намотаны по возможности равномерно и идентично, для того, чтобы, работая во встречном включении, компенсировать сигнал наводки, создаваемой перемагничивающим полем. Для этого необходимо выдерживать постоянное натяжение провода при намотке, что требует применения специальных станков, так как диаметр используемого провода менее 50 мкм и требуемое натяжение провода составляет менее 25 г. Таким образом, создание установки автоматической намотки катушек чувствительного элемента феррометра является актуальной задачей.

Чтобы удовлетворить все требования по намотке катушек чувствительного элемента феррометра, авторами была предложена конструкция установки.

### Конструкция установки автоматической намотки катушек чувствительного элемента феррометра

Конструкция установки представляет собой стальное основание, на котором располагаются ведущий узел, ведомый узел, узел раскладчика, узел натяжителя, система направляющих устройств, измеритель силы натяжения проволоки, узел счетчика числа витков, распределительный блок и автоматический выключатель (рис. 1).

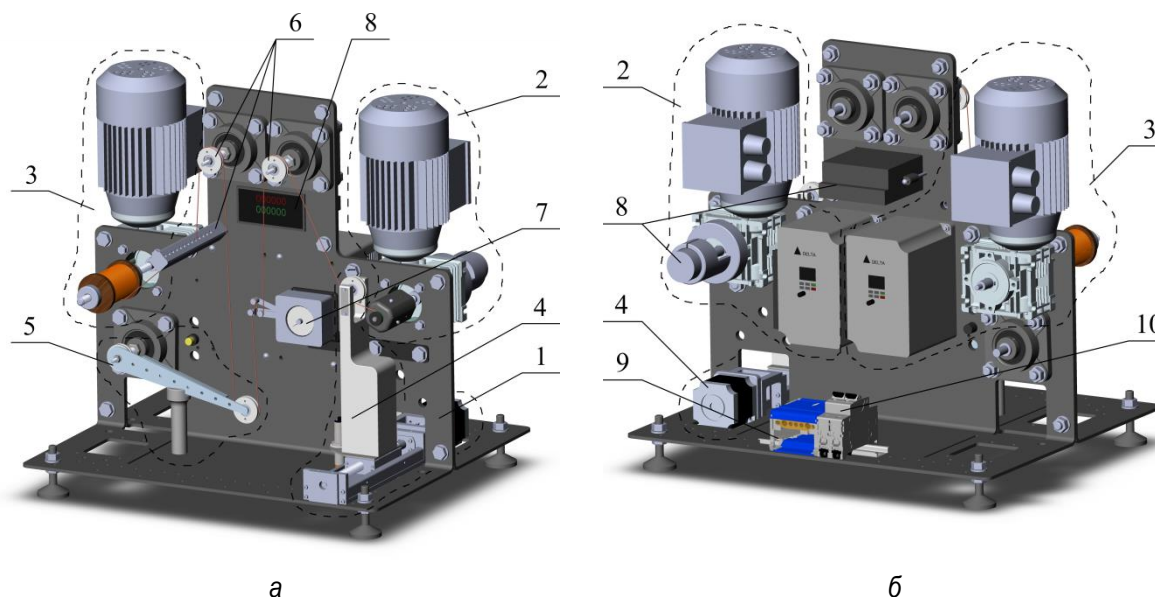


Рис. 1. Установка автоматической намотки катушек чувствительного элемента феррометра:

а – вид установки спереди; б – вид установки сзади.

- 1 – стальное основание; 2 – ведущий узел; 3 – ведомый узел; 4 – узел раскладчика;  
 5 – узел натяжителя; 6 – система направляющих устройств; 7 – измеритель силы натяжения проволоки;  
 8 – узел счетчика числа витков; 9 – распределительный блок; 10 – автоматический выключатель

Ведущий узел содержит асинхронный двигатель с редуктором, на валу которого с передней стороны установки размещена система фиксации основания наматываемой катушки, а с задней стороны – частотный преобразователь. Ведомый узел содержит свой асинхронный двигатель с редуктором, на валу которого размещены частотный преобразователь с задней стороны установки и система фиксации сматываемой катушки с передней стороны установки. Конструкция системы фиксации основания наматываемой катушки представлена на рис. 2, а конструкция системы фиксации сматываемой катушки – на рис. 2, б.

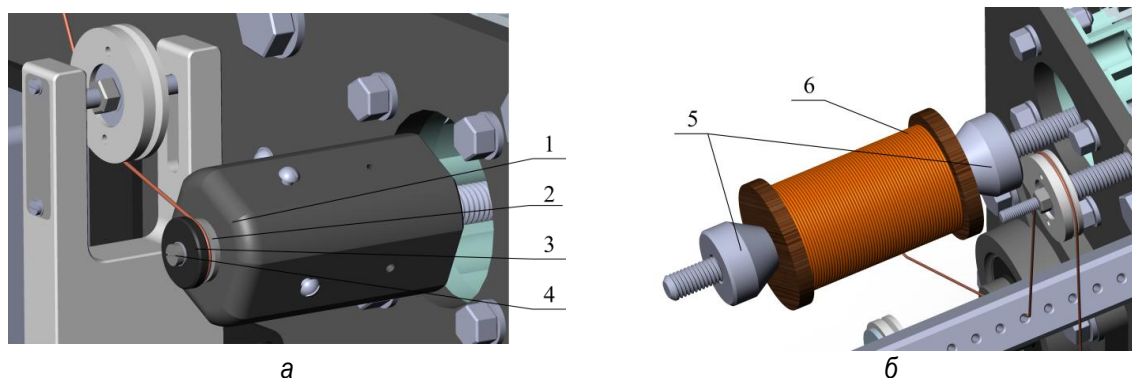


Рис. 2. Система фиксации: а – основания наматываемой катушки; б – сматываемой катушки.  
 1 – упор с фиксаторами проволоки; 2 – основание наматываемой катушки;  
 3 – диск; 4 – винт с шайбой; 5 – конусные гайки; 6 – сматываемая катушка

Чтобы выдержать постоянное натяжение проволоки при намотке, установка в своем составе имеет узел натяжителя, а для понимания необходимой силы натяжения проволоки – измеритель силы натяжения проволоки. Узел натяжителя содержит рычаг с роликом, под которым размещается ограничитель с регулировкой по высоте, и датчик углового положения. Частота вращения вала редуктора ведомого двигателя регулируется автоматически по сигналам от датчика углового положения, закрепленного в стальном основании, узла натяжителя частотному преобразователю. Ведомый вал начинает вращаться с такой скоростью, которая необходима для поддержания рычага с роликом в установленном положении. Частота вращения вала редуктора ведущего двигателя задается пользователем в зависимости от требуемой скорости намотки (витков в секунду) с учетом коэффициента передачи редуктора. Диапазон возможных частот вращения ведущего и ведомого валов составляет от 0,5 до 10 Гц.

Диапазон числа витков катушки чувствительного элемента феррометра составляет от 500 до 5000 витков, поэтому установка автоматической намотки оснащена счетчиком числа витков, показания которого выведены на цифровом табло. Вход счетчика подключен

к выходу оптического датчика углового положения, размещенного на валу редуктора ведущего двигателя с задней стороны установки. По достижению заданного числа витков происходит плавная остановка двигателей. Дискретность счета составляет 0,01 оборота, счет ведется в обоих направлениях.

Узел раскладчика включает стойку с роликом, индуктивный датчик положения, расположенные на каретке линейного модуля, и нулевую отметку (рис. 3) с передней стороны установки, а также шаговый двигатель с драйвером, расположенные с задней стороны установки, которые совместно обеспечивают движение каретки линейного модуля.

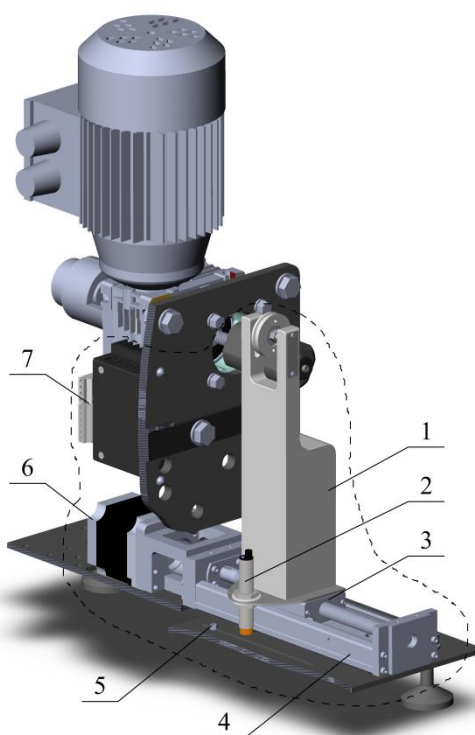


Рис. 3. Узел раскладчика установки автоматической намотки катушек чувствительного элемента феррометра: 1 – стойка с роликом; 2 – индуктивный датчик положения; 3 – каретка линейного модуля (4); 5 – нулевая отметка; 6 – шаговый двигатель; 7 – драйвер

Установка автоматической намотки катушек чувствительного элемента феррометра может осуществлять смотку проволоки с намотанной катушки на сматываемую катушку, т. е. работать в реверсивном режиме.

Технические характеристики установки представлены в табл. 1.

Таблица 1

**Технические характеристики установки**

Параметр	Значение
Диаметр ведомого вала	10 мм
Максимальный диаметр основания наматываемой катушки	45 мм
Ход раскладчика	120 мм
Диапазон частот вращения ведущего и ведомого валов	от 0,5 до 10 Гц
Дискретность счета числа намотанных витков	0,01 оборота
Материал намотки	проволока или нитевидный материал
Максимальный диаметр наматываемого материала (задан толщиной паза роликов)	2 мм
Реверсивный режим	есть
Габаритные размеры	527 × 420 × 530 мм

### **Подготовка установки автоматической намотки катушек чувствительного элемента феррометра к работе**

Основание наматываемой катушки с помощью системы фиксации закрепляют на валу редуктора ведущего двигателя (рис. 2, а). Для этого основание наматываемой катушки вставляют в упор с фиксаторами проволоки и прижимают через диск и шайбу винтом. Сматываемую катушку закрепляют на валу редуктора ведомого двигателя с помощью системы фиксации сматываемой катушки, представляющую собой две конусные гайки (рис. 2, б). Проволоку пропускают через систему направляющих устройств, ролик рычага узла натяжителя, измеритель силы натяжения проволоки, ролик на стойке узла раскладчика, а затем делают один виток на основание наматываемой катушки и закрепляют на упоре с фиксаторами проволоки. С помощью нулевой отметки узла раскладчика выставляют нулевое положение индуктивного датчика положения и задают ход каретки линейного модуля. Показания счетчика числа витков сбрасывают на ноль, устанавливают требуемое число витков (с учетом одного намотанного витка), после чего включают в первую очередь частотный преобразователь ведомого двигателя, а затем частотный преобразователь ведущего двигателя. Задают только частоту вращения вала редуктора ведущего двигателя согласно требуемой скорости намотки (витков в секунду) с учетом коэффициента передачи редуктора, а частота вращения вала редуктора ведомого двигателя регулируется автоматически по сигналам от датчика углового положения узла натяжителя частотным преобразователем.

## Испытание изготовленной установки автоматической намотки катушек чувствительного элемента феррометра

Установка автоматической намотки катушек чувствительного элемента феррометра была изготовлена в Институте физики им. Л. В. Киренского и проверена в работе. Осуществлена намотка пяти пар (500, 750, 1000, 1250, 1500 витков) катушек чувствительного элемента феррометра (рис. 4) проволокой в эмалевой изоляции диаметром 40 мкм на основание катушки с сечением паза для намотки  $2 \times 2$  мм. Натяжение проволоки в процессе намотки составляло около 20 г. Проверены характеристики полученных катушек.

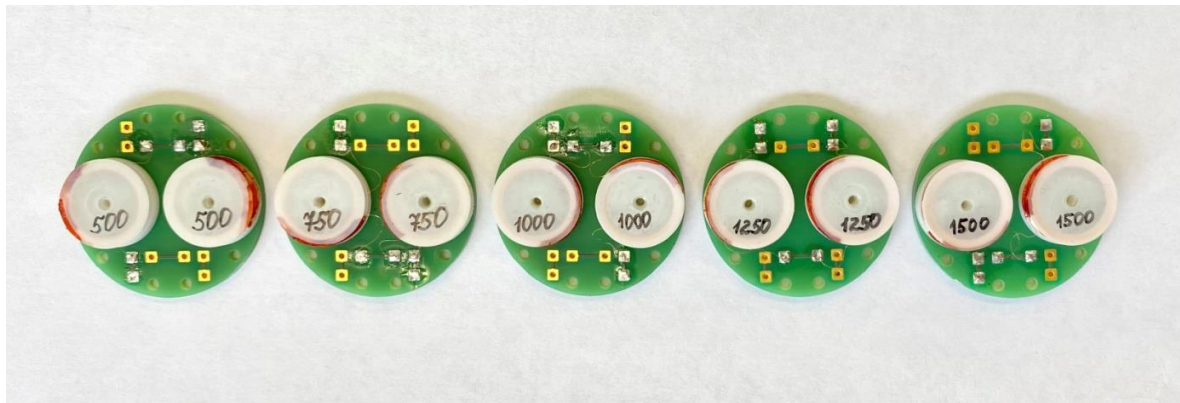


Рис. 4. Изготовленные пять пар катушек на печатной плате чувствительного элемента феррометра

Предложена установка автоматической намотки катушки чувствительного элемента феррометра, позволяющая равномерно совершать намотку на основание катушки проволоки диаметром менее 50 мкм, а также совершать точный подсчет количества числа витков и регулировать скорость намотки.

Установка может быть использована для автоматической намотки не только проволоки на основание катушек чувствительного элемента феррометра, но и для намотки проволоки или нитевидного материала на любое другое основание диаметром до 45 мм.

### Список литературы

1. Babitskii, A. Noise Wideband Thin-Film Magnetometer / A. Babitskii, B. Belyaev, N. Boev, A. Izotov // Proc. off Conf. IEEE SENSORS. – 2017.
2. Пат. 2758817 Российская Федерация, МПК7 G01R 33/24. Датчик слабых магнитных полей на тонких магнитных пленках / А. Н. Бабицкий, Б. А. Беляев, Н. М. Боев, А. В. Изотов, А. В. Бурмитских, С. А. Клешнина, А. А. Горчаковский, Д. А. Шабанов; заявитель и патентообладатель ФИЦ КНЦ СО РАН. – заявл. 27.04.2021; опубл. 02.11.2021.
3. Суху, Р. Магнитные тонкие пленки / Р. Суху, пер. с англ., под ред. Р. В. Телеснина. – М.: Изд-во «Мир», 1967. – С. 205–213.

4. Пат. 2743340 Российская Федерация; МПК<sup>7</sup> G01R 33/14. Феррометр для измерения характеристик тонких магнитных пленок / Б. А. Беляев, С. А. Клешнина, Н. М. Боев, А. В. Изотов; заявитель и патентообладатель ФИЦ КНЦ СО РАН. – заявл. 03.04.2020; опубл. 17.02.2021.

## Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СЕТИ»

---

### АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ О МЕСТОПОЛОЖЕНИИ АБОНЕНТОВ В «ГОСТЕВОЙ» СЕТИ СЛУЖЕБНОЙ РАДИОСВЯЗИ

С.О. Войтов

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074 г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: semvot1999@mail.ru

Многообразие возможных вариантов топологии региональной пакетной сети служебной радиосвязи не ограничивается ставшей уже традиционной схемой с единым центральным коммутатором. Специфика ведомственных задач все чаще приводит к необходимости совместного использования нескольких равноправных фрагментов, один из которых будет являться «домашней» сетью, а остальные «гостевыми».

Технология связи Маквилл (McWill) не предусматривает наличия SIM-карты в устройстве (рис. 1). Регистрация устройства в сети происходит с использованием статичных параметров каждого отдельно взятого устройства, таких как PID, IMEI и MAC.



Рис. 1. Терминал и его данные

В этой связи в данной работе предпринята попытка анализа особенностей взаимодействия информационных систем домашней сети с абонентами, которые оказались в зоне радиопокрытия гостевой сети. Рассмотрим наиболее общий случай – регистрацию не в домашней, а в чужой, так называемой гостевой, сети (будем предполагать, что услуга роуминга абоненту разрешена). Пусть сеть найдена. По запросу сети телефон передает IMSI абонента. IMSI начинается с кода страны «приписки» его владельца, далее следуют цифры, определяющие домашнюю сеть, а уже потом – уникальный номер конкретного подписчика.

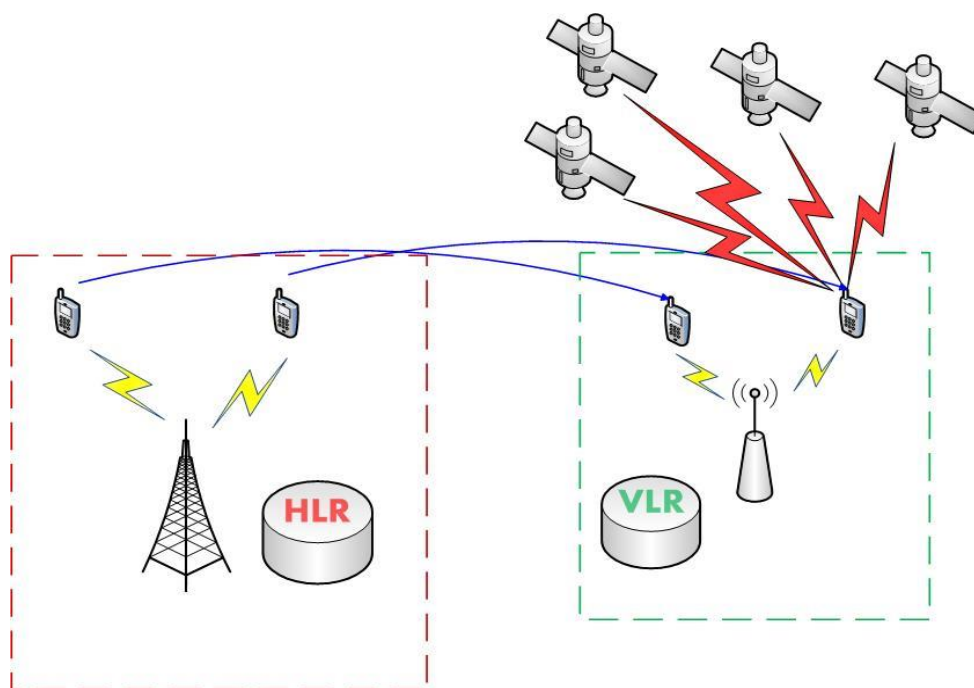


Рис. 2. Принцип работы технологии роуминга в сети служебной радиосвязи

По номеру IMSI VLR гостевой сети определяет домашнюю сеть и связывается с ее HLR (Home Location Register – реестр собственных абонентов). Последний передает всю необходимую информацию об абоненте в VLR (Visitor Location Register – реестр перемещений), который сделал запрос, а у себя размещает ссылку на этот VLR, чтобы в случае необходимости знать, где искать абонента (рис. 2). После процедуры идентификации и взаимодействия гостевого VLR с домашним HLR запускается счетчик времени, задающий момент перерегистрации в случае отсутствия каких-либо сеансов связи. Обычно период обязательной регистрации составляет несколько часов. Перерегистрация необходима для того, чтобы сеть получила подтверждение, что телефон по-прежнему находится в зоне ее действия. Дело в том, что в режиме ожидания аппарат только отслеживает сигналы, передаваемые сетью,



но сам ничего не излучает. Процесс передачи начинается только в случае установления соединения, а также при значительных перемещениях относительно сети – в таких случаях таймер, отсчитывающий время до следующей перерегистрации, запускается заново. Поэтому при «выпадении» терминала из сети (например, был отсоединен аккумулятор или владелец аппарата зашел в метро, не выключив его) система об этом не узнает.

Все пользователи случайным образом разбиваются на 10 равноправных классов доступа (с номерами от 0 до 9). Кроме того, существует несколько специальных классов с номерами с 11 по 15 (разного рода аварийные и экстренные службы, служебный персонал сети). Информация о классе доступа хранится в SIM. Особый 10 класс доступа позволяет совершать экстренные звонки (по номеру 112), если пользователь не принадлежит к какому-либо разрешенному классу или вообще не имеет IMSI (SIM). В случае чрезвычайных ситуаций или перегрузки сети некоторым классам может быть на время закрыт доступ в сеть.

Для целого ряда задач по организации служебной радиосвязи важным оказывается оперативно получать информацию о местоположении абонентов, т. е. о геолокации. Анализ технологий геолокации проводился для двух вариантов абонентского оборудования XinWei MT359 [1] и WI369 [2], внешний вид изображен на рис. 3.



Рис. 3. MT359 и WI369

MT359 – это портативный терминал, предоставляющий такие функции, как транкинговая и голосовая радиосвязь, короткие сообщения, функцию модема и Гео-позиционирования. Он обладает защищенным корпусом с высоким классом защиты, подходит для промышленных пользователей. Имеет поддержку GPS.

Особенности терминала MT359:

- программа для работы с короткими текстовыми и голосовыми сообщениями;
- голосовая и транкинговая радиосвязь точка-точка (прямой/ групповой вызов абонента);
- доступ к широкополосной сети;
- мощность передатчика – 31 dBm;
- чувствительность – 105 dBm;
- низкое энергопотребление и длительное время автономной работы;
- GPS;
- высокая скорость работы;
- экологичность.

WI369 – мобильный телефон промышленного исполнения с функцией транкинговой портативной радиостанции.

Особенности WI369:

- программа для работы с короткими текстовыми и голосовыми сообщениями;
- голосовая и транкинговая радиосвязь точка-точка (прямой/ групповой вызов абонента);
- ширина полосы – 5 МГц;
- мощность передатчика – 26 dBm;
- низкое энергопотребление и длительное время автономной работы;
- GPS/ГЛОНАСС;
- высокая скорость работы;
- уровень защиты: IP67.

Структурная схема геолокации абонентов представлена на рис. 4.

В сравнении принимали участия два терминала, такие как MT359 и WI369.

Терминал MT359 может использовать только спутники GPS, что является его минусом по сравнению с WI369. Для стабильного качества геолокации требуется знать исходные координаты самого терминала, иначе из-за ограничения по количеству видимых спутников будет происходить их потеря и наблюдаться разброс координат на сервере.

Терминал WI369 может использовать не только спутники GPS, но и ГЛОНАСС, из-за чего количество видимых спутников не будет влиять на него, так как он будет использовать запасные типы спутников. Поэтому качество геолокации резко возрастает, и на сервере будет наблюдаться стабильное определение координат.

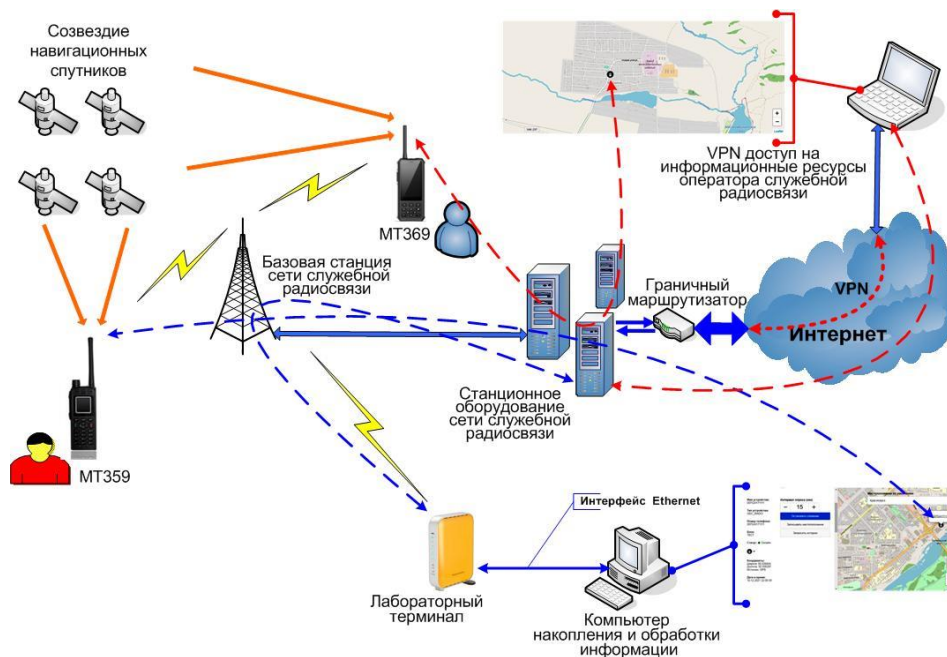


Рис. 4. Структурная схема геолокации абонентов

Таким образом, российский терминал является предпочтительнее своего китайского аналога из-за более высокой точности, скорости определения координат и отсутствия ограничений по количеству видимых спутников.

#### Список литературы

1. XinWei MT359. – URL: <http://www.comminform.ru/cat/cat/xinwei-mt359/>.
2. XinWei WI369. – URL: <http://www.comminform.ru/cat/cat/xinwei-wi169/>.
3. ГОСТ Р 58166-2018. Технические требования к радиоинтерфейсу широкополосной подвижной радиосвязи (ШПР). Организация протоколов и алгоритмов работы на канальном и физическом уровнях. Основные параметры и технические требования. – М.: СтандартИнформ, 2018. – 139 с.

# ВАРИАНТЫ РЕАЛИЗАЦИИ КАНАЛОВ СВЯЗИ WI-FI С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИЙ СЛУЖЕБНОЙ РАДИОСВЯЗИ

**М.С. Костерев, Д.Ю. Черников**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: 79131846423@mail.ru

Организация зон радиопокрытия Wi-Fi может быть реализована за счет доставки соединительных линий необходимой производительности средствами радиосистем, работающих по технологии точка-точка. Наряду с этим достаточно традиционным подходом определенный интерес вызывают и радиотехнологии, способные обеспечить совместную и одновременную как реализацию абонентского доступа, так и организацию соединительных линий для компактной группы точек доступа (Access point – AP), например, сети Wi-Fi – Mesh. Использование данного подхода активно способствует поиску приемлемых аналогов, пригодных для моделирования и отладки элементов Mesh-технологий, которые в будущем могут быть успешно использованы в сетях NGN.

Есть определенные основания полагать, что в ближайшем будущем возможен значительный и быстрый рост спроса на формирование устойчивых зон радиопокрытия для удаленных территорий, который не ограничится необходимостью использования оборудования только обычных систем мобильной связи общего пользования, но в полной мере коснется и технологий служебной радиосвязи.

В данной работе для измерений была использована схема организации связи, представленная на рис. 1. Сигнал, принимаемый с базовой станции (БС) системы служебной радиосвязи, передается группе AP, которая далее использует его для передачи с использованием технологий Wi-Fi.

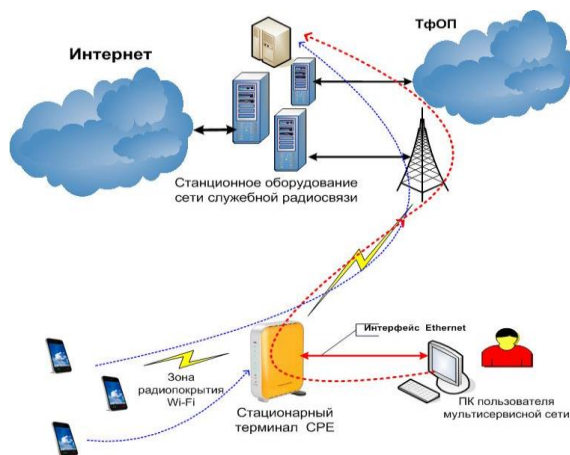


Рис. 1. Схема организации связи

Примером практического применения данного подхода может служить организация зон Wi-Fi на борту транспортных средств. При этом определенными перспективами обладает реализация конвергентных решений в составе, который использует как технологии Wi-Fi [1], так и оборудование систем широкополосного радиодоступа McWill [2].

Для данного варианта построения топологии передачи данных были измерены показатели задержки при организации канала связи абонентского устройства через Wi-Fi, как показано на рис. 1, и без.

Для экспериментальной оценки величины задержки именно внутри сети был выбран адрес шлюза во внешнюю сеть в соответствии с данными, приведенными на рис. 2.

WAN port Status	
WAN Mac Address :	00:18:12:14:8c:29
WAN IP Address :	10.31.5.41
WAN Subnet Mask :	255.255.224.0
WAN Gateway :	10.31.0.254
DNS :	8.8.8.8

Рис. 2. Пример возможного варианта сетевых параметров абонентского устройства сети McWill

На рис. 3 представлены графики значений задержек в канале связи при организации канала связи только через канал Wi-Fi и организации канала связи Wi-Fi + McWill.

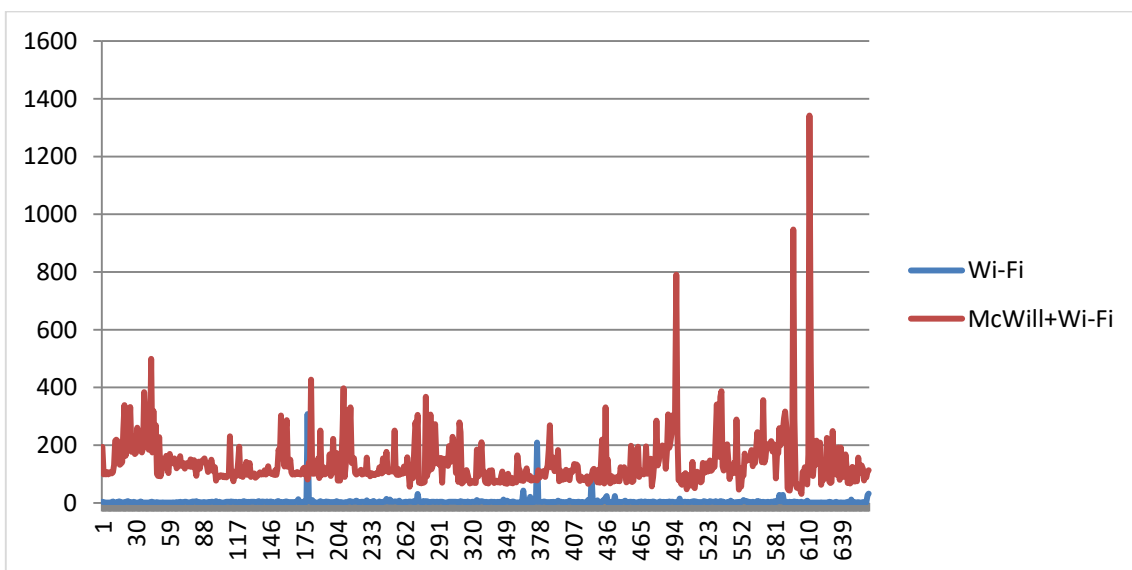


Рис. 3. Графики величины задержки в каналах связи Wi-Fi и Wi-Fi + McWill

Из данного графика видно, что организация канала Wi-Fi между абонентским оборудованием и передающим устройством, реализующим Mesh-фрагмент не приводит к существенным задержкам в канале связи.

Далее проанализируем вероятностные характеристики величины задержки, возникающей при организации канала связи только через канал Wi-Fi и при организации канала связи Wi-Fi + McWill. Для этого вычислим частоту появления величины задержек из показателей данных средних величин задержек и вычислим ее в процентах.

Данные расчетов представлены в виде графиков на рис. 4, где по вертикальной оси обозначены значения вероятностей появления случайной величины задержки, а по горизонтальной значения случайной величины задержки в мс.

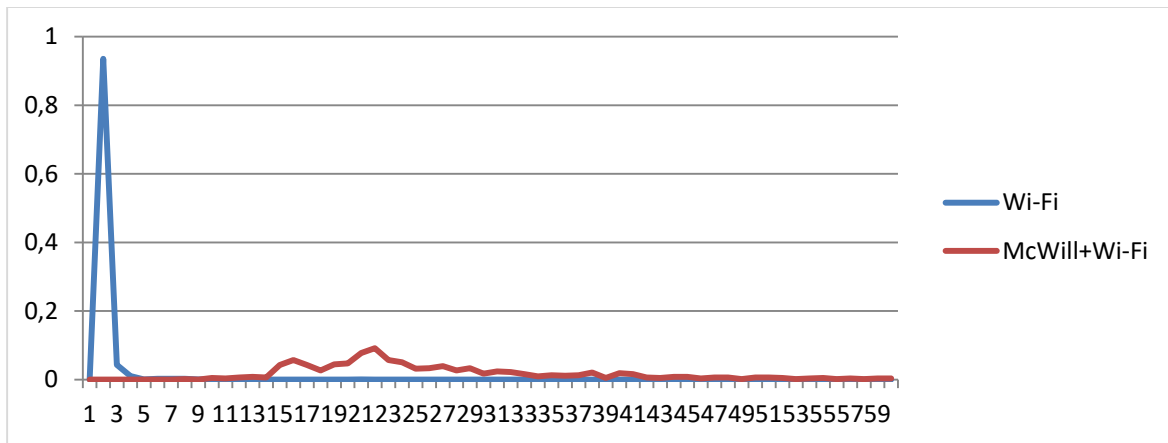


Рис. 4. График плотности вероятностей задержки организации каналов связи через Wi-Fi и через Wi-Fi + McWill

Далее вычислим распределения плотности вероятностей задержки при организации каналов связи через Wi-Fi и через Wi-Fi + McWill. На рис. 5 представлены графики интегральных функций распределения вероятностей задержки пакетов при организации канала связи только через канал Wi-Fi и организации канала связи Wi-Fi + McWill.

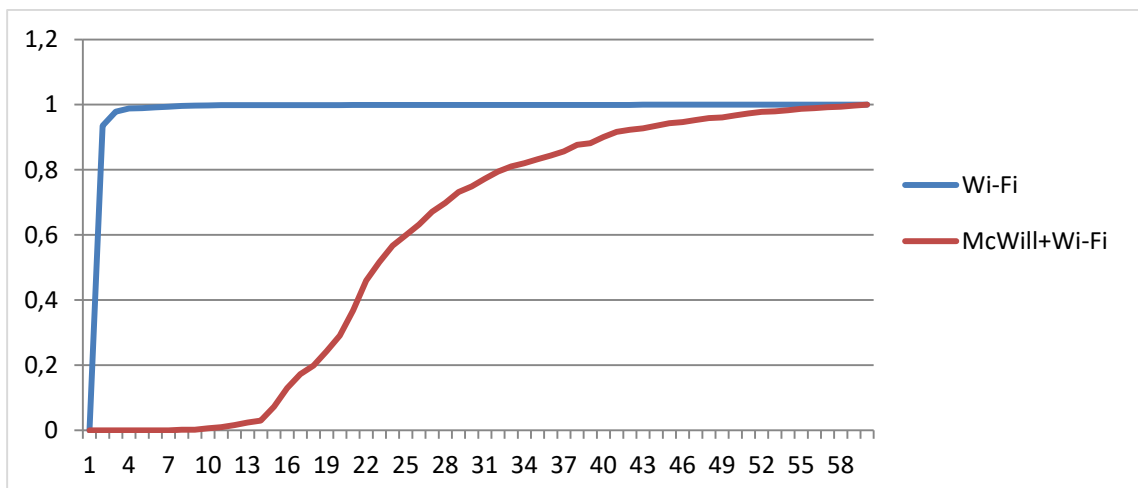


Рис. 5. Графики распределения функций вероятностей задержки пакетов в каналах связи Wi-Fi и McWill+Wi-Fi

Как видно из данных графиков, при организации канала связи с помощью технологий Wi-Fi и McWill одновременно плотность вероятности возникновения задержек более рассредоточена по временной оси, чем при организации канала связи только средствами Wi-Fi. При этом высокие значения вероятностей появления задержек при организации канала связи Wi-Fi не превышают даже единиц мс. Это говорит о незначительном влиянии технологии Wi-Fi на вероятность возникновения задержек при организации канала связи средствами технологий Wi-Fi и McWill. Следовательно, второй вариант реализации технологии удаленного доступа абонентского оборудования также удовлетворяет необходимым требованиям.

Разрабатываемая технология является востребованной и перспективной на сегодняшний день. Использование для организации связи сетей профессионального радиодоступа в перспективном диапазоне частот не только отвечает всем современным требованиям безопасности и помехозащищенности для организации канала связи, но и оставляет доступным широкий функционал для дальнейшего развития данной технологии.

Для реализации канала передачи данных технология McWILL является наиболее подходящей по сравнению с другими рассмотренными технологиями, так как обеспечивает приемлемое покрытие при относительно небольшом количестве базовых станций и эффективно использует предоставленный диапазон частот.

Параметры скорости передачи информации по технологии McWill удовлетворяют сформулированным требованиям к разрабатываемой технологии передачи данных, хоть и носят нестационарный и неэргодический характер.

Как показали измерения, задержки, вызванные при организации канала связи Wi-Fi, не оказывают существенного влияния на количественные и вероятностные параметры возникновения задержек в канале связи.

Таким образом, для реализации технологии можно рассматривать оба варианта построения топологии сети, как с интегрированным передатчиком в терминале сбора данных, так и с автономным передающим устройством, установленным на борту транспортного средства.

### Список литературы

1. Альшаев, И. А. Проектирование и оптимизации сетей Wi-Fi / И. А. Альшаев, В. А. Лаврухин // Информационные технологии и телекоммуникации. – 2016. – Том 4. – № 1. – С. 87–95.
2. Шорин, А. О. Использование технологии космической ретрансляции внутрисистемных каналов связи в задачах организации абонентского радиодоступа / А. О. Шорин, А. Г. Девлишов, А. В. Туров, Д. Ю. Черников // Исследования наукограда. – 2016. – № 3. – С. 39–44.



## ГЕОЛОКАЦИЯ АБОНЕНТОВ СИСТЕМ СЛУЖЕБНОЙ РАДИОСВЯЗИ СРЕДСТВАМИ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ

**А.С. Селиванов, Д.Ю. Коцан, Д.Ю. Черников**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: Alvav@mail.ru

Стремительные темпы развития новых способов обработки и передачи информации приводят к проникновению информационных и телекоммуникационных технологий, а также услуг связи в наиболее важные сферы человеческой деятельности [1]. Несмотря на постоянный прогресс в области сетевых технологий, вопросах позиционирования и геолокации абонентов систем подвижной связи, задачи по обеспечению соответствующего качества обслуживания абонентов по-прежнему остаются актуальными. Системы служебной радиосвязи (СР) в этих вопросах исключением не являются, хотя благодаря наличию определенного функционала решение подобных задач приобретает особый смысл, одновременно формируя и дополнительную сложность.

Основной задачей систем СР является оперативная передача информации между группами абонентов, поэтому навигационная информация о местоположении радиостанций является сопутствующей. Действительно, каждая из радиостанций имеет в своем составе оборудование для определения местоположения по сигналам спутниковых систем радионавигации ГЛОНАС/GPS и располагает возможностями по передаче своих координат в центр управления (диспетчерский центр) для отображения местоположения радиостанции на графической подложке. Рассмотрим, как с помощью данного варианта абонентского оборудования системы служебной радиосвязи McWill определить координаты местоположения абонента, используя технологии систем спутниковой навигации, в данном случае GPS.

Общая схема формирования и обмена навигационной информацией, использованная при проведении натурального эксперимента, представлена на рис. 1. Как видно, в составе станционного оборудования оператора развертывается специализированный телематический информационный ресурс, который опрашивает радиостанции на предмет получения информации об их местоположении. Сформированный таким образом массив сопутствующей информации сохраняется средствами данного информационного ресурса и оказывается доступным для внутренних и внешних абонентов сети СР. При этом к числу внутренних абонентов могут быть отнесены абонентские устройства, которые имеют

возможность сформировать канал доступа непосредственно средствами системы СР (синий пунктир на рис. 1) [2]. Внешние абоненты могут, например, задействовать технологию интернет-доступа, организовав VPN по специально выделенному для этой цели интернет-адресу (красный пунктир на рис. 1), обслуживаемому граничным маршрутизатором внутренней сети системы СР.

Радиостанции (XinWei MT359 и WI369) [2, 3] имеют возможность автономного определения своего местоположения, принимая и обрабатывая сигналы навигационных спутников. Результаты определения местоположения радиостанций могут быть выведены на экран радиостанции (рис. 2).

Кроме этого, на экран может быть выведена и дополнительная информация о самой процедуре местоопределения: радиовидимые спутники, углы их наклона, отношения сигнал-шум и т. д. Данная информация представлена на рис. 2 и 3.

Результаты местоопределений отображаются на графических подложках. Содержание информации, которая при этом выводится на монитор, представлено на рис. 4

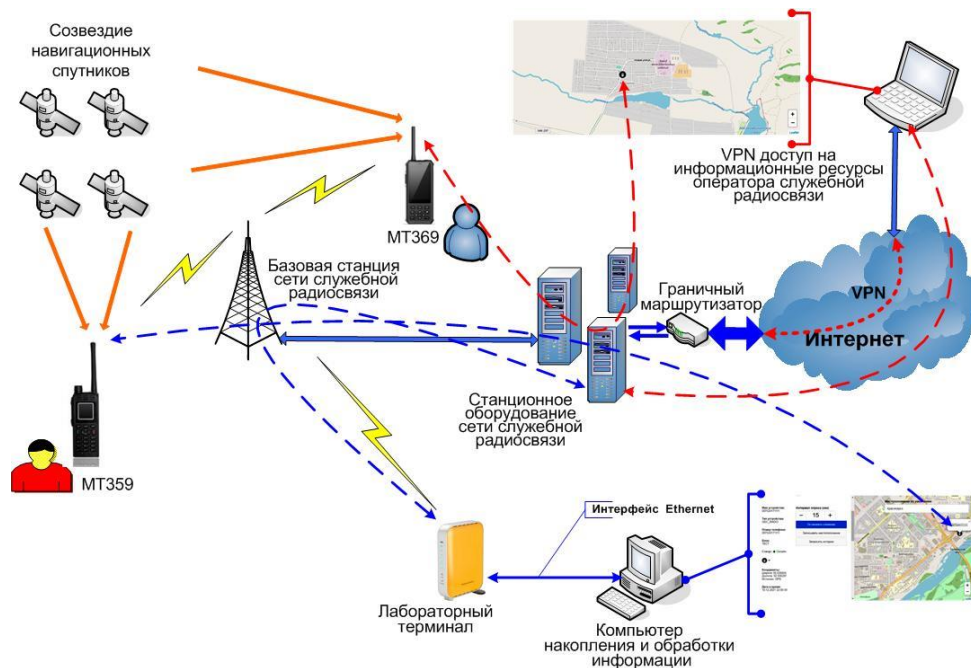


Рис. 1. Схема проведения эксперимента по геолокации радиостанций (XinWei MT359 и WI369) различного типа

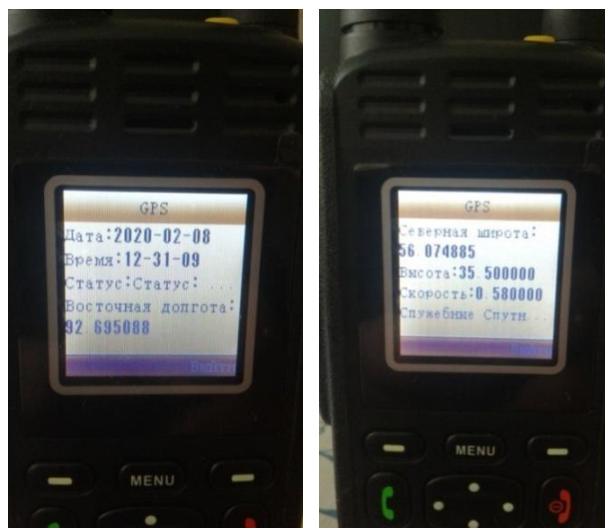


Рис. 2. Результаты определения местоположения на экране радиостанции

На экране абонентской радиостанции можно получить дополнительную информацию, которая характеризует качество процедуры местоопределения. Одним из наиболее значимых параметров может считаться число радиовидимых навигационных спутников.



Рис. 3. Характеристики радиовидимых спутников, которые были задействованы для определения местоположения радиостанции

При отображении информации на экране диспетчерского центра клик по значку радиостанции приводит к появлению на экране всех цифр ее номера (рис. 4).

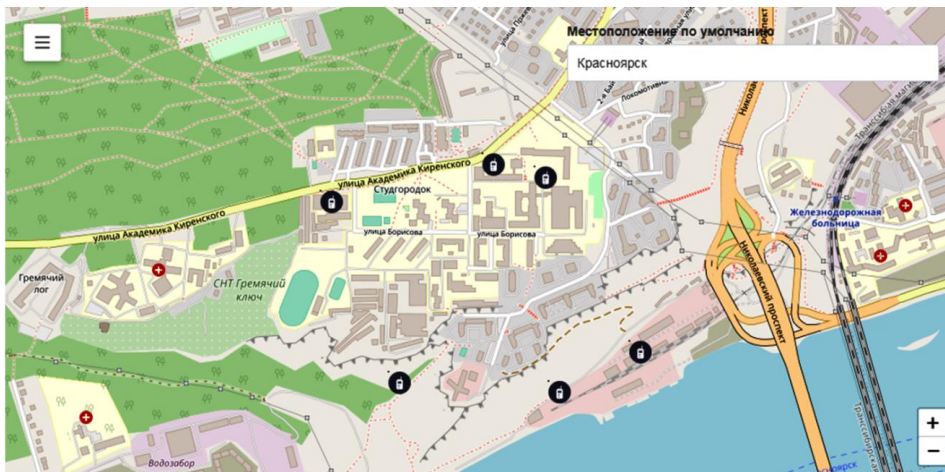


Рис. 4. Отображение результатов местоопределения абонента на графической подложке в условиях городской застройки

Местоположение радиостанции при отсутствии многоэтажной городской застройки было определено значительно точнее (ошибка не превысила 2–3 м). Результаты местоопределений показаны на рис. 5 и 6.

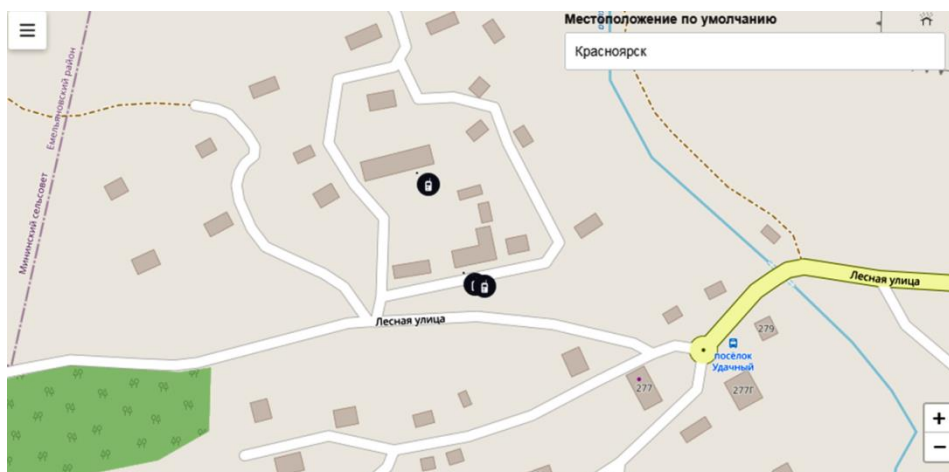


Рис. 5. Геолокация радиостанций на территории учебного лесхоза СибГТУ



Рис. 6. Отображение результатов местоопределения абонента на графической подложке при отсутствии многоэтажной застройки

При максимально возможном масштабе, доступном для графической подложки данного вида, местоположение рации выглядит следующим образом (рис. 7).

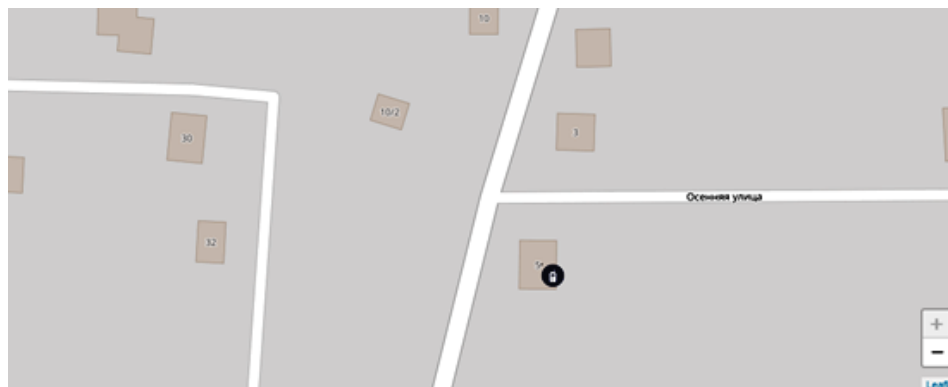


Рис. 7. Использование графической подложки максимального масштаба

При проведении эксперимента рация находилась на окне дома, который изображен на рис. 7. Выбрать необходимый масштаб отображения на экране диспетчерского центра можно, используя кнопку «±» в правой нижней части экрана.

Еще более характерные результаты были получены в ходе экспериментов, когда радиостанция перемещалась в условиях открытого пространства. В этом случае точность аппроксимации траектории перемещения во многом определяется интервалом  $\Delta t$  получения отсчетов координат от абонентской радиостанции.



Рис. 8. Визуализация траектории перемещения абонентской радиостанции

В ходе данного эксперимента радиостанция перемещалась по периметру спортивной площадки с размерами  $\sim 150 \times 50$  м. Интервал опроса местоположения радиостанции составлял 5 сек. Скорость перемещения составляла  $\sim 2,5$  км/ч. Полученная траектория перемещения радиостанции, построенная на основе полученных отсчетов о ее местоположении, в целом соответствует реальному перемещению радиостанции, как показано на рис. 8.

Практика использования описанной технологии геолокации абонентских радиостанций показала нецелесообразность запросов координат со стороны диспетчерского центра с интервалом  $\Delta t < \Delta t_{GPS}$ , где  $\Delta t_{GPS}$  – интервал получения отсчетов координат собственно абонентской радиостанцией. В этом случае диспетчерский центр будет получать повторно те же самые отсчеты и тем самым существенно исказить вид траектории перемещения абонента.

#### Список литературы

1. Грудин, С. В. Технология конвергенции сетей фиксированной и мобильной связи / С. В. Грудин, Д. Ю. Черников // Исследовано в России, МФТИ. – Москва, 2006.
2. Профессиональная сеть радиосвязи. – URL: <http://www.comminform.ru/cat/cat/xinwei-mt359/>.
3. Комиинформ. – URL: <http://www.comminform.ru/cat/cat/xinwei-wi169/>.
4. Грудин, С. В. Технологические особенности построения корпоративных систем обработки вызовов мобильных абонентов / С. В. Грудин, Д. Ю. Черников // Проблемы информатизации региона, материалы Всеросс. науч.-практ. конф. – Красноярск, 2005. – С.184–189.
5. Грудин, С. В. Сравнительные характеристики эффективности использования технологии FMC / С. В. Грудин, Д. Ю. Черников // Современные проблемы радиоэлектроники, материалы VII Всерос. науч.-техн. конф. – Красноярск, 2006. – С. 156–162.

## ИСПЫТАНИЯ АВТОНОМНОГО ПЕРЕДВИЖНОГО КОМПЛЕКСА УПРАВЛЕНИЯ, ИСПОЛЬЗУЕМОГО ДЛЯ ТУШЕНИЯ ЛЕСНЫХ ПОЖАРОВ

А.А. Драгунова<sup>1</sup>, Д.Ю. Черников<sup>1</sup>, В.Ф. Гарифулин<sup>2</sup>, П.Г. Колесников<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Академика Киренского, 28  
E-mail: anDragunova99@yandex.ru, dchernikov@sfu-kras.ru

<sup>2</sup>АО НПО «Радиосвязь»  
660009, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19  
E-mail: vadimgar@mail.ru

<sup>3</sup>СибГУ НиТ им. академика Ф.М. Решетнева  
660049, г. Красноярск, пр. Мира, 82  
E-mail: atlm@sibsau.ru

Обобщена информация о технической эффективности телекоммуникационных технологий, реализованных радиотехническими методами и полученных в ходе натуральных экспериментов по тестированию автономного передвижного комплекса управления, предназначенного для координации работы сил и средств, задействованных в процессе обнаружения и последующей ликвидации лесных пожаров.

Организация центра управления при выполнении совместных действий большим числом участников сама по себе является далеко нетривиальной задачей. Значение эффективной работы подобного центра управления значительно возрастает в ситуациях, когда его координирующая функция должна осуществляться в условиях возникновения нештатной (НС) или чрезвычайной ситуации (ЧС). Дополнительные сложности начинают возникать, если привлекаемые для ликвидации ЧС силы и средства распределены на значительной территории, масштабы которой исключают возможность их непосредственного взаимодействия. В этой ситуации для координации действий крайне целесообразным является использование технологий служебной радиосвязи [1].

Поэтому в данной работе предпринята попытка оценки эффективности применения автономного передвижного комплекса управления (АПКУ), ориентированного на обнаружение и последующую ликвидацию лесных пожаров [2–3]. Оценка эффективности строится на основе эмпирических результатов, полученных в ходе натуральных испытаний [4].

Для более полного соответствия натурального эксперимента возможным условиям реальной эксплуатации АПКУ испытания проводились на территории учебно-опытного лесхоза СибГУ НиТ (г. Красноярск, ул. Лесная, 158) [4]. Тестируемый комплекс призван решать вопросы организации оперативной связи при возникновении НС

или ЧС на удаленных труднодоступных территориях и способствовать минимизации времени для их обнаружения и последующей ликвидации за счет координации и эффективного использования имеющихся сил и средств.

Автономные свойства АПКУ обусловлены возможностью его функционирования при отсутствии на территории НС или ЧС любых других видов связи. Мобильные возможности АПКУ связаны с использованием в качестве базы для его построения автотранспортного средства. Учитывая сложность доставки радиотехнических средств в район возникновения НС или ЧС, комплекс был смонтирован на автомобиле высокой проходимости – КАМАЗ. На данном рисунке АПКУ изображен в состоянии, когда осуществляется подготовка к практической работе. При транспортировке антенная система, смонтированная на крыше автомобиля, в разобранном состоянии закреплена в непосредственной близости от выдвижной мачты, используемой для увеличения формируемой зоны радиопокрытия за счет подъема антенны на высоту порядка 18 м.

В составе радиотехнического оборудования АПКУ находится автономный фрагмент станционного оборудования ядра системы служебной радиосвязи McWill [5–6], а также базовая станция (БС) данной системы, антенна которой располагается на крыше автомобиля, используемого в качестве базы.

В соответствии с теоретическими расчетами АПКУ должен обеспечивать формирование зоны радиопокрытия в радиусе до 30 км, позволяя тем самым вести эффективный непрерывный радиообмен среди более 100 участников, которые находятся на данной территории площадью порядка  $\sim 2800$  км<sup>2</sup>. Дополнительно АПКУ располагает возможностями по обеспечению средствами геолокации всех участников радиосвязи, маркируя текущие места расположения абонентских устройств на карте-схеме территории своего развертывания. Также АПКУ осуществляет передачу видеоизображений от участников радиообмена. Кроме этого, возможна передача всей получаемой, формируемой и дополнительной информации в произвольную точку РФ средствами спутниковой связи [7].

Тестирование АПКУ производилось в соответствии со схемой, приведенной на рис. 1, где показаны направления передачи речевой информации пунктирными линиями синего цвета, а графической информации – пунктирными линиями красного цвета.



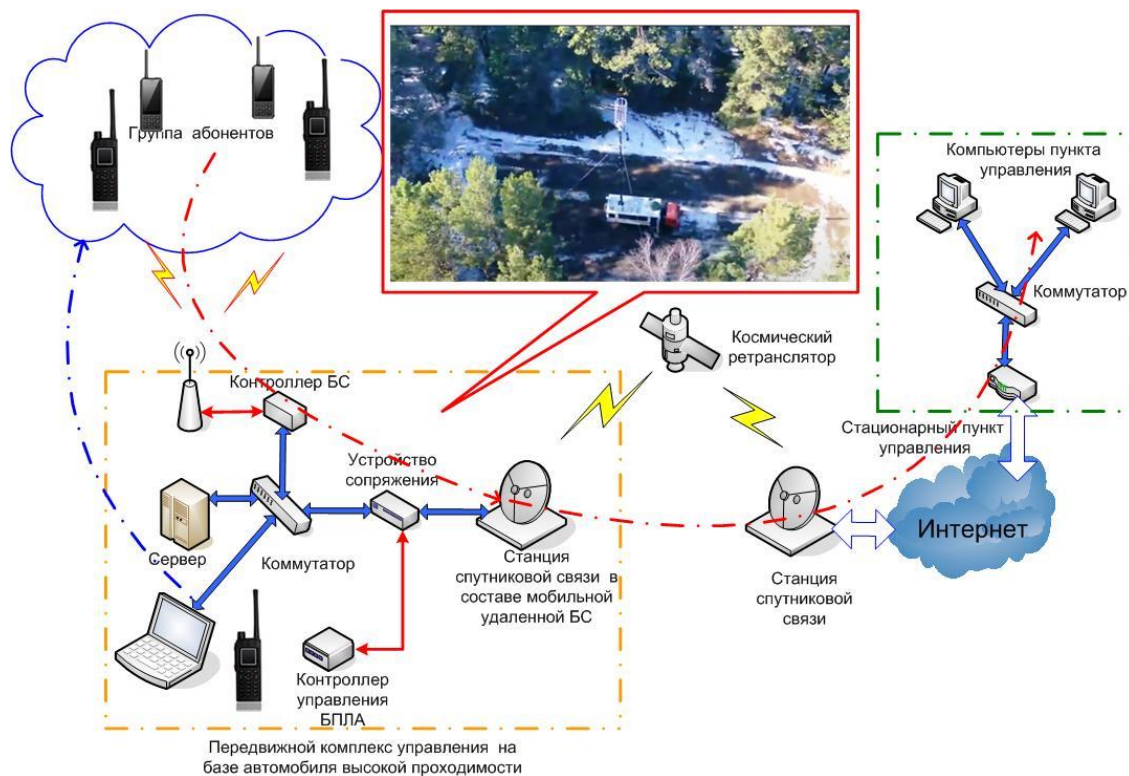


Рис. 1. Схема проведения натурного эксперимента

Развернутый на местности АПКУ выглядит, как показано на рис. 2.

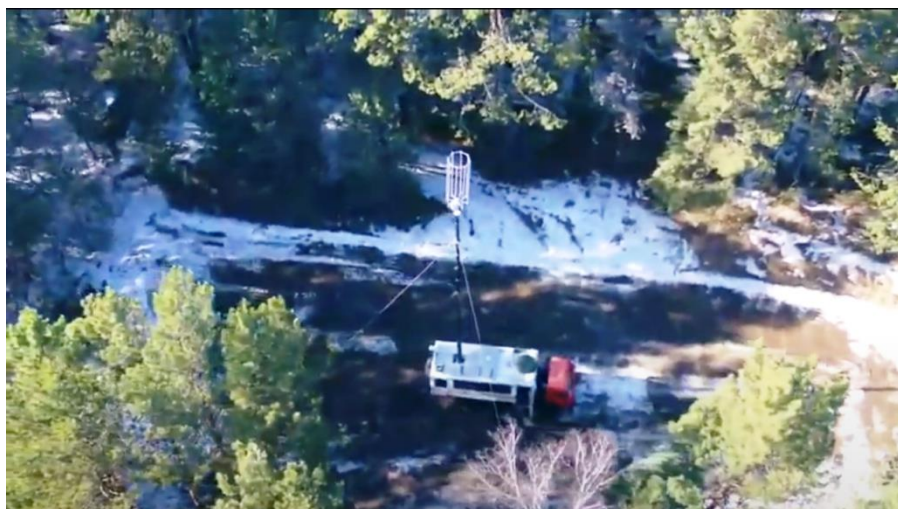


Рис. 2. АПКУ, развернутый при проведении натурного эксперимента

Несколько групп, укомплектованных радиостанциями, были направлены по различным направлениям от АПКУ. Основной целью проведения данного испытания в полевых условиях являлось тестирование качества передачи различных видов информации и проверка точности определения местоположения групп.

Так, группа, в которой имелся терминал, позволяющий непрерывно передавать графическую информацию, была направлена в ботанический

сад СибГУ НИТ (г. Красноярск, ул. Свердловская – сад Крутовского), который расположен в 6 км по прямой от места разворачивания АПКУ (рис. 3).

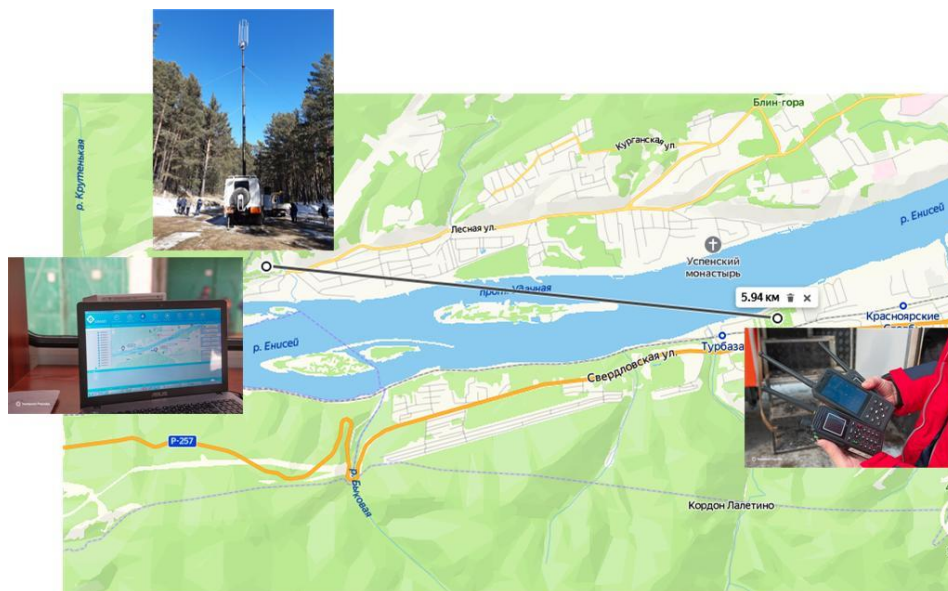


Рис. 3. Географическое расположение групп абонентов служебной радиосвязи, задействованных при проведении эксперимента

Данной группе в ходе эксперимента удалось передать графическое изображение с места своего пребывания и провести определенный регламентом сеанс радиообмена с диспетчером, который располагался внутри АПКУ. Местоположение группы было получено на карте-схеме на ноутбуке в АПКУ с точностью в несколько метров.

Условия работы диспетчера при проведении тестирования внутри АПКУ представлены на рис. 4.

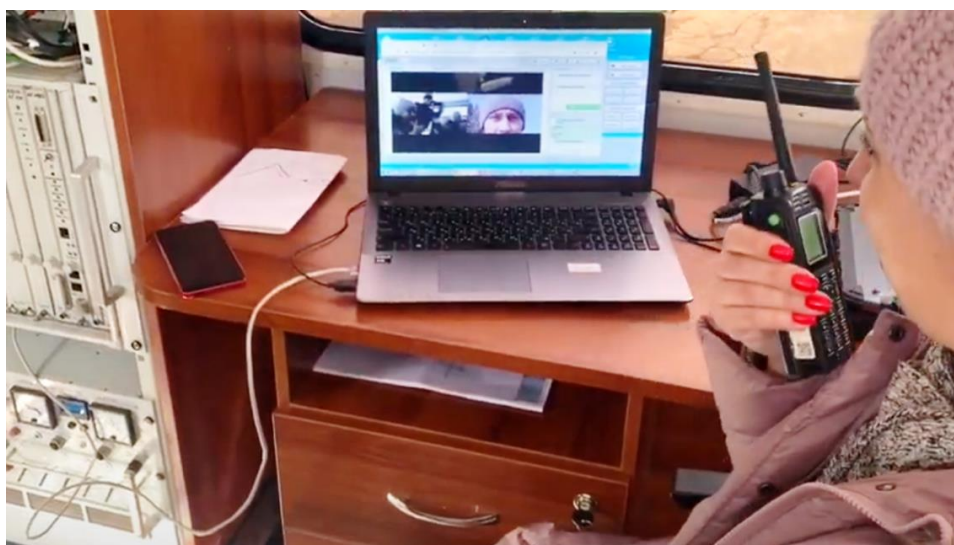


Рис. 4. Условия работы диспетчера при проведении тестирования АПКУ

На экране ноутбука видна принимаемая с места событий графическая информация, переданная абонентским устройством пакетной сети служебной радиосвязи McWill WI369 [8].

Варианты используемого абонентского оборудования для проведения испытания показаны на рис. 5 [8, 9].



Рис. 5. Используемое абонентское оборудование

Вся полученная информация была размещена на внутренних телекоммуникационных ресурсах АПКУ, а средствами спутниковой связи была переправлена в стационарный пункт мониторинга НС и ЧС для анализа и формирования необходимых рекомендаций по ликвидации наблюдаемой ЧС.

Условия проведения радиообмена для других групп были более щадящими в части расстояния до АПКУ, но они могли быть затруднены особенностями рельефа на территории проведения эксперимента и наличием плотных лесных насаждений. Для диапазона частот  $\sim f_0 = 340$  МГц и ширины выделенного для работы системы служебной радиосвязи участка спектра  $\Delta f$  порядка 2 МГц при расстояниях в 3–5 км упомянутые факторы существенного влияния не оказали. Учитывая, что при практическом использовании АПКУ в реальных ситуациях будут существовать возможности по увеличению используемой полосы частот до величины в 5 МГц, весьма вероятным представляется получение теоретически полученных значений для дальности организации связи.

## Список литературы

1. Туров, А. В. Использование оборудования широкополосного радиодоступа NG-1 в составе мультисервисных систем связи / А. В. Туров, А. Г. Девлишов, Д. Ю. Черников // Сборник докладов IV Межд. науч.-техн. конф. – 2017. – С. 339–347.
  2. <https://www.sibsau.ru/content/3426/>.
  3. <https://www.sibsau.ru/content/3390/>.
  4. <https://www.sibsau.ru/content/3370/>.
5. Гаранина, А. А. Реализация сети транкинга как наложенной на сеть широкополосного радиодоступа / А. А. Гаранина, М. В. Непрокина, Д. Ю. Черников // Инновации в информационных технологиях, машиностроении и автотранспорте. Сборник материалов II Межд. Науч.-практ. конф. – 2018. – С. 9–11.
6. Тарбазанов, К. В. Организация взаимодействия широкополосных систем радиосвязи в задачах обработки речевого трафика / К. В. Тарбазанов, Л. Л. Набирухина, Д. Ю. Черников // Радиотехника, электроника и связь (РЭС-2017), сб. докл. IV Межд. научн.-техн. конф. – Омск, 2017. – С. 333–339.
7. Шорин, А. О. Использование технологии космической ретрансляции внутрисистемных каналов связи в задачах организации абонентского радиодоступа / А. О. Шорин, А. Г. Девлишов, А. В. Туров, Д. Ю. Черников // Исследования Наукограда. – 2016. – № 3 – 4(18). – С. 39–44.
  8. <http://www.comminform.ru/cat/cat/xinwei-wi169>.
  9. <http://www.comminform.ru/cat/cat/xinwei-mt359/>.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ УСТРОЙСТВ NB-IoT

**Р.А. Алфеев, М.К. Заленская**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: alfeevr6@gmail.com

Представлены общие сведения об изменениях в ядре сети (Core Network) NB-IoT в сравнении с классическим LTE. Описаны различные стандарты и протоколы, предлагаемые IEEE, IETF и МСЭ для использования в рамках концепции Интернет вещей.

Одной из актуальных на данный момент тем в инфокоммуникационной сфере является Интернет вещей (Internet of Things, IoT). IoT не является стандартизированной концепцией. Для построения и взаимодействия таких систем предлагается несколько вариантов эталонных моделей. Кроме того, для удовлетворения основных требований к интеллектуальным системам часто модифицируются или разрабатываются новые протоколы. Особенности сетей IoT во многом определяются особенностями прикладных задач и областью их применения. Эти особенности состоят как в способах получения информации и формирования передаваемых сообщений, так и в способе построения самих сетей Интернета вещей. Последние могут строиться как сети сбора информации (мониторинга) и как сети распределения информации. Эти особенности отражаются на свойствах трафика интернета вещей, которые необходимо учитывать при организации его обслуживания. Технология узкополосного беспроводного интернета вещей (NB-IoT, от англ. Narrowband Internet of Things) открывает новые возможности для реализации узкополосного беспроводного доступа в сетях IoT с выходом на пакетную сеть LTE. Хотя в основу физического уровня стандарта NB-IoT положены базовые принципы широкополосного стандарта LTE (технологии OFDM при передаче вниз и SC-FDMA при передаче вверх с сохранением многих параметров радиоинтерфейса), в NB-IoT изменены временные и спектральные характеристики [1].

В мобильных сетях существует два основных канала коммуникаций, которые называются Control Plane (CP) и User Plane (UP) (рис. 1). Control Plane предназначен для обмена служебными сообщениями между различными элементами сети и служит для обеспечения мобильности (Mobility management) устройств (UE) и установления/поддержания сессии передачи данных (Session Management). User Plane – это, собственно, канал передачи пользовательского трафика.

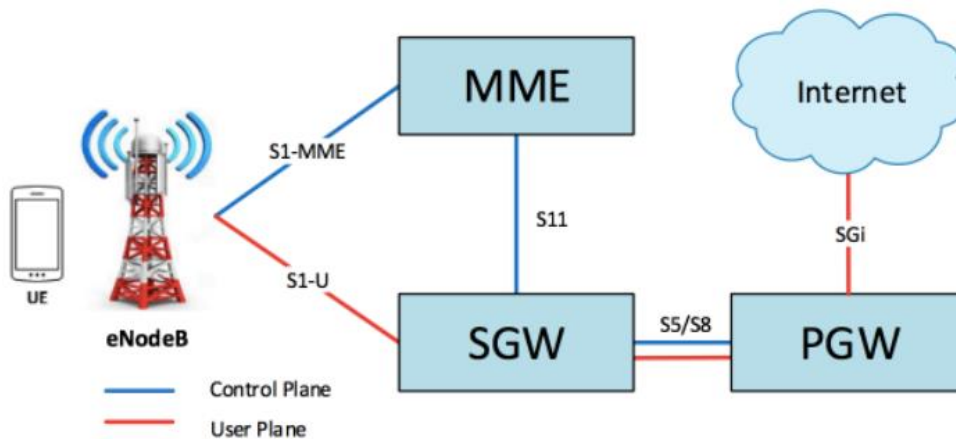


Рис. 1. Распределение CP и UP по интерфейсам в классическом LTE

Механизмы оптимизации CP и UP для NB-IoT (рис. 2) реализуются на узлах MME, SGW и PGW, которые условно объединяются в единый элемент под названием C-SGN (Cellular IoT Serving Gateway Node). Также стандарт предполагает появление нового элемента сети – SCEF (Service Capability Exposure Function). Интерфейс между MME и SCEF называется T6a и реализован на базе протокола DIAMETER. Несмотря на то, что DIAMETER – это сигнальный протокол, в NB-IoT он адаптирован для передачи малых объемов non-IP данных.

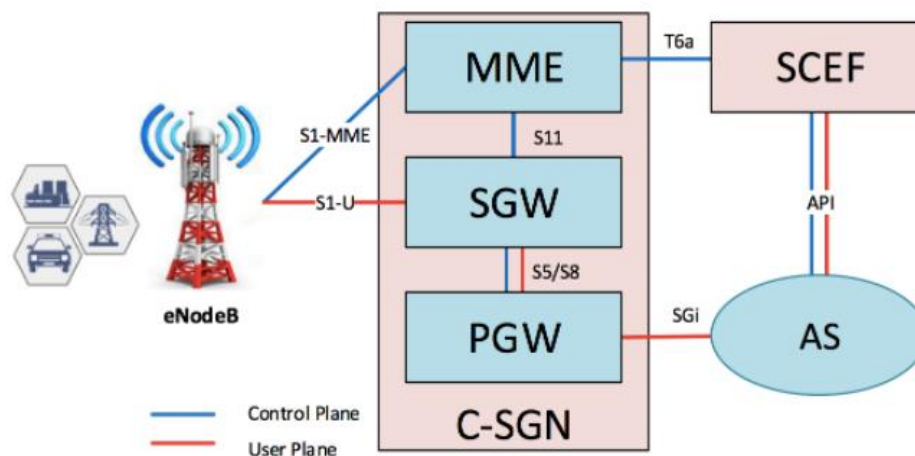


Рис. 2. LTE с реализацией NB-IoT

Исходя из названия, SCEF – это узел экспонирования сервисных возможностей. Другими словами, SCEF скрывает сложность сети оператора, а также снимает с разработчиков приложений необходимость идентификации и аутентификации мобильных устройств (UE), предоставляя возможность серверам приложений (Application Server, далее AS) получать данные и управлять устройствами через единый API-интерфейс.

Идентификатором UE становится не телефонный номер (MSISDN) или IP-адрес, как это было в классической сети 2G/3G/LTE, а так называемый «external ID», который определен стандартом в привычном для разработчиков приложений формате «<Local Identifier>@<Domain Identifier>».

Для реализации NB-IoT также потребовались новые протоколы передачи, поскольку необходимо было обеспечить не только отправку данных с подтверждением получения информации со стороны платформы (БС), но и обеспечить низкое энергопотребление конечных устройств и глобальное покрытие.

Разработка успешных приложений IoT включает в себя задачи обеспечения мобильности: при перемещении IoT-устройства меняется IP-адрес, следовательно, необходима налаженная работа протоколов маршрутизации, надежности (система должна быть очень надежной и быстрой в плане сбора, передачи данных и принятия решений), масштабируемости, т. е. возможности расширения пользователей сети. Концепция Интернета вещей предполагает, что к сети будет подключены миллионы устройств. Также среди задач необходимо отметить обеспечение управления и доступности: отслеживание сбоев, конфигурации и производительности такого большого количества устройств, за что отвечают соответствующие протоколы управления. Кроме того, необходимо обеспечить совместимость в сети: гетерогенные устройства и протоколы должны быть в состоянии работать друг с другом с учетом сохранения безопасности и конфиденциальности [2].

В общем случае принята следующая модель взаимодействия устройств в сети Интернет вещей. Конечные устройства, датчики, сенсоры общаются друг с другом (так называемое взаимодействие D2D – Device to Device). Данные, собранные устройствами, отправляются на сервер для последующего анализа и обработки (взаимодействие D2S – Device to Server). Этот сервер может включать в себя несколько вычислительных машин или объектов, которым также необходимо общаться между собой (взаимодействие S2S – Server to Server). Для выполнения различных задач необходимо использование различных протоколов.

CoAP (Constrained Application Protocol) – веб-протокол передачи данных для использования в ограниченных узлах и сетях Интернет вещей. В отличие от HTTP CoAP на транспортном уровне использует протокол UDP, где клиент и сервер взаимодействуют без установления соединения. Основными преимуществами использования CoAP для IoT является простота, низкие затраты памяти и питания.

MQTT – сетевой протокол для обмена сообщениями в сетях с низкой пропускной способностью между устройствами, реализующими модель ведущий-ведомый. Работает поверх TCP/IP, который обеспечивает простой и надежный поток данных. Основной целью MQTT является удаленный мониторинг данных, собираемых из большого количества устройств, и их телеметрия в IT-инфраструктуру. Поскольку данные предоставляются для IT-инфраструктуры, то вся система имеет возможность легко транспортировать данные в корпоративные технологии, такие как ActiveMQ и ESBS. Протокол нацелен на большую сеть небольших устройств, которые необходимо контролировать или управлять ими из облака. Также он предназначен для «многоадресной передачи» данных для многих приемников. MQTT чрезвычайно прост, предлагается несколько вариантов управления. Примером работы является мониторинг нефтепровода на наличие утечек или вандализма. Это информация от тысячи датчиков, и она должна быть сконцентрирована в одном месте для анализа. Когда система обнаруживает проблему, она может принять меры, чтобы исправить эту проблему.

Исходя из того, что имитационную модель сети можно разработать с разной детализацией процесса и явления, то имитационное моделирование применимо для проведения анализа нагрузки сетевых элементов NB-IoT.

Системы имитационного моделирования позволяют проводить необходимые исследования и эксперименты гораздо экономнее и получать практически те же результаты, что и на реальном оборудовании. Помимо явной экономии подход с использованием систем моделирования позволяет проводить эксперименты, не строя реальную сеть, что является достаточно трудоемким и требовательным по времени процессом. На сегодняшний день известно достаточно много сетевых систем моделирования, и исследователям есть из чего выбрать, например, OPNET, OMNeT++, NS-2, NS-3, TOSSIM, COOJA/MSPSim, Prowler.

Среда моделирования OMNeT++ является кроссплатформенным инструментом создания и исследования моделей компьютерных сетей различного назначения. Данная среда имеет огромную библиотеку готовых компонентов и реализаций сетевых протоколов, что позволяет достаточно быстро строить и исследовать различные сетевые конфигурации. Среда написана на языке C++, что позволяет людям, знакомым с программированием, дорабатывать ее ядро и создавать собственные компоненты и библиотеки. Строить модели в среде OMNeT++ можно в графическом интерфейсе или с помощью описания модели в файлах с расширением .net, которые имеют подобный синтаксис.



Симулятор NS-3 – это симулятор сети с дискретными событиями, предназначенный, главным образом, для исследований и использования в образовательных целях. Проект, разрабатывающий NS-3, является проектом с открытым исходным кодом.

Симулятор NS-3 был разработан для того, чтобы обеспечить открытую расширяемую платформу для моделирования сетей, исследований сети и образования. Вкратце, NS-3 предоставляет собой модели того, как реализованы и работают сети пакетной передачи данных, что дает пользователю движок симулятора для проведения имитационных экспериментов. Причинами использовать NS-3 могут быть ситуации, когда требуется провести исследование, которое трудно или невозможно выполнять на реальной системе. Использование NS-3 дает возможность изучать поведение системы в строго контролируемой среде, воспроизводимой среде, а также узнать о том, как работают сети.

Симулятор NS-2 работает с 4 уровнями иерархии по модели OSI. На уровне приложений симулятор позволяет воссоздать разнообразный трафик, к примеру, web, FTP, telnet, Constant-bit rate, real audio. На транспортном уровне реализован юникаст в виде TCP и UDP-протоколов, также имеется поддержка мультикаста. NS-2 позволяет строить не только проводные (включая как создание локальных сетей, так и поддержку соединений типа «точка-точка») и беспроводные сети, но и способен имитировать спутниковые каналы связи. Также для более правдоподобных результатов моделирования в симуляторе предусмотрена реализация различных механизмов обработки очередей.

Среди главных особенностей NS-2 можно считать открытый код и свободное распространение, модульный принцип построения и открытая архитектура, возможность модификации ядра программы и гибкая настройка в соответствии с требованиями конкретного пользователя, мультиоперационность, широкий диапазон методов и средств абстрагирования, наличие собственной библиотеки топологий сети и генераторов трафика, а также возможность использования при написании скриптов как языком интерпретатора Tcl, так и объектно-ориентированных языков высокого уровня C++, Python.

Таким образом, для исследования взаимодействий устройств NB-IoT выбрана среда имитационного модулирования NS-2. Данный сетевой симулятор представляет собой программное средство для моделирования и анализа функционирования пакетных сетей. Обширные возможности симулятора позволяют проводить исследования корректности и эффективности протоколов различных уровней, а также выполнять моделирование приложений.

## Список литературы

1. Рыжков, А. Е. Развитие технологии NB-IoT / А. Е. Рыжков // Труды учебных заведений связи. – 2017. – Т. 3. – № 4. – С. 94–101.
2. Москаленко, Т. А. Обзор протоколов Интернета вещей / Т. А. Москаленко, Р. В. Киричек, А. Е. Кучерявый // Информационные технологии и телекоммуникации. – 2017. – Том 5. – № 2. – С. 1–12.
3. Ядровская, М. В. Перспективы технологии интернета вещей / М. В. Ядровская, М. В. Поркшеян, А. А. Синельников // Advanced Engineering Research. – 2021. – Т. 21. – № 2. – С. 207–217.
4. Li, Jingyu. NS-2 Simulation of VANET for Safety Applications: Issues and Solutions / Lingyu Li, Yunan Zhang, Jing Zhao, Yanbin Wang, Xiaomin Ma, Wei Wu // ACM The 8th International Conference on Computer Modeling and Simulation (ICCMS 2017)At: Canberra, Austrlia.
5. Syeda Kausar Fatima. Performance Estimation of Adhoc Routing Protocols with Ns2 Simulator / Syeda Kausar Fatima, Dr. Syeda Gauhar Fatima, Dr. Syed Abdul Sattar and Syed Mohd Ali // International Journal of Advanced Research in Engineering and Technology. –№ 10 (2). – 2019. – PP. 215–223.
6. OMNeT++ User Guide Version 6.0 pre14. Copyright © 1992–2021, András Varga and OpenSim Ltd.
7. OMNeT++ Simulation Manual Version 6.x. Copyright ©1992–2021, András Varga and OpenSim Ltd.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ТРАФИКА VoIP SIP ТЕЛЕФОННЫХ СИСТЕМ

**А.С. Канарик, Д.Ю.Черников**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: kanarik.alena@yandex.ru  
dimcher@mail.ru

Рассмотрен пример использования аналогового абонентского оборудования в сети VoIP SIP телефонных систем за счет применения FXS-шлюза. Приведены оценки требуемых значений скорости передачи данных в пакетной сети, используемой для доставки VoIP пакетов. Приведены и обсуждаются результаты измерений скорости передачи данных для телефонных вызовов на сетевом интерфейсе виртуальной машины (VM), в процессе практической реализации упомянутой технологии средствами VM.

Существенное влияние на технологии развертывания и использования VoIP телефонных систем оказывает возможность интеграции в их состав существующего оборудования телефонной связи. Одним из смежных вопросов является обеспечение возможности использования в составе цифровых систем телефонной связи окончного абонентского оборудования аналоговых телефонных линий. Эта возможность может быть достигнута за счет использования на стороне абонента, например, одноканального FXS-шлюза, за которым уже может быть включен аналоговый телефонный аппарат. Практическая реализация данного подхода напрямую связана с существованием технологий доставки VoIP SIP абонентского окончания до места предоставления услуг, например, по сети Интернет, и дальнейшего преобразования VoIP SIP с целью получения услуг телефонной связи через аналоговый порт.

Задача, решаемая в данной работе, заключалась в первую очередь в оценке требуемых значений скорости передачи данных в сети, используемой для доставки VoIP-пакетов, и обеспечении возможности измерений этого параметра, в процессе практической реализации упомянутой технологии.

При этом в качестве ядра VoIP телефонной системы в работе рассмотрено использование SoftSwitch на основе Asterisk ver. 16, дополненного графическим интерфейсом (GUI) – FreePBX ver. 15.03.XX [1] и развернутого на основе системы виртуальных машин. Примером более традиционного абонентского оборудования SIP-телефонии для подобного комплекса могут служить бюджетные SIP-телефоны d-Link DPH-150S.

Наиболее очевидные варианты включений аналогового абонентского оборудования для использования в составе SIP VoIP топологии приведены на рис. 1.

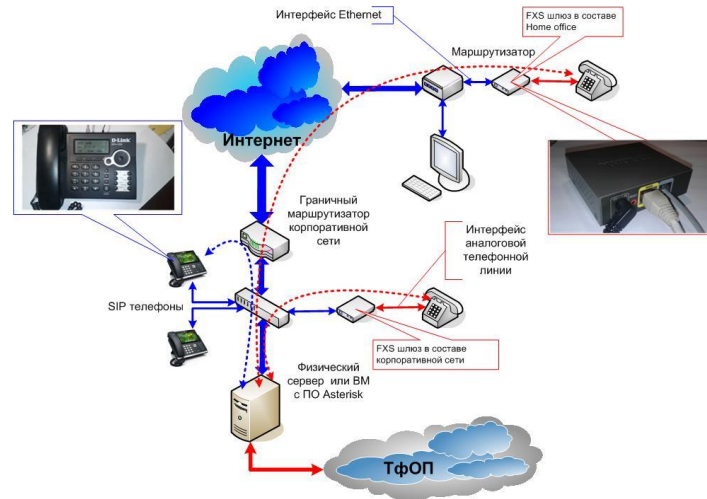


Рис. 1. Варианты включений FXS-шлюза в состав абонентского оборудования

Настройка параметров FXS-шлюза сводится к выполнению последовательности достаточно очевидных шагов [4], направленных на привязку к часовому поясу, достижению временной синхронизации, определению технологии получения адресной информации внутри формируемого на его основе сегмента сети и формированию аккаунта доступа к SoftSwitch.

Причем в зависимости от конфигурации сегмента сети, с использованием которого осуществляется доставка услуги VoIP SIP-телефонии, FXS-шлюз может использоваться как статический, так и динамический IP-адрес, получаемый от DHCP-сервера. Экранная форма для формирования аккаунта FXS-шлюза для регистрации на SoftSwitch имеет вид, приведенный на рис. 2

1 → 2 → 3 → **STEP 4: CONFIGURE VOIP SERVICE & ACCOUNT DETAILS** → 5

This step will you to enter all of the VoIP Providers details to get you connected to their service and allow you to start marking calls.

**SIP ACCOUNT LIST**

Phone Port: 1

Enable

Display Name: 4027

User Name: 4027

Authorization Name: 4027

Password: ●●●●●

Proxy Server: 10.2.3.218 : 5060

Backup Proxy Server: 0.0.0.0 : 5060

Outbound Proxy Server: 0.0.0.0 : 5060

Expire Time: 3600 sec

MWI

Рис. 2. Аккаунт FXS-шлюза для регистрации на SoftSwitch

Информация о состоянии абонентских окончаний, использующих FXS-шлюзы, может быть получена как средствами самих шлюзов, так и средствами GUI, используемого для управления SoftSwitch. В последнем случае данная информация имеет вид, приведенный на рис. 3.

CHANSIP								
Name/username	Host	Dyn	Forcerport	Comedia	ACL	Port	Status	Descri
4001	(Unspecified)	D	Yes	Yes	A	0	UNKNOWN	
4002	(Unspecified)	D	Yes	Yes	A	0	UNKNOWN	
4003/4003	10.2.3.210	D	Yes	Yes	A	5060	OK (17 ms)	
4007	(Unspecified)	D	Yes	Yes	A	0	UNKNOWN	
4017	(Unspecified)	D	Yes	Yes	A	0	UNKNOWN	
4027/4027	10.2.114.164	D	Yes	Yes	A	5060	OK (10 ms)	

Рис. 3. Состояние абонентских комплектов в конфигурации ядра VoIP

Как следует из рис. 3 абонентские комплекты с FXS-шлюзами в составе зарегистрированы на SoftSwitch с внутренними номерами 4003 и 4027. При этом предпоследний столбец дополнительно содержит оценку величины задержки от Softswitch до каждого из FXS-шлюзов.

Величины скоростей, необходимые для передачи голосовой информации с приемлемым качеством, фактически определяются типами кодеков, которые используются как на стороне SoftSwitch, так и на стороне FXS-шлюзов. Использование технологии виртуальных машин (VM) в качестве базовой операционной системы при развертывании Softswitch и FreePBX, а также отсутствие на момент наблюдения альтернативных вызовов, предоставляет достаточно уникальные возможности для проведения весьма информативных измерений. Измерения проводились средствами системы мониторинга гипервизора EXSi ver. 7 на сетевом интерфейсе VM, использованной для развертывания Softswitch и FreePBX [2]. Техническим ограничением производительности данного интерфейса можно считать быстродействие оконечного сетевого порта – FastEthernet – 100 Мбит/с, принадлежащего коммутатору агрегации [4].

При проведении описываемого эксперимента одним из абонентов был уже упомянутый SIP-телефон d-Link DPH-150S, в конфигурации которого в качестве обязательного условия было использование кодека G.711A. Данный кодек был прописан в качестве разрешенного для использования и в конфигурации SoftSwitch Asterisk и для каждого из комплектов оборудования абонентов. Причем данный тип кодека считался приоритетным. Вид кодеков, используемых для организации текущих сеансов связи, может быть получен за счет использования команды Asterisk – sip show channels, которая выдавалась непосредственно из интерфейса FreePBX. Результаты выполнения данной команды представлены на рис. 4.

Peer	User/ANR	Call ID	Format	Hold	Last Message	Expiry	Peer
10.128.28.55	5017	6704cdc97bc7159	(gsm)	No	Tx: ACK		5017
10.128.210.54	5027	NGRlNjI0NGM0Zjh	(gsm)	No	Rx: ACK		5027

2 active SIP dialogs

Рис. 4. Визуализация видов кодеков, используемых в ходе сеанса связи между двумя абонентами FreePBX

При необходимости организации сеанса связи в дуплексном режиме между двумя абонентами с учетом требований по обеспечению гарантированного качества разговора, согласно [5], необходима производительность сети не ниже, чем:

$$G.711A - 2 \cdot 8722 \text{ кбит/с} = 174,4 \text{ кбит/с.}$$

Если изменить тип приоритетного кодека как для SIP-телефонов, так и для FXS-шлюзов, ориентируясь, например, на узкополосный кодек G.729, то, согласно теоретическим оценкам, необходимая производительность сети должна быть не ниже, чем [5]:

$$G.729A - 2 \cdot 31,2 \text{ кбит/с} = 62,4 \text{ кбит/с.}$$

Результаты измерений параметров трафика, формируемого тестовыми сигналами и при обработке реальных телефонных вызовов, представлены на рис. 5.

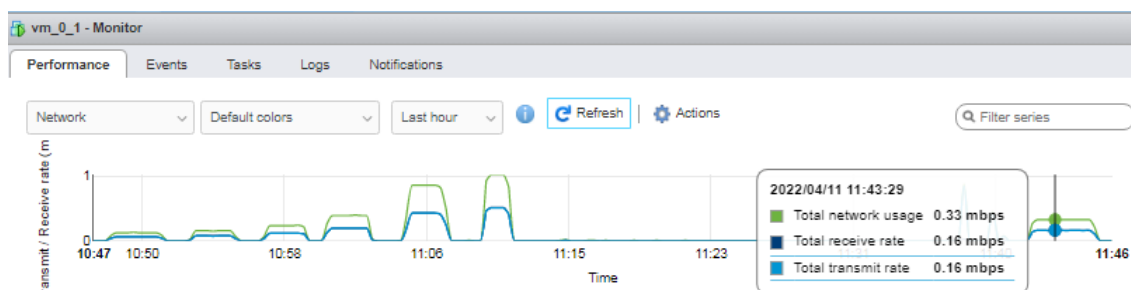


Рис. 5. Результаты организации сеанса между двумя абонентами

В левой части рис. 5 видны результаты отправки тестового пакета с различным размером. Для создания такой нагрузки используется команда:

```
ping -t -l V 10.X.X.218.
```

Данной командой отправляем на адрес хоста тестовый пакет. Ключ «-t» означает, что отправка пакета происходит бесконечное количество раз, а «V» – задается размер отправляемого пакета. Размер тестового

пакета был выбран 4 000 байт, 8 000 байт, 10 000 байт, 15 000 байт, 50 000 байт и максимальный размер 65 500 байт слева направо, соответственно.

В правой части представлен результат организации реальной нагрузки посредством создания канала связи между двумя абонентами.

Результаты измерений, полученные при проведении описываемого эксперимента, превышают теоретически рассчитанные величины значений скорости передачи данных. И если для Ethernet-интерфейсов, которые используются при подключении FXS-шлюзов непосредственно к оборудованию SoftSwitch, эти превышения существенного влияния оказать не могут, т. к. нижняя граница реально используемой скорости в интерфейсе  $V_i \gg V_{inf}$ , где  $V_{inf}$  – информационная скорость, необходимая для передачи речевой информации с необходимым качеством, то для удаленного абонента подобное влияние очень даже возможно.

Достаточно продолжительные эксперименты с упомянутыми одноканальными FXO-шлюзами продемонстрировали реальную возможность их практического использования совместно с различным аналоговым абонентским оборудованием. Общими рекомендациями при этом являются небольшие конструктивные изменения, связанные с необходимостью соединения «земли» на плате с корпусом устройства, которое может исчезать в результате нагрева шлюза при долгой эксплуатации.

#### Список литературы

1. <https://voxlink.ru/kb/freepbx/obnovleniya-v-freepbx-15/>.
2. Цыпцова, А. В. Особенности реализации и использования виртуальных ресурсов на основе серверов Huawei FusionServer 1288H v5 / А. В. Цыпцова, Д. Ю. Черников // Проспект свободный–2021, материалы XVII Междунар. конф. студ., аспирантов и молодых ученых. Министерство науки и высш. образован. РФ, СФУ, отв. за вып. С. К. Франчук. – Красноярск, 2021. – С. 2337–2340.
3. <http://www.ipport.net/howtoconnect/phone/d-link-dvg-2101s>.
4. Иванова, В. С. Оценка производительности виртуальных сетевых интерфейсов средствами системы мониторинга гипервизора EXSI / В. С. Иванова, Д. Ю. Черников // Информатизация образования и методика электронного обучения: цифровые технологии в образовании. Матер. V Междунар. научн. конф. В 2-х ч. / под общ. ред. М. В. Носкова. – Красноярск, 2021. – С. 130–134.
5. <https://wiki.merionet.ru/ip-telephoniya/5/voip-codecs/>.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МОДЕЛИ СЕТИ ПОДКЛЮЧЕНИЯ СИСТЕМ ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ

**А.С. Серебрякова, М.К. Заленская**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: alya.bikishenko@mail.ru

В настоящее время большинство центров обработки данных (ЦОД) используют традиционную трехуровневую архитектуру подключения систем хранения данных (СХД). Однако в работе рассмотрено решение в виде сетей Клоза, которые называют Leaf-Spine. Такая сеть имеет двухуровневую архитектуру и ряд преимуществ перед традиционной. Кроме того, в работе исследованы особенности включения СХД в ЦОД и разработана предполагаемая имитационная модель коммутатора, использующегося для архитектуры Leaf-Spine.

Объем информации растет с каждым годом, это приводит к спросу на обработку, передачу и хранение данных. Потому основными задачами становится разработка новых моделей и алгоритмов управления ресурсами систем хранения данных в дата-центре, а также организация различных систем городского масштаба, в том числе системы оповещения, оказания помощи населению, здравоохранения и видеонаблюдения. Подключение системы хранения данных к транспортной сети необходимо осуществлять с использованием более эффективных решений, таких как двухуровневая архитектура Leaf-Spine, а также включение СХД с помощью технологии SAN (рис. 1). Данные решения обеспечивают создание надежного, отказоустойчивого и масштабируемого центра обработки данных, который позволит хранить огромные объемы информации, поступающей с различных устройств, расположенных в пределах города.

Включение архитектуры Leaf-Spine в транспортную сеть осуществляется с помощью коммутаторов уровня L2 и L3 для уровней Leaf и Spine. Подключение СХД к архитектуре Leaf-Spine выполнено с помощью сети SAN по протоколу FC (Fiber Channel). Для данного подключения необходимо использовать SAN-коммутаторы и предусматривать резервные связи и устройства для обеспечения отказоустойчивости сети. Использование SAN-сети наиболее предпочтительно по сравнению с сетями NAS и DAS из-за того, что она определена для консолидации дискового пространства сервера в выделенном дисковом хранилище. Преимущество заключается в том, что такие дисковые ресурсы более экономичны в использовании, проще в управлении и работают более эффективно. С точки зрения виртуализации



и кластеризации, когда нескольким серверам требуется доступ к одному и тому же дисковому пространству, такая система хранения является предпочтительнее, так как обеспечивает повышение производительности, отказоустойчивости и масштабируемости [1].

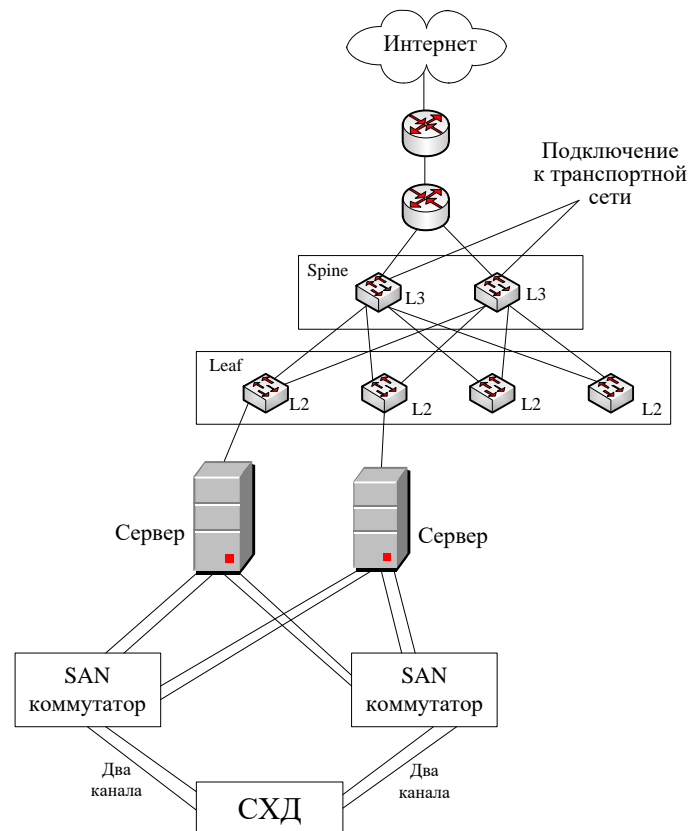


Рис. 1. Фрагмент сети с использованием архитектуры Leaf-Spine

Имитационное моделирование считается основным методом изучения систем, работа которых зависит от воздействия случайных факторов. Сочетание языков программирования общего назначения с современными вычислительными средствами позволяет разработчикам достичь результатов, имеющих большое значение в изучении сложных объектов, но при этом воздерживаться от многих ограничений и допущений, неизбежных при аналитическом моделировании [2].

Абстрактным описанием системы является модель, уровень детализации которой зависит от цели моделирования и возможности получения исходных данных с требуемой точностью. Модель является субъективной величиной, так как зависит от разработчика, она показывает общие свойства и закономерности в мире объектов. Объекты могут быть определены через перечисление их атрибутов (свойств).

Вероятностными характеристиками в имитационном моделировании являются случайные события, величины и процессы. Случайное событие может как произойти, так и не произойти в определенный момент времени или при рассмотренных обстоятельствах. При этом значение, которое невозможно рассчитать или заранее предвидеть, является случайной величиной. Связь с последовательным изменением значений случайной величины во времени или с последовательностью случайных событий определяет случайный процесс [3].

Простейший поток – это стационарный ординарный поток без последствий. Поскольку поток ординарный, его интенсивность и параметры согласованы. Модели таких потоков наиболее изучены для оценки вероятностно-временных свойств систем распространения информации. При определении масштаба времени, на котором такие потоки можно считать стационарными, можно использовать простейшую модель потока для моделирования реального информационного потока. Простейший поток также называется стационарным пуассоновским потоком.

Плотность вероятности:

$$f(t) = \lambda \cdot e^{-\lambda \cdot t}, t > 0, \quad (1)$$

где  $\lambda$  – интенсивность поступающих вызовов.

Функция вероятности:

$$F(t) = 1 - e^{-\lambda \cdot t}, t \geq 0. \quad (2)$$

Математическое ожидание (средний интервал между вызовами):

$$M = \frac{1}{\lambda}. \quad (3)$$

Распределение Парето (P) является самым простым распределением с медленно убывающим графиком. Оно имеет гиперболический характер во всем диапазоне и используется в качестве модели реального трафика. Эта модель позволяет более адекватно описать свойство самоподобия.

Функция плотности вероятности:

$$f(t) = \frac{\alpha \cdot k^{\alpha+1}}{t^{\alpha+1}}, \quad (4)$$

где  $\alpha$  – порядок распределения;  $k$  – коэффициент масштаба; минимальное значение интервала между вызовами.

Математическое ожидание:

$$M = \frac{\alpha \cdot k}{\alpha - 1}. \quad (5)$$

Распределение Вейбулла (W) – это распределение, широко применяемое при моделировании сетевого трафика. Оно, наряду с распределением Парето, наиболее часто используется при моделировании фрактального трафика, так как хорошо подходит для моделирования процессов потери пакетов при переполнении буфера.

Плотность вероятности:

$$f(t) = \frac{k}{\lambda} \cdot \left(\frac{t}{\lambda}\right)^{k-1} \cdot e^{-\left(\frac{t}{\lambda}\right)^k}, \quad (6)$$

где  $\lambda$  – интенсивность поступающих вызовов;  $k$  – параметр формы распределения.

Математическое ожидание [4]:

$$M = \lambda \cdot \Gamma \cdot \left(1 + \frac{1}{k}\right). \quad (7)$$

Соединение нескольких узлов компьютерной сети в пределах одного или нескольких сегментов сети осуществляется с помощью устройства, которым является коммутатор. Работа данного устройства реализуется на втором (канальном) уровне модели OSI. Коммутатор состоит из множества компонентов, одним из основных в нем является коммутационная матрица (switch fabric). Коммутационная матрица – это набор микросхем, который соединяет несколько входов с несколькими выходами на основе основных методов и принципов переключения. Гипотетическая модель коммутатора (рис. 2) отражает прохождение входящего потока через коммутационную матрицу и приближена к работе реального устройства с использованием входных и выходных портов.

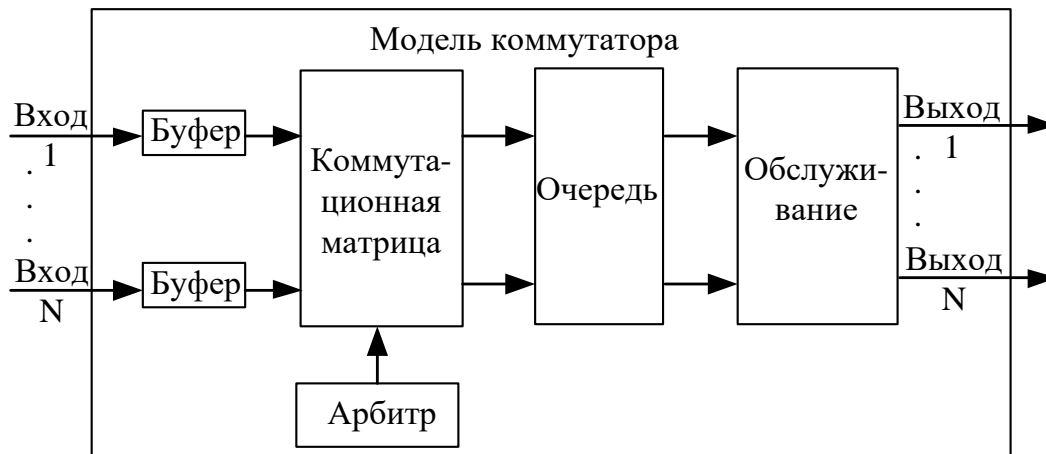


Рис. 2. Предлагаемая модель коммутатора

Входящий поток в разрабатываемой модели может формироваться по одному из трех распределений, описанных выше. При этом можно выделить коммутаторы двух типов на основе коммутационной матрицы с буферизацией (buffered crossbar) или с арбитражем (arbitrated crossbar). Для матрицы с буферизацией характерно сквозное прохождение потока от входного порта к выходному. Однако архитектура, содержащая безбуферные коммутирующие элементы и арбитр, позволяет управлять передачей трафика. Возмещение отсутствия буферов у коммутирующих элементов обусловлено наличием буферов входных и выходных портов [5]. В современном мире встречаются в основном коммутаторы на основе коммутационной матрицы с арбитражем. Для разработки модели за основу взята марка коммутатора CloudEngine 6857-48S6CQ-EI производства компании Huawei.

Проектирование центра обработки данных с подключением системы хранения данных с помощью SAN-сети, выбор архитектуры Leaf-Spine для включения в транспортную сеть – все эти факторы позволяют организовать надежную, масштабируемую и простую в управлении систему городского масштаба.

Предлагаемая имитационная модель позволит определить необходимые характеристики сети, построить прогнозы поведения системы при увеличении объемов входящих потоков и поможет принять меры по предотвращению сбоев в работе системы городского масштаба и сети в том числе. Построение имитационной модели позволит определить участки сети и порты, в которых возможны перегрузки.

### Список литературы

1. Докучаев, В. А. Архитектура центров обработки данных / В. А. Докучаев, А. А. Кальфа, В. В. Маклачкова. – М.: Горячая линия - телеком, 2021. – 240 с.
2. Матюшенко, С. И. Основы имитационного моделирования в среде GPSS WORLD / С. И. Матюшенко, С. С. Спесивов. – М.: Издательство РУДН, 2006. – 112 с.
3. Томашевский, В. Н. Имитационное моделирование средствами GPSS/PC / В. Н. Томашевский, Е. Г. Жданова. – Киев: Измн, НТТУ «КПИ», 1998. – 123 с.
4. Пономарев, Д. Ю. Теория телетрафика / Д. Ю. Пономарев. – Красноярск: СибГУ Нит им. ак. М. Ф. Решетнева, 2017. – 160 с.
5. Производство телекоммуникационного оборудования. – URL: comm1.htm// – Режим доступа: <http://www.les.ru/old/articles/comm/comm1.htm>.

## МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОПТИМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ

**Д.В. Смирнов, И.Л. Крикунов, К.Э. Гаипов**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: dmismir99@gmail.com

Представлен алгоритм формирования математической модели оптимального распределения информационных потоков в телекоммуникационных сетях. В качестве критерия оптимальности выбран критерий минимальной интенсивности потери пакетов. В качестве математических моделей интерфейсов передачи данных выступает одноканальная система массового обслуживания  $M/M/1/N$ . Для проверки справедливости разработанной математической модели были разработаны математическая модель в среде MatLAB и имитационная модель в среде GPSS.

Неотъемлемой частью современных мультисервисных телекоммуникационных сетей является обеспечение качества обслуживания (Quality of Service, QoS). Это связано с увеличением зон покрытия проводным и беспроводным доступом в интернет, что приводит к увеличению числа активных пользователей. В связи с увеличением объемов передаваемых данных, связанного с улучшением качества медиаконтента, и популяризацией стриминга существует необходимость увеличения полосы пропускания уже имеющихся каналов передачи. Для увеличения полосы пропускания в данный момент необходим переход на волоконно-оптические линии связи, но, к сожалению, не все узлы сети передачи данных возможно заменить одновременно. Поэтому необходим инструмент, который позволит оптимизировать распределение интенсивности нагрузки по каналам передачи. Для реализации подобного инструмента необходимо описать механизмы управления, основанные на математических моделях [1, 2], которые будут решать поставленную задачу оптимизации. Критерием оптимальности в такой ситуации можно считать один или несколько параметров QoS. В данной статье в качестве ограничивающего условия возьмем условие минимума потерь.

Для выполнения условия минимума потерь необходимо ввести следующие понятия потоков:

- информационные потоки – это потоки, проходящие по беспетельному маршруту от одного узла, создавшего поток, до узла, на котором находится получатель;
- потоки потерь – это потоки, возникающие вследствие прохождения информационных потоков. С каждым информационным

потоком всегда связаны потоки потерь, потоки потерь всегда сонаправлены с информационными потоками, а их количество равно  $n-1$ , где  $n$  – число узлов, через которые проходит информационный поток, так как каждый поток потерь терминируется на каждом узле, кроме самого первого.

В качестве математической модели работы интерфейса узла коммутации возьмем систему массового обслуживания вида M/M/1/N [2, 3]. Для нее вероятность потерь для канала передачи определяется следующим выражением:

$$p_{loss} = \frac{1 - \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)}{1 - \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^{N+1}} \cdot \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^N,$$

где  $\lambda$  – интенсивность нагрузки;  $\mu$  – интенсивность обслуживания пакетов в канале передачи (пропускная способность канала);  $N$  – максимальная длина очереди для системы СМО.

Для определения потерянного трафика необходимо использовать следующее выражение:

$$\lambda_{loss} = \lambda \cdot p_{loss}, \quad (1)$$

где  $\lambda$  – интенсивность нагрузки канала передачи;  $p_{loss}$  – вероятность потерь канала передачи.

Ниже представлена исследуемая топология сети (рис. 1).

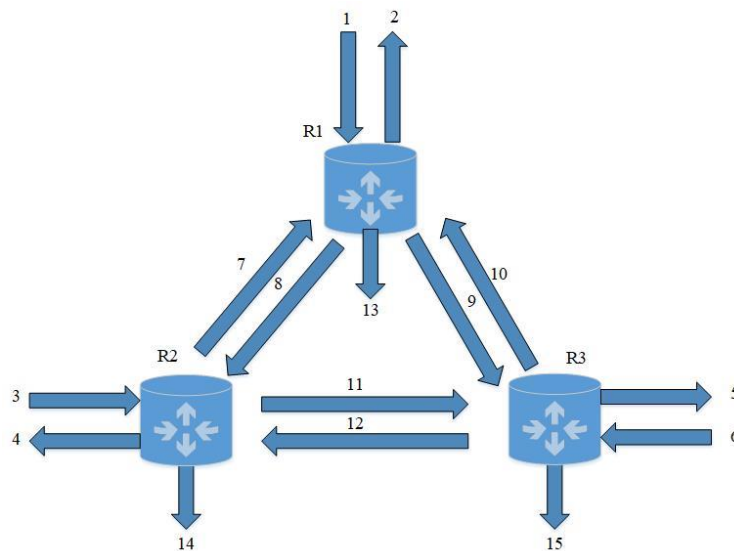


Рис. 1. Топология рассматриваемой сети

Далее необходимо задать ограничивающие условия для расчета данной модели по средствам программного обеспечения MatLAB [4]:

$$\min f(x) = \begin{cases} c(x) \leq 0 \\ seq(x) = 0 \\ A \cdot x \leq b \\ Aeq \cdot x = beq \\ lb \leq x \leq ub \end{cases},$$

где  $A$ ,  $Aeq$  – матрицы;  $b$ ,  $beq$  – векторы;  $c(x)$  и  $seq(x)$  – нелинейные функции;  $x$  – вектор переменных.

Введем следующие понятия для того, чтобы задать ограничения:

$$M = \begin{bmatrix} M^{inf} \\ M^{loss} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где  $M$  – матрица всех маршрутов;  $M^{inf}$  – матрица информационных маршрутов;  $M^{loss}$  – матрица маршрутов потерь.

Количество столбцов матрицы  $M$  определяется числом ребер графа, число строк матрицы  $M^{inf}$  определяется числом всех беспетельных маршрутов от каждого источника к каждому получателю, число строк в матрице  $M^{loss}$  определяется числом маршрутов потерь, связанных с каждым информационным потоком, алгоритмы получения этих матриц не рассматриваются в рамках данной статьи. Каждая строка матрицы  $M$  определяет, какие ребра входят в соответствующий маршрут. В общем виде матрица  $M^{inf}$  состоит из маршрутных матриц для каждого источника и записывается в следующем виде:

$$M^{inf} = \begin{bmatrix} [M_{12}^{inf}] \\ \dots \\ [M_{sd}^{inf}] \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где  $s$  – число источников;  $d$  – число получателей.

Матрица  $M^{loss}$  составляется подобным образом:

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \Lambda^{inf} \\ \Lambda^{loss} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где  $\Lambda$  – это вектор столбец всех потоков;  $\Lambda^{inf}$  – это вектор столбец информационных потоков;  $\Lambda^{loss}$  – это вектор столбец потоков потерь.



В общем виде матрица  $\Lambda^{inf}$  состоит из вектора потоков от каждого источника и записывается в следующем виде:

$$\Lambda^{inf} = \begin{bmatrix} [\Lambda_{11k_1}^{inf}] \\ \dots \\ [\Lambda_{sdk_s}^{inf}] \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где  $n$  – число источников;  $d$  – число получателей;  $k_s$  – это количество информационных потоков от  $s$ -го источника.

Запишем ограничения применив формулы 2–5 [4]:

1. Поскольку в исходных данных отсутствуют ограничивающие нелинейные неравенства, то  $c(x) = 0$ .

2. Функция  $ceq(x)$  задается из формулы (1) с условием, что интенсивность нагрузки канала сброса равна интенсивности потерь, тогда формула (1) принимает следующий вид:

$$ceq(x)\lambda_{s\ loss}^q - \sum_{s_q} \lambda_{s_q} \cdot p_{loss},$$

где  $\lambda_{s\ loss}^q$  – поток потерь для канала  $q$  от источника  $s$ ;  $\lambda_{s_q}$  – суммарный поток в канале  $q$  от источника  $s$ ;  $q$  – номер канала передачи;  $s_q$  – номер потока от источника  $s$  в канале  $q$ .

3. Ограничивающее линейное неравенство задается из условия, что интенсивность нагрузки является величиной положительной  $\lambda_i \geq 0$ . Следуя из того, что неравенство имеет вид  $A \cdot x \leq b$ , необходимо поменять знак на противоположный –  $\lambda_i \leq 0$ . Также необходимо учесть, что суммарная интенсивность нагрузки в канале не должна превышать пропускной способности канала передачи:  $\sum \lambda < \mu$ . Тогда неравенство примет следующий вид:

$$\begin{bmatrix} -[E] \\ [M]^T \end{bmatrix} \cdot [\Lambda] \leq \begin{bmatrix} [0] \\ [\mu] \end{bmatrix},$$

где  $[\mu]$  – вектор столбец пропускных способностей каналов передачи.

$$[\mu] = \begin{bmatrix} \mu_1 \\ \dots \\ \mu_q \end{bmatrix}.$$

4. Ограничивающее линейное равенство задается из условия, что выходная интенсивность нагрузки является суммой интенсивностей на выходе каналов передачи. Тогда равенство примет следующий вид:

$$[M_d^{inf}]^T \cdot [\Lambda^{inf}] = \Lambda_{out},$$

где  $M_d^{inf}$  – матрица информационных потоков, в которой столбцы с номерами, не равными номерам каналов получателей, равны нулю.

5. Набор нижних и верхних границ  $lb$  и  $ub$  отсутствует, поэтому поля в них оставляем пустыми.

6. Целевая функция является суммой всех потоков потерь и по условию стремится к минимуму:

$$fun = \sum_q \sum_s \lambda_s^q loss,$$

Теперь необходимо задать исходные данные. Пропускные способности каналов 8–12 равны 7 единиц данных/с, пропускная способность канала 7 равна 6,2 единицы данных/с. На стороне получателей 4 и 5 ожидаемый объем поступивших данных равен 4 единицам данных/с, на стороне получателей 2 объем поступивших данных равен 5,6 единиц данных/с. Каналы 1, 3, 6 являются источниками передаваемых данных. Каналы 13–15 являются каналами сброса, в которых учитываются потери.

В ходе решения были получены следующие результаты для всех каналов (табл. 1)

Таблица 1

**Объем данных, проходящий по каждому каналу**

Канал	Объем данных, единиц данных/с
1	9,0457
2	12,4672
3	13,0763
4	9,0457
5	10,1966
6	9,5875
7	6,1994
8	4,5228
9	4,5229
10	6,2678
11	6,8770
12	4,5229
13	2,8672
14	1,0457
15	2,1967

Для сравнения и подтверждения полученных в ходе расчета значений была разработана имитационная модель с таким же распределением в среде GPSS World. После сравнения было выявлено, что значения полученных результатов являются верными. Ниже представлены полученные значения каналов сброса имитационной модели (табл. 2).

Таблица 2

<b>Объем данных, проходящий по каналам сброса</b>	
Канал	Объем данных, единиц данных/с
13	2,9114
14	1,0782
15	2,2305

### Список литературы

1. Лемешко, А. В. Тензорная модель многопутевой маршрутизации с гарантиями качества обслуживания одновременно по множеству разнородных показателей / А. В. Лемешко, О. Ю. Евсева. // Проблемы телекоммуникаций. – М., 2012. – №4(9). – С. 16–31.
2. Бертсекас, Д. Сети передачи данных: учеб. пособие для вузов / Д. Бертсекас, Р. Галлагер; под общ. ред. Б. С. Цыбакова. – М.: Мир, 1989. – 544 с.
3. Пономарев, Д. Ю. Учет потерь в тензорной модели инфокоммуникационных сетей [Электронный ресурс] / Д. Ю. Пономарев. – URL: <http://ponomarevdu.ru/olderfiles/1/Ponomarev.pdf>.
4. Find minimum of constrained nonlinear multivariable function. – URL: <https://www.mathworks.com/help/optim/ug/fmincon.html>.

# ОСОБЕННОСТИ РАДИОИНТЕРФЕЙСА ПАКЕТНОЙ СЕТИ СТАНДАРТА WI-FI 6

**А.С. Пустогачев**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074 г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: spustogachev111@gmail.com

Современный уровень развития радиоэлектроники позволяет обеспечить качество приема/передачи в радиосистемах передачи данных на уровне проводных систем связи. Новый Wi-Fi 6 интересен тем, что в нем есть физическое перестроение антенн поддержка OFDMA – множественный доступ с ортогональным частотным разделением каналов и уплотнение информации за счет поддержки модуляции QAM 1024, что позволяет увеличить количество бит передаваемой информации в расчете на 1 Гц частотного диапазона, и маркировка пакетов в каналах с целью распознавания «свой-чужой». Плюс гибкость настройки и высокие скорости передачи данных.

В настоящее время наиболее интенсивно развиваются беспроводные сети связи с подвижными объектами. Одними из самых распространенных вариантов таких сетей по праву могут считаться пакетные сети, построенные в соответствии со стандартом Wi-Fi. Поэтому данная статья посвящена рассмотрению особенностей радиоинтерфейса пакетной сети Wi-Fi 6 [1]. Сети Wi-Fi широко распространены в современном мире, скорости и качество передачи данных посредством нового стандарта 802.11ax значительно выросли. Для сравнения предыдущих поколений Wi-Fi в табл. 1–4 приведены данные стандартов 802.11.

Таблица 1

**Сравнение стандартов беспроводной передачи данных 802.11**

Стандарт	Частотный диапазон	Скорость передачи данных
802.11n	2,4 ГГц или 5 ГГц	150 Мбит/с
802.11ac	5 ГГц	450 Мбит/с
802.11ax	2,4 ГГц или 5 ГГц	1 Гбит/с

Данная скорость передачи данных достигается за счет использования следующих видов модуляции (табл. 2).

Таблица 2

**Сравнение видов модуляции стандартов беспроводной передачи данных 802.11**

Стандарт	Модуляция	Число битов на символ
802.11n	64 QAM	6
802.11ac	256 QAM	8
802.11ax	1024 QAM	10

Для оценки скорости передачи пакетов данных вводят понятие защитного интервала (Guard Interval), который показывает время в секундах между посылками данных.

Таблица 3

**Сравнение стандартов 802.11**

Параметр	До 802.11ac	802.11ax
Длительность символа	3,2 мкс	12,8 мкс
Защитный интервал (GI)	0,8 мкс	0,8 мкс

Таблица 4

**Сравнение количества поднесущих стандартов 802.11**

Параметры поднесущих	Полоса частот, МГц	802.11	802.11ac	802.11ax
Минимальная полоса пропускания поднесущей	–	312,5 кГц	312,5 кГц	78,125 кГц
Количество поднесущих	20	52	52	234
	40	108	108	468
	80	–	234	980
	160	–	2 × 234	2 × 980

Количество поднесущих для полосы пропускания NT80 может быть посчитано только для стандартов 802.11ac и 802.11ax. Увеличение количества поднесущих нашло свое применение в новой технологии многопользовательского мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (OFDMA).

До стандарта 802.11ax для беспроводной передачи данных использовался только режим OFDM, при этом данные для пользователей различались по временным сегментам. В каждом временном сегменте пользователь занимал все поднесущие. Как видно из рис. 1, каждый пользователь в определенные моменты времени занимает всю полосу пропускания, различить пользователей можно только по временным сегментам.

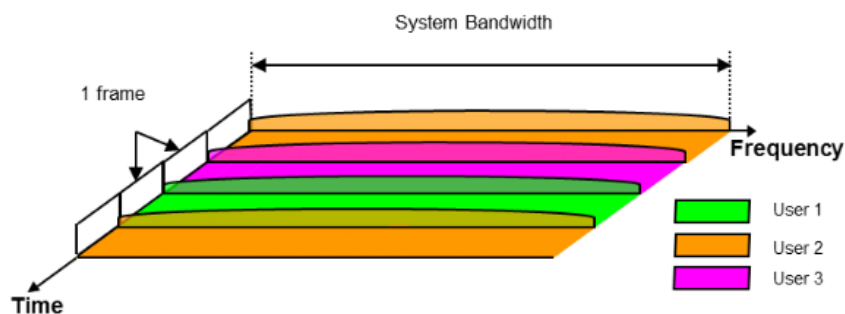


Рис. 1. Режим работы OFDM

На рис. 2 представлено распределение частот режима OFDM в диапазоне 5 ГГц в 8 каналах по 20 МГц. Из табл. 4 узнаем, что на 20 МГц помещается 52 поднесущих с разносом по частоте 316,5 кГц, 48 поднесущих используется для передачи данных, 4 поднесущие для задания фазы.

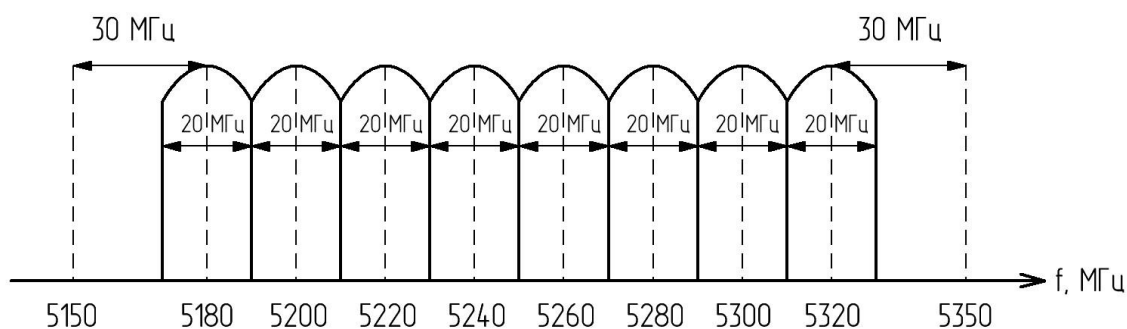


Рис. 2. Канал OFDM в диапазоне 5 ГГц

Режим передачи OFDMA, реализованный в Wi-Fi 6, является более эффективным способом передачи данных за счет использования режима Multiple Users (MU). Эта технология позволяет выделять поднесущие пользователю с возможностью множественного доступа. Иначе говоря, OFDMA дает возможность нескольким пользователям одновременно передавать или получать информацию через точку доступа, разделяя полосу пропускания для пользователей.

Как уже отмечалось выше, в 802.11ax имеется возможность работы с полосами пропускания в 20, 40, 80 и 160 МГц. В табл. 5 приведены количества RU для различных полос пропускания.

Большее количество PE указывает на большую эффективность работы в многопользовательском режиме, а также на большую пропускную способность. Цифра в таблице говорит о количестве пользователей, использующих канал для каждой из PE.

Таблица 5

## Количество ресурсных единиц (RE) для различных полос пропускания

RE	20 МГц	40 МГц	80 МГц	160 МГц
26	9	18	37	74
52	4	8	16	32
106	2	4	8	16
242	1	2	4	8
484	–	1	2	4
996	–	–	1	2
2 × 996	–	–	–	1

На рис. 3 и 4 изображено мультиплексирование каналов в 20 и 40 МГц для Wi-Fi 6 (802.11ax).

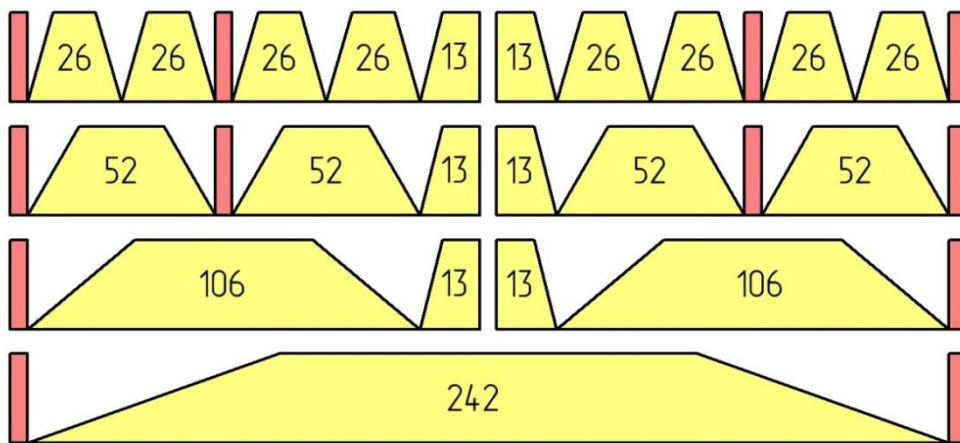


Рис. 3. Мультиплексирование канала 20 МГц с различными RU

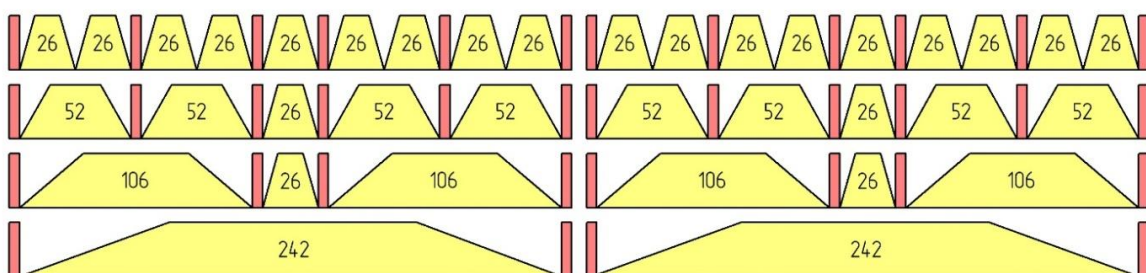


Рис. 4. Мультиплексирование канала 40 МГц с различными RU

На рис. 5 изображено мультиплексирование каналов 20, 40, 80, 160 МГц для Wi-Fi 5 (802.11ac).

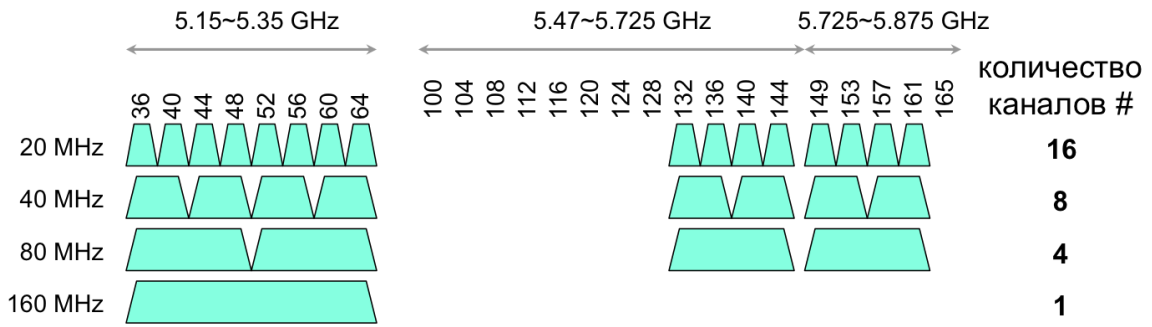


Рис. 5. Мультиплексирование каналов 20, 40, 80, 160 МГц с различными ресурсными единицами

На рис. 6 изображен теоретический спектр сигнала на частоте 2,4 ГГц.

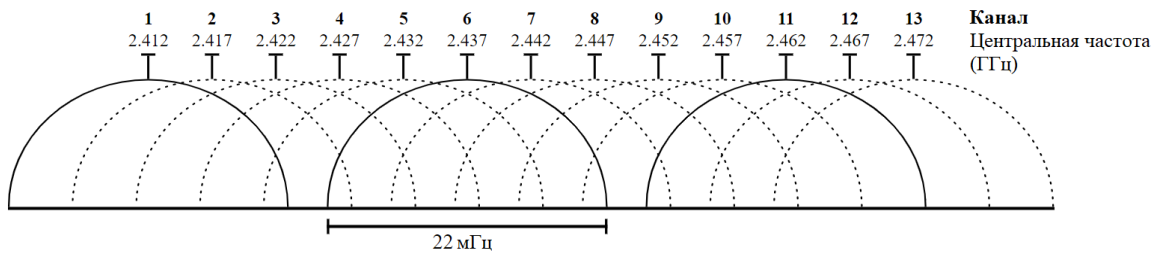


Рис. 6. Спектр частот

На практике использовалось оборудование компании Huawei, а именно контроллер AC6508, к которому была подключена точка доступа AirEngine6760-X1, где использовался Fat – метод подключения. На рис. 7 представлен внешний вид оборудования.



Рис. 7. Контроллер AC6508 и точка доступа AirEngine6760-X1

При помощи анализатора спектра был получен реальный спектр сигнала (рис. 8).



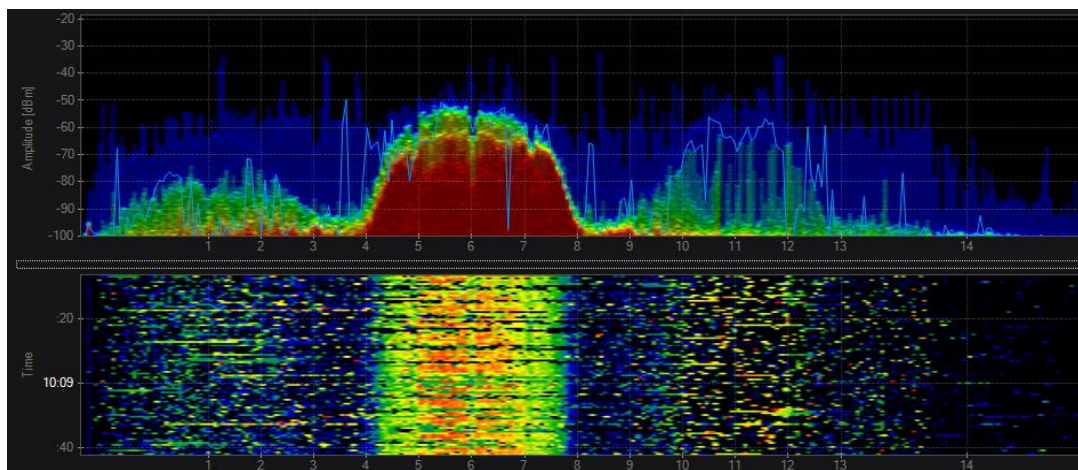


Рис. 8. Спектр сигнала

Теоретически, к одной точке доступа Wi-Fi 6 можно подключить до 74 пользователей. Разумеется, это экстремальное использование ресурсов одной точки, и оно будет применяться в редких случаях. Тем не менее, возможность расширить количество подключений есть, и она демонстрирует уникальные возможности OFDMA. Например, максимальная емкость в пересчете на одну точку доступа может пригодиться для подключения устройств Интернета вещей, не требующих большой скорости подключения.

При этом в большинстве случаев рекомендуется оставлять неиспользуемые поднесущие, которые выполняют функцию защиты от помех со стороны соседних каналов.

В целом, Wi-Fi 6 обладает большей максимальной емкостью, чем предыдущие стандарты. Это найдет широкое применение в разных условиях, например, гостевых зонах крупных компаний, аэропортах и других местах, требующих подключения большого количества пользователей к ресурсоемким сервисам. При этом технология OFDMA способна существенно сократить расходы на закупку оборудования и эксплуатацию сети Wi-Fi без снижения ее производительности.

Стандарт 802.11ax позволяет предприятиям и поставщикам услуг поддерживать новые и появляющиеся приложения в одной и той же инфраструктуре беспроводной локальной сети, обеспечивая при этом более высокий уровень обслуживания для старых приложений. Этот сценарий создает основу для новых бизнес-моделей и более широкого распространения Wi-Fi.

#### Список литературы

1. [https://ru.wikipedia.org/wiki/IEEE\\_802.11ax](https://ru.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.11ax).
2. Huawei Wi-Fi 6 (802.11ax) Technology White Paper / Huawei Technologies Co., Ltd. – 2019.

## ОЦЕНКА ИНТЕНСИВНОСТИ СИГНАЛОВ В INDOOR-СЕТИ WI-FI ДИАПАЗОНА

**А.С. Селиванов, Н.С.Зеленков, Д.Ю. Черников**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: selivanov.a.s@mail.ru

Позиционирование на базе Wi-Fi становится все более актуальным на фоне создания многочисленных мобильных приложений для мониторинга местоположения активов и людей на предприятиях. Предпринята попытка количественной оценки реальной зависимости интенсивности принимаемого сигнала от расстояния до AP и сравнение полученных результатов с теоретическими значениями для понимания возможности использования измерений интенсивности для оценки расстояния между AP и абонентским устройством.

Как показывает практика, оценка параметров радиосетей, развертываемых внутри помещений, измерения, проводимые реальными абонентскими устройствами [1–3], наиболее точно характеризуют качество услуг, которые могут быть оказаны сетью в подобной ситуации. В этой связи в данной работе предпринята попытка измерения интенсивности сигнала в диапазонах 2,4 и 5 ГГц, характерных для Wi-Fi сетей.

Экспериментальной оценке подлежала интенсивность сигналов внутри помещений при отсутствии каких-либо естественных или искусственных препятствий при использовании традиционных абонентских устройств, какими являются ноутбук и смартфон.

Для измерений использовалось прикладное программное обеспечение inSSIDer [4], которое было установлено на каждое из абонентских устройств. InSSIDer представляет собой универсальную программу для мониторинга Wi-Fi сетей. Измерительной антенной является встроенная антенна телефона или ноутбука.

Точка доступа сети Wi-Fi Asus RT – AC51U – Access point – AP была подвешена на высоте порядка 2 м над уровнем пола (рис. 1).

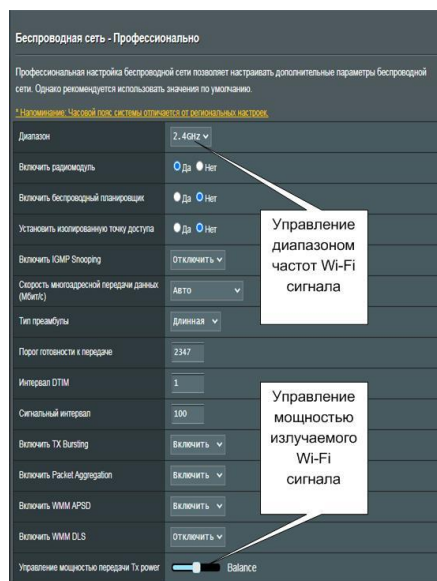
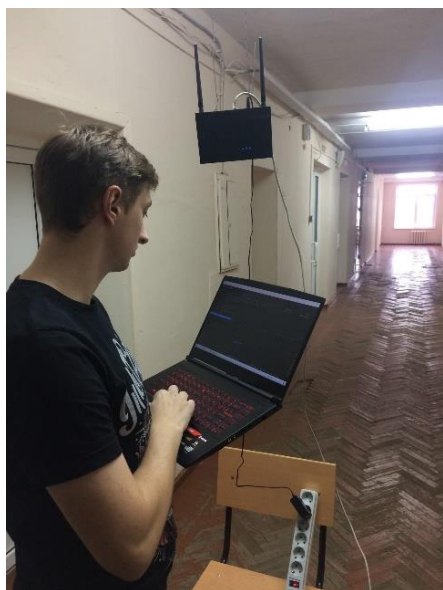


Рис. 1. Условия проведения измерений и управление параметрами излучаемого сигнала Wi Fi

Расстояние между AP и абонентским оборудованием фиксировалось с шагом в 2 м перед измерением мощности принимаемого сигнала. Эксперимент проводился для различных ситуаций:

- различная мощность излучаемого сигнала (25 % от максимальной мощности излучения и 100 % мощности);
- различный частотный диапазон (2,4 и 5 ГГц);
- разные частотные полосы канала (20, 40, 80 МГц);
- различные приемные устройства (ноутбук и смартфон).

Ниже представлены графики зависимостей мощности принятого сигнала в дБм от расстояния в м, снятые с помощью ноутбука в диапазонах 2,4 и 5 ГГц для различных уровней сигнала излучаемого со стороны AP (рис. 2 и 3).

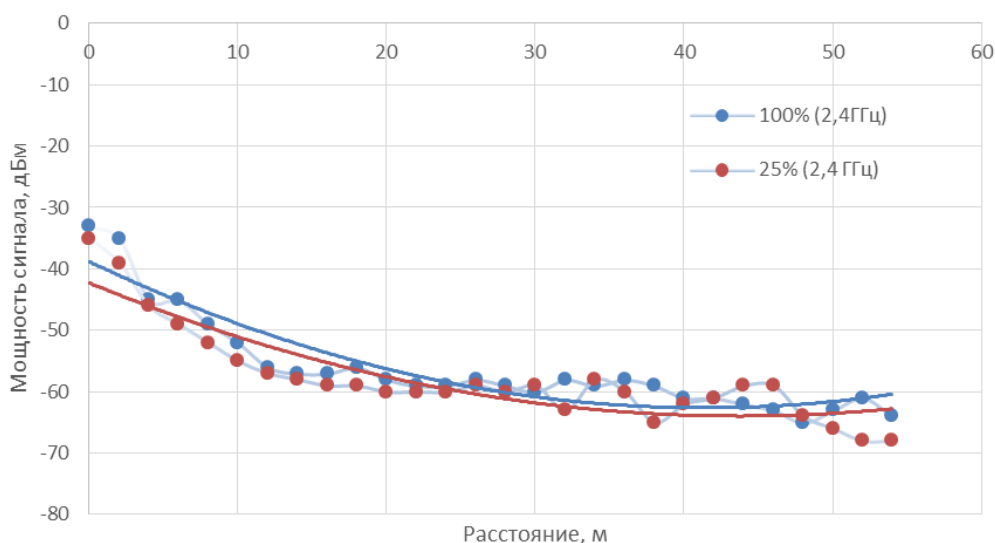


Рис. 2. Зависимость мощности сигнала от расстояния в диапазоне 2,4 ГГц

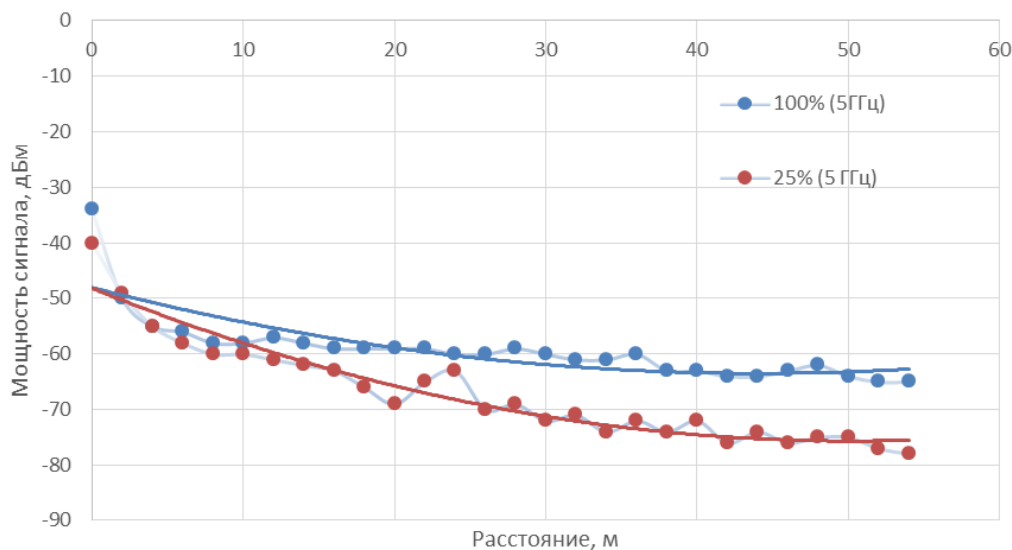


Рис. 3. Зависимость мощности сигнала от расстояния в диапазоне 5 ГГц

На представленных графиках гладкие кривые демонстрируют возможность аппроксимации полученных экспериментальных значений.

Основной целью эксперимента было выявление реальной зависимости интенсивности принимаемого сигнала от расстояния до АР и сравнение полученных результатов с теоретическими значениями для понимания возможности использования измерений интенсивности для оценки расстояния между АР и абонентским устройством.

Проводя анализ представленных графиков можно сделать вывод, что в данном диапазоне расстояний уровень мощности излучаемой АР не оказывает существенного влияния ни на величину принимаемого сигнала, ни на характер изменения величины принимаемого сигнала при увеличении расстояния между АР и используемым абонентским устройством. Кроме этого, характер изменения полностью сохраняется для случаев использования различных абонентских устройств. Существенные колебания интенсивности были зарегистрированы только для расстояний более 30 м при приеме с помощью мобильного телефона, что можно объяснить меньшей пространственной стабильностью данного абонентского устройства.

### Список литературы

1. Забродин, А. Н. Особенности измерения параметров мультисервисной сети связи на основе технологии WI-FI / А. Н. Забродин, В. Н. Войцеховский, Д. Ю. Черников // Фундаментальные основы, теория, методы и средства измерений, контроля и диагностики, материалы 19-ой Международ. молодежн. науч.-практ. конф. – 2018. – С. 287–292.

2. Копылова, Н. Г. Предварительная обработка и накопление информации в задачах оценки качества Wireless-сетей / Н. Г. Копылова, Д. Ю. Черников // Информационно-телекоммуникационные системы и технологии, материалы Всерос. науч.-практ. конф. – 2019. – С. 110–112.

3. Зеленков, Н. С. Indoor-навигация с использованием сетей WI-FI / Н. С. Зеленков, Д. Ю. Черников // Современные проблемы радиоэлектроники, материалы XXII Всерос. науч.-техн. конф. с международным участием, посвященной 125-й годовщине Дня радио. – Красноярск, Сиб. федер. ун-т. – 2020. – С. 301–305.

4. Insider / Википедия – Свободная энциклопедия. – URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/InSSIDer>.

## ОЦЕНКА СТЕПЕНИ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ МНОГОПРОДУКТОВЫХ ПОТОКОВ В СРЕДЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ GPSS WORLD

**К.Э. Гаипов, М.С. Демичев, Р.Ф. Файзулин, А.А. Демичева**

Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева  
660037, г. Красноярск, просп. им. газ. «Красноярский рабочий», 31  
E-mail: mdemichev@yandex.ru

Произведен анализ вероятностей потерь вызовов многопродуктовых потоков, поступающих на обслуживающее устройство с разной интенсивностью поступления. Модель сформирована в среде имитационного моделирования GPSS World, по результатам работы которой определены зависимости влияния потоков друг на друга. Данная информация необходима для имитации работы реального сетевого оборудования.

При поступлении информационных пакетов в сеть передачи информации необходимо предоставить каждому из источников данных пакетов равные возможности для использования ресурсов сети. Под такими ресурсами могут пониматься, например, полоса пропускания, время центрального процессора и буферное пространство. Разделение ресурсов между потоками может быть реализовано с помощью различных алгоритмов, таких как Round Robin (RR), Fair Queuing (FQ).

Алгоритм RR подразумевает обеспечение равнозначного доступа каждой из очередей к ресурсам системы. Каждый раз, когда система освобождается, планировщик циклически выбирает очередь, из которой принимается пакет на обслуживание. Если в очереди на момент, когда к ней обращается планировщик, отсутствует пакет, то планировщик обращается к следующей очереди. Данный алгоритм не обеспечивает принцип «справедливого обслуживания» для случаев, когда пакеты имеют переменную длину [1].

Идеей алгоритма FQ является возможность предоставления определенного минимального значения пропускной способности сети, а также значения временных задержек при поступлении пакетов в канал обслуживания. Доля выделяемой определенному потоку пропускной способности выходного интерфейса определяется значением качества обслуживания какого-либо класса [2].

Для справедливого обслуживания потоков с разной скоростью, чтобы ни один поток не доминировал над другим и получал равное количество ресурсов системы, необходимо в реальных системах применять представленные выше алгоритмы.

При оценке влияния на характеристики качества обслуживания систем применяются алгоритмы RR, FQ, что приведено в научных

работах [3, 4]. Однако ни в одной из работ не представлена имитационная модель обработки входящих потоков в систему.

Для решения задачи по обработке потоков с разными интенсивностями поступления была составлена имитационная модель системы в среде GPSS World (рис. 1).

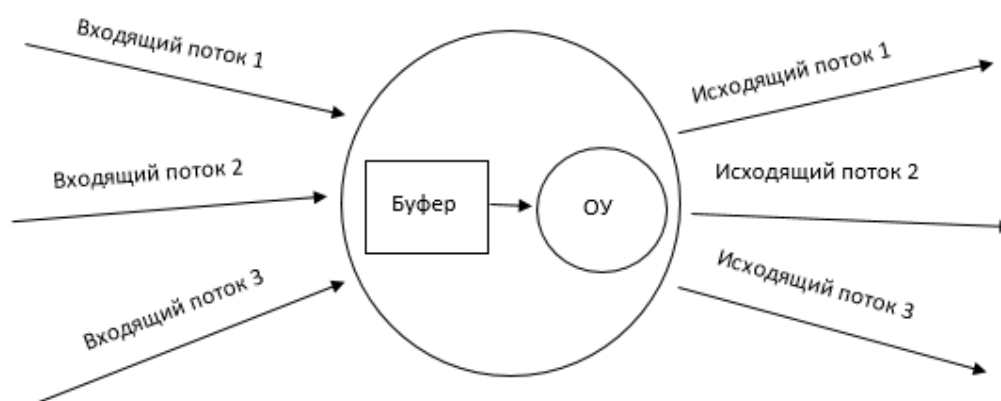


Рис. 1. Имитационная модель системы

Система включает в себя три входящих потока с интенсивностями  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$  и  $\lambda_3$ , буфер объема  $N$ , обслуживающее устройство (ОУ) с интенсивностью обработки  $\mu$ , а также два исходящих потока.

В работе рассматривались объемы буфера  $N$ , равные 5, 15 и 25 единиц. Для каждого размера буфера  $N$  изменялись интенсивности  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$  и  $\lambda_3$  с шагом равным 6 сообщений/ед. времени, при этом средняя суммарная интенсивность входящих потоков постоянна и равна 48 сообщений/ед. времени. Интенсивность обработки сообщений ОУ  $\mu = 50$  сообщений/ед. времени. Время моделирования равно 100 000 единиц модельного времени.

В процессе имитационного моделирования вычислялись вероятности потерь сообщений потока 1, потока 2 и потока 3. Вероятность потерь для потока вычислялась как отношение количества потерянных вызовов к количеству сгенерированных. Данные значения вычислены для каждого потока в отдельности, а также для суммы входящих потоков.

График зависимости вероятности потерь для входных потоков от их интенсивности поступления представлен рис. 2.

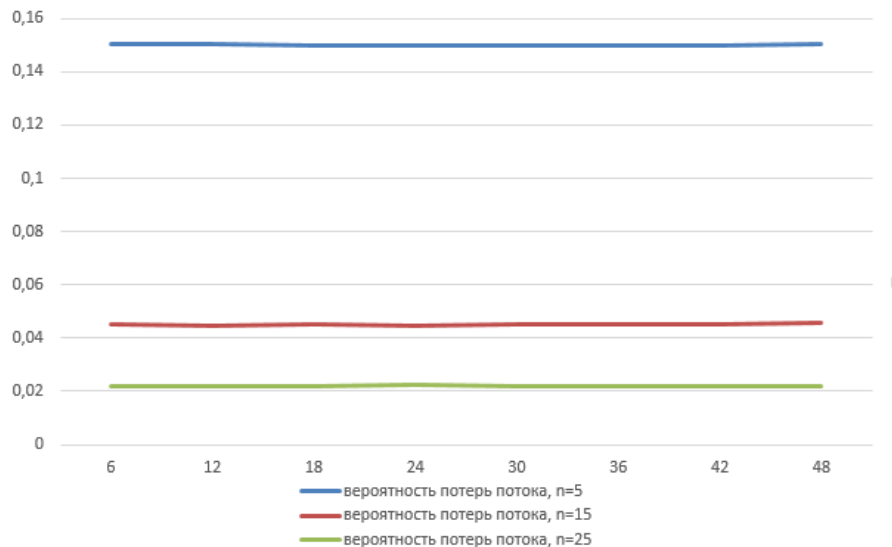


Рис. 2. Вероятности потерь для входных потоков от их интенсивности поступления

Зависимости для различных значений буфера  $N = 5, 15, 25$  изображены на одном рисунке, но представлены различным цветом для наглядности и возможности дальнейшего сравнения и анализа полученных результатов моделирования.

### Код программы

```
GENERATE (exponential(1,0,1/46)); создание потока вызовов, источник 1,
ASSIGN potok,1
TRANSFER,TO_SYSTEM
```

```
GENERATE (exponential(1,0,1/2)); создание потока вызовов, источник 2
ASSIGN potok,2
TRANSFER,TO_SYSTEM_3
```

```
GENERATE (exponential(1,0,1/2)); создание потока вызовов, источник 3
ASSIGN potok,3
```

```
TO_SYSTEM TEST L Q$SYSTEM_BUF,4,OUT;
QUEUE SYSTEM_BUF; занятие места в очереди
SEIZE com_node; занять канал обслуживания
DEPART SYSTEM_BUF; выход из очереди
ADVANCE (EXPONENTIAL(1,0,1/50)); имитация обслуживания
RELEASE com_node; освободить канал обслуживания
TEST NE P$potok,1,OUT_FIR
TEST NE P$potok,2,OUT_SEC
TEST NE P$potok,3,OUT_THI
```

```
OUT SAVEVALUE loss,N$OUT
TRANSFER,EX
```

```
OUT_FIR SAVEVALUE out_of_first,N$OUT_FIR
```



```

TRANSFER,EX
OUT_SEC      SAVEVALUE out_of_second,N$OUT_SEC
TRANSFER,EX
OUT_THI      SAVEVALUE out_of_third,N$OUT_THI
TRANSFER,EX

EX  TERMINATE
GENERATE 100000
TERMINATE 1
START 1

```

Таким образом, при анализе полученных результатов было выявлено, что вероятности потерь потока 1, потока 2, потока 3 равны между собой и равны общей вероятности потерь при любых пропорциях обслуживаемых потоков. Из этого можно сделать вывод, что в среде имитационного моделирования GPSS Word при обслуживании нескольких потоков одним ОУ происходит их справедливое обслуживание, а вероятности потерь для отдельно взятого потока и суммарного потока одинаковы, следовательно, нет необходимости в применении и реализации специальных алгоритмов справедливого обслуживания RR, FQ при моделировании распределения информационных потоков в телекоммуникационных сетях.

#### Список литературы

1. Кучерявый, Е. А. Управление трафиком и качество обслуживания в сети Интернет / Е. А. Кучерявый. – Спб.: Наука и Техника, 2004. – 336 с.
2. Татарникова, Т. М. Оценка вероятностно-временных характеристик сетевых узлов с дифференциацией трафика / Т. М. Татарникова, А. В. Вольский // Информационно-управляющие системы. – 2018. – № 3. – С. 54–60.
3. Подольский, Д. В. К вопросу оценки качества обслуживания в сетях следующего поколения / Д. В. Подольский // Т-сomm: телекоммуникации и транспорт. – 2012. – № 7. – С. 146–150.
4. Земцов, А. Н. Анализ эффективности алгоритмов планирования передачи пакета в сетях LTE / А. Н. Земцов, Зунг Хань Чан // Инженерный вестник Дона. – 2019. – № 4. – С. 15.

# ПРАКТИКА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ SOFTSWITCH ASTERISK/FreePBX В СРЕДЕ ВИРТУАЛЬНЫХ МАШИН

**А.В. Цыпцова, Д.Ю. Черников**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: arinacypcova@gmail.com

Многочисленные и успешные примеры использования интернет-технологий для приема/передачи VoIP трафика быстро приводят к мысли о том, что коммутация пакетов гораздо лучше соответствует современным тенденциям развития телекоммуникационной инфраструктуры, чем коммутация каналов [1–2]. При этом во многих ситуациях практическая реализация пакетных технологий может оказаться еще и проще.

Для телекоммуникационных систем, основной задачей которых является обработка речевого трафика, характерной и повсеместной тенденцией является переход к технологиям SIP VoIP телефонии. В качестве одного из наиболее бюджетных вариантов коммутационного оборудования представляется использование виртуальной машины [3], располагающей необходимыми вычислительными ресурсами, под управлением прикладного программного обеспечения (ПО), вполне справедливо относимого к SoftSwitch. Одним из наиболее широко распространенных вариантов SoftSwitch вне всяких сомнений является вычислительный комплекс под управлением прикладного ПО Asterisk, дополненный графическим Web-интерфейсом FreePBX [4].

Для заведения на SoftSwitch, работающего под управлением Asterisk/FreePBX, нового абонента необходимо зарегистрироваться в системе с правами администратора. После чего можно прописать абонента, например, с четырехзначным внутренним номером nnnn (в нашем примере nnnn = 4141) для чего, по существу, требуется заполнить только три поля формы, приведенной на рис. 1.

Внутренний номер: 4141

Общие    Голосовая почта    Найти меня/Следуйте сюда    Расширенный    Pin Sets    Другое

— Редактировать внутренний номер

Это устройство использует CHAN\_SIP технологию listening on Port 5060 (UDP), Port 5060 (TCP), Port 5061 (TLS)

Отображаемое имя ☺	4141
Исходящий Caller ID ☺	4141
Caller ID для экстренных служб ☺	
Секрет ☺	###,###

Рис. 1 Форма для прописывания нового внутреннего абонента

Причем последнее из них называется `secret` и является паролем, который используется при регистрации абонента на SoftSwitch. После окончания необходимых действий сохраняем занесенную информацию, используя кнопку «Сохранить» (Submit, англ.) в правом нижнем углу формы (рис. 1) и активации произведенных действий, обязательно используем транспарант, расположенный в правом верхнем углу формы, который написан на ярко красном фоне «Применить» (Apply, англ.)

Если заведенного таким образом абонента в дальнейшем предполагается использовать в качестве одного из операторов микро Call-центра [5], обработка входящего вызова в его адрес должна сопровождаться обязательным озвучиванием специального приветствия, которое предварительно должно быть записано в виде звукового файла. Организация этого дополнительного функционала включает запись или копирование звукового файла, подготовленного сторонними приложениями, но может быть выполнена и средствами SoftSwitch. Для этого используется строка выпадающего меню «Системные записи», которая расположена в пункте «Администратор» основного меню Web-интерфейса FreePBX (см. рис. 2). Клик по этому пункту вызывает к жизни специальную форму.

Рис. 2. Технология формирования голосового сообщения

Формирование приветствия выполняется за счет выбора ранее записанного звукового файла кликом по кнопке «Browse» или использованием поля «Record Over Extension», в котором указывается номер абонентского окончания, и с использованием которого будет осуществляться запись голосового приветствия и клика по кнопке «Call». Причем в этом качестве может быть использовано и прописанное нами абонентское окончание с номером `nnnn = 4141`. Выполняя команду «Call» (Вызов), система произведет исходящий вызов на указанный номер,

отвечая на который можно будет сформировать необходимое голосовое сообщение.

В нашем случае основная запись приветствия будет называться Huawei\_SFU. Ее качество характеризуется следующими параметрами 44,1 кГц, 16 бит, длительность 6 с. В состав приветствия может в общем случае входить произвольное число записей.

Далее, используя вкладку «Найди меня», которая расположена в меню редактирования опций каждого из внутренних абонентов (см. рис. 1), подключим для данного абонентского номера услугу голосовой почты (Voice mail), а также произведем настройку процедуры записи содержаний всех входящих голосовых вызовов. Включение голосовой почты осуществляется установкой флага в состояние «Yes» в первом же пункте меню «Голосовая почта».

При конфигурировании функции записи телефонных обращений к оператору микро Call-центра, будем исходить из того, что интерес представляют в большей степени внешние вызовы. Включение данного функционала осуществляется в пункте «Запись разговора», который расположен в составе этой же формы. Поэтому в опциях записи установим соответствующий пункт только для контроля внешних входящих и исходящих соединений. Для внутренних входящих и исходящих соединений эту опцию оставим в состоянии «Нет» (рис. 3).

— Опции записи					
Контроль внешних входящих соединений ⓘ	Принудительно	Да	Не существенно	Нет	Никогда
Контроль внешних исходящих соединений ⓘ	Принудительно	Да	Не существенно	Нет	Никогда
Контроль внутренних входящих соединений ⓘ	Принудительно	Да	Не существенно	Нет	Никогда
Контроль внутренних исходящих соединений ⓘ	Принудительно	Да	Не существенно	Нет	Никогда
Запись разговоров ⓘ	Выключить	Включить	Переписать		

Рис. 3. Включение записи вызовов для внутреннего абонентов

Настройку технологии включения функционала дополнительных услуг для extension в составе SoftSwitch на основе FreePBX необходимо завершить кликами по кнопке «Сохранить» и использованием транспаранта «Применить изменения» для того, чтобы предпринятые административные действия в отношении вновь созданного абонента вступили в силу.

Объем трафика, который генерируется абонентским окончанием будет во многом определяться видом используемого аудиокодека. Разрешенные варианты аудиокодеков устанавливаются в ходе настроек

параметров SIP-протокола для всего SoftSwitch в пункте основного меню FreePBX «Настройки» и пункте выпадающего меню «Установки Asterisk для SIP», соответственно.

Для оценки объема формируемого трафика можно воспользоваться технологией мониторинга, реализованной в составе гипервизора EXSI ver. 7.0 [6]. Измерения проводились на сетевом интерфейсе виртуальной машины (VM), которая являлась базовым элементом для развертывания SoftSwitch. Используемая технология позволила измерить реальные скорости передачи данных при организации VoIP SIP телефонных вызовов [7]. Результаты наблюдения за телефонными вызовами, организуемыми между двумя абонентами Softphone, для каждого из которых прописано использование различных голосовых кодеков (g.729, g.711A, GSM соответственно), представлены на рис. 4.

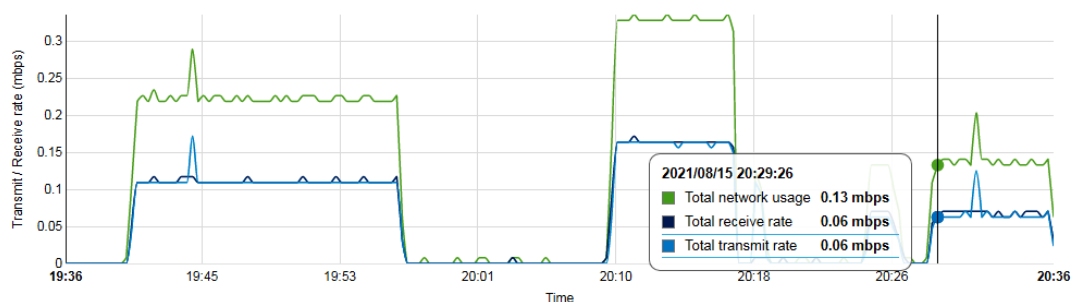


Рис. 4. Трафик вызовов при различных вариантах аудиокодеков

При реальном использовании SoftSwitch ограничиваться одним вариантом аудиокодека является нецелесообразным, т. к. отсутствие аналогичного кодека на вызывающей или принимающей сторонах приведет к невозможности установления вызова.

### Список литературы

1. Черников, Д. Ю. Предоставление услуг triple play на основе технологий широкополосного радиодоступа NG-1 / Д. Ю. Черников, А. В. Туров, А. Г. Девлишов // Современные проблемы радиоэлектроники; сб. науч. тр. участников ежегодной Всерос. науч.-техн. конф. молодых ученых и студентов, посвященной 122-й годовщине Дня радио. – Красноярск, Сиб. федер. ун-т. – Институт инженерной физики и радиоэлектроники. – 2017. – С. 672–675.

2. Черников, Д. Ю. Особенности использования абонентских радиостанций в сети широкополосного радиодоступа NG-1 / Д. Ю. Черников, К. В. Тарбазанов, Л. Л. Набирухина // Современные проблемы радиоэлектроники сборник науч. трудов участников ежегодной Всерос. науч.-техн. конф. молодых ученых и студентов, посвященной 122-й годовщине Дня радио. – Красноярск, Сиб. федер. ун-т. – Институт инженерной физики и радиоэлектроники. – 2017. – С. 680–684.

3. Цыпцова, А. В. Особенности реализации и использования виртуальных ресурсов на основе серверов Huawei FusionServer 1288H v5 / А. В. Цыпцова, Д. Ю. Черников // Проспект свободный–2021, материалы XVII Междунар. конф. студ., аспирантов и молодых ученых. Министерство науки и высш. образования. РФ, СФУ, отв. за вып. Франчук С. К. – Красноярск, 2021. – С. 2337–2340.

4. Обновления в FreePBX 15. Офисная IP-телефония на базе Asterisk от VoxLink. – URL: <https://voxlink.ru/kb/freepbx/obnovleniya-v-freepbx-15/>.

5. Родикова, Д. С. Разработка интерактивных сценариев обработки входящих вызовов микро call-центров, построенных на основе SMG-2016 / Д. С. Родикова, А. М. Ласькова, Д. Ю. Черников // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении «КомТех-2018». Всеросс. науч.-техн. конф. с междунар. уч. – Таганрог, 2018. – С.103–108.

6. VMware ESXi: специализированный аппаратный гипервизор. – URL: <https://www.vmware.com/ru/products/esxi-and-esx.html>.

7. Иванова, В. С. Оценка производительности виртуальных сетевых интерфейсов средствами системы мониторинга гипервизора ESXi / В. С. Иванова, Д. Ю. Черников // Информатизация образования и методика электронного обучения: цифровые технологии в образовании, матер. V Междунар. научн. конф. В 2-х частях, под общ. ред. М. В. Носкова. Красноярск, 2021. – С. 130–134.

# ПРОЕКТ МОДЕРНИЗАЦИИ ПОДСИСТЕМЫ ИСУЭ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ КОМПАНИИ ПУТЕМ ОРГАНИЗАЦИИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ VPN НА ОПОРНОЙ СЕТИ ОПЕРАТОРА СОТОВОЙ СВЯЗИ

**Я.В. Михайленко**

ООО «Южная Энерго- Телекоммуникационная  
Строительная Компания» (ООО «ЭТСК-ЮГ»)  
350062, Краснодарский край, г. Краснодар, ул. им. Симиренко, 18-90  
E-mail: etsk@nettelecom.biz, yaroslav.mikhaylenko@gmail.com

Рассмотрен проект модернизации подсистемы ИСУЭ (интеллектуальной системы учета электрической энергии) путем создания корпоративной VPN (Virtual Private Network, «виртуальной частной сети»), построенной с использованием инфраструктуры оператора сотовой связи. Описаны цели создания данного решения, пути дальнейшего развития и расширения, а также некоторые технические и экономические аспекты реализации в разрезе потребностей «типовой» региональной энергетической компании.

Энергетические компании рассматривают сотрудничество с операторами связи, например, по строительству (подвесу) волоконно-оптических линий связи на линиях электропередач (далее – ВОЛС на ВЛ), как уже успешно зарекомендовавшую себя практику. Это сотрудничество позволяет энергетикам активно развивать собственную технологическую связь, эффективно используя средства. Исходя из практики использования и опыта эксплуатации, можно сделать вывод об определенном удобстве и надежности применения ВОЛС, построенных с использованием инфраструктуры электроэнергетики, не только для решения «коммерческих» телекоммуникационных задач, таких как передача голоса, данных, видео, но и для успешного применения в области технологической связи, телемеханики, релейной защиты, частично (для магистральных соединений некоторых УСПД – Устройств Сбора и Передачи Данных), в области подсистем ИСУЭ [1].

Однако на практике в ИСУЭ используется сотовая связь 2G «с аналоговым дозвоном», построенная на подключаемых к приборам учета GSM/GPRS модемах, а также встроенных в приборы учета и УСПД модемах. При этом очень часто в рамках одной компании-потребителя услуг сотовой связи используется подключение к нескольким операторам связи с не самыми оптимальными условиями и тарифами. Из-за повсеместного развития зон покрытия сетей и расширения канальной емкости операторов связи целесообразен полный переход на статическую внутреннюю (для безопасности и закрытости от внешних нежелательных воздействий) IP-адресацию и использование только опорной сети

GPRS/EDGE и/ или UMTS/HSDPA (3G и 4G LTE при условии поддержки со стороны оборудования, используемого в ИСУЭ, такого как модемы, счетчики, УСПД) одного оператора сотовой связи, оптимального по стоимости услуг и зоне покрытия.

При выборе оператора связи необходимо обратить внимание на сроки организации корпоративной VPN, величину первоначального (инсталляционного) платежа (включая организацию основного и резервного каналов подключения), плату за предоставление 1 (одной) сим-карты, величину ежемесячных платежей за поддержку работы и предоставление VPN и адресации, предоставление основного и резервного каналов доступа. При наличии технической и коммерческой возможности оператору связи следует предусмотреть два варианта оплаты услуг связи:

1. вариант с оплатой внутреннего трафика (суммарный биллинг от всех устройств, в точке агрегации);

2. вариант с предоставлением услуг с не лимитированной передачей данных (оплата суммируется от количества предоставленных сим-карт и стоимости поддержки VPN).

Отдельно, особенно при оплате по первому варианту, необходимо заострить внимание на потребляемом трафике. Опытным путем установлено, что объем 30-минутного профиля мощности составляет 0,07 мегабайт в сутки (средняя величина для популярных и часто используемых счетчиков СЭТ). С учетом служебного трафика (+45 %) это составит уже 0,1 мегабайт в сутки, что по истечению месяца (из расчета 31 день) даст уже 3,15 мегабайт. Прогнозно предусмотрев запас трафика еще в 25 %, с целью учесть дополнительные опросы и возможные обрывы связи, получим потребность в трафике в размере 3,91 мегабайт в месяц на 1 точку учета (в данном случае 1 сим-карту). Потребление трафика УСПД – до 2,5 раз больше.

Пример технических требований к организовываемой технологической VPN приведен в табл. 1. Данный пример может служить опросным листом и быть основой для Технического задания для проектирования либо можно использовать для запроса технико-коммерческих предложений от операторов связи.



Таблица 1

## Технические требования к организовываемой VPN

Техническое требование	Количественная / качественная характеристика
Зона предоставления Услуги	Вся территория края / области / республики
Тип используемого в подсистеме ИСУЭ оконечного оборудования передачи данных	<p>GPRS/GSM-модем:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• основная модель IRZ ATM21.B;</li> <li>• дополнительно используются модемы IRZ TG21.B; Teleofis RX608-R2, Меркурий 228, TSP-328, МИРТ-811, Siemens MC35(MC52).</li> </ul> <p>УСПД:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• МИРТ-880, CE-805M, РИМ-99.02, RTR-512, RTR7E.LG, RTR8A.LG, Sicon SM160-02;</li> </ul> <p>счетчики ИСУЭ со встроенным GSM-модемом:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Меркурий 234, Меркурий 230, Меркурий 203.2Т, КАСКАД-32-МТ.</li> </ul>
Количество sim-карт или внутренних IP-адресов: • начальный этап; • полное развитие	<ul style="list-style-type: none"> <li>• от 12 000 («первая» очередь);</li> <li>• до 25 000 (полное развитие)</li> </ul>
IP- адресация	Внутренняя, предоставление ИСУЭ выделенной сети/подсети
Доступ в Интернет	Не требуется на первоначальном этапе. Предусмотреть возможность маршрутизации с сетью Интернет
Точка агрегации трафика	Под точкой агрегации трафика в данных Технических требованиях понимается точка стыка «канал связи» – «сервер ИСУЭ» (физический интерфейс Ethernet сервера ИСУЭ)
Прогнозный трафик в точке агрегации, мес.: • начальный этап; • полное развитие	<ul style="list-style-type: none"> <li>• до 48 Гб./мес. («первая» очередь);</li> <li>• до 99 Гб. /мес.(полное развитие)</li> </ul>
Интерфейс (оконечный) подключения основного физического канала доступа	Ethernet, 1Гбит/с
Интерфейс (оконечный) подключения резервного канала доступа	Ethernet, 100 Мбит/с или выше
Параметры QoS	<p>Доступность сервиса 99,95 %;</p> <p>Потеря пакетов – 0,1%;</p> <p>Техническая поддержка:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• ежедневно;</li> <li>• в телефонном режиме в рабочие дни;</li> <li>• в режиме Helpdesk – круглосуточно;</li> </ul> <p>Восстановление основного канала доступа: tmax = 8 часов;</p> <p>Восстановление резервного канала доступа (при условии работоспособности основного канала): tmax = 24 часа.</p>

Важно и необходимо предусмотреть организацию (строительство) физического канала связи (ВОЛС) от оператора связи (ЦОД/центральный узел связи региона/города) до серверного оборудования ИСУЭ энергетической компании (ЦОД либо узел связи) и организацию резервного канала связи (физический/логический) между ЦОД оператора и ЦОД/офисом энергетической компании. Резервный канал связи должен быть физически и логически независимым от основного канала доступа. Упрощенная схема планируемой организации технологической связи подсистемы ИСУЭ с применением VPN приведена на рис. 1.

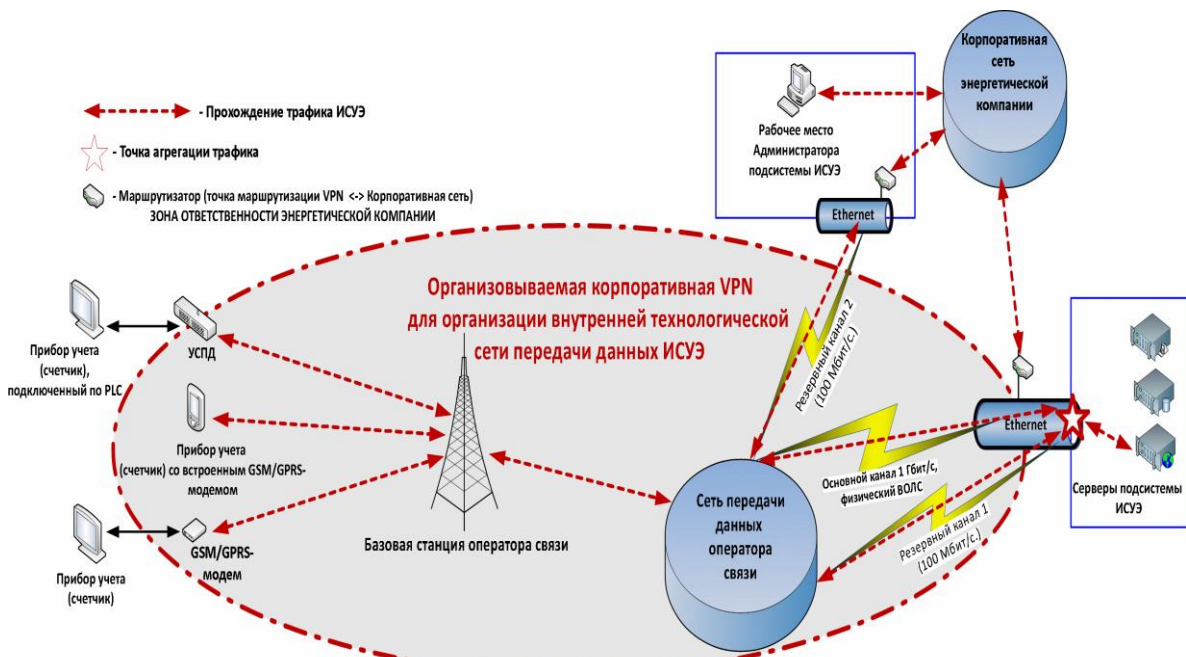


Рис. 1. Схема планируемой организации технологической связи подсистемы ИСУЭ с применением VPN

Реализация проекта позволит решить внутренние задачи энергетической компании в организации технологической связи (ИСУЭ), обеспечить собственные нужды компании в мобильной корпоративной связи, а также реализовать возможные дополнительные идеи проектов, в том числе с социальной направленностью. К примеру, предоставление сим-карт для членов семей сотрудников компании со льготной специальной тарификацией. При этом, за счет «оптовой» стоимости трафика будет достигаться существенная экономия затрат. Операторам мобильной связи также выгодно взаимное сотрудничество. Помимо расширения абонентской базы можно рассматривать партнерские взаимоотношения по технологическим присоединениям к электрическим сетям, размещению оборудования связи и пр.

Как важную особенность стоит отметить достаточно простую и уже заложенную изначально в саму идею проекта масштабируемость решения по организации технологической VPN, а также широкие коммуникационные возможности и возможности перспективного развития, например, такие как реализация сервисов FMC (Fixed Mobile Convergence) в головном офисе энергетической компании и всех ее подразделениях. Итоговой же целью может даже рассматриваться вопрос о создании собственного MVNO (Mobile Virtual Network Operator), оператора сотовой связи, использующего существующую инфраструктуру другого оператора, с возможной перспективой выделения в отдельный телекоммуникационный бизнес (дочернюю компанию). Это, помимо получения дополнительного дохода, даст новые маркетинговые преимущества и новые возможности прямого взаимодействия как с собственными абонентами-потребителями электроэнергии, так и внешними потребителями услуг связи. Дочерней компании можно поручить непрофильные узкоспециализированные вопросы, например, такие как управление проектами по подвесу ВОЛС на ВЛ, что принесет доходы от выдачи технических условий, размещения, обслуживания ВОЛС в денежной и неденежной форме (получение за право прохода по ВЛ в пользование оптических волокон для собственного использования либо последующей сдачи в аренду/субаренду), а также уменьшит нагрузку на основной бизнес энергетической компании [2].

### Список литературы

1. Бойко, А. С. Строительство волоконно-оптических линий связи методом замены грозозащитного троса ЛЭП и частный случай их применения в релейной защите / А. С. Бойко, Я. В. Михайленко // Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов. – Курск. – 2010. – № 9(51). – С. 116–120.

2. Михайленко, Я. В. Особенности реализации проектов строительства волоконно-оптических линий связи на воздушных линиях электропередач / Я. В. Михайленко // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. науч. ред. А. И. Громько. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2017. – 1 электрон. опт. диск. – С. 631–635.

## РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ТРАФИКА С УЧЕТОМ ПОТЕРЬ ПРИ ПОМОЩИ УЗЛОВОГО МЕТОДА

**А.В. Зимин, Д.С. Морунов, А.О. Черниговский, К.Э. Гаипов**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: alexandrzhimin123@gmail.com

Представлен алгоритм формирования математической модели оптимального распределения информационных потоков в телекоммуникационных сетях. В качестве критерия оптимальности выбран критерий минимальной интенсивности потери пакетов. Для моделирования интерфейсов передачи данных в качестве примера будет выступать одноканальная система массового обслуживания  $M/M/1/N$ .

Любую телекоммуникационную сеть можно представить в виде связного графа. В таком графе телекоммуникационные устройства будут представлены в виде узлов, а соединяющие их каналы связи в виде связующих ребер.

Учитывая, что по каналам связи потоки данных могут проходить в обе стороны, то граф будет направленным, и каждый канал связи необходимо представить в виде двух кратных ребер, противоположных по направлению. В качестве примера в данной работе будет рассмотрена телекоммуникационная система из трех устройств, соединенная по принципу «каждый с каждым».

Для применения узлового метода необходимо составить матрицу разрезов. Каждое ребро входящих, исходящих потоков и потоков потерь соединяется с дополнительным узлом, каждому из которых присваивается свой номер. Также все контуры, присутствующие в графе, должны быть разорваны добавлением дополнительного узла. По итогу данных действий получается картина, приведенная на рис. 1, где красным обозначены номера новых узлов.

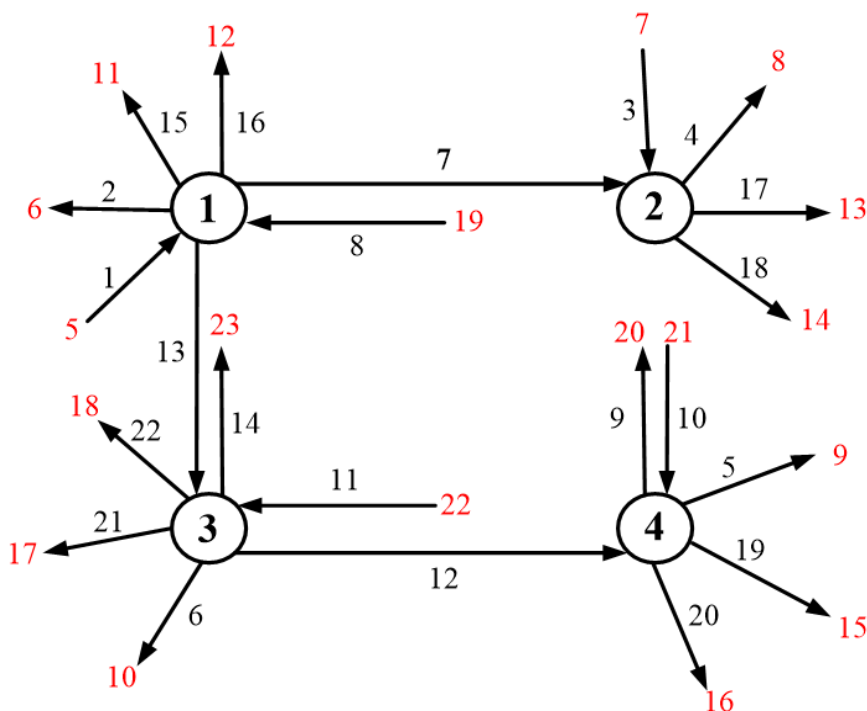


Рис. 1. Граф для расчета узловым методом

Далее необходимо произвести несколько разрезов таким образом, чтобы каждый затрагивал только ветви, инцидентные определенному узлу. Всего разрезов будет 22, по числу узлов.

В табл. будет 23 строки по числу узлов и 22 столбца по числу ветвей. Если ориентация ветви направлена в узел, то в соответствующей ячейке ставится знак «+», если из узла, то «-».

Для корректного составления задачи число строк в исходной матрице должно быть равно числу столбцов, поэтому воспользуемся методом Гаусса и просуммируем произвольные строки. В качестве примера была взята строка 5. Итоговая таблица имеет следующий вид (табл. 1).

Таблица 1

Преобразованная таблица разрезов графа

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	
1	+	-	0	0	0	0	-	-	0	0	0	0	-	+	-	-	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	+	-	0	0	+	-	+	-	0	0	0	0	0	0	м	-	0	0	0	0	0
3	0	0	0	0	0	-	0	0	0	0	+	-	+	-	0	0	0	0	0	0	0	-	-
4	0	0	0	0	-	0	0	0	-	+	-	+	0	0	0	0	0	0	-	-	0	0	0
6	0	+	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	0	0	-	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

8	0	0	0	+	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
9	0	0	0	0	+	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
10	0	0	0	0	0	+	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
11	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	+	0	0	0	0	0	0	0
12	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	+	0	0	0	0	0	0
13	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	+	0	0	0	0	0
14	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	+	0	0	0	0
15	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	+	0	0	0
16	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	+	0	0
17	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	+	0
18	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	+
19	0	0	0	0	0	0	0	-	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
20	0	0	0	0	0	0	0	0	+	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
21	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
22	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
23	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	+	0	0	0	0	0	0	0

Дальнейшие расчеты будут производиться с помощью программы Mathcad.

Для потоков вводятся 2 вектора –  $\lambda_1, \lambda_2$ , каждый элемент  $\lambda_{X_Y}$  которых соответствует потоку, создаваемому источником  $X$  в ребре  $Y$  и вектор пропускных способностей  $M$ , определяющий ширину каналов передачи данных 7–22.

Для того, чтобы выразить потоки в каждом канале связи через потоки в хордах, матрица  $C^T$  перемножается на вектора  $\lambda_1, \lambda_2$ :

$$\Lambda_1 = C^T \times \lambda_1, \quad (1)$$

$$\Lambda_2 = C^T \times \lambda_2. \quad (2)$$

Суммарный поток, таким образом, будет равен:

$$\Lambda^\Sigma = \Lambda_1 + \Lambda_2. \quad (3)$$

В качестве системы массового обслуживания, используемой в расчетах выбрана СМО М/М/1/Н [1] [2]. Соответственно, интенсивность сброса, или потоки в ребрах потерь будут рассчитываться по следующей формуле, для примера взят поток потерь 15 в канале 8:

$$\Lambda_{15}^{\Sigma} = \Lambda_8^{\Sigma} \times \frac{1 - \frac{\Lambda_8^{\Sigma}}{m_8}}{1 - \left(\frac{\Lambda_8^{\Sigma}}{m_8}\right)^{N+1}} \times \left(1 - \frac{\Lambda_8^{\Sigma}}{Mm_8}\right)^N. \quad (4)$$

Для расчетов вводится ряд неравенств, ограничивающих интенсивность потоков по ребрам, указывающим на то, что потоки, создаваемые в каждом ребре от каждого источника не должны быть отрицательными:

$$\Lambda_1 \geq 0, \Lambda_2 \geq 0. \quad (5)$$

Суммарный поток в каждом ребре не должен превышать пропускной способности канала связи. В данной статье из-за особенности формулы, описывающей потери необходимо использовать это ограничение:

$$\Lambda_j^{\Sigma} < m_j. \quad (6)$$

Также необходимо учесть, что значения потоков в ребрах, описывающих источники и приемники, является известным. В данном случае это элементы с 1 по 6 в векторах  $\Lambda_i$ .

Совокупность этих условий определяет математическую модель распределения трафика. Для оптимизации необходимо еще учесть целевую функцию, которая будет равна:

$$F = \sum_{i=14}^{22} \Lambda_i^{\Sigma}. \quad (7)$$

Задачей данной программы является минимизация потоков потерь. После нахождения одного из решений данной системы неравенств при помощи функции Mathcad «find» [3] полученные значения принимаются как точка начальной итерации для блока «minimize» [4], который, в свою очередь, и выдает значения потоков в каналах связи, при которых нагрузки на каналы и потери будут минимальны. Убедиться в эффективности данного метода можно, сравнив значения целевых функций в блоке «find» и блоке «minimize». При этом значение целевой функции будет:

$$F = \sum_{i=14}^{22} \Lambda_i^{\Sigma} = 0,14. \quad (8)$$

Просуммировав два вектора, получим суммарные потоки от всех источников в каждом ребре (рис. 2).

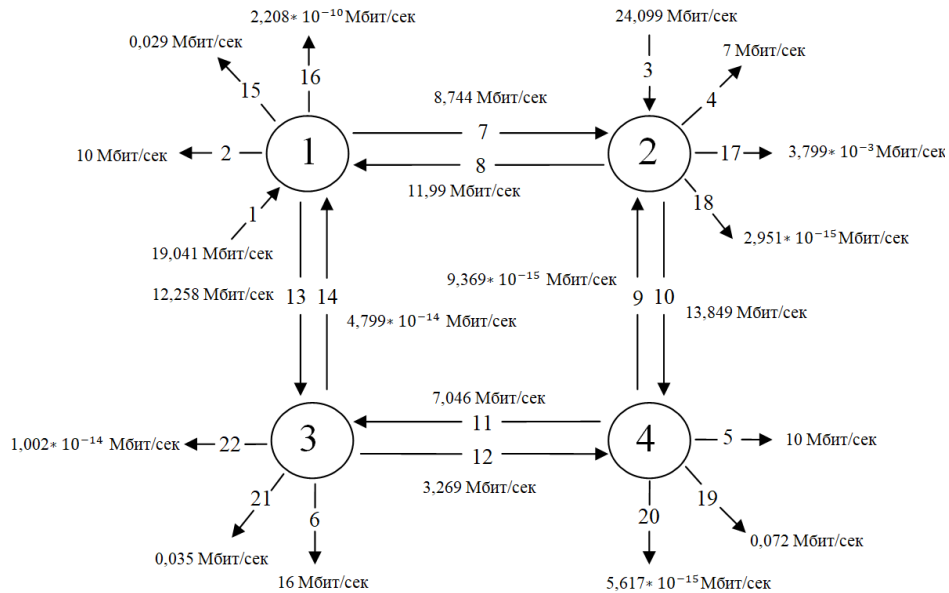


Рис. 2. Суммарные потоки от всех источников

Как и в блоке «find», в систему неравенств необходимо включить уравнения для вычисления потерь. Применив к данной системе уравнений функцию «Minimize», программа высчитывает решение, в котором потоки потерь будут минимальны, т. е. сценарий наиболее выгодного распределения трафика по ребрам (рис. 3).

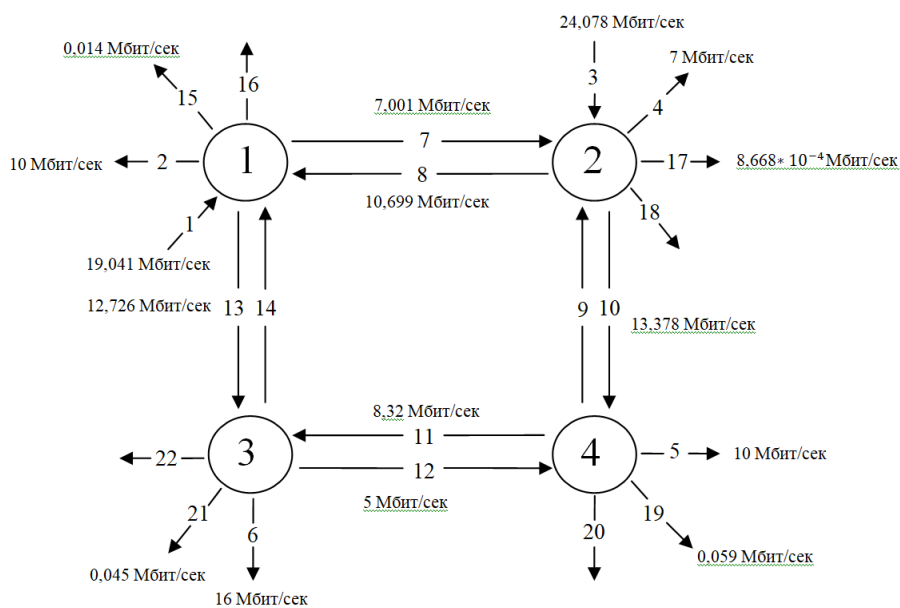


Рис. 3. Суммарные потоки от всех источников после минимизации



После нахождения оптимального решения значение целевой функции будет равно:

$$F = \sum_{i=14}^{22} \Lambda_i^{\Sigma} = 0,119 \quad (9)$$

Значение целевой функции уменьшилось по сравнению со значением целевой функции найденной в формуле (8), которая показывала потери при некотором распределении трафика, удовлетворяющего системе заданных ограничений (3–6). Можно также убедиться, что найдено именно экстремальное значение функции и что оно является именно минимумом, взяв частные производные первого и второго порядков.

Таким образом, предложенная методика позволяет формировать математические модели распределения информационных потоков для телекоммуникационных сетей произвольной структуры по критерию минимума потерь. Особенностью предложенной методики является то, что она позволяет сформировать такую математическую модель, которая описывается набором линейно-независимых разрезов, умноженных на число источников информации. Такой способ выбора фазовых переменных обеспечивает их линейное изменение согласно изменению числа ребер графа в отличие от способа выбора, предложенного в [1], где число фазовых переменных увеличивается нелинейно с увеличением числа ребер в графе, описывающем телекоммуникационную сеть.

#### Список литературы

1. Бертсекас, Д. Сети передачи данных: учеб. пособие для вузов / Д. Бертсекас, Р. Галлагер; под. общ. ред. Б. С. Цыбакова. – М.: Мир, 1989. – 544 с.
2. Учет потерь в тензорной модели инфокоммуникационных сетей / Д. Ю. Пономарев. – URL: <http://ponomarevdu.ru/olderfiles/1/Ponomarev.pdf>.
3. Решение уравнение и систем средствами MathCad // MathCad. – URL: [http://zf.bsut.by/it/fbo/zc/lab2\\_mc.htm](http://zf.bsut.by/it/fbo/zc/lab2_mc.htm).
4. Функции Minimize, Maximize // Lektsii.org. – URL: <https://lektsii.org/3-26847.html>.

## СРЕДСТВА ИНДИВИДУАЛЬНОЙ ЗАЩИТЫ В УСЛОВИЯХ ЛАВИННОЙ АКТИВНОСТИ

М.Е. Забродин

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: mزابrodin94@gmail.com

Существует особый, довольно обширный, контингент людей, которые любят проводить свое свободное время, занимаясь экстремальными видами спорта. Некоторые из них имеют отношение к активностям на открытом воздухе, в окружении горных склонов и снегов на них – двух обязательных спутников лавинной опасности. К группе риска относятся сноубордисты, лыжники, альпинисты, горные туристы и спасательные службы. Больше повезло тем, кто ходит или катается вблизи оборудованных лагерей или курортов, где существуют специальные люди, контролирующие лавинную обстановку, и где время с момента схождения лавины до прибытия спасательного отряда составляет минуты. Меньше повезло людям, оказавшимся в отдаленных районах, где зачастую единственная помощь, на которую они могут рассчитывать, это товарищи, в группе с которыми они находились. Поэтому крайне важна индивидуальная лавинная подготовка всех людей, группой вышедших на опасный маршрут, и их обеспеченность необходимым снаряжением.

Существует довольно большой спектр специализированных средств для выживания после схода лавины, а также для проведения поисково-спасательных работ: лавинные лопаты, щупы, самонадувающиеся рюкзаки и, что нам наиболее интересно, лавинные датчики или, как их еще называют, биперы. В английской литературе также могут встретиться термины *avalanche beacons* или *transceivers*. Они являются одним из наиболее важных, а также дорогостоящих элементов специального снаряжения. Непосредственно после схода снежного покрова, если около закопанных пострадавших отсутствуют визуальные признаки их нахождения, биперы, пожалуй, единственный эффективный и проверенный временем инструмент поиска. Это небольшой прибор, вмещающийся на ладони, который при себе имеет каждый участник группы. При выходе в опасную зону, каждый человек включает его в режиме передатчика. Если вдруг произошел сход лавины и визуально кто-либо оказался в эпицентре, то спасшиеся люди, оценив обстановку и позвав на помощь, переключают свои биперы в режим поиска. В этом режиме прибор показывает расстояние и (опционально) направление

до ближайших потерпевших. Все лавинные датчики по международному стандарту работают на единой частоте – 457 кГц – и излучают импульсный сигнал установленной формы – меандр с определенными характеристиками. Это решает проблему совместимости устройств различных фирм и годов выпуска. А тот факт, что обычно зона транслирования сигнала биперов часто не превышает 50 м, решает проблему ложного детектирования отдаленных источников, которые зашумляют информационное поле. Идея данного устройства не нова. Первый работающий прототип был изобретен в Нью-Йорке еще в 1968 г. И в современных реалиях лыжник уже давно знаком с лавинным датчиком, вполне возможно, имеет у себя один и умеет им пользоваться, однако недавние волнения в мировом сообществе отняли возможность приобретать биперы, а отечественных аналогов нет. Эти факторы позволяют назвать тему актуальной.

Первое отечественное пособие по альпинизму приводит неутешительную статистику, приведенную на рис. 1: «В случае попадания человека в лавину крайне важным является фактор времени. Предельным рубежом нахождения человека под снегом в данный момент считается 15 мин. Если на пятнадцатую минуту (из тех, кто не был смертельно травмирован) в лавине живы 9 из 10 пострадавших, то на двадцатую – всего лишь 4 из 10 человек. Поэтому лавинные спасательные работы силами самой группы – это единственно возможный вариант спасения человека. Фактор времени здесь – определяющий».

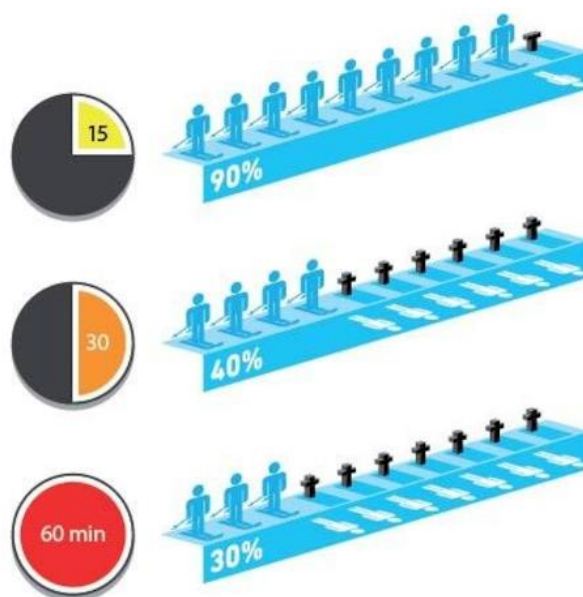


Рис. 1. Статистика выживаемости человека в лавине

**Международный стандарт EN300718-1 V1.2.1.** Данный стандарт, принятый в мае 2001 г, регулирует вопросы электромагнитной совместимости и радиочастотного спектра приемопередатчиков в целом и лавинных в частности. Это основной документ, которым стоит руководствоваться при разработке данного типа устройств, потому что лавинный датчик, не соответствующий ему, будет не актуален и не сможет каким-либо образом соперничать с теми продуктами, которые уже существуют сегодня.

Основные параметры, которыми должен обладать прибор:

Выдерживать без нарушения работоспособности 6 падений на жесткую поверхность с высоты 1 м;

Работать на распространенных элементах питания:

- с рекомендованным набором батареек работать 200 ч в режиме передачи сигнала при температуре +10 °С, а затем в режиме приема 1 ч при температуре –10 °С;

- иметь индикатор заряда батареи, при положительных показаниях которого работать 20 ч в режиме передачи сигнала при температуре +10 °С, а затем в режиме приема 1 ч при температуре –10 °С;

- корректно работать при температурах от –20 до +45 °С и храниться без повреждений при температурах от –25 до +7 °С;

- работать в режиме передачи 1 ч погруженным в воду на глубину 15 см;

- выдержать 80 ч под прямой солнечной радиацией.

Данные требования больше относятся к проблеме подбора и компоновки корпуса устройства, дабы обеспечить достаточную надежность прибора.

Передаваемый сигнал должен быть модулирован следующим образом: модуляция основной несущей – двухполосная амплитудная; характер сигнала, модулирующего основную несущую – один канал, содержащий квантованную или цифровую информацию без использования модулирующей поднесущей; тип передаваемой информации – телеграфия для слухового приема. Другими словами, телеграфия незатухающими колебаниями или код Морзе, А1А. Частота несущего колебания  $457 \text{ кГц} \pm 80 \text{ Гц}$ .

Минимальная напряженность поля, передаваемая на данной частоте, не должна быть ниже  $-6 \text{ дВ } \mu\text{А/м}$  ( $0,5 \text{ мкА/м}$ ) на расстоянии 10 м; максимальная не должна превышать  $7 \text{ дВ } \mu\text{А/м}$  ( $2,23 \text{ мкА/м}$ ).

Модулирующее колебание должно быть (рис. 2):

1. «Есть» сигнал: 70 мс минимум;
2. «Нет» сигнала: 400 мс минимум;
3. Период:  $1000 \pm 300 \text{ мс}$ .

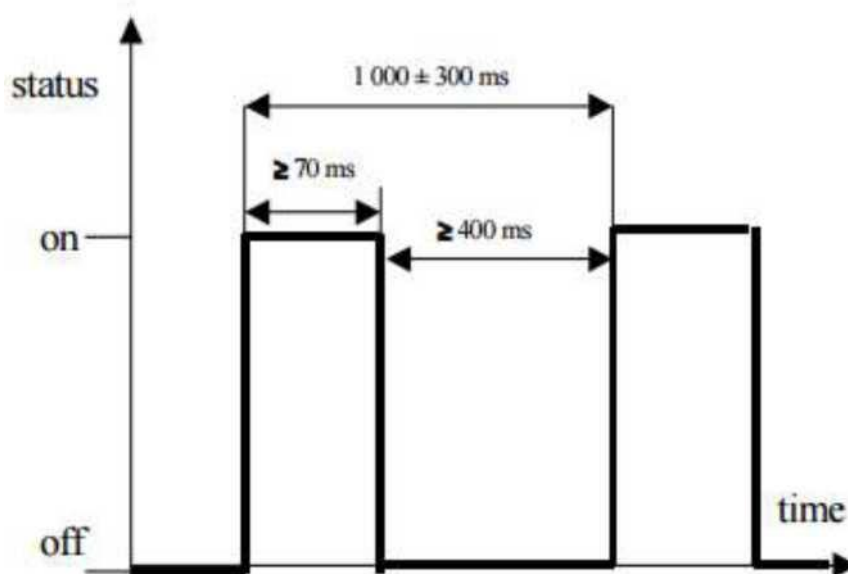


Рис. 2. Модулирующее колебание

Важно отметить, что частота передачи 457 кГц была выбрана неслучайно: это так называемое «окно радиопрозрачности», через которое сигнал с заданной частотой лучше всего проникает через снег и в пределах дальности действия прибора не будет заглушен полностью. Однако, чем меньше воздуха в снегу, тем сложнее сигналу пройти сквозь него, вследствие чего дальность приема уменьшится. Максимальное ее сокращение будет в плотном снеге, близком к фирну и во льде. Поэтому, чем плотнее снег, тем более тщательно нужно сканировать зону поиска. Позитивным можно назвать тот факт, что снег чаще всего в процессе схождения лавины обогащается воздухом и имеет воздушные полости.

В заключение можно сказать, что нужно ответственно подойти к выбору головного устройства – микроконтроллера, т. к. он будет осуществлять управление всей периферией, коммутацией антенн, индикации направление и уровня сигнала.

#### Список литературы

1. Отуотер, М. Охотники за лавинами / М. Отуотер, пер. Г. Н. Голубева. – Изд-во: «Мир», 1972. – 3 с.
2. Avalanche Transceiver Reception Ranges. – URL: [http://beaconreviews.com/transceivers/ranges\\_receiving.asp](http://beaconreviews.com/transceivers/ranges_receiving.asp).
3. Аленцев, И. К. Школа альпинизма: учеб. пособие / И. К. Аленцев, Р. А. Брык, А. В. Васильев и др. – М.: Изд-во: «Федерация альпинизма России». – 2017. – 119 с.
4. Лавинный датчик. – URL: <http://snowavalanche.ru/>.

5. Как выбрать лавинный датчик. – URL: <https://alpindustria.ru/school/articles/952.html>.
6. Оганов, А. Лавинные датчики. История. – URL: <http://www.snowavalanche.ru/>.
7. Радиомаяк туристский ТМ-01. Руководство по эксплуатации. 12 с.
8. ETSI EN 300 718-1 V1.2.1 (2001-05). Part 1: Technical characteristics and test methods // European Telecommunications Standards Institute. – 2001. – 16 с.
9. Manual Pieps DSP Pro // DSP Sport. – 174 с.

**Секция**  
**«ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ**  
**МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ»**

---

**ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТОИМПЕДАНСА ТОНКИХ ПЛЕНОК**  
**ПРИ ФЕРРОМАГНИТНОМ РЕЗОНАНСЕ**

**А.В. Бурмитских<sup>1,2</sup>, С.А. Клешнина<sup>1,2</sup>, С.Д. Креков<sup>1,2</sup>**

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: krkov00@bk.ru

<sup>2</sup>Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН  
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 50, стр. 38  
E-mail: aburmitskikh@iph.krasn.ru

Представлены результаты измерения магнитоимпеданса тонкой ферромагнитной пленки при ферромагнитном резонансе, полученные с использованием измерителя импеданса E4990. Измерения проводились с использованием измерительной катушки, установленной в центре колец Гельмгольца, которые позволяют изменять угол между высокочастотными и постоянными магнитными полями. Результаты измерения показывают возможность использования такой конструкции для исследования магнитоимпеданса тонких пленок.

Магнитные материалы широко используются в конструкциях устройств современной радиоэлектроники и микроэлектроники. На их основе создаются необходимые для функционирования радаров различные системы передачи информации, в том числе системы сотовой связи поколения 5G [1]: индуктивности, фильтры, фазовращатели. Явления магнетизма играют ключевую роль в работе компьютерных жестких дисках [2], медицинском оборудовании, промышленности [3]. На их основе создаются разнообразные миниатюрные датчики, чувствительные к магнитным или электрическим полям. Как правило, работа таких устройств основана на низкоразмерных системах – тонких магнитных пленках (ТМП). Это связано с тем, что ТМП могут иметь отличные от объемных аналогов свойства [3]. Варьируя толщиной пленки, числом слоев, можно создавать материалы с уникальными свойствами, в сравнении с объемными аналогами.

В связи с расширением области применения тонкопленочных магнитных материалов возрастает и интерес к исследованиям их магнитных свойств, а также происходящим внутри них процессам.

Поэтому актуальной становится задача совершенствования экспериментальных методов исследования.

Одним из методов, с помощью которых изучаются физические свойства ТМП, является метод ферромагнитного резонанса (ФМР), которому принадлежит одно из ведущих мест в области исследования магнитных свойств материалов [3].

Явление, когда спины электронов в ферромагнетике прецессируют с одинаковой фазой и амплитудой во всем объеме магнитного материала, получило название ФМР. Когда ТМП находится под одновременным воздействием постоянного и высокочастотного магнитных полей, то возникает явление резонансного поглощения высокочастотной энергии ферромагнитным материалом. Энергия, необходимая для намагничивания ТМП до насыщения, зависит от направления, при котором приложено постоянное магнитное поле. Поэтому ТМП характеризуются наличием одноосной магнитной анизотропии [4]. Одноосную магнитную анизотропию можно охарактеризовать величиной энергии  $E_k$ , требуемой для отклонения вектора намагниченности в плоскости пленки на угол  $\varphi$  от оси легкого намагничивания (ОЛН):

$$E_k = K \cdot \sin 2\varphi, \quad (1)$$

где  $K$  – константа анизотропии. Внешнее магнитное поле  $H_k$ , которое удерживает вектор намагниченности  $M$  в состоянии устойчивого равновесия:

$$H_k = 2K/M. \quad (2)$$

Величина  $H_k$  называется полем одноосной магнитной анизотропии и является одной из важных характеристик ТМП. Другим важным параметром магнитного материала, показывающий связь между приложенным внешним магнитным полем и магнитными свойствами материала, является магнитная проницаемость.

Существует большое количество способов, с помощью которых проводятся исследование свойств магнитных материалов (определение  $H_k$  магнитной проницаемости при ФМР), например, с использованием измерителей импеданса или  $RLC$ -метров.

Анализатор импеданса или  $RLC$ -метр представляет собой специализированный инструмент для измерения комплексного сопротивления. Термин «анализатор импеданса» обычно используется для приборов с более высокими частотными диапазонами (до сотен МГц), проводящих высокоточные измерения. Термин  $RLC$ -метр используется



для более недорогих аналогов. Основное отличие двух классов приборов: анализаторы импеданса используют свипирование по частоте, в то время как измерители  $RLC$  ограничиваются проведением дискретных измерений в заданных точках по частоте.

Анализаторы импеданса и измерители  $RLC$ , как правило [5], основаны на методе автобалансирующего моста, схематично изображенном на рис. 1. Операционный усилитель и резистор  $R_{range}$  преобразуют ток, проходящий через  $Z_x$  в напряжение.

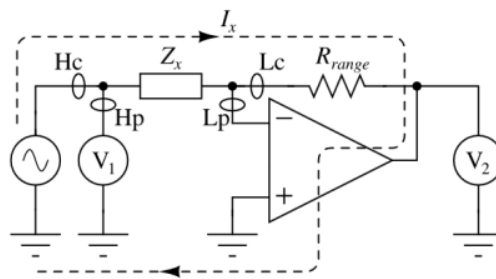


Рис. 1. Метод автобалансирующего моста для измерения импеданса  $Z_x$

Поскольку именно операционный усилитель ограничивает граничную частоту и определяет точность измерений, в более современных моделях используются более сложные схемы преобразования тока в напряжение. В данной работе для проведения измерений магнитоимпеданса использовался измеритель Agilent Keysight E4990A, работающий в диапазоне частот от 20 Гц до 120 МГц.

Измерение магнитоимпеданса в ТМП проводилось с использованием резонансной измерительной системы. Измерительная система построена с использованием параллельного колебательного контура, в центре катушки индуктивности которого размещался образец ТМП. Предварительно измерительная система была измерена без образца. АЧХ и ФЧХ измерительной системы показаны на рис. 2.

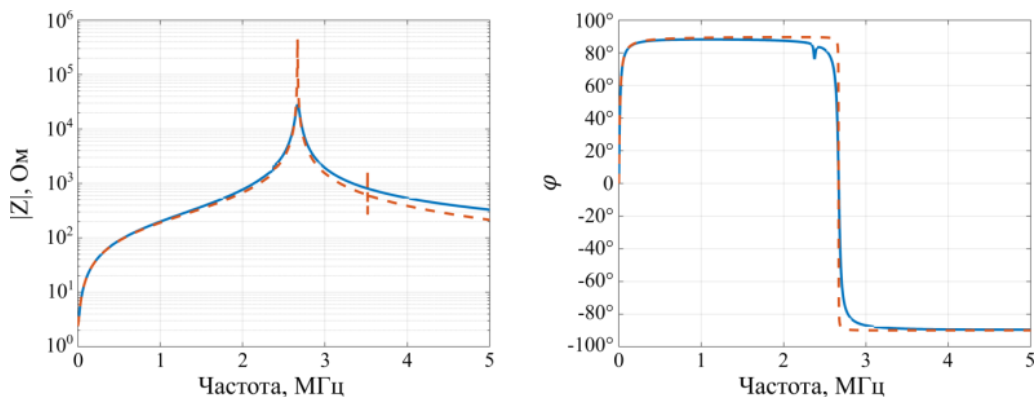


Рис. 2. Зависимость модуля комплексного сопротивления и фазы измерительной системы от частоты (красная линия – расчетное значение, синяя – экспериментальная зависимость)

Изменение магнитной проницаемости фиксировалось при изменении угла, под которым направлено постоянное магнитное поле, относительно высокочастотного. Развертка формировалась в двух направлениях. Перед проведением измерений образец намагничивался в одном направлении до состояния насыщения. Направления магнитных полей и осей намагничивания образца показаны на рис. 3.

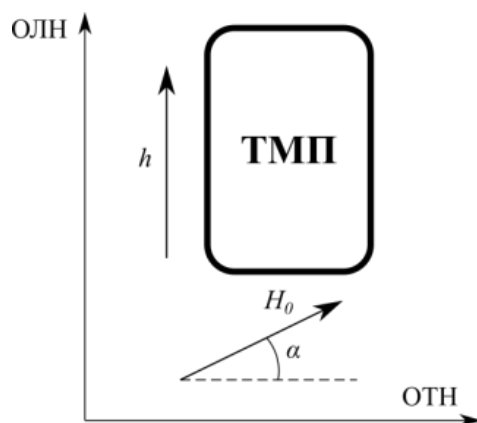


Рис. 3. Направления магнитных полей в измерительной системе относительно направления намагничивания в образце

Результат измерения образца ТМП, состава  $Ni_{80}Fe_{20}$ , толщиной 2000 показан на рис. 4.

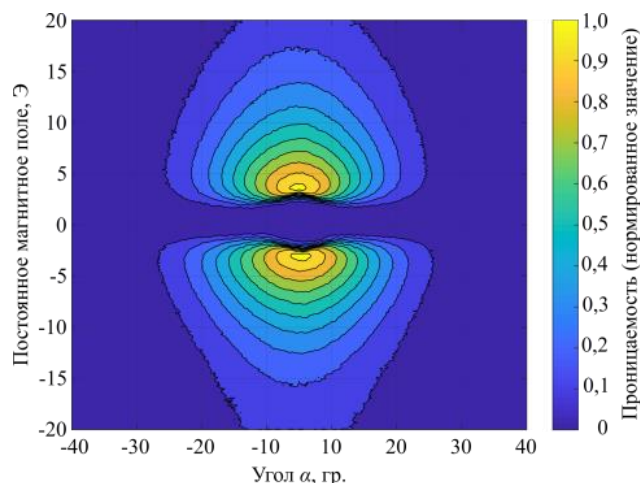


Рис. 4. Распределение мнимой части комплексной магнитной проницаемости в образце при ФМР

Измерения проводились на резонансной частоте, равной 2,6 МГц. Развертка магнитного поля осуществлялась от  $-20$  до  $20$  Э. Намагничивание образца осуществлялось магнитным полем амплитудой 60 Э. Направление поля  $H_0$  изменялось с шагом  $1^\circ$ . Магнитная проницаемость образца оценивалась по изменению добротности измерительной катушки на резонансной частоте, АЧХ которой показана на рис. 2.

Таким образом, исследование статических свойств тонкопленочных ферромагнитных материалов может быть проведено с использованием измерителей импеданса. Использование измерительных катушек с различной индуктивностью и конфигурацией, обеспечивающей высокий коэффициент заполнения, позволяет определять магнитную проницаемость и поле  $Hk$  тонкопленочных образцов и применяться в области магнитометрии.

#### Список литературы

1. Yunpeng, Chen Novel Ultra-Wide Band (10 MHz–26 GHz) Permeability Measurements for Magnetic Films / Xinjun Wang, Huaihao Chen, Yuan Gao, Nian X. Sun // IEEE Transactions on Magnetics. – 2018. – Vol. 54. – № 11.

2. Kostylev, M. P. Spin-wave logical gates / A. A. Serga, T. Schneider, B. Leven and B. Hillebrands // Applied Physics Letters. – 2005. – Vol. 87.

3. Lee, K. S. Conceptual design of spin wave logic gates based on a Mach–Zehnder-type spin wave interferometer for universal logic functions / S.-K. Kim // Applied Physics Letters. – 2008. – Vol. 104.

4. Izotov, A.V. Tailoring the microwave properties of thin Permalloy films using a periodically grooved substrate / A.V. Izotov, B. A. Belyaev, N. M. Boev, A. V. Burmitskikh, A. A. Leksikov, G. V. Skomorokhov, P. N. Solovev // Physica B: Condensed Matter. – 2022. – Vol. 629.

5. Agilent Technologies Inc // Impedance Measurement Handbook. – July 2006.

# МАГНИТНЫЕ СВОЙСТВА ТРЕХСЛОЙНЫХ ПЛЕНОК $\text{Pu}/\text{V}_x\text{O}_z/\text{Pu}$

И.О. Анисимов, Г.С. Патрин

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: lanisimov@sfu-kras.ru  
E-mail: Patrin@iph.krasn.ru

Исследованы магнитные и транспортные свойства пленок композиции  $\text{Pu}/\text{V}_x\text{O}_z/\text{Pu}$ , полученных методом ионно-плазменного распыления. Приведены результаты экспериментальных исследований пленок  $\text{V}_x\text{O}_z$  и системы магнитомягкий ферромагнетик – магнитомягкий ферромагнетик ( $\text{Pu}-\text{Pu}$ ), взаимодействующих через прослойку окисла ванадия, испытывающего фазовый переход металл-диэлектрик. Замечено смещение точки фазового перехода в зависимости от условий синтеза оксида ванадия. Также установлено наличие положительного обменного смещения в пленках  $\text{Pu}/\text{V}_x\text{O}_z/\text{Pu}$ .

Методом магнетронного напыления были получены две группы пленок  $\text{V}_x\text{O}_z$  (на основании мишени  $\text{V}_2\text{O}_3$ ) разных толщин, полученных при различной температуре отжига подложки. Пленки из первой группы обжигались при температуре  $450^\circ\text{C}$ , из второй – при  $250^\circ\text{C}$ . Толщины слоя пленок изменялись в диапазоне от 100 до 20 нм.

Далее были сняты зависимости удельного сопротивления  $\rho$  полученных пленок от температуры среды четырехзондовым методом. В качестве зондов использовались вольфрамовые контакты, которые закреплялись на подложке с помощью двухкомпонентного клея, а затем обжигались в печи при температуре  $300^\circ\text{C}$  для затвердевания состава. Измерения проводились в термостате в диапазоне температур от 70 до 300 К, в качестве охладителя использовался жидкий гелий.

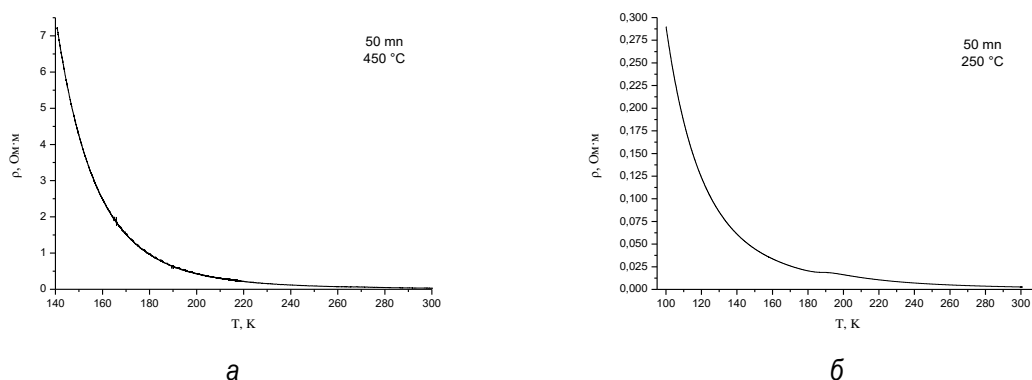


Рис. 1. Зависимость  $\rho(T)$  образцов с толщинами 50 нм: а –  $T_{\text{обж}} = 450$ ; б –  $T_{\text{обж}} = 250^\circ\text{C}$

Характер полученных зависимостей (рис. 1) соответствует таковому для группы  $V_nO_{2n-1}$ . Это говорит о правильности подбора параметров синтеза. Как видно на рис. 1, при снижении температуры отжига значение удельного сопротивления для пленок одной толщины при равной температуре среды падает на 1–2 порядка, что позволяет проводить измерения для более низких температур, где рост сопротивления наиболее интенсивный в дальнейшем обжиг осуществлялся при этой температуре. Также была обнаружена зависимость температуры фазового перехода от толщины образца (рис. 2).

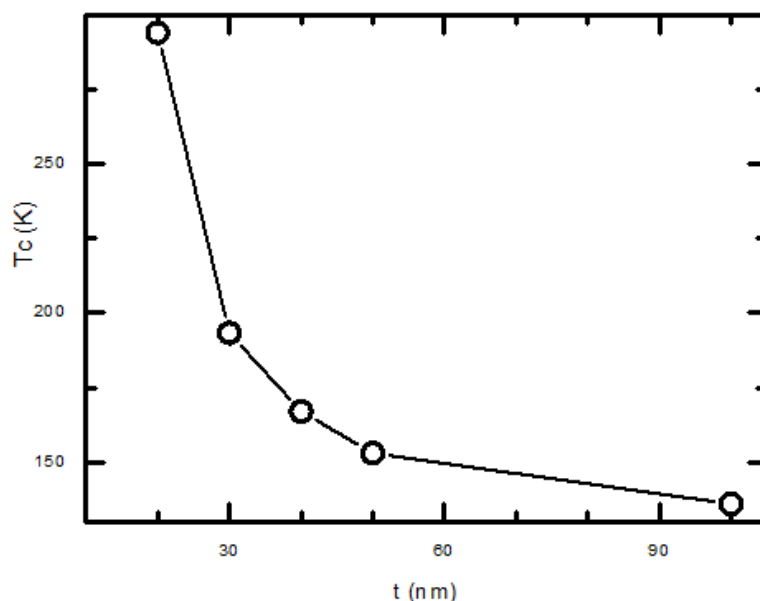


Рис. 2. Зависимость точки фазового перехода  $T_c$ (К) от толщины пленки

Трехслойные пленки  $Pu/V_xO_z/Pu$  синтезированы методом магнетронного распыления аналогично образцам чистого  $V_xO_z$ . Толщина слоев пермаллоя составляет ориентировочно 15 нм, толщины прослоек окисла ванадия варьируются в зависимости от образца. Всего было получено девять образцов с толщинами прослойки от 3 до 19 нм, изменяющимися с шагом в 2 нм. Зависимости удельного сопротивления  $\rho$  от температуры  $T$  без магнитного поля снимались аналогичным предыдущему эксперименту образом для пленок с прослойками 3, 11 и 19 нм. Также были получены графики  $\rho(T)$  в присутствии поля напряженностью 90 кЭ, поле было направлено перпендикулярно плоскости пленок.

Как видно на рис. 3, зависимость удельного сопротивления от температуры ведет себя схожим образом для всех трех образцов: сначала наблюдается небольшой спад, который продолжается вплоть до температур около 30–50 К, а затем сопротивление медленно

возрастает, постепенно переходя к линейному виду при приближении к комнатным температурам. Также легко увидеть, что наличие внешнего магнитного поля практически не оказывает влияния на форму кривых. Отдельно стоит отметить, что значения удельного сопротивления у образца с прослойкой 11 нм в 2–4 раза превышают наблюдаемые у двух других.

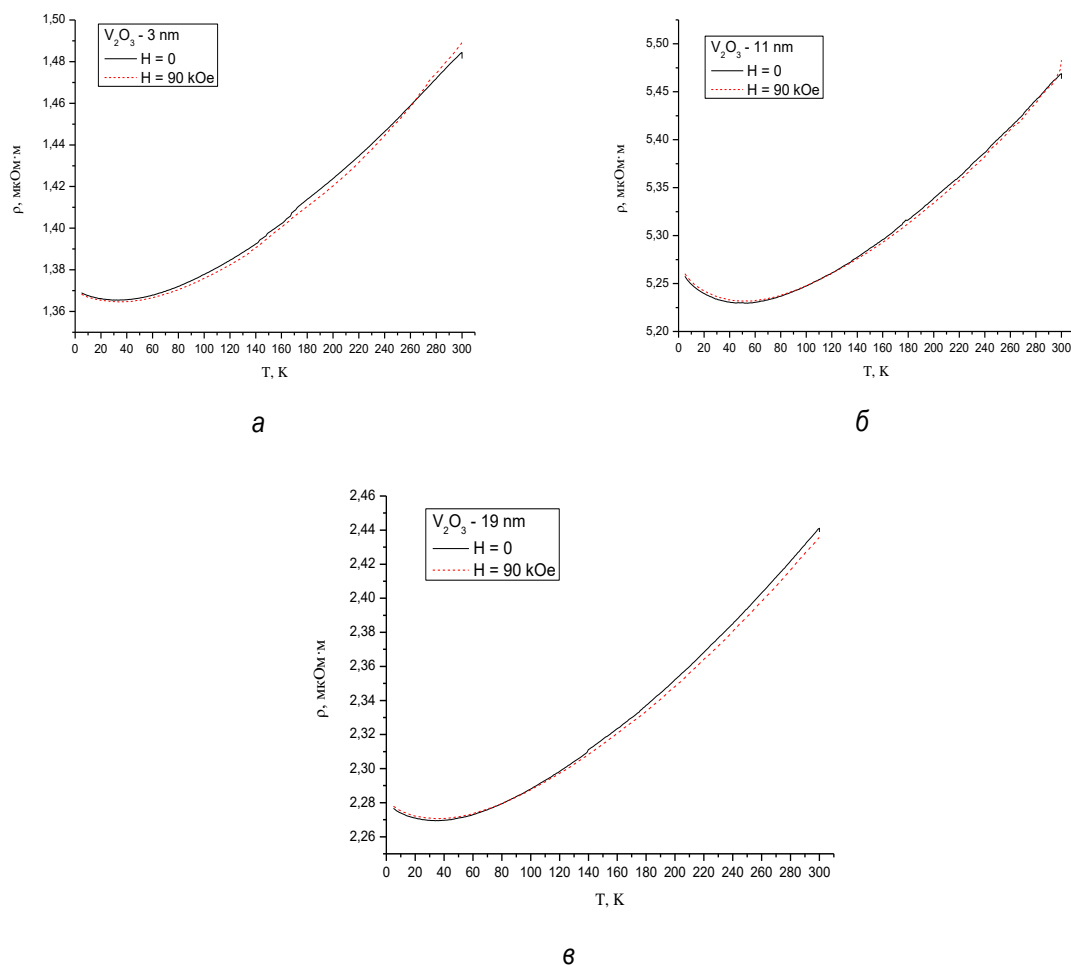


Рис. 3. Зависимость  $\rho(H)$  пленок  $\text{Pu}/\text{V}_x\text{O}_z/\text{Pu}$  с толщинами прослойки: а – 3 нм; б – 11 нм; в – 19 нм вне поля и в поле 90 кЭ

Для исследования магнитных свойств пленок  $\text{Pu}/\text{V}_x\text{O}_z/\text{Pu}$  использовался многозадачный автоматизированный комплекс MPMS-XL. Измерения проводились в режиме «гистерезис», выходными данными являются зависимости намагниченности  $M$  от напряженности магнитного поля  $H$ . Результаты измерений представлены для пленок с толщинами прослойки 3, 11 и 19 нм.

Полученные петли гистерезиса, изображенные на рис. 4, *а*, соответствуют системе при гелиевых (5 К) температурах. Как можно заметить, все три пленки в данном случае обладают относительно большой (50–100 Э) коэрцитивной силой  $H_c$ , снижающейся с ростом толщины слоя  $V_xO_z$ . Также имеет место явная зависимость формы петли от толщины прослойки: крутая петля, наблюдаемая у пленки со слоем окисла ванадия в 3 нм, плавно переходит в более пологую двухступенчатую при дальнейшем увеличении толщины прослойки. При температуре 200 К (рис. 4, *б*) наблюдается резкое снижение величины коэрцитивной силы до значений 3–5 Э, однако, в отличие от случая представленном на рис. 4, *а*,  $H_c$  при увеличении толщины прослойки растет, а не уменьшается. Наблюдавшаяся при гелиевых температурах деформация также присутствует и при 200 К, хотя и носит значительно менее ярко выраженный характер. Помимо этого, для всех петель (рис. 4, *а*, *б*) наблюдается положительное смещение, более явное у пленок со слоями  $V_xO_z$  в 3 и 11 нм, и едва заметное у пленки с прослойкой 19 нм.

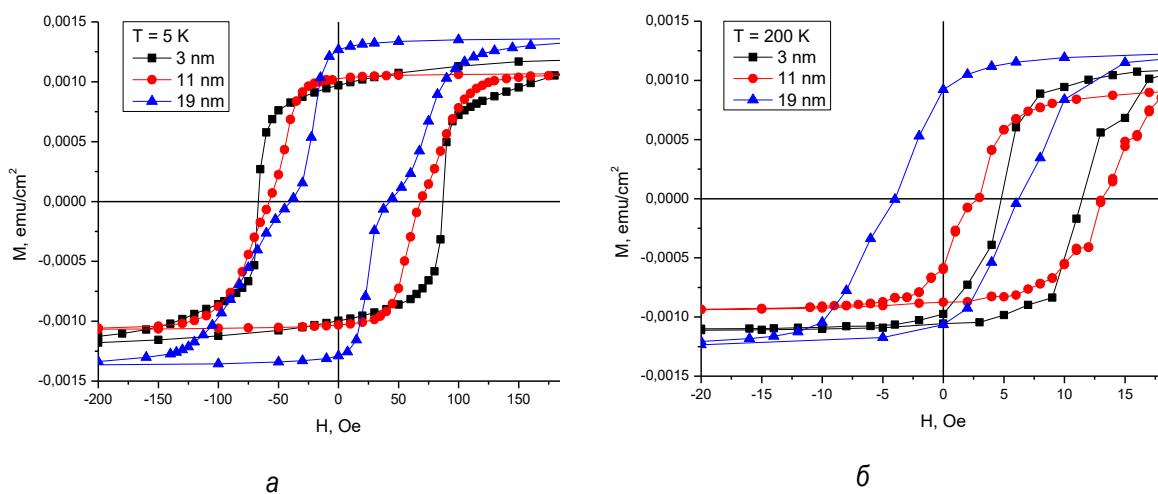


Рис. 4. Зависимость  $\rho(T)$  образцов с толщинами 50 нм: *а* –  $T_{обж} = 450$  °С; *б* –  $T_{обж} = 250$  °С

## ПОДХОДЫ К ИЗУЧЕНИЮ ПЕРПЕНДИКУЛЯРНОЙ МАГНИТНОЙ АНИЗОТРОПИИ В МАГНИТНЫХ ПЛЕНКАХ

С.В. Комогорцев<sup>1,3</sup>, А.А. Кузнецова<sup>3</sup>, С.А. Клешина<sup>1,3</sup>,  
А.В. Свалов<sup>2</sup>, В.Н. Лепаловский<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Институт физики им. Л.В. Киренского, ФИЦ КНЦ СО РАН,  
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 50/38

<sup>2</sup>Институт естественных наук и математики, УФУ им. Б.Н. Ельцина,  
г. Екатеринбург,

<sup>3</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ,  
660074, Красноярск, пр. Свободный, 79.

Рассмотрены основные подходы к изучению магнитной анизотропии на примере пленок пермаллоя, продемонстрированы подходы к измерению  $H_{op}$  из петель гистерезиса, а также из изображений доменной страйп-структуры.

Функционал датчика на магнитной пленке во многом определяется магнитной анизотропией – неодинаковостью отклика в различных направлениях. В пленочном датчике в дополнение к магнитной анизотропии формы, характеризующейся плоскостью легкого намагничивания и константой анизотропии  $2\pi M^2$ , важны вклады в магнитную анизотропию, связанные с материалом магнитной пленки. Два основных вклада в макроскопическую магнитную анизотропию дают плоскостная анизотропия с ОЛН в плоскости пленки ( $K_{plane} \equiv K_{ip}$ ,  $H_{ip} = 2 K_{ip}/M_s$ ) и перпендикулярная анизотропия с ОЛН повернутой на  $90^\circ$  по отношению к плоскости ( $K_{outofplane} \equiv K_{op}$ ,  $H_{op} = 2 K_{op}/M_s$ ). Способы наведения и исследования плоскостной магнитной анизотропии хорошо развиты и используют такие методы: измерение петель гистерезиса и ферромагнитный резонанс. Поле плоскостной анизотропии обычно не слишком велико (до нескольких десятков эрстед), поэтому методы ее изучения также не требуют высоких полей.

Поле перпендикулярной магнитной анизотропии может быть различным от единиц до сотен эрстед, однако прямые методы его измерения обычно требуют высоких полей порядка  $4\pi M_s$  (для пермаллоя 10 кЭ), хотя для экспресс-контроля предпочтительнее методы, использующие невысокие магнитные поля.

Важность оценки поля перпендикулярной магнитной анизотропии связана с тем, что величина  $H_{op}$  ограничивает характерные толщины пленок при дизайне датчика. Это ограничение связано с переходом в закритический режим при толщине однородной пленки больше чем  $L_{cr} = 2\pi\sqrt{A/K_{op}}$ . Магнитный гистерезис пленки в данном режиме резко



увеличивается, а магнитная анизотропия в плоскости пленки становится крайне слабо выраженной, что обусловлено появлением так называемой вращающейся магнитной анизотропии (*rotatable magnetic anisotropy*) [1, 2]. Это делает пленку в закритическом состоянии непригодной для использования в качестве чувствительного элемента детектора магнитных полей. Иногда это ограничение вступает в конфликт с техническими требованиями к параметрам датчика, например, при необходимости приготовления пленок с толщиной превышающей  $L_{cr}$ . Известны примеры разрешения такого противоречия с помощью многослойного дизайна функционального пленочного элемента [3]. В данной работе на примере пленок пермаллоя мы продемонстрируем подходы к измерению  $H_{op}$  из петель гистерезиса, измеренных в небольших полях, приложенных в плоскости пленки, а также из изображений доменной страйп-структуры. Отметим, что данные подходы стали возможными благодаря сравнению аналитических формул с данными микромагнитного моделирования, выполненного в работе [4].

Пленки FeNi были изготовлены методом магнетронного распыления на стеклянные подложки Corning при комнатной температуре. И при фоновом давлении  $3 \times 10^{-7}$  Мбар, рабочем давлении аргона  $3 \times 10^{-3}$  Мбар. Пленки пермаллоя наносились с использованием мишени из сплава Fe<sub>19</sub>Ni<sub>81</sub>. Контроль толщины слоев осуществлялся по времени осаждения на основе предварительно откалиброванных скоростей осаждения. Толщина пленки FeNi варьировалась в диапазоне 50–500 нм. Постоянное магнитное поле напряженностью 250 Э прикладывалось параллельно плоскости пленки во время осаждения, чтобы вызвать четко выраженную одноосную магнитную анизотропию. Состав полученных пленок FeNi был определен методом энергодисперсионного рентгеновского анализа и во всех случаях был близок к составу пермаллоя Fe<sub>20</sub>Ni<sub>80</sub> с константой магнитострикции, близкой к нулю [3].

Петли магнитного гистерезиса (Magnetic hysteresis loops), как в плоскости, так и вне были измерены с помощью магнитометра с вибрирующим образцом (VSM). Изображения магнитных структур были получены магнитооптическим эффектом Керра с использованием оптического микроскопа (Evico, Dresden, Germany).

Петли гистерезиса, измеренные для однослойных пленок Ru с толщинами 50, 100 и 500 нм, ярко демонстрируют переход от докритического к закритическому состоянию. Это проявляется в резком возрастании коэрцитивной силы, характерном изменении формы петли и почти полном исчезновении магнитной анизотропии

в плоскости пленки. Наблюдение такого перехода свидетельствует о наличии перпендикулярной магнитной анизотропии.

В поле, лежащем в плоскости, петля гистерезиса пленки Fe<sub>20</sub>Ni<sub>80</sub> (500 нм) имеет вид, характерный для пленки в закритическом состоянии (рис. 1). Такой процесс на нисходящей ветви петли может быть описан и более тонко, как результат эволюции микромагнитного состояния от квазиоднородного (не содержащего замыкающих магнитных доменов) выше  $H_s$  до возникновения и развития страйп-структуры в нулевом поле [4]. При этом поле насыщения  $H_s$  связано с магнитными константами и параметрами пленки уравнением [4]:

$$1 - \frac{H_s}{H_{op}} = 2\pi \sqrt{\frac{2A}{H_{op}M_s}} \cdot L^{-1} \left[ 1 + \frac{H_{op}}{4\pi M_s} \right]^{-1/2}, \quad (1)$$

где  $L$  – толщина пленки;  $A$  – обменная жесткость;  $M_s$  – намагниченность насыщения;  $H_{op}$  – поле перпендикулярной анизотропии ( $H_{op} = 2K_{op}/M_s$ ). Используя  $H_s = 40 \pm 2$  Э, определяем из петель подобных, представленн на рис. 4, и величины констант, измеренных для данной пленки,

$$A = (0,90 \pm 0,05) \cdot 10^{-6} \text{ эрг/см},$$

$$M_s = 800 \pm 20 \text{ Гс}.$$

$L = 500$  нм, имеем оценку  $H_{op} = 100 \pm 10$  Э. На вставке к рис. 4, б корреляционная функция в направлении поперек страйп-структуры к оценке  $D_m = 260 \pm 20$  нм.

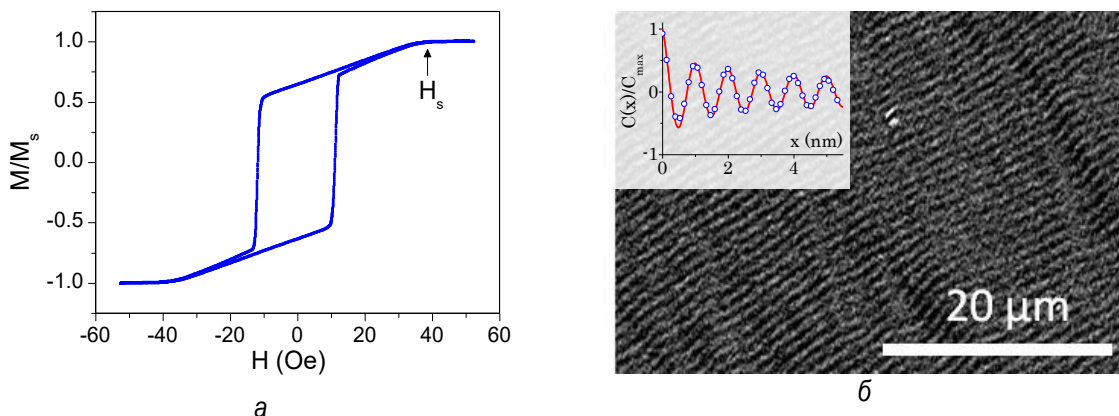


Рис. 1. а – петля гистерезиса пленки Fe<sub>20</sub>Ni<sub>80</sub> (500 нм), поле в плоскости пленки под углом 0°. к ОЛН\_inplane); б – страйп-структура магнитных доменов в нулевом внешнем магнитном поле

Другим методом оценки  $H_{op}$  может служить оценка из ширины страйп-доменов в закритическом состоянии. В работе [4] показано, что если определить ширину домена, как размер области однородной намагниченности, где поперечная компонента намагниченности ( $m_z$ ) составляет не менее 65 % максимальной величины, то такая ширина страйп-домена ( $D_m$ ) в совершенстве описывается уравнением Мурайамы [5]:

$$D_m = \sqrt{L} \cdot (\pi A (K_{op} + 2\pi M_s^2) / 2 K_{op} M_s^2)^{1/4}. \quad (2)$$

Оценка  $D_m$  по керровскому изображению на рис. 4, б составляет  $D_m = 260 \pm 20$  нм. Решение уравнения (2) с теми же константами ( $A$  и  $M_s$ ), которые использовались для решения уравнения (1), оценкой  $D_m$  и  $L = 500$  нм дает величину  $K_{op} = (5,2 \pm 1,6) \cdot 10^4 \frac{\text{эрг}}{\text{см}^3}$ , либо  $H_{op} = 130 \pm 40$  Э. Отметим, что доверительный интервал этой оценки согласуется с оценкой из поля  $H_s$  и уравнения (1), хотя погрешность этого метода гораздо выше. Также отметим, что поле  $H_{op}$  для пленки Ру (100 нм), оцененное из измерений ферромагнитного резонанса, совпадает с оценкой, сделанной по петле пленки  $\text{Fe}_{20}\text{Ni}_{80}$  (500 нм) в закритическом состоянии.

Эти наблюдения свидетельствуют о преимуществах мультислойного дизайна для создания датчиков гигантского магнитоимпеданса, обсуждаемого в ряде предшествующих работ [6–8], а именно позволяют приготовить сенсорного элемента достаточно большой толщины, сохраняя при этом пленку в докритическом состоянии.

### Список литературы

1. Saito, N. A New Type of Magnetic Domain Structure in Negative Magnetostriction Ni-Fe Films / N. Saito, H. Fujiwara, Y. Sugita // J. Phys. Soc. Japan. – 1964. – №19. – PP. 1116–1125.
2. Svalov, A. V. Tutynina, Modification of the «Transcritical» state in  $\text{Ni}_{75}\text{Fe}_{16}\text{Cu}_5\text{Mo}_4$  films produced by RF sputtering, Tech. Phys. – 2004. – № 49. – PP. 868–871.
3. Kurlyandskaya, G. V. Domain structure and magnetization process of a giant magnetoimpedance geometry  $\text{FeNi}/\text{Cu}/\text{FeNi}(\text{Cu})/\text{FeNi}/\text{Cu}/\text{FeNi}$  sensitive element / G. V Kurlyandskaya, L. Elbaile, F. Alves, B. Ahamada, R. Barrué, A. V Svalov, V.O. Vas kovskiy // J. Phys. Condens. Matter. – 2004. – № 16. – PP. 6561–6568.
4. Solovev, P. N. Micromagnetic simulation of domain structure in thin permalloy films with in-plane and perpendicular anisotropy / P. N. Solovev, A. V. Izotov, B. A. Belyaev, N. M. Boev // Phys. B Condens. Matter. – 2021. – Vol. 604.

5. Murayama, Y. Micromagnetics on Stripe Domain Films. I. Critical Cases / Y. Murayama // J. Phys. Soc. Japan. – 1966.

6. Buznikov, N. A. Modelling of magnetoimpedance response of thin film sensitive element in the presence of ferrogel: Next step toward development of biosensor for in-tissue embedded magnetic nanoparticles detection, Biosens / N. A. Buznikov, A. P. Safronov, I. Orue, E. V. Golubeva, V. N. Lepalovskij, A. V. Svalov, A. A. Chlenova, G. V. Kurlyandskaya // Bioelectron. – 2018. – № 117. – PP. 366–372.

7. García-Arribas, A. The Performance of the Magneto-Impedance Effect for the Detection of Superparamagnetic Particles, Sensors. – 2020. – № 20.

8. Kurlyandskaya, G. V. Functional magnetic ferrogels: From biosensors to regenerative medicine, AIP Adv. 10 (2020) 125128.

## ПРИМЕНЕНИЕ СОВРЕМЕННЫХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ МАТЕРИАЛОВ В ПЬЕЗОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ

Л.А. Дыкина, А.Ю.Малыхин, А.А. Панич, А.В. Скрылев

Институт высоких технологий и пьезотехники ЮФУ  
344090, г. Ростов-на-Дону, ул. Мильчакова, 10  
E-mail: malyhin@sfedu.ru

Рассмотрены современные пьезокерамические и композиционные материалы, применяемые в пьезотехнических устройствах. Проведен сравнительный анализ отечественных и зарубежных аналогов. Полученные результаты могут быть использованы разработчиками контрольно-измерительной датчиковой аппаратуры, а также исполнительных электромеханических преобразователей, в основе которых лежит явление пьезоэффекта.

В современном мире трудно найти высокотехнологичную продукцию, в которой прямым или косвенным образом не используются пьезоэлектрические преобразователи. Явление пьезоэффекта связано с возникновением электрических зарядов на обкладках пьезоэлемента под действием механического воздействия [1–6]. Существует и обратный пьезоэлектрический эффект – возникновение механических деформаций под действием электрического поля. Мировая индустрия пьезотехники насчитывает сотни организаций, вовлеченных в процесс разработки и производства новых устройств, и лишь единицы из них владеют технологиями производства пьезокерамических материалов (ПКМ).

Целью данной работы является систематизация имеющихся знаний о производителях ПКМ, а также проведение сравнительного анализа характеристик функциональных материалов, выпускаемых в Институте высоких технологий и пьезотехники ЮФУ с их зарубежными аналогами. Лидерами в области промышленного производства пьезоматериалов являются фирмы APC (США, PI Ceramics (Германия) Morgan Matroc (Великобритания).

Ключевыми параметрами ПКМ, определяющими дальнейшие характеристики приборов и систем, в которых они будут использованы, являются:

- пьезомодули  $d_{ij}$ , непосредственно влияющие на значение коэффициента преобразования по заряду;
- относительная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_{ij}$ ;
- пьезоэлектрические коэффициенты  $g_{ij} = d_{ij}/\epsilon_{ij}\epsilon_0$ , где  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф·м<sup>-1</sup> – диэлектрическая проницаемость вакуума, которая определяется как напряженность электрического поля между электродами

пьезоэлектрического элемента при разомкнутой цепи, вызванная действующей силой;

- температура фазового перехода (точка Кюри,  $T_C$ ), от значения которой зависит предельно допустимая рабочая температура преобразователя, обычно лежащая в пределах 50–80 % от величины  $T_C$ ;

- механическая добротность  $Q_M$  – параметр колебательной системы, определяющий ширину резонанса и характеризующий, во сколько раз запасы энергии в системе больше, чем потери энергии за период колебания; тангенс угла диэлектрических потерь:  $\operatorname{tg}\delta$  – характеристика, показывающая, какая часть энергии электрического поля рассеивается в диэлектрике в виде тепла;

- коэффициенты электромеханической связи  $k_p$ ,  $k_{33}$ ,  $k_{15}$ ,  $k_t$  и  $k_{31}$  описывают способность пьезоэлемента превращать энергию из электрической в механическую и наоборот.

В зависимости от способа получения ПКМ, а также от качества исходных прекурсоров и количества дефектов структуры кристаллической решетки, функциональные характеристики ПКМ могут изменяться в широких пределах. Известны различные способы управления такими характеристиками.

Для оценки работоспособности тех или иных устройств используют комплексные параметры, такие как:

- показатель эффективности  $G_T = g_{33}T_C$ , связывающий температуру фазового перехода пьезокерамического преобразователя, и пьезокоэффициент  $g_{33}$ ;

- энергетический показатель  $K_W = d_{33}^2/\epsilon_{33}$ , характеризующий относительную энергию пьезоэлектрического элемента электромеханического преобразователя;

- показатель качества  $M_{ij} = (\epsilon_{33}^T/\epsilon_0)/(K_{ij}^2Q_M)$ , характеризующий удельную мощность преобразователя;

- показатель  $L = K_{33}^2/\operatorname{tg}\delta$ , связанный с КПД пьезоэлектрических преобразователей.

Совокупность ключевых характеристик ПКМ позволяет определить область использования и границы применимости того или иного материала [2, 8–11]. Так, например, при высоких значениях температуры Кюри, материалы обладают низкими значениями пьезоэлектрических модулей и диэлектрической проницаемости, а материалы с высокими значениями  $d_{ij}$  и  $\epsilon/\epsilon_0$  обладают низкой  $T_C$ . Учитывая условия окружающей среды, а также желаемые значения электрофизических параметров, разработчику рекомендуется заранее определить класс материалов, пригодных для поставленной задачи. Условное деление ПКМ можно сформулировать следующим образом:

- высокочувствительные материалы характеризуются высокими значениями пьезомодулей и диэлектрической проницаемости, нашли широкое применение в следующих устройствах: приемники акустических сигналов, антенные решетки, дефектоскопы, УЗИ-аппараты, актюаторы.

- материалы для силового ультразвука отличаются высокими значениями механической добротности и коэффициентов электромеханической связи в сочетании с низким значением тангенса угла диэлектрических потерь. Такая совокупность параметров позволяет эффективно излучать большое количество энергии. ПКМ данной категории применяются в ультразвуковых ваннах, утюгах, сварочных аппаратах, небулайзерах, пьезо-скайлерах, устройствах фокусированного ультразвука (HIFU) и терапевтических медицинских преобразователях.

- материалы с высокой чувствительностью по напряжению характеризуются повышенными значениями пьезокоэффициентов  $g_{ij}$ , что позволяет использовать данный класс ПКМ в качестве генераторов энергии, пьезотрансформаторов, объемно-чувствительных датчиков.

- бессвинцовые материалы – в составе таких материалов отсутствуют соединения тяжелых металлов. Считаются наиболее экологичными среди прочих. Находят применение в различных устройствах пьезотехники: от приемников и излучателей ультразвука до сложных 3D-композитов с градиентными структурами.

- композиционные материалы – к данному классу материалов относят гетерофазные системы, состоящие из активной пьезофазы и пассивной составляющей. Ключевой особенностью пьезокомпозитов является возможность управления их свойствами в широком диапазоне значений. Находят применение абсолютно во всех сферах пьезотехники и зачастую способны заменить сложные инженерно-технические решения за счет управляемой архитектуры сегнетоэлектрического каркаса.

Таблица 1

## Электрофизические характеристики ПКМ, выпускаемых в ИВТ и ПТ и их зарубежные аналоги

Материал	Пьезомодуль $d_{33}$ , пКл/Н	Относительная Диэлектрическая проницаемость $\epsilon_{33}^T/\epsilon_0$	Пьезокоэффициент $g_{33}$ , $10^{-3}$ В·м/Н	Температура Кюри $T_K$ , °С	Показатель $G_T = g_{33} \cdot T_K$ , $10^3$ В·м·°С/Н	Показатель $K_W = d_{33}^2/\epsilon_{33}$ , $\cdot 10^{-24}$ Кл <sup>2</sup> /Н <sup>2</sup>	Показатель $M_{33} = (\epsilon_{33}^T/\epsilon_0) \cdot (K^2 Q_M) \cdot 10^3$	Показатель $L = K_{33}^2/\text{tg}\delta$
<i>Высокочувствительные ПКМ</i>								
ЦТС-19	450	2000	25,4	290	7,37	101	50	16,7
ЦТС-21	120	600	22,6	400	9,04	24	9	4,1
ПКП-11	650	800	24,5	180	4,41	141	73	12,1
ПКП-12	700	4500	17,6	170	2,99	109	116	10,1
ЦТС-83Г	350	1500	26,4	340	8,96	82	26	10,0
АРС 855	630	3300	21	200	4,2	120	99	23,4
PZT-5Н	593	3400	19,7	195	3,84	103	93	22,5
РІС-153	600	4200	16	185	2,96	85	81	22,5
<i>Материалы для силового ультразвука</i>								
ЦТБС-3	380	2300	18,7	180	3,36	63	163	16,9
ПКП-31	200	900	25,1	325	8,16	44	545	115,1
ПКП-35	310	1200	29,2	290	8,47	80	334	69,6
ЦТС-СТ-3	320	1500	21,8	280	6,11	68	417	77,4
PZT-4D	315	1300	24,6	320	7,87	76	253	113,9
PZT-8	225	1100	25,4	300	7,62	46	286	204
РІС181	265	1200	25	330	8,25	59	726	145
АРС 840	290	1275	26,5	325	8,61	70	222	120
<i>Бессвинцовые ПКМ</i>								
ТБ-1	120	1500	9	110	9,9	10	50	16,8
ТБК-3	130	1200	12,2	95	11,6	14	90	12,5
<i>ПКМ с высокой чувствительностью по напряжению</i>								
ЦТС-36	300	750	45,1	350	158,2	120	177	16,8
ПКП-13	380	1300	33	290	95,8	111	33	10,0

В табл. 1 приведены основные электрофизические характеристики ПКМ, выпускаемых в ИВТ и ПТ, а также зарубежные аналоги АРС, PZT и РІС. Отечественные материалы не уступают лучшим зарубежным образцам. Наглядно это представлено на рис. 1.



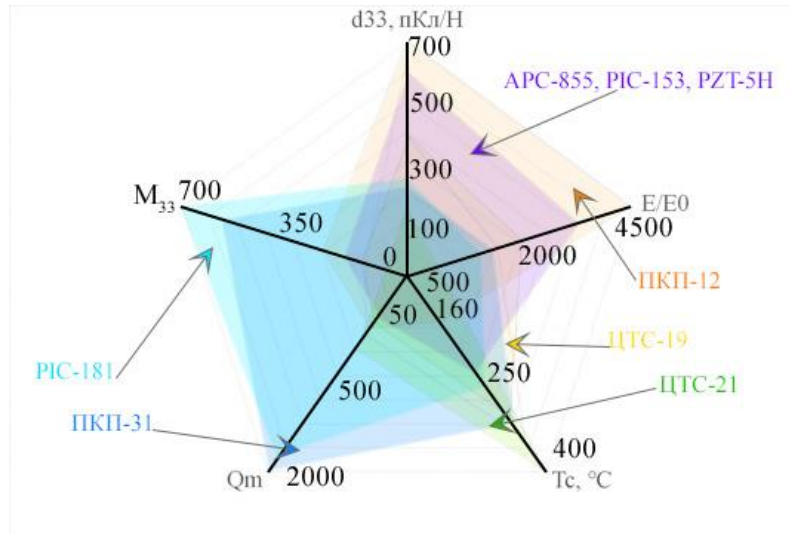


Рис. 1. Лепестковая диаграмма, демонстрирующая области ключевых характеристик, охватываемых выпускаемыми ПКМ

К передовым разработкам Института высоких технологий и пьезотехники ЮФУ следует отнести цифровые векторно-скалярные приемники для гидроакустических исследований [7] (рис. 2, а), многослойные актюаторы с низким управляющим напряжением [8] (рис. 2, б), матрицы актюаторов для миниатюрных корректоров волнового фронта [9] (рис. 2, в), многослойные пьезокерамические сборки (рис. 2, г).

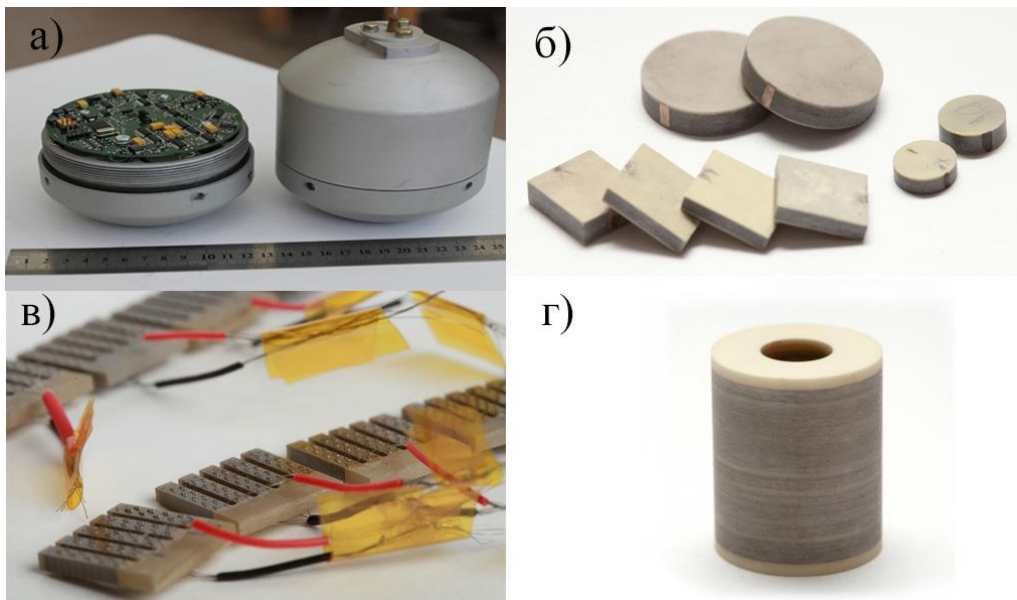


Рис. 2. Передовые разработки Института высоких технологий и пьезотехники ЮФУ: а – цифровой векторно-скалярный приемник; б – многослойные пленочные актюаторы с низким управляющим напряжением; в – матрицы актюаторов для миниатюрных корректоров волнового фронта; г – многослойный пьезокерамический преобразователь

Таким образом, в результате проведенного анализа получены характеристики различных ПКМ, построены сравнительные диаграммы. Отечественные разработки предоставляют значительные возможности разработчикам устройств пьезотехники, что является необходимым фактором в условиях импортозамещения и диверсификации производств.

Авторы выражают благодарность руководству НКТБ «Пьезо-прибор» и ЦКП «Высокие технологии» за помощь в подготовке материала.

### Список литературы

1. Каталог пьезокерамических материалов // НКТБ «Пьезоприбор ЮФУ» [Электронный ресурс]. – URL: <https://ivtipt.ru/pm>.
2. Гориш, А. В. Перспективы развития пьезоэлектрических датчиков механических величин для РКТ и других областей / А. В. Гориш, А. Е. Панич, С. Н. Свирская, В. В. Янчич // Сб. тр. науч.-техн. конф. «Информационно-измерительная техника». – М.: РУНД, 2014.
3. Малыхин, А. Ю. Управление свойствами пьезокерамического материала на основе системы ЦТС для устройств электроакустической техники / А. Ю. Малыхин, Л. А. Дыкина, Е. А. Панич // Российский химический журнал. – 2020. – Т. 64. – № 3. – С. 97–102.
4. Нагаенко, А. В. Управление свойствами пьезокерамического материала системы ЦТС, используемого в гидроакустических излучателях / А. В. Нагаенко, С. Н. Свирская, А. Е. Панич, А. А. Панич // Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации: материалы 10-й Междунар. науч.-техн. конф., Суздаль, 1–4 октября 2017 г. – С. 151–154.
5. Нагаенко, А. В. Пьезокерамика системы ЦТС для ультразвуковых методов неразрушающего контроля / А. В. Нагаенко, А. Ю. Малыхин, С. А. Ялынич // Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации: материалы 13-й Междунар. науч.-техн. конф. Москва, 12–13 октября 2020 г. – 2020. – С. 78–80.
6. Зацерклянный, О. В. Пьезоэлектрические материалы для датчиков вибрации и актюаторов в устройствах измерения плотности жидкостей и газов / О. В. Зацерклянный, А. Е. Панич // Датчики и системы. – 2020. – № 4 (246). – С. 48–54.
7. Галий, С. Н. Цифровой векторно-скалярный приемник для гидроакустических исследований / С. Н. Галий, В. К. Доля, А. В. Боев // Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики: тр. XV Всерос. конф., Санкт-Петербург, 21–25 сентября 2020 г. – С. 114–118.
8. Панич, А. А. Высокоэффективный многослойный пьезоэлектрический актюатор для устройств микро- и нанопозиционирования / А. А. Панич, Л. А. Дыкина, А. Ю. Малыхин, А. В. Скрылев, Р. А. Байдаров, Е. А. Панич // Перспективные системы и задачи управления: материалы XVI Всерос. науч.-практ. конф., п. Домбай. – 2021 г. ЮФУ. – 2021. – С. 247–254.

9. Toporovsky, V. V. Piezostack deformable mirror with high technological effectiveness / V. V. Toporovsky, A. V. Kudryashov, V. V. Samarkin, A. A. Panich, A. I. Sokallo, A. Yu. Malykhin // *Journal of Physics: Conference Series*. – 2021. – 2103 (1). № 012190.

10. Andryushin, K. P. Multicomponent ferroactive materials for low-frequency applications: Features of the crystal and grain structure, macro-responses / K. P. Andryushin, L. A. Shilkina, I. N. Andryushina, A. V. Pavlenko, A. V. Nagaenko, I. A. Verbenko, L. A. Reznichenko, // *Ceramics International*. – 2019. – № 45 (14). – PP.16855 – 16863.

11. Skrylev, A. V. Nonlinear dielectric response and elastic properties of a PZT-based multicomponent system / A. V. Skrylev, G. M. Akbaeva, A. I. Burkhanov, A. V. Sopot, E. M. Panchenko, // *Ferroelectrics*. – 2019. – Vol. 542 (1) – PP. 64–69.

## ПРИМЕНЕНИЕ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МОДУЛЕЙ ПЕЛЬТЬЕ ДЛЯ ОХЛАЖДЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

**Е.Н. Васильев**

Институт вычислительного моделирования СО РАН  
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 50/44  
E-mail: ven@icm.krasn.ru

Представлены результаты расчета режимов термоэлектрического охлаждения теплонагруженных радиоэлементов электронных устройств. Для разных значений мощности тепловыделения радиоэлемента определены на плоскости определяющих параметров границы, разделяющие режимы охлаждения и нагрева при использовании серийного термоэлектрического модуля. Получены зависимости эффективности термоэлектрического охлаждения от силы тока при различных значениях термического сопротивления устройства теплоотвода и мощности тепловыделения радиоэлемента.

Ресурс и стабильность рабочих характеристик электронных устройств существенно зависят от их температурного состояния. Известно, что при повышении температуры от 20 до 60 °С интенсивность отказов аппаратуры увеличивается более чем в 2 раза [1]. Для обеспечения оптимальных тепловых режимов теплонагруженных радиоэлементов (РЭ) используются различные средства интенсификации отвода теплоты: радиаторы, вентиляторы, тепловые трубы круглого и плоского видов [2], а также термоэлектрические модули (ТЭМ) Пельтье [3]. В настоящее время ТЭМ применяются для охлаждения малогабаритных теплонагруженных элементов электронных устройств (микропроцессоры, ПЗС-линейки и ПЗС-матрицы), стабилизации температурного режима когерентных источников оптического излучения для предотвращения их дрейфа, а также в других приложениях.

Эффект Пельтье заключается в том, что при протекании постоянного электрического тока в месте соединения разнородных проводников поглощается теплота, что приводит к охлаждению контакта. На основе современных термоэлектрических полупроводниковых материалов серийно выпускаются модули Пельтье, обеспечивающие максимальный перепад температуры между противоположными спаями до 75 °С. К важным практическим достоинствам термоэлектрических модулей относятся малые габариты, вес и тепловая инерционность, бесшумность работы, возможность охлаждения объекта ниже температуры окружающей среды. При этом эффективность термоэлектрических систем охлаждения недостаточно высока и существенно зависит от термического сопротивления устройства отвода теплоты

в окружающую среду. Негативным фактором является собственное джоулево тепловыделение, которое необходимо отводить с горячей стороны ТЭМ. По этой причине при определенных условиях возможны режимы, когда применение ТЭМ может приводить не к охлаждению элемента, а наоборот – к его нагреву. Так, например, в работе [4] по результатам экспериментальных исследований сделан вывод о том, что «одиноким элементом Пельтье не способен создавать необходимый стабильный температурный режим в установившемся режиме продолжительное время ввиду саморазогрева выделяющейся в нем электрической энергии».

Одним из путей повышения эффективности термоэлектрической системы охлаждения и терморегулирования (ТЭСОТ) является оптимизация ее конструкции и режимов работы, позволяющая снизить перепады температуры на термических сопротивлениях в системе охлаждения и максимально использовать потенциал современных термоэлектрических материалов.

Конструкция ТЭСОТ (рис. 1), предназначенная для охлаждения РЭ (1), включает в себя теплораспределитель (2), термоэлектрический модуль (3), устройство теплоотвода (4) и тепловые контакты (5). Охлаждение РЭ обеспечивается за счет отрицательного температурного перепада  $\Delta T_{\text{ТЭМ}}$ , который производит ТЭМ. Теплораспределитель, выполненный из материала с высокой теплопроводностью, предназначен для согласования размеров РЭ и ТЭМ и выравнивания теплового потока. Устройство теплоотвода обеспечивает отвод теплоты от горячей стороны ТЭМ в окружающую среду. Потери температурного перепада на термических сопротивлениях теплораспределителя, устройства теплоотвода и тепловых контактов снижают эффективность охлаждения ТЭСОТ.

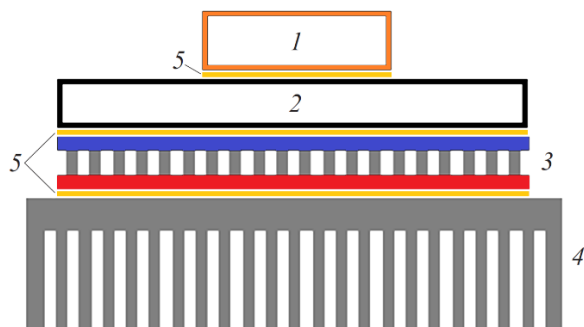


Рис. 1. Схема термоэлектрической системы охлаждения

Для серийно выпускаемых ТЭМ наиболее доступной и достоверной информацией по их параметрам и рабочим характеристикам являются данные производителя. При этом, наряду

с общими параметрами (геометрическими размерами и пр.), как правило, приводятся зависимости  $Q(\Delta T)$  и  $U(\Delta T)$  для нескольких значений силы тока. В данной работе для расчетов использованы зависимости для серийного ТЭМ «РЕ-287-10-15», имеющего размеры  $40 \times 40$  мм<sup>2</sup>, максимальные значения холодопроизводительности  $Q_{\text{ТЭМ}} = 74,9$  Вт и температурного перепада  $\Delta T_{\text{ТЭМ}} = 74$  °С при силе тока  $I_{\text{max}} = 3,4$  А. Рабочие характеристики ТЭМ  $Q(\Delta T)$  и  $U(\Delta T)$  являются исходными данными для дальнейшего расчета эффективности охлаждения.

В настоящей работе проведем анализ влияния холодопроизводительности ТЭМ на эффективность охлаждения ТЭСОТ. Для известных параметров теплораспределителя и мощности тепловыделения радиоэлемента  $Q$  – величина перепада температуры на теплораспределителе является фиксированной добавкой к температуре холодной стороны ТЭМ и не зависит от значения  $Q_{\text{ТЭМ}}$  и режима работы ТЭМ. Поэтому при анализе будет исследоваться теплообмен в системе ТЭМ-устройства теплоотвода. Разность температур  $\Delta T_0$  между холодной стороной ТЭМ и окружающей средой определяется из выражения [5]:

$$\Delta T_0 = T_1 - T_0 = R_s Q + R_s U(I, Q) I - \Delta T_{\text{ТЭМ}}(I, Q), \quad (1)$$

где,  $T_1$ ,  $T_0$  – значения температуры холодной стороны ТЭМ и окружающей среды;  $R_s$  – суммарное термическое сопротивление устройство теплоотвода и его теплового контакта с ТЭМ;  $Q$  – мощность тепловыделения РЭ;  $\Delta T_{\text{ТЭМ}}$  – перепад температуры между горячей и холодной сторонами ТЭМ;  $U$  и  $I$  – напряжение и сила тока электропитания ТЭМ. Рабочие характеристики термоэлектрического модуля  $Q(\Delta T_{\text{ТЭМ}})$  и  $U(\Delta T_{\text{ТЭМ}})$  являются исходными данными для определения зависимостей  $U(I, Q)$  и  $\Delta T_{\text{ТЭМ}}(I, Q)$  и дальнейшего расчета  $\Delta T_0$ . Методика расчета зависимостей  $U(I, Q)$  и  $\Delta T_{\text{ТЭМ}}(I, Q)$  приведена в [5].

Влияние работы ТЭМ на тепловой режим РЭ описывается двумя последними слагаемыми в правой части выражения (1). Эти слагаемые добавляются к температурному перепаду, который формируется на устройстве теплоотвода в случае отсутствия ТЭМ. Таким образом, величина  $\Delta T_e = R_s U I - \Delta T_{\text{ТЭМ}}$  определяет величину суммарного перепада температуры, обеспечиваемого только работой ТЭМ. Проведенные расчеты показывают, что применение ТЭМ в зависимости от режима его работы, тепловой нагрузки и термического сопротивления устройства теплоотвода может приводить как к охлаждению РЭ ( $\Delta T_e < 0$ ), так и к его дополнительному нагреву ( $\Delta T_e > 0$ ). Область рабочих режимов ТЭСОТ, отвечающую режиму охлаждения, определим на плоскости

определяющих параметров  $I - R_s$  из уравнения  $\Delta T_e(I) = 0$ . Полученные зависимости для  $Q = 30, 40$  и  $50$  Вт приведены на рис. 2. Области рабочих режимов ТЭСОТ расположены ниже соответствующих кривых. При значениях параметров, лежащих в рабочей области, применение ТЭМ обеспечивает дополнительное охлаждение РЭ по сравнению с обычной системой охлаждения, за пределами области температура РЭ повышается.

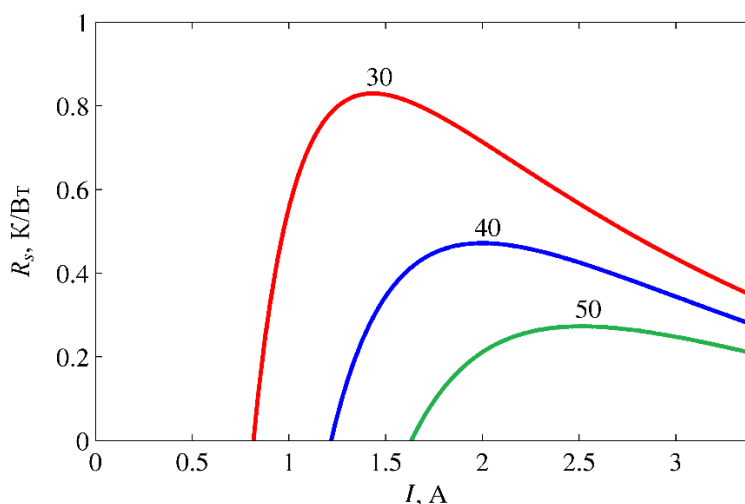


Рис. 2. Границы режимов охлаждения и нагрева ТНЭ, на графиках приведены значения  $Q$  в Вт

Эффективность охлаждения, количественно выраженная в перепаде температуры  $\Delta T_e$ , рассчитывалась для заданных значений мощности тепловыделения  $Q$  и термического сопротивления  $R_s$  с учетом зависимостей  $\Delta T_{\text{ТЭМ}}(I)$  и  $U(I)$ .

На рис. 3 приведены графики  $\Delta T_e(I)$  для трех значений  $R_s = 0,1, 0,3$  и  $0,5$  К/Вт при  $Q = 30$  Вт (красные линии),  $40$  Вт (синие линии) и  $50$  Вт (зеленая линия). Из расположения кривых (рис. 3) следует, что величина термического сопротивления оказывает значительное влияние на эффективность охлаждения, так минимальные значения  $\Delta T_e$  при  $R_s = 0,1$  и  $0,5$  К/Вт отличаются более, чем на  $20$  °С. Минимумы на кривых  $\Delta T_e(I)$  соответствуют оптимальным режимам с максимальной эффективностью ТЭСОТ, в которых достигается наибольшее снижение температуры. Положение минимумов  $\Delta T_e$  соответствует оптимальным значениям силы тока, которые зависят от тепловой мощности РЭ и термического сопротивления устройства теплоотвода. Следует отметить, что для рассматриваемого ТЭМ «РЕ-287-10-15» и  $Q > 50$  Вт возможности снижения температуры РЭ даже при минимальном значении  $R_s = 0,1$  К/Вт становятся ограниченными ( $\Delta T_e < 13$  °С), а применение ТЭСОТ малоэффективным.

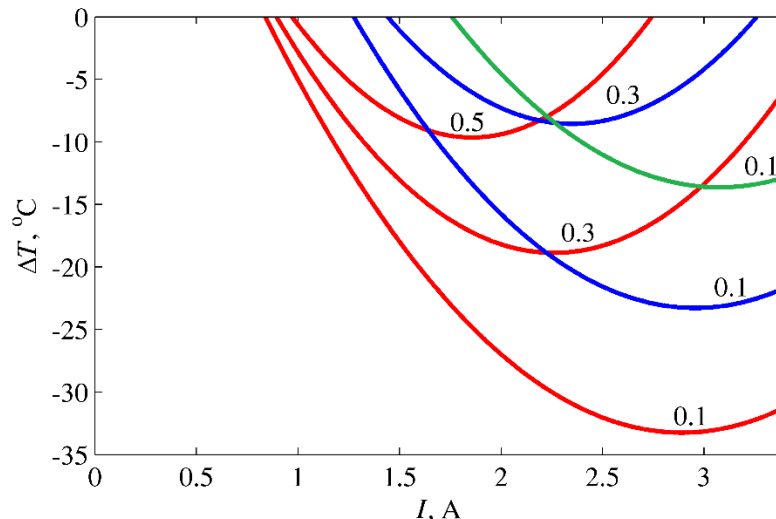


Рис. 3. Зависимости  $\Delta T_0(I)$  для  $Q = 30$  Вт (красные линии),  $40$  Вт (синие линии) и  $50$  Вт (зеленая линия), соответствующие значению  $R_s$ , К/Вт

Таким образом, для описания процессов теплообмена в ТЭСОТ представлена математическая модель, в которой используются рабочие характеристики серийного ТЭМ. На основе модели проведен расчет тепловых режимов РЭ для различных значений термического сопротивления устройства теплоотвода, тепловой мощности РЭ и силы тока электропитания ТЭМ. На плоскости определяющих параметров  $I - R_s$  установлены границы режимов охлаждения и нагрева РЭ. Определены оптимальные значения силы тока, соответствующие максимальному охлаждению РЭ.

### Список литературы

1. Ненашев, А. П. Конструирование радиоэлектронных средств / А. П. Ненашев. – М.: Высшая школа, – 1990. – 432 с.
2. Васильев, Е. Н. Математическое моделирование теплового режима гипертеплопроводного радиатора мощного радиоэлемента / Е. Н. Васильев, Е. С. Никифорова // Вестник Сибир. гос. аэрокосм. ун-та. – 2005. – Вып. 3. – С. 23–26.
3. Васильев, Е. Н. Термоэлектрическое охлаждение теплонагруженных элементов электроники / Е. Н. Васильев // Микроэлектроника. – 2020. – Т. 49. – № 2. С. 133–141.
4. Беспалов, Н. Н. Исследование термоэлектрических параметров элементов Пельтье / Н. Н. Беспалов, Ю. В. Горячкин, А. Г. Григорьев, Е. И. Клечкин // Огарев-online. – 2019. – № 11.
5. Васильев, Е. Н. Расчет и оптимизация режимов термоэлектрического охлаждения теплонагруженных элементов / Е. Н. Васильев // Журнал технической физики. – 2017. – Т. 87. – Вып. 1. – С. 80–86.
6. Васильев, Е. Н. Расчет термического сопротивления теплораспределителя системы охлаждения теплонагруженного элемента / Е. Н. Васильев // Журнал технической физики. – 2018. – Т. 88. – Вып. 4. – С. 487–491.



## ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ИТТРИЕВЫХ И ГОЛЬМИЕВЫХ АЛЮМОБОРАТОВ

П.П. Турчин<sup>1,2</sup>, С.И. Бурков<sup>1</sup>, В.И. Турчин<sup>1</sup>, Е.И. Семишин<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ  
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28  
E-mail: pturchin@sfu-kras.ru

<sup>2</sup>Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН –  
обособленное подразделение ФИЦ КНЦ СО РАН  
660036, г. Красноярск, Академгородок, 50, стр. 38  
E-mail: pturchin@sfu-kras.ru

Экспериментальные значения пьезоэлектрических постоянных  $e_{ijk}$  и пьезомодулей  $d_{ijk}$  монокристаллов  $\text{HoAl}_3(\text{BO}_3)_4$  получены эхо-импульсным ультразвуковым и квазистатическими методами. Выполнен сравнительный анализ анизотропии коэффициентов электромеханической связи объемных акустических волн этого монокристалла с монокристаллом  $\text{YAl}_3(\text{BO}_3)_4$ .

Тригональные (точечная группа симметрии 32) монокристаллы иттриевого ( $\text{YAl}_3(\text{BO}_3)_4$ ) и гольмиевого ( $\text{HoAl}_3(\text{BO}_3)_4$ ) алюмоборатов относятся к ряду редкоземельных оксиборатов  $\text{RMe}_3(\text{BO}_3)_4$  (где  $\text{R} = \text{Y}, \text{La-Lu}$ ;  $\text{M} = \text{Fe}, \text{Al}, \text{Cr}, \text{Ga}, \text{Sc}$ ) [1]. Гольмиевый алюмоборат обладает магнитоэлектрическими свойствами, иттриевый алюмоборат, наоборот, является «немагнитным» представителем кристаллов этого семейства. Учитывая существующие возможности магнито-электро-упругих взаимодействий в этих монокристаллах, сравнительный анализ анизотропии их пьезоэлектрических свойств имеет существенный интерес.

Для иттриевого алюмобората пьезоэлектрические постоянные и пьезомодули были найдены в [2, 3], где также подробно описаны акустическая и квазидинамическая методики определения этих постоянных. Пьезомодули  $d_{ijk}$  находятся квазистатическим методом путем измерения заряда при переменной динамической нагрузке в диапазоне частот 1–100 Гц:

$$d_{i\lambda} = \frac{q}{F} = \frac{US_d}{K_{\text{пр}}FS_3}, \quad (1)$$

где  $d_{i\lambda}$  – измеряемый пьезомодуль;  $q$  – заряд на электродах;  $F$  – амплитуда динамической силы;  $U$  – амплитуда напряжения на выходе усилителя заряда;  $S_d$  – площадь приложения нагрузки;  $S_3$  – площадь электродов;  $K_{\text{пр}}$  – коэффициент преобразования усилителя заряда.

Знак пьезомодуля устанавливается прямыми измерениями пьезоэффекта в кристаллофизической системе координат, в которой  $C_{14} < 0$  [4].

Экспериментальные значения пьезоэлектрических постоянных  $e_{ijk}$  могут быть определены эхо-импульсным ультразвуковым методом из значений скоростей объемных акустических волн (ОАВ) для пьезоактивных мод. Связь между значениями  $e_{ijk}$  и скоростями находится путем решения уравнения Грина-Кристоффеля:

$$(\Gamma_{il} - \lambda \delta_{il})U_l = 0, \quad (2)$$

где  $\Gamma_{il} = C_{ijkl}^E n_j n_k + \frac{e_i e_l}{\varepsilon^*}$  – симметричный тензор Кристоффеля для пьезоэлектриков;  $\lambda_i = \rho v^2$  – собственные значения  $\Gamma_{il}$ ,  $\delta_{il}$  – тензор Кронекера;  $U_l$  – собственные векторы  $\Gamma_{il}$ ,  $e_l = e_{plm} n_p n_m$  и  $e_l = e_{nik} n_n n_k$  – пьезоэлектрические векторы;  $\varepsilon^* = \varepsilon_{rs}^n n_r n_s$  – свертка высокочастотной диэлектрической постоянной,  $n_i$  – единичный вектор волновой нормали.

Константы  $e_{ijk}$  и  $d_{ijk}$  связаны с значениями упругих постоянных  $C_{ijkl}^E$  известной формулой [5] которая также позволяет определить знак  $e_{ijk}$ .

$$e_{ijk} = d_{ilm} C_{lmjk}^E, \quad (3)$$

Пьезоэлектрические постоянные и модули описанными методами для гольмиевого алюмобората находились в данной работе. Кристаллографическая ориентация и кристаллофизические направления для решения уравнений (2) представлены на рис. 1.

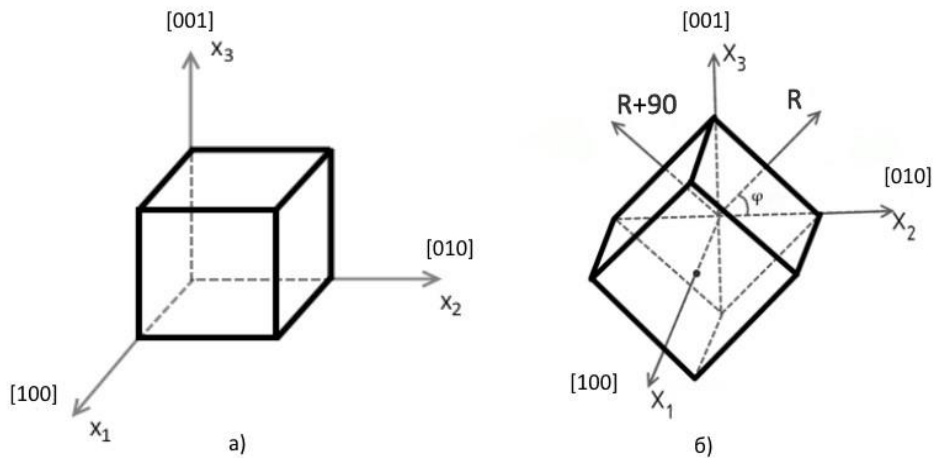


Рис. 1. Кристаллофизическая ориентация направлений и срезов: а – базовые x, y, z-срезы; б – повернутые R и R+90 срезы

Значения полученных постоянных, а также диэлектрической проницаемости в сравнении со значениями  $YAl_3(BO_3)_4$  [3] приведены в табл. 1.

Таблица 1

Значения пьезоэлектрических и диэлектрических констант в монокристаллах  $YAl_3(BO_3)_4$  и  $HoAl_3(BO_3)_4$

	Пьезоэлектрические константы $e_{i\lambda}$ , Кл/м <sup>2</sup> , $d_{i\lambda} \cdot 10^{-12}$ , Кл/Н				Диэлектрические постоянные $\frac{\epsilon_{ij}}{\epsilon_0}$	
	$e_{11}$	$e_{14}$	$d_{11}$	$d_{14}$	$\epsilon_{11}^n$	$\epsilon_{33}^n$
$YAl_3(BO_3)_4$ [3]	$-1,06 \pm 0,07$	$-0,27 \pm 0,04$	$-6,0 \pm 0,3$	$-7,2 \pm 0,4$	$11,7 \pm 0,1$	$11,1 \pm 0,1$
$HoAl_3(BO_3)_4$	$-1,02 \pm 0,07$	$-0,15 \pm 0,04$	$-6,1 \pm 0,3$	$-6,1 \pm 0,4$	$9,9 \pm 0,1$	$10,9 \pm 0,1$

Существенные различия мы видим для постоянных  $e_{14}$ ,  $d_{14}$  и  $\epsilon_{11}^n$ . Более полно оценить пьезоэлектрические свойства исследуемых монокристаллов позволяет анализ анизотропии коэффициентов электромеханической связи (КЭМС) ОАВ. Численное моделирование значений КЭМС было выполнено с помощью прикладного пакета программ [6]. Результаты для базовых срезов монокристаллов (рис. 1) представлены на рис. 2–4. Значения КЭМС для исследуемых монокристаллов достигают величины  $k^2 = 0.12$  в плоскости 100 и близки по величине для всех рассчитанных ОАВ.

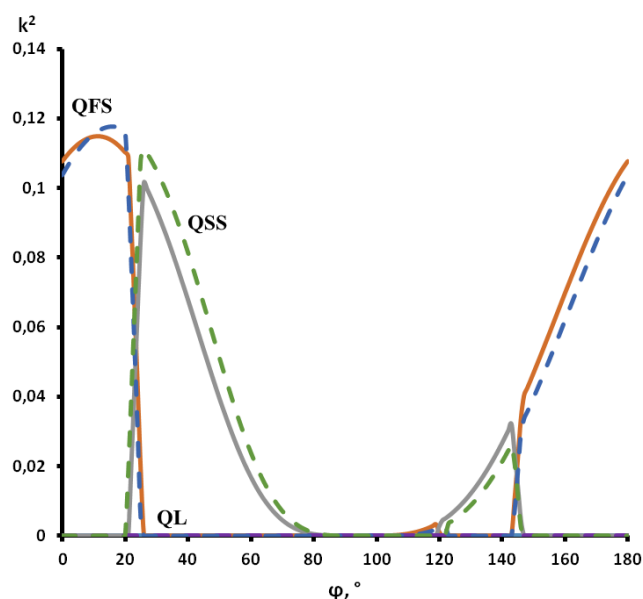


Рис. 2. Анизотропия КЭМС в плоскости 100. Пунктирной линией показаны значения для  $YAl_3(BO_3)_4$ , сплошной линией – значения для  $HoAl_3(BO_3)_4$

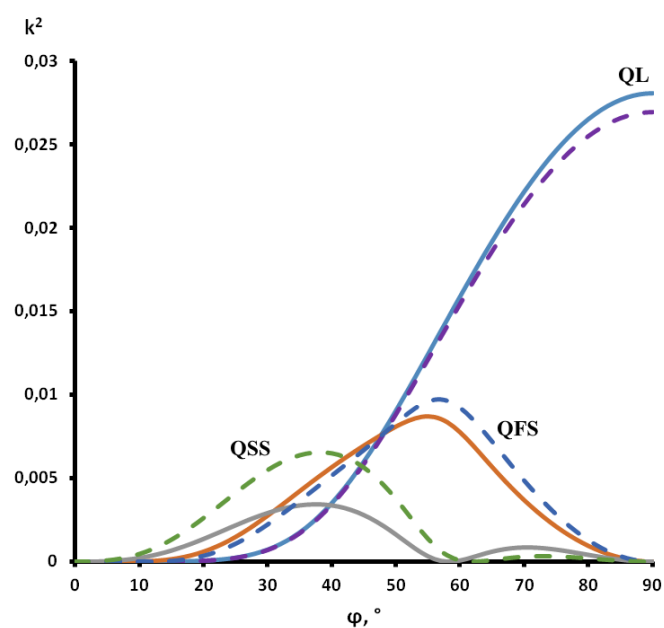


Рис. 3. Анизотропия КЭМС в плоскости 010. Пунктирной линией показаны значения для  $YAl_3(BO_3)_4$ , сплошной линией – значения для  $HoAl_3(BO_3)_4$

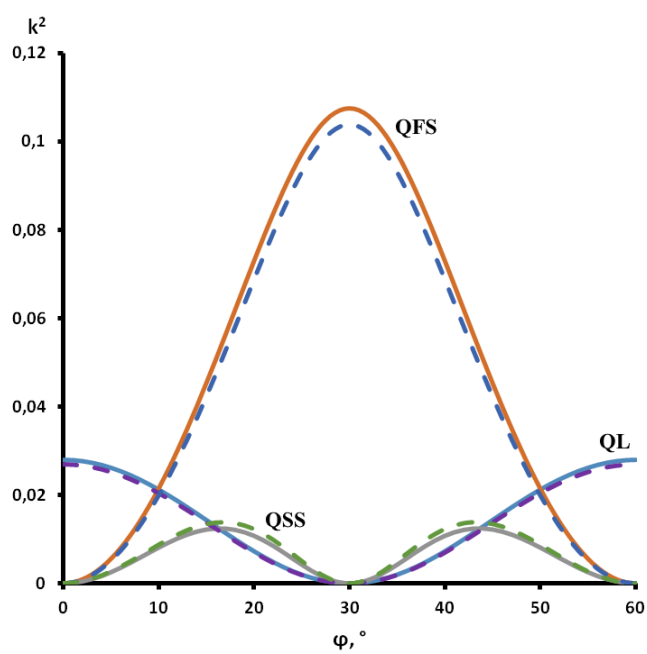


Рис. 4. Анизотропия КЭМС в плоскости 001. Пунктирной линией показаны значения для  $YAl_3(BO_3)_4$ , сплошной линией – значения для  $HoAl_3(BO_3)_4$

## Список литературы

1. Khomskii, D. Trend: Classifying multiferroics: Mechanisms and effects / D. Khomskii // *Physics*. – 2009. – Т. 2. – P. 20.
2. Turchin, P. P. Application of DMA 242 C for Quasi-Static Measurements of Piezoelectric Properties of Solids / P. P. Turchin // *Journal of Siberian Federal University. Mathematics & Physics*. – 2020. – Т. 13. – № 1. – P. 97–103.
3. Turchin P. P. Electromechanical Properties and Anisotropy of Acoustic Waves Characteristics in Single Crystals  $\text{YAl}_3(\text{BO}_3)_4$  / P. P. Turchin // *Journal of Siberian Federal University. Mathematics & Physics*. – 2019. – Т. 12. – № 6. – PP. 756–771.
4. Сиротин, Ю. И. Основы кристаллофизики / Ю. И. Сиротин, М. П. Шаскольская. – Наука, 1979. – 640 с.
5. Най, Дж. Физические свойства кристаллов / Дж. Най. – М.: Иностранная литература, 1967. – 388 с.
6. Бурков, С. И., Сорокин Б. П. А. с. Расчет анизотропии распространения объемных акустических волн в пьезокристаллах при воздействии однородного внешнего электрического поля / С. И. Бурков, Б. П. Сорокин. – № 2009613152; опубли. 18.06.2009.

**Секция**  
**«ADVANCED TRENDS IN RADIOELECTRONICS, TELECOMMUNICATION AND  
ENGINEERING (ДОКЛАДЫ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ)»**

---

**APPLICATION OF METAMATERIALS WITH NEGATIVE DIELECTRIC  
AND MAGNETIC PERMITTIVITY**

**N.A. Paroshin, I.V. Alekseenko (language advisor)**

SFU Institute of Engineering Physics and Radioelectronics  
28 Kirenskogo str., Krasnoyarsk, 660074  
E-mail: aveline99@mail.ru

The article is an overview of the research and development of metamaterials – man-made objects with nanoscale structures that have properties that are superior to materials that exist in nature. It also describes its features and the interest of their further study.

Over the past decade of the 1990s and 2000s, a large number of scientists and researchers began to show great interest in the field of electromagnetism, especially in the use of special types of artificial dielectric materials, the so-called metamaterials. The word «meta» in «metamaterials» (from the Greek μετά, which means «beyond/after the boundary of something») and this term began to be used to refer to artificially created materials, i.e. we conclude that metamaterials do not exist in nature. These are exclusively man-made objects.

Such materials have electromagnetic properties that, by their properties and characteristics, are capable of going beyond those that can be found in nature (high cycling, durability, wide temperature range) and allowing them to control the properties of light and achieve exciting effects due to the created heterogeneity of their structure. It should be clarified that metamaterials are synthesized by introducing various periodic structures with very different geometric shapes into the initial natural material, which modify the dielectric  $\epsilon$  and magnetic  $m$  susceptibility of the initial material

So what is a metamaterial? There are a number of terms, but we will present the most succinct one right now:

A metamaterial is a material whose natural properties are determined not so much by natural physical properties as by a periodic microstructure created by humans and which has unique electrophysical, radiophysical, optical or acoustic properties.

The main feature of metamaterials is a negative (or left-handed) refractive index, which is manifested when the dielectric and magnetic

permittivity are simultaneously negative ( $\epsilon$  and  $\mu$  simultaneously have negative values). This, in turn, leads to the propagation of a reverse electromagnetic wave in such a medium.

The most exciting and interesting aspects of studying these structures are various theories and concepts of transformational optics, which include optical masking, the use of light on scales smaller than the wavelength, the conversion of sunlight energy, and the creation of hyperlenses [1] to obtain images with super-resolution even for small objects. But the most unimaginable concept of using metamaterials in the use of optical masking is bending light around itself, the so-called «invisibility cloak».

Also, it is worth noting that due to the unique properties and effects of metamaterials, they play an important role in the development of meta-devices, customizable, switchable touch functions [2].

For ordinary (non-metamaterials) electromagnetic properties depend on their bonds and molecules. In metamaterials, instead, artificially obtained structures operate (provided that they are properly configured). And it is precisely the location of the forms and interactions of such structures that determines their electromagnetic behavior. Fig. 1 shows one of the types of metamaterial structure metamaterial.

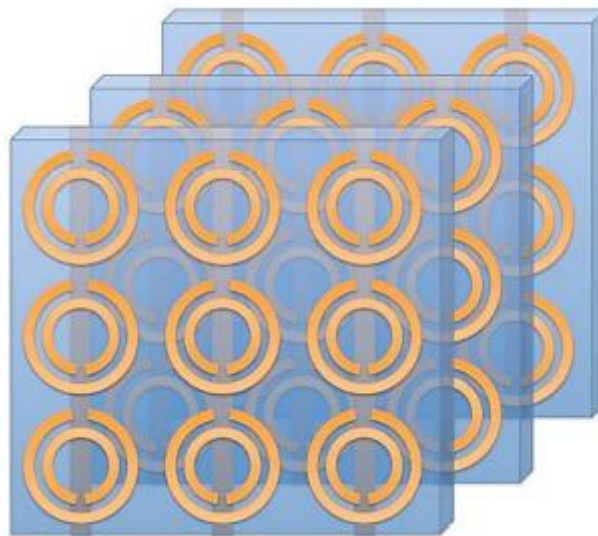


Fig. 1. Image of the metamaterial structure [4]

The scale of such structures is measured in relation to the wavelength at which their functional operation is expected. For a composite material to be considered a metamaterial, the size of the structure must not exceed 1/10 of the size of the reflected wave. This means that for metamaterials tuned to light waves, the size should be less than 100 nm.

As mentioned earlier, a characteristic feature of metamaterials is that a negative refractive index occurs when the dielectric ( $\epsilon$ ) and magnetic ( $\mu$ ) simultaneously have negative values ( $\epsilon < 0$  and  $\mu < 0$ ) [3]. It is worth saying that this is a special feature, since natural materials with negative refraction have not yet been discovered.

To study the behavior of frequency and concentration dependences of the effective permittivity of the composite material under study, the following formula (1) exists:

$$\epsilon_{eff} = \frac{H_\epsilon + i\sqrt{-H_\epsilon^2 - 8\epsilon_m\epsilon_d J(k_m a)}}{4}, \quad (1)$$

where  $\epsilon_m$  – is the relative complex permittivity of the nanoparticle material;  $\epsilon_d$  – is the relative complex permittivity of the matrix;  $a$  – radius of the particle;  $k_m$  – is the wave number for the nanoparticle;  $H_\epsilon$  – is the relative volume concentration of nanoparticles in the composite.

The permittivity  $\epsilon_{eff}$  can be either positive or negative. This depends on one of the four classification media of dielectric and magnetic permittivity. There is the following classification (fig. 2):

- negative  $\epsilon$  and positive  $\mu$  ( $\epsilon < 0, \mu > 0$ ); these are usually denoted as ENG material ( $\epsilon$  negative – epsilon-negative). It is considered the most common characteristic, which can be either transparent or not for electromagnetic waves;
- positive  $\epsilon$  and positive  $\mu$  ( $\epsilon > 0, \mu > 0$ ); they are commonly referred to as DPS material (double positive). Such media for electromagnetic waves are considered if the internal losses are small;
- negative  $\epsilon$  and negative  $\mu$  ( $\epsilon < 0, \mu < 0$ ); these are usually referred to as DNG material (double negative);
- positive  $\epsilon$  and negative  $\mu$  ( $\epsilon > 0, \mu < 0$ ); these are usually referred to as MNG ( $\mu$  negative – mu-negative) material.

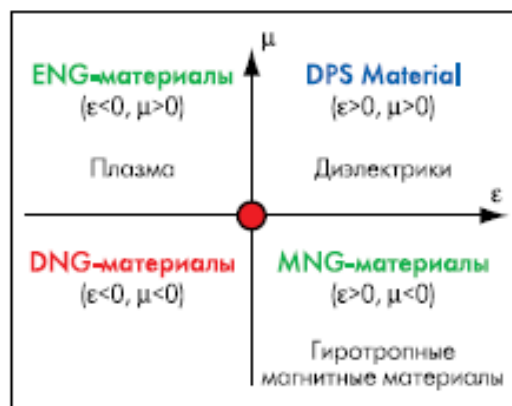


Fig. 2. Classification of metamaterials by their dielectric and magnetic permittivity [5]



For materials that have a negative energy  $\epsilon$  or  $\mu$ , they are called SNG (single negative – mono negative). In such environments, electromagnetic waves rapidly decay exponentially. They are considered opaque to radiation if their thickness is greater than the attenuation length of electromagnetic waves.

In this classification, we are interested in DNG material. And it is interesting because it allows this classification to have an interesting property, namely the negative refractive index of electromagnetic waves [6], which was first presented in the works of V. Veselago [7]. A negative value of the refractive index changes the geometric optics of lenses and other objects of DNG-materials (example: a focusing lens will begin to scatter). Structures of metamaterials can be constructed using various inclusions: wires, cut rings, rings with electrical capacitance, double cut rings, etc.

In addition to primitive examples using DNG-materials for lenses, they also find their application in antenna technology, which is considered promising for creating new classes of microwave devices, emitters, phased antenna arrays (PAA), which is described in the works of Professor I. F. Budagyan [8], A. N. Budagyan-Lagarkova [9], O. G. Vendica [10].

This article presents an overview of an interesting object-metamaterial. Its presentation and application were also described. Finally, I would like to add that the preparation of metamaterials for large areas can be very complex and time-consuming, along with their high cost. Currently, manufacturing methods are far from ideal and this is rarely given priority. But as these structures become more and more widely used (although still for commercial purposes), and technologies are constantly improving, all these problems can be overcome and a new branch of using metamaterials for various devices will begin.

## References

1. Kildashev, A. V. Transformational optics and metamaterials / A. V. Kildashev, V. M. Shalaev // *Uspekhi fizicheskikh nauk.* – 1, January 2011. – vol. 181. – № 1.
2. A Review on Metamaterials for Device Applications N. Suresh Kumar, K. Chandra Babu Naidu 2,\*, Prasun Banerjee 3 , T. Anil Babu 2 and B. Venkata Shiva Reddy 2,4 / crystals.
3. Vozianova, A. V., Khodzitsky, M. K., Nanofotnik. Part 1. St. Petersburg // ITMO National Research University. – 2013. – 94 p. (in Russian)
4. Manufacturing Disruption. – URL: <https://manufacturingdisruption.com/2014/12/31/metamaterials-ultimatecomposites/>.
5. Metamaterials in antenna technology: basic principles and results Slyusar.
6. Avdyushin, A. S. Application of metamaterials in antenna technology / A. S. Avdyushin, M. Yu. Vlasov, and Yu. G. Pasternak.
7. Veselago, V. G., Electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$  / V. G. Veselago // *Uspekhi fizicheskikh nauk.* – 1967. – vol. 92. – № 7. – PP. 517–526.

8. Budagyan, I. F. Microstrip spiral antenna in a multilayer medium based on dielectric and metamaterials in the mode of nanosecond pulse emission / I. F. Budagyan // Information society technology.

9. Lagarkov, A. N. Superresolution and amplification in metamaterials / A. N. Lagarkov // Conferences and symposia. – 2009. – vol. 179. – № 9. – PP. 1018–1027.

10. O. G. The Vendor. Phased array antenna with controlled radiation pattern shape Journal of Technical Physics. – 2013. – vol. 83. – issue 10. – P. 117.

# BER COMPARISON OF OFDM FOR DIFFERENT ORDER TYPES OF PSK AND QAM WITH AND WITHOUT USING LDPC

**O.A. Dheyab<sup>1,2</sup>, S.S. AL-Obaidi<sup>3</sup>, D.Y. Chernikov<sup>1</sup> (scientific supervisor)**

<sup>1</sup>Institute of Engineering Physics and Radio Electronics SibFU  
660074, Krasnoyarsk, st. Kirenskogo, 28

<sup>2</sup>University of Technology-Iraq  
Al-Sina'a Street, Baghdad, Iraq

E-mail: Omer.A.Dheyab@uotechnology.edu.iq

<sup>3</sup>Institute of Space and Information Technology SibFU  
660041, Krasnoyarsk, st. Svobodnyy Ave, 82A

E-mail: saifsalam246@gmail.com

Today wireless communications are the fastest growing segment of the communication industry. It is using in many filed of our life like mobile communication and TV. But there are many technical challenges that must be overcome such as noise. In this paper calculated the Bit Error Rate for OFDM with different order types of PSK and QAM modulation technique over AWGN channel. Then reduce the BER by using Low density parity check (LDPC) with different code rate.

## Introduction

In telecommunications, OFDM is a type of digital transmission and a method of encoding digital data on multiple carrier frequencies. OFDM has developed into a popular scheme for wideband digital communication, used in applications such as digital television and audio broadcasting, DSL internet access, wireless networks, power line networks, and 4G/5G mobile communications [1]. The main advantage of OFDM over single-carrier schemes is its ability to cope with severe channel conditions (for example, attenuation of high frequencies in a long copper wire, narrowband interference and frequency-selective fading due to multipath) without the need for complex equalization filters. The best way to reduce the number of bit errors is Forward error correction. In telecommunication, information theory, and coding theory, forward error correction (FEC) or channel coding [2, 3] is a technique used for controlling errors in data transmission over unreliable or noisy communication channels. The central idea is that the sender encodes the message in a redundant way, most often by using an ECC. The redundancy allows the receiver to detect a limited number of errors that may occur anywhere in the message, and often to correct these errors without re-transmission. One of the best kinds FEC is Low density parity check (LDPC). Is a highly efficient type of linear block error correction codes [4]. It is made from many single parity checks (SPC) codes. They can provide performance very close to the channel capacity (the theoretical maximum) using an iterated soft-decision decoding approach, at linear time complexity in terms of their block length.

Practical implementations rely heavily on decoding the constituent SPC codes in parallel. LDPC codes are now used in many recent high-speed communication standards, such as DVB-S2, WiMAX, High-Speed Wireless LAN etc. Many BER performance analysis of OFDM have been presented. In [5] evaluation of SNR in terms of constant bit error rate is performed on AWGN, Rayleigh and Rician fading channels for OFDM with BPSK, QPSK & 16 QAM. In [6] provided a BER comparison between the coding schemes: convolutional, turbo, LDPC and polar codes for different scenarios and With exception of the convolutional code, the other schemes perform close to each other. This paper focuses on the choosing best way to transmit data Via OFDM. By comparing the BER performance of OFDM with different order types of PSK and QAM modulation techniques and lessen the BER by using LDPC with a different code rate.

**Algorithm**

OFDM signals are typically generated digitally. Fig. 1 shows the basic block diagram of an OFDM transmitter and receiver. The Input data is encoded by using LDPC to minimize BER. The encoded data modulating by different order types of PSK and QAM modulation techniques. The IFFT is to transform the signal from the frequency domain to the time domain. Additive white Gaussian Noise (AWGN) is a basic noise model used in Information theory to imitate the effect of many random processes that occur in nature. FFT is to transform the time domain signal into the frequency domain.

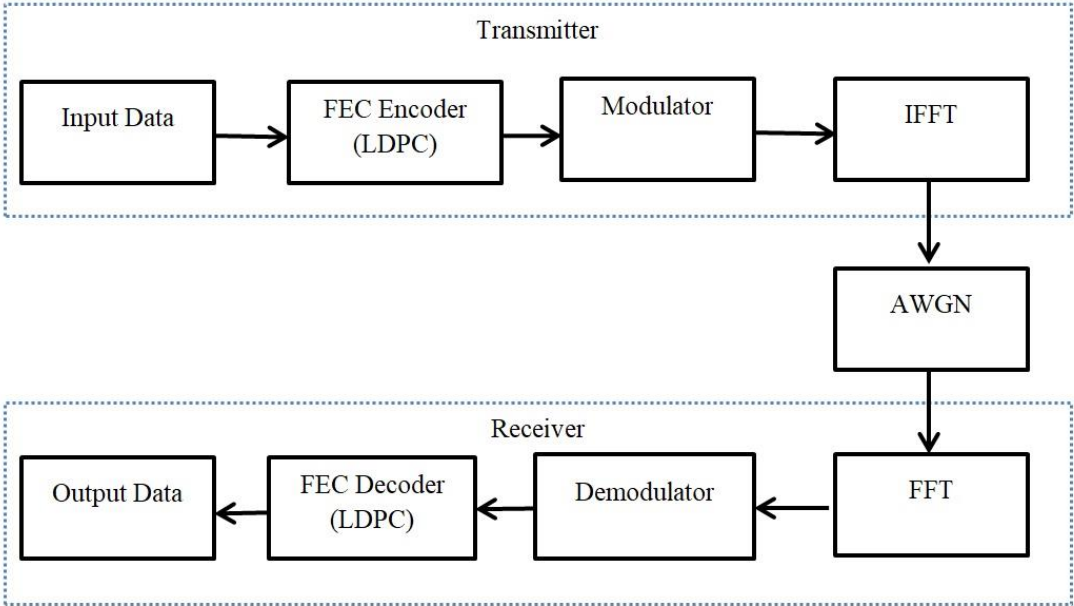


Fig. 1. Block Diagram of OFDM Transmitter and Receiver

## Result

This project is simulated by using MATLAB. The first simulation used OFDM without Forwarding error correction and using different order types of PSK and QAM modulation techniques over the AWGN channel. Fig. 2 shows the BER performance analysis of OFDM over the AWGN channel.

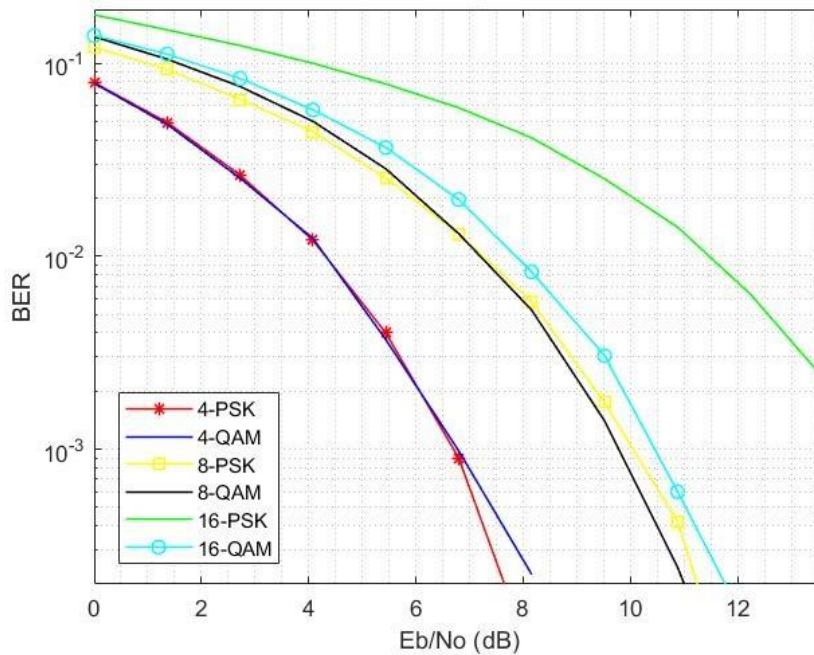


Fig. 2. BER performance of OFDM over AWGN channel

In the graph as the value of SNR increases, BER decreases in all modulation techniques. BER performance of 4-PSK and 4-QAM are much better than higher order of PSK and QAM. Whenever increasing order of PSK and QAM the BER increase. Also, the performance of 8-QAM and 16-QAM is better than 8-PSK and 16-PSK. Table1 shows the values of comparison for BER vs. SNR.

Table 1

Comparison of BER vs. SNR over AWGN channel

SNR(dB)	4-PSK (BER)	4-QAM (BER)	8-PSK (BER)	8-QAM (BER)	16-PSK (BER)	16-QAM (BER)
0	0,0827	0,0828	0,1254	0,1282	0,1747	0,1402
2	0,0422	0,0421	0,0861	0,0811	0,1325	0,0976
4	0,0138	0,0143	0,0489	0,0421	0,0995	0,0594
6	0,0030	0,0030	0,0228	0,0163	0,0674	0,0281
8	0,0002	0,0002	0,0066	0,0038	0,0405	0,0088
10	0	0	0,0011	0,0004	0,0203	0,0017
12	0	0	0	0	0,0073	0,0001

Second simulation to reduce BER used OFDM with LDPC and applied 4-QAM modulation technique over the AWGN channel. Fig. 3 shows the BER performance analysis of OFDM with LDPC over the AWGN channel.

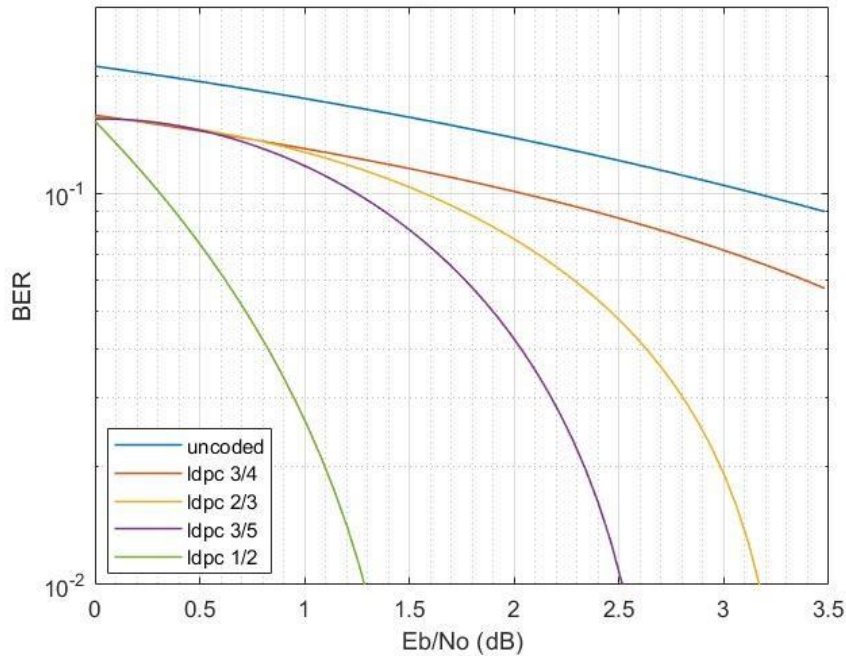


Fig. 3. BER performance of OFDM with LDPC over AWGN channel

Fig. 3 shows performance analysis of OFDM with LDPC with different code rates over AWGN channel and for modulation used 4-QAM. In graph performance of rate 1/2 LDPC code is better than rate 3/4, 2/3, and 3/5. As the increased value of code rates of LDPC, BER decreases. Table2 shows the values of comparison for BER vs. SNR.

Table 2

Comparison of BER vs. SNR for OFDM with LDPC over AWGN channel

SNR(dB)	Uncoded (BER)	R = 3/4 (BER)	R = 2/3 (BER)	R = 3/5 (BER)	R = 1/2 (BER)
0,0	0,2111	0,1576	0,1579	0,1603	0,1415
0,5	0,1936	0,1447	0,1414	0,1427	0,1030
1,0	0,1747	0,1300	0,1241	0,1236	0
1,5	0,1559	0,1161	0,1060	0,1026	0
2,0	0,1385	0,1009	0,0830	0,0334	0
2,5	0,1220	0,0859	0,0549	0	0
3,0	0,1044	0,0722	0,0063	0	0
3,5	0,0893	0,0573	0	0	0

## Conclusion

This paper provided a BER comparison for OFDM with and without using LDPC and used different order types of PSK and QAM modulation techniques over the AWGN channel. The BER decreases as the SNR increases. And whenever decreasing order of PSK and QAM the BER decreases. That means lower order modulation techniques are better to use in the communication system. And to minimize BER used LDPC with a different code rate. As the increased value of code rates of LDPC, BER decreases.

## References

1. Ergen, M. Mobile Broadband: Including WiMAX and LTE / M. Ergen. – Springer, 2009.
2. Maunder, Robert. Overview of Channel Coding. 2016.
3. Wang, C. Forward Error-Correction Coding in Crosslink, The Aerospace Corporation magazine of advances in FEC, Winter 2001–2002.
4. Tu, Z. Overview of LDPC codes / Z. Tu and S. Zhang // 7th International Conference on Computer and Information Technology CIT. – 2007. – PP. 469–474.
5. Khan Mohd. BER Performance of BPSK QPSK & 16 QAM with and without using OFDM over AWGN Rayleigh and Rician Fading Channel / Khan Mohd, Sonu Pal Abuzer and Ankita Jose.
6. Tahir, B. BER comparison between convolutional turbo LDPC and polar codes / B. Tahir, S. Schwarz and M. Rupp // 2017 24th International Conference on Telecommunications (ICT). – PP. 1–7. – May 2017.

# BINARY ALLOY SPINODAL DECOMPOSITION

A.N. Nazarov, Z.I. Nazarova

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics  
Siberian Federal University  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 28  
E-mail: zoyavishni@gmail.com

Miniaturization of electronic products is closely related to the growing interest in thin film synthesis. Achieving high quality of films requires deep understanding and precise modelling of processes taking place during their epitaxial growth. In this article the simulation of Fe-Cr binary alloy spinodal decomposition is described with the use of the Phase Field method within MOOSE framework. The results obtained are in full agreement with the theoretical predictions, which shows how promising such approach is.

**Introduction.** At present time, the need to solve the problem of microminiaturization of electronic products is a powerful incentive for improving microelectronic production technologies. In recent years, interest has grown in the field of nanostructured thin polycrystalline and epitaxial films (ferroelectrics, ferromagnetics, multiferroics, etc.). The use of such materials in microelectronics is largely determined by the technological level of synthesis of thin films. To achieve high quality of thin films, it is necessary to thoroughly model the processes occurring during the synthesis [1].

**Phase Field Method.** Nowadays, a theoretical modelling of a great accuracy is proposed in Phase Field method (PF), which can be considered as an extension of such fundamental discipline as Phase Transitions (PT).

The ability to model and predict materials properties and microstructures has also greatly benefited from the relatively recent explosion of new numerical tools. With modern computing now, it is of no difficulty to simulate billions of atoms for times of nanoseconds' scale [2]. Computational science is now widely recognized as a third pillar alongside theory and experiment. Thus, phase-field simulation (PFS) has emerged as a powerful mesoscale materials simulation tool for understanding phase transitions, phase transformations, and microstructure evolution [3].

The core idea of PFS, which it inherits from PT, is that the system of materials can be quantified by introducing order parameters (denoted as  $\phi$ , which is a measure of the degree of order in each phase during phase transition). The thermodynamic energy of the materials system can be described as a function of the order parameters, i. e.,  $F = f(\phi)$ . While this function can be very complex in nature, one simple approximation is to use the Landau polynomial, namely, the Taylor expansion near the phase transition point  $F = \alpha\phi + \beta\phi^2 + \gamma\phi^3 + \dots$ . Order parameters can be classified into two



categories: conserved order parameters, whose average is constant across the system (for instance, concentration, or material density), and nonconserved order parameters, whose average may change (i. e., order parameters describing the microstructure of the material, including grains and different phases). The dynamic evolution of a nonconserved order parameter is described by Allen-Cahn equation (1), and for a conserved order parameter, a diffusion type equation can be written, more specifically, Cahn-Hilliard equation (2).

$$\frac{\partial \eta_j}{\partial t} = -L_j \frac{\delta F}{\delta \eta_j}, \quad (1)$$

$$\frac{\partial c_j}{\partial t} = \nabla \cdot M_i \nabla \frac{\delta F}{\delta c_i}. \quad (2)$$

**MOOSE framework.** Nowadays, one of the most powerful software packages, that has integrated PFS capabilities, is MOOSE, which is a project of Idaho National Laboratory. In general, MOOSE is a Multiphysics Object-Oriented Simulation Environment. It is important, that this framework is an open-source, which means it uses decentralized way of developing software packages, providing collaborations among a large number of developers. MOOSE is a parallel finite element framework, so all the calculations are based on finite element concept, i.e., a method of numerical approximation of the solution to Partial Differential Equations (PDEs), which main idea is to find a solution function that is made up of «shape functions» multiplied by coefficients and added together.

**Problem setup and simulation.** The computational simulation was performed for the case of spinodal decomposition of a binary alloy. As the problem setup, the temperature and the time scale were taken as 500°C and one week respectively. A two-dimensional square surface of size 25 nm × 25 nm was considered. It was assumed that the interactions between two elements depend only on their concentrations. Thus, the system is described by Cahn-Hilliard equation with no external energy sources (3).

$$\frac{\partial c}{\partial t} = \nabla \cdot M(c) \nabla \left( \frac{\delta f_{loc}(c)}{\delta c} - k \nabla^2 c \right). \quad (3)$$

Here, the mole fraction of chromium is denoted by  $c$  (unitless),  $M(c)$  is the mobility of its atoms,  $f_{loc}(c)$  is the free energy density, and  $k$  is the gradient energy coefficient.

A polynomial function, represented as a double-well energy curve, was picked for the dependency of free energy density on concentration (mole

fraction), which reflects the fact that the alloy is prone to decompose into two phases with distinct concentrations. In this particular case, the equilibrium concentrations are 23,6 mol% and 82,3 mol%. Let us refer to them as the iron and chromium phases respectively. Writing the material balance, considering the initial mole fraction equal to 46,774 mol %:

$$0,46744 = (1 - x) \cdot 0,236 + x \cdot 0,823, \quad (4)$$

gives us 39,5 % of the surface to be covered with the chromium phase, with the rest decomposing to the iron phase.

A basic MOOSE input file requires six parts: mesh, variables, kernels, ICs, BCs, Executioner and Outputs. Now let us briefly describe each of them. As it is clear from the title, mesh block is responsible for mesh declaration. Here we created a two dimensional mesh that is  $25 \text{ nm} \times 25 \text{ nm}$  and has  $100 \times 100$  elements. In the variables block the variables denoting mole fraction of chromium and the chemical potential were defined. As the initial conditions should be 46,774 mol % chromium with minor variations, inputting random initial conditions ( $\pm 2 \%$ ) served as a good implementation. For this problem, as it is common in phase field simulations, we used periodic boundary conditions. In MOOSE, kernel is what plays the role of stating the problem. We used the kernels specified for the split Cahn-Hilliard equation. The materials block defines the functions and constants in the model. This is where we defined  $floc(c)$ ,  $M(c)$ , and  $k$ . While the kernels are responsible for telling the MOOSE by what equation the physical system is described, i.e. what problem to solve, the executioner block tells, *how* to solve the problem. The split Cahn-Hilliard equation has the best convergence properties when we use the Newton solver, which always requires preconditioning; that is why a new Preconditioning block appears. It should be noted that if we need to get some particular information about how effectively the calculations were made, (we may need it, for instance, to maximize the solution convergence), we add Postprocessors block. In this block there may be obtained such pieces of information, like how many times the residual was calculated, and how much time the simulation took. If we know these, we can make small changes to the input files and see how those changes affect the convergence. In the outputs block we decide what to obtain as a result of the simulation; the postprocessors values should be mentioned here.

In order to speed up the solution, adaptive time stepping has been added. Adaptive time stepping means that time step size changes during the simulation. In this case, its size was linked to the number of iterations it takes the previous time step to converge. This was done in a sub-block of the executioner block. In order to accurately calculate the phase interfaces,

a relatively fine mesh is needed. However, in the bulk of the phases we can the solution can be significantly speeded up by using a coarse mesh. In MOOSE it is possible to refine and coarsen the mesh where it is necessary. The implementation of this was done in the mesh and executioner blocks.

The following pictures represent the calculated results for mole fraction of chromium in different moments of time (from 0 to 604800 s.).

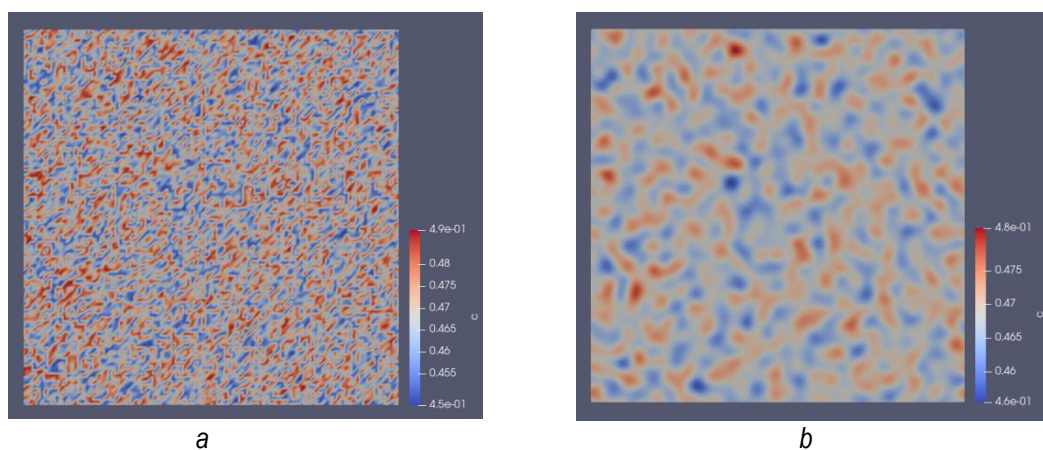


Fig. 1. Distribution of mole fraction of chromium at: *a* – 0 s; *b* – 132 s

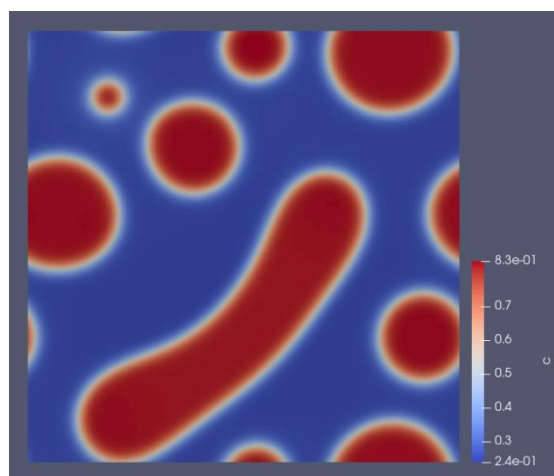


Fig. 2. Distribution of mole fraction of chromium at 604800 s

The difference between first two figures is important, though little. From it, it is obvious, that the process of redistribution of elements has started. From the last figure, it can be easily seen that the alloy did decompose into two phases, as it was predicted from the shape of the free energy density function, and that the phases are forming areas with minimum interfaces. Comparing the fractions of the surface covered with the chromium and iron phases proves that chromium phase takes 39,5 %.

**Results.** Taking into consideration all mentioned above, three statements for summarizing the obtained results can be made. First, the surface

decomposed into the iron and chromium phases at the equilibrium concentrations. Second, the decomposed surface minimized its energy by minimizing the interface contact between the two phases, i.e. the regions of phases shaped as circles. Third, as was predicted by material balance, by the end of the simulation 39, 5% of the surface was covered with the chromium phase.

**Conclusion.** The obtained results show high accuracy, and prove the effectiveness of Phase Field Method along with the MOOSE performance of calculations. Such simulations can be conducted for any other combination of materials and serve as a good tool for predicting the results of the experimental synthesis. The abilities of MOOSE in modelling different physical systems are much wider than described above, so in future we expect the extension of applications of this method to other processes and materials, in particular, MAX-phases.

### References

1. Zhigalina, O. Materials of microelectronics: thin films for integrated devices / O. Zhigalina. – 2017.
2. Provatas, N. Phase-field methods in materials science and engineering / N. Provatas, K. Elder // John Wiley & Sons, 2011.
3. Hong, Z. Open-sourcing phase-field simulations for accelerating energy materials design and optimization / Z. Hong, V. Viswanathan // ACS Energy Letters. – 2020. – T. 5. – №. 10. – PP. 3254–3259.

## **CALIBRATION OF MULTI-ELEMENT ANTENNA SYSTEMS IN GNSS EQUIPMENT**

**V.I. Shcheglov, A.V. Grebennikov, A.P. Kudrevich,  
S.V. Sizasov, V.I. Tarmaeva (language Supervisor)**

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of SibFU  
660074, Krasnoyarsk, st. Kirensky, 28  
E-mail: vasya.scheglov@gmail.com

The publication is devoted to the study of the influence of the non-ideal phase radiation pattern of antenna elements on phase measurements from GNSS satellite signals and the quality of calibration results for multi-element antenna systems. The result of the study is a method for compensating for the error introduced by random variations in the phase radiation pattern, determined by the direction of arrival of the GNSS satellite signal, using a correction table.

In many applications of navigation using global navigation satellite systems (GNSS) signals, it is required to determine not only the coordinates and motion vector, but also the spatial orientation of objects (heading, roll and pitch angles). One of the significant differences between the equipment that provides orientation determination is the use of several antenna modules spaced apart in space. Orientation angle calculations are based on knowing the configuration of the antenna system and measuring the path difference of the received signal from GNSS navigation spacecraft (NSV). In addition to being used for attitude determination, multi-element antenna systems are becoming more widespread due to the effective reduction of the influence of multipath signal propagation on the error in phase pseudorange measurements.

The use of multi-element antenna systems (MAS), consisting of several antenna elements dispersed in space, processed together, provides a solution to the following problems:

1. Determining the spatial orientation of an object using real GNSS satellite signals (heading, roll and pitch angles) [1–2].
2. Reducing the impact on the measurement results of the radio navigation parameters of the signal (delay of the ranging code, phase of the signal carrier frequency) of the reflections of the navigation signal from local objects and the underlying surface [3].
3. Ensuring work with signals from navigation spacecraft (NSV) with reduced power.
4. Formation of minima («nulls», «dips») of the radiation pattern in the direction of the sources of barrage noise interference.

An analysis of modern domestic equipment, which includes multi-element aerial system, revealed the following shortcomings:

1. Influence of neighboring aeriels, as well as metal structural elements of the phase radiation pattern.

2. Shift of the phase center of the single aerial relative to the geometric center, leading to an increase in the measurement error of the unsolicited range.

When performing phasing of the «beam» of the MAS radiation pattern, as well as when determining the spatial orientation based on the results of measuring the phase difference between the AEs, it is necessary to use information about the mutual coordinates of the phase centers (PC) of the aerial element. The permissible error of such information is a few millimeters. Taking into account the fact that the PC coordinates are displaced relative to the geometric center of the aerial element and cannot be determined geometrically, the problem of their determination is solved in the process of performing a special procedure – MAS calibration.

Simultaneously with finding the mutual coordinates of the phase centers of single aeriels as a part of multi-element aerial system, the problem of determining the difference in the values of the systematic error in measuring the phase of the carrier frequency of the SV signal in the receiving and measuring paths of various aerial elements is solved.

The pseudo orange estimation error relative to the origin of the base aerial coordinate system is an added value, which includes:

- Shift of the aerial's phase center;
- Variation of phase radiation pattern.

The variation depends on the direction of arrival of the GNSS satellite signal, where the vector  $a$  determines the offset of the PC from the origin of the base coordinate system of the AE, and the vector  $r$  is the direction of the phase radiation pattern function.

For different directions of NCA arrival, the variation changes around the value that determines the idealized AE PDN [4–9]. In this regard, the error introduced by the variation is a sign-variable – the problem of its compensation can be solved by averaging for all possible directions of arrival of each SV [10].

Thus, as a result of the calibration, it is necessary to determine the relative coordinates of the «true» phase centers of the AE, as well as to form a spatial phase diagram of the MAC (the dependence of the phase of the GNSS satellite signal in the «beam» on the direction of its arrival).

It is also known that neighboring antenna elements and structural elements of a multi-element antenna system introduce additional distortions into the phase radiation pattern of each individual element.

The task of calibration as a special case of solving a navigational-temporal problem (determining the relative coordinates of the phase centers of the MAS AE based on the results of measuring pseudo oranges phase obtained

on antenna elements spaced apart in space) is to accumulate and average measurements from real GNSS satellite signals over a long period of time (at least a day), and then to obtain the most reliable estimates of the average values of the relative coordinates of the PC aerial element by averaging the errors of an alternating nature. The determination of the coordinates of the PC aerial element is performed using known methods for determining the relative coordinates based on the results of phase measurements [11].

For the measurement, it is recommended to choose a site without nearby local objects in order to exclude the influence of multipath propagation of GNSS signals.

Based on the results of long-term (5–10 hours) measurements, it was possible to obtain a fairly accurate estimate of the mathematical expectation of the MAS configuration by reducing the influence of sign-variable random variables – the error due to multipath signal propagation and the variation in the displacement of the aerial element phase center.

At the same time, it can be seen that the value of the standard deviation of the estimate of relative coordinates turns out to be quite large (1-2 centimeters) due to the non-identity of the phase radiation patterns of the aerial element, as well as their mutual influence. The effect of multipath propagation of GNSS satellite signals (for example, multiple reflections from the underlying surface) on the measurement results under conditions of low reflection intensity can be neglected. Ways to compensate for the influence of these factors on the measurement results are the subject of further research.

## References

1. Fateev, YU. L. Opredelenie prostranstvennoj orientacii ob"ektov po signalam radionavigacionnyh sistem GLONASS/GPS / YU. L. Fateev // *Issledovano v Rossii*. – 2004.
2. Zimin, A.S., Krinickij, G.V. Primenenie mnogoantennyh sistem dlya povysheniya pomekhozashchishchennosti sistem sputnikovoj radionavigacii na podvizhnyh ob"ektah / A. S. Zimin, G. V. Krinickij // *Elektronnyj zhurnal «Trudy MAI»*. – V. 51.
3. Daneshmand, S. GNSS Interference Mitigation Using Antenna Array Processing (Unpublished doctoral thesis). University of Calgary, Calgary, AB. – 2013.
4. Bilich, A. GNSS Absolute Antenna Calibration at the National Geodetic Survey / A. Bilich, G. L. Mader // In Proceedings of the 23rd International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Portland, OR, USA, 21–24 September 2010. – PP. 1369–1377.
5. Baire, Q. Influence of different GPS receiver antenna calibration models on geodetic positioning / Q. Baire, C. Bruyninx, J. Legrand // *GPS Solut* 18, 2014. 529–539 URL: <https://doi.org/10.1007/s10291-013-0349-1>.
6. Waldemar, K. Antenna phase center effects and measurements in GNSS ranging applications / K. Waldemar // 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM) & the American Electromagnetics Conference (AMEREM), Ottawa, Canada, 5 8 July 2010.

7. Dawidowicz, K. Antenna Phase center Variations Corrections in Processing of GPS Observations with the use of commercial Software / K. Dawidowicz // Technical Science. – 2010. – № 13.

8. Dilssner, F. Estimation of phase center corrections for GLONASS-M satellite antennas. J Geod. – 2010. – PP. 467–480.

9. Malyshev, A. V. Metod izmereniya zaderzhki modulirovannogo signala v antennah NAP. Iz vystupleniya na doklade Radionavigacionnye tekhnologii v priborostroenii. – 2020.

10. Bilich, A. National Geodetic Survey Absolute Antenna Calibrations / A. Bilich, G. L. Mader // CORS User Forum, Portland, OR, USA, 19 September 2011.

11. Mader, Gerald L. Calibrating the L1 and L2 Phase Centers of a Block IIA Antenna / Mader, Gerald L., Czopek, Frank // Proceedings of the 14th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 2001), Salt Lake City, UT, September 2001. – PP. 1979–1984.



## **DEVELOPMENT OF AN AIR PURIFICATION AND COOLING SYSTEM FOR PROCESS EQUIPMENT**

**A.V. Chumichkin, I.V. Alekseenko (language advisor),  
S.A. Podorozhnyak (scientific supervisor)**

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics Siberian Federal University  
660074, Krasnoyarsk, st. Kirensky, 28  
Email: chumichkin1999@mail.ru

The problem under consideration is relevant for many types of equipment. In production, it is often necessary to monitor and analyze the thermal profile of devices subject to overheating, since overheating can lead to incorrect operation of the device or to failure. Therefore, it is necessary to design cooling systems suitable for optimal operation of the device.

Due to the significant technological complication of modern equipment, the development of equipment requires special attention to the issues of heat and mass transfer. In recent years, a number of works have been devoted to solving the problems of removing excess heat released during the operation of various equipment, for example [1–3]. This work is devoted to the development of a temperature control system for an automated technological complex for the deposition of thin metal films by the chemical metallization method. This complex has two technological zones, the operation of which is associated with a significant release of heat with a total capacity of up to 2 kW. Since this automated technological complex implies the creation of a clean zone, it is required to develop an air purification system that will cool it. In addition, to increase the cooling efficiency, it is necessary to develop a feedback system that analyzes the thermal profile of the device and turns on the fan, and, if necessary, intensifies its operation.

For this technological complex, it is important to maintain the purity of the air in all technological zones, which implies the use of a protective casing, and, therefore, makes it impossible to use the mechanism of natural convection. In this regard, it was decided to use a forced convection system in conjunction with an air filter. Overheating of equipment is often associated with risks of disruption of devices and mechanisms for various reasons. Based on the need to maintain the temperature in the required ranges, there is a need for thermal stabilization to measure the temperature of the working space. The main requirement for a thermal stabilization system is to maintain the temperature within normal limits and indicate the temperature state. In this case, the measured temperature values are used in the control algorithm to switch on and off the functional devices (power relay and fans). It is also

necessary to optimize the operation of the fan by adjusting the speed of rotation of the blades depending on the level of superheat. During the development of the feedback system, an emergency power off system was added, which is responsible for the operation of the stove and the deposition zone of the installation.

The ERA TYPHOON 100 2SP fan was chosen. The filter was selected by Samsung sc65 series. The type of sensors was chosen ds18b20. A system for regulating temperature and air purity has been developed. A schematic diagram of an air purification system and cooling of technological equipment has been drawn up. A schematic diagram of the system is shown in fig. 1., de DC1 is the stove and deposition zone and DC2 is the fan. Thus, VCC is the voltage needed to power the stove and the deposition zone (this voltage size has yet to be determined).

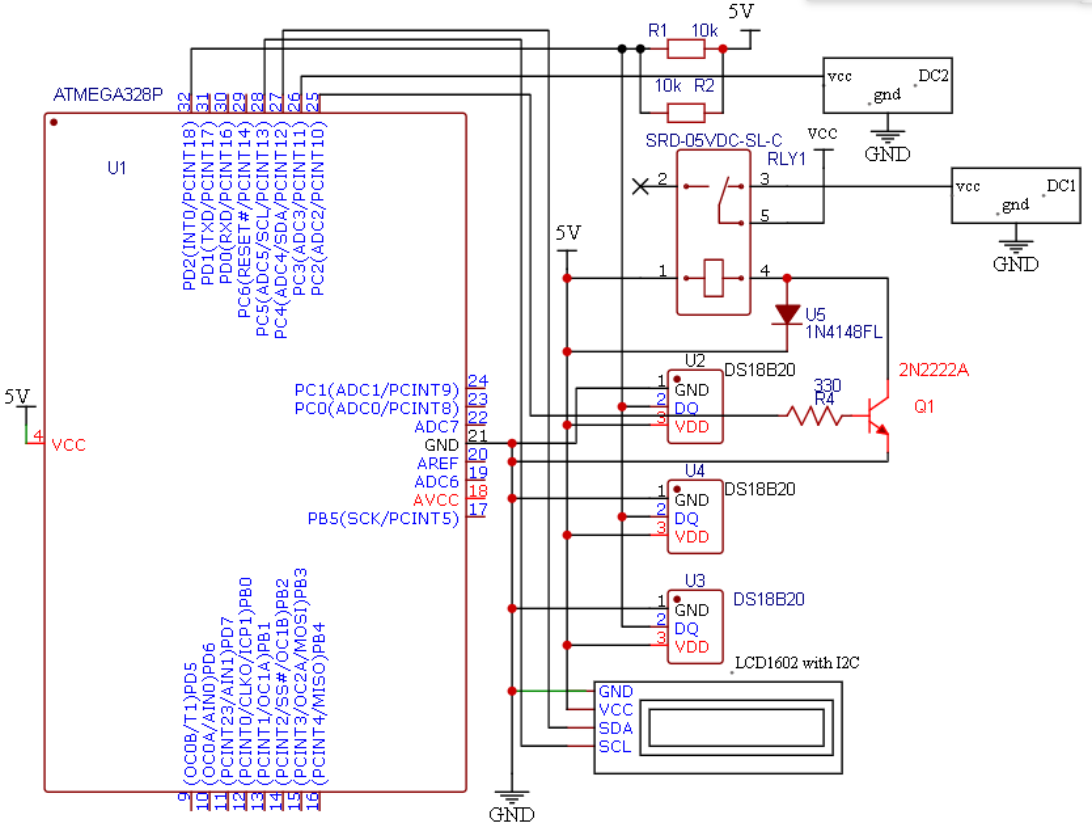


Fig. 1. Schematic diagram of the air purification and cooling system for process equipment

**References**

1. Akhlestin, K. V. Devices for coolant temperature control in thermal stabilization systems of electronic equipment of transmitting devices / K. V. Akhlestin, A. N. Albutov, A. Yu. Vasin, A. Yu. Tsytsarev, K. I. Fedorko // Journal of Almaz – Antey Air and Space Defence Corporation. – 2020. – № 3. – PP. 29–37.

2. Albutov, A. N. Yu. conf. Proceedings of the fourth scientific and technical. conf. young scientists and specialists / Ed. ed. D. K. Shcheglova. JSC «KBSM» SPb., 2017. – PP. 62–67.

3. Shnurov, N. V. Automated control of the functioning of systems for ensuring the thermal regime of the radar / N. V. Shnurov, A. V. Rakitin, I. B. Averin // Bulletin of the Aerospace Defense. – 2016. – № 4. – PP. 94–100.

## **DEVELOPMENT OF A DEVICE FOR CAPTURING AND MOVING SUBSTRATES FOR AN AUTOMATED TECHNOLOGICAL COMPLEX**

**V. M. Derbeko, S.A. Podorozhnyak (scientific supervisor),  
I.V. Alekseenko (language advisor)**

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics Siberian Federal University  
660074, Krasnoyarsk, st. Kirensky, 28  
Email: V.derbeko2015@yandex.ru

The aim of the work is to design and develop a device capable of capturing and transferring glass substrates up to 24 x 24mm in size. The gripping mechanism must also be able to hold and transfer the substrate holders for processing the substrates placed in them in working solutions. The device must provide repeatable execution of operations according to a given algorithm in accordance with the established route.

Modern production is universally aimed at increasing efficiency and reducing the cost of manufacturing a product, which makes it possible to achieve automation of production. Automation tools also make it possible to reduce the percentage of defective products, reduce the influence of the human factor, and determine the most technologically advanced way of processing the product.

The device for capturing and moving substrates is one of the modules of an automated technological complex, the task of which is to provide a variable sequence of technological operations on dielectric substrates, which makes it possible to study and form the most suitable technological route for obtaining thin metal films by chemical deposition.

The main tasks in the design and development of a device for capturing and moving substrates are:

- 1) The development of a substrate clamping mechanism and a method for its movement along the vertical axis;
- 2) The development of a carriage that provides movement of the clamping mechanism along the vertical axis and one of the horizontal axes (OX);
- 3) The development of an assembly unit that ensures the movement of the clamping mechanism along the OY axis;
- 4) The determination of the method of control of the device and the technological complex as a whole.

The working body provides clamping of the substrate using a 9g SG90 MG90S servo. To grip the substrate, clamps have been designed with rounded protrusions at the ends, which are able to hold the substrate by the ribs. The lifting of the working body occurs due to the gear rack, to which the fastening

is carried out. The working body of the device has been designed in the SolidWorks software package. The movement parts have been 3D printed from PLA plastic. This plastic is biodegradable and is used for prototyping parts. Fig. 1 shows a photograph of the assembled working body.

It is supposed to use a 28BYJ-48 stepper motor to lift the working body. A gear wheel is attached to the motor shaft, with the help of which the gear rack of the working body moves and slides along the carriage. Fig. 2 shows the pairing of a gear wheel and a gear rack.



Fig. 1. The working body of the device

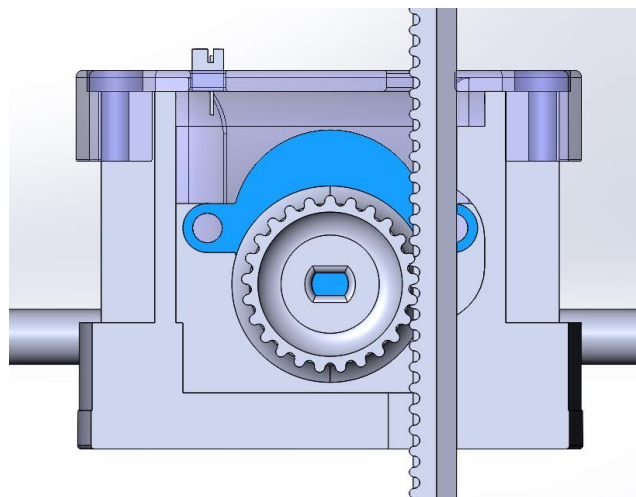


Fig. 2. Pairing the rack of the working body with the gear wheel of the carriage

The carriage for moving the working body along the axes OX and OY is shown in Fig. 3. This assembly has been designed in SolidWorks, a test print has been made and a prototype has been assembled, as a result the changes have been made to the details of the mechanism. The movement of the

carriage along the OX axis is carried out by sliding along the polished rods. The carriage is driven by a toothed belt attached to it, which is acted upon by stepper motors placed on the assembly moving along the OY axis.

The carriage consists of the following elements:

- Housing consisting of base (6) and cover (9);
- Stepper motor (2), on the shaft of which there is a gear wheel (3), which moves the working body along the OZ axis due to the gear rack (1). The toothed rack slides along the housing wall along the guides (4);
- Plain bearings (5, 8) are attached to the body, which provide free movement of the carriage along the OX axis by sliding along metal rods with a diameter of 8 mm;
- The fastening of the belt will be provided with a pin connecting the cover and the base. The place for installation in Fig. 3 is indicated by the 7 number.

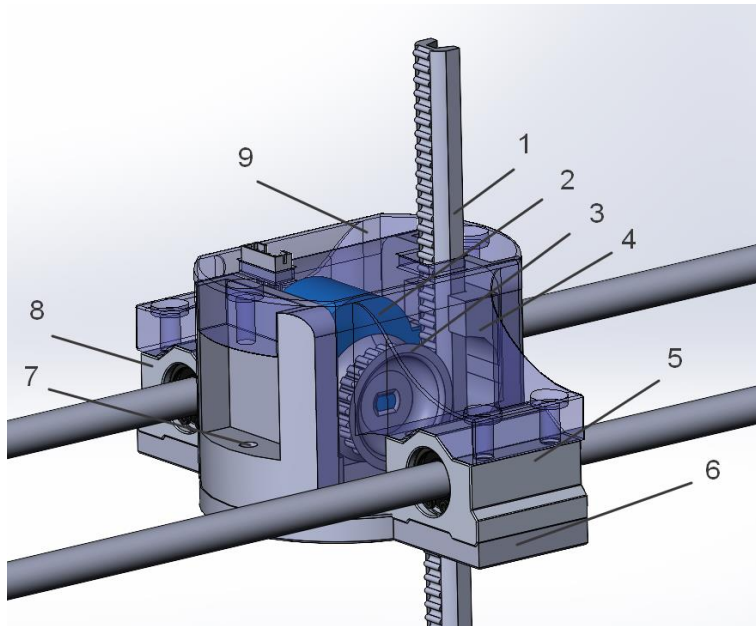


Fig. 3. Carriage providing movement of the working body along the axes OX and OY

The assembly unit that ensures the movement of the carriage along the OY axis is planned to be developed in future. The main tasks that this mechanism will have to perform are: to move the carriage along the OX axis due to toothed belts, to move the entire structure in a similar way along the OY axis. The assembly unit will consist of two mechanisms interconnected by metal rods. Each mechanism should consist of the following elements: a base for fastening elements, a cover, a stepper motor with a gear wheel for turning the belt, a fastener for metal rods, places for fastening a toothed belt, which in turn will move this assembly element along the OY axis.

The automated technological complex will have a modular design. Each technological zone should be equipped with a separate controller to control the processing of substrates in the zone. The tasks of the integrated control module include obtaining a technological route from the user, forming an algorithm for the stages of substrate processing, controlling the system for capturing and moving substrates, sending commands to the substrate processing zones, obtaining information about the state of substrate processing from the processing zones, informing the user about the operation of the complex along a given technological route.

At the current stage of the development of the system for capturing and transferring substrates, the possibility of capturing the substrate and the substrate holder, moving the working body along the OZ and OX axes has been implemented. The device was tested, and as a result, it was revealed that it was necessary to create a more rigid structure to improve the accuracy of the movement of the working body. The next task is to implement a node that allows you to move the carriage with the working body along the OY axis. After completing the development of assembly elements, it is necessary to mount the device in the complex, write a test algorithm to check the operability of a device, and debug it. As soon as the device is assembled and tested, it is necessary to write a control program for the technological complex.

### References

1. Khlytchiev, S. M. Fundamentals of automation and automation of production processes / S. M. Khlytchiev, A. S. Vorozhtsov, I. A. Zakharov. – Moscow: Radio and Communications, 1985. – 289 p.
2. Klyuev, A. S. Design of automation systems of technological processes / A. S. Klyuev, B. V. Glazov, A. H. Dubrovsky, A. A. Klyuev. – Moscow: Energoatomizdat, 1990. – 464 p.
3. Zholobov, A. A. Technology of automated production / A. A. Zholobov. – Minsk: Design PRO, 2000. – 625 p.

## **DEVELOPMENT OF AN ULTRAVIOLET FILTER FOR RESPIRATORS**

**S.E. Manelyuk, A.K. Moskalev (scientific supervisor),  
I.V. Alekseenko (language advisor)**

Institute Engineering Physics and Radioelectronics, Siberian Federal University  
60074, Krasnoyarsk, st. Kirensky, 28  
Email: mane-serega1158998@mail.ru

The project is aimed at developing filters for masks and half masks-respirators that can de-disinfect the passing air with the help of ultraviolet light. De-disinfection occurs using a mercury lamp emitting a luminous flux with a wavelength of 254 nm.

Due to the pandemic of coronavirus infection in the world, the issue of the availability of individual respiratory protection equipment against viral and bacterial infections transmitted by airborne droplets has become acute.

The development of an ultraviolet filter refers to protective equipment designed to be connected to respirators, full-face masks, and half-masks through standard connectors. The mask with this filter can be used as an individual protection of the mask owner and other people around from viral and bacterial infections transmitted by airborne droplets. The protective function of the filter is to treat (disinfect) the flow of inhaled air using ultraviolet radiation from a lamp with a long wavelength in the range of 254 nm.

The formation of excess of the maximum permissible concentration of ozone, which is life-threatening, does not occur at this wavelength in the range of 254 nm. When calculating the lamp power from 2 W of radiation, this is enough to inactivate viruses and bacteria in the filter channel, such as influenza virus and other viruses and bacteria, with an efficiency of 99,9 % [1].

The novelty of the proposed solution lies in the use of ultraviolet lamps with a wavelength of 254 nm, structurally located in the housing (hereinafter referred to as the UV filter), through which air enters into the mask of the user. At the same time, the corresponding airborne pathogens of the air inhaled by the user are completely inactivated and the transmission of airborne diseases is prevented [1]. This solution will allow you to use UV filters for respiratory protection together with masks that have the appropriate connectors, with the ability to sanitize masks separately from UV filters (Fig. 1).





Fig. 1. Using an ultraviolet filter

In addition to the using of the small-sized gas-discharge lamps, we plan to use a contact check valve (developed as a part of a research project) with a wide range of activation dependence on the flow of respiration, which has not been used in similar developments before, so this will increase the efficiency of the filter time by 2–3 times.

Ultraviolet light is a proven technology when it comes to destroying bacteria, viruses, and other harmful microorganisms that pose a danger to human health. UV kills or inactivates micro-organisms by destroying RNA and DNA, making them unable to perform vital cellular functions, and UV germicidal lamps have been used for many years to disinfect air and surfaces in hospitals, nursing homes, laboratories, and many other organizations where hygiene and cleanliness are of paramount importance (Fig. 2). UV radiation is one of many available technologies that are used to reduce and control the spreading of dangerous viruses.



Fig. 2. Type of mercury lamp

The UV filter, unlike foreign and domestic analogues – filters for full-face masks with side bayonet connection of filters, will have the following advantages:

- Possibility of self-sterilize the inner part of the filter;
- There is no need to replace expensive filter elements, which is especially valuable during a pandemic, when in conditions of total shortage and disruption of logistics flows, it may be impossible to quickly change the filter or filter element;
- It is possible to disinfect the incoming air flow even with an old (long-used) pre-filter, since the main protective factor is UV radiation;
- The ability to work in conditions of high humidity, unlike anti-aerosol filters and pre-filters, which in conditions of high humidity quickly lose their filtering properties or become unsuitable for further operation;
- It is possible to customize products (customization), thanks to the filter design, which provides easy replacement of the external housing. Despite the fact that the UV filter is higher in the price range than domestic Unix filters, it surpasses them in basic technical parameters, as well as durability and ease of operation, which is much more valuable for the end user.

### References

1. AMERICANAIRNDWATER, 2002: UV Irradiation Dosage Table, 2020 [Electronic resource]. – URL: <https://www.americanairandwater.com/uv-facts/uv-dosage.htm>.
2. Biasin, M. UV and violet light can Neutralize SARS-CoV-2 Infectivity / M. Biasin, S. Strizzi and A. Bianco // Elsevier Public Health Emergency Collection, PMID 35036965. – 2022.

# DIGITAL TWIN AND ITS IMPLEMENTATION IN PHYSICS AND ENGINEERING

**E.O. Enkova, E.S. Latynina (language supervisor)**

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics SibFU  
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo St., 28  
Email: misterspock.27@gmail.com

The article considers the concept of ‘digital twin’ and peculiarities of its implementation in physics and engineering.

Recently, many new advanced trends, connected with digitalization, have appeared and become popular, especially digital twin, which is a virtual replica of an object in the physical world. Not only does it help to collect data but also enables to predict how the definite process or product will perform. Many companies already use this kind of technology to improve efficiency and find weak spots in their work. The objective of this paper is to show how it can be useful in such areas as engineering and physical research.

The digital twin or DT concept first appeared in the aerospace field around the 1970s. The first complete characterization was proposed by Michael Grieves during a course on Product Lifecycle Management at the University of Michigan [1]. A DT refers to a system consisting of three main subsystems (Fig. 1): physical products in real space, virtual products in virtual space, and data and information that tie the virtual and real products together. Grieves depicted DT flow as a cycle between the physical and virtual states (called twinning), with data flowing from the physical to the virtual and information and processes flowing from the virtual to the physical states.

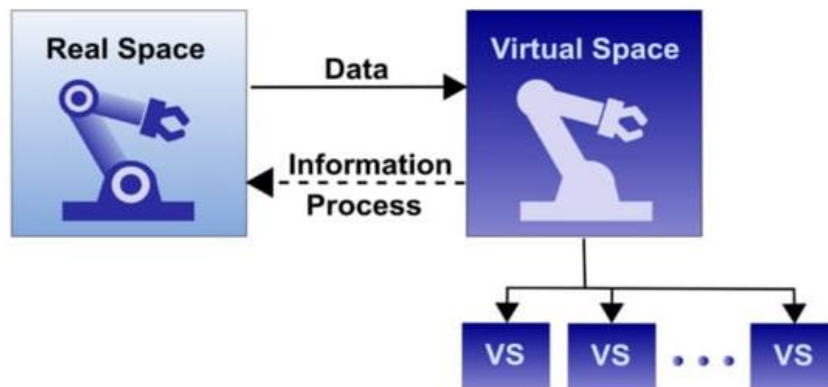


Fig. 1. Information mirroring model by Michael W. Grieves

Then, NASA provided the first definition of a DT for the aeronautic sector: A «digital twin is an integrated multi-physics, multi-scale, probabilistic simulation of a vehicle or system that uses the best available physical models, sensor updates, fleet history, etc., to mirror the life of its flying twin».

From 2010 onwards, the definition of DTs given by NASA was modified, and new definitions that were more focused on the industrial sector were proposed in the scientific literature. DT can be described as a computerized model of a physical device or system that represents all functional features and links with the working elements.

Recently, one of the latest definitions identified the Digital twin as a virtual instance of a physical system (twin) that is continually updated with the latter's performance, maintenance, and health status data throughout the physical system's life cycle.

Through the integration with mobile Internet, cloud computing, big data analytics and other technologies, DT is potentially suitable for many fields where it involves the mapping, fusion, and co-evolution between the physical and virtual spaces [2]. As shown in Fig. 2, the DT applications can be helpful in smart city, construction, healthcare, agriculture, drilling platform, automobile, aerospace, manufacturing, electricity, etc.

There are six main characteristics of DT [3]: *Connectivity*, which enables connection between the physical element and its digital counterpart. The sensors create the connectivity of physical products that obtain, integrate and communicate data using various integration technologies. Digital twins are both the consequence and enabler of *homogenization* of data. It allows the decoupling of information from its physical form. Digital twins automatically enable *re-programmability* through sensors, artificial intelligence techniques and predictive analysis. Digital twin technologies leave *digital traces*, which are helpful to diagnose the source of the problem that occurred in case of machine malfunctions. *Modularity* is used in the design and customization of products and production modules. The addition of modularity to functional models helps manufacturers gain the ability to tweak machines and models.

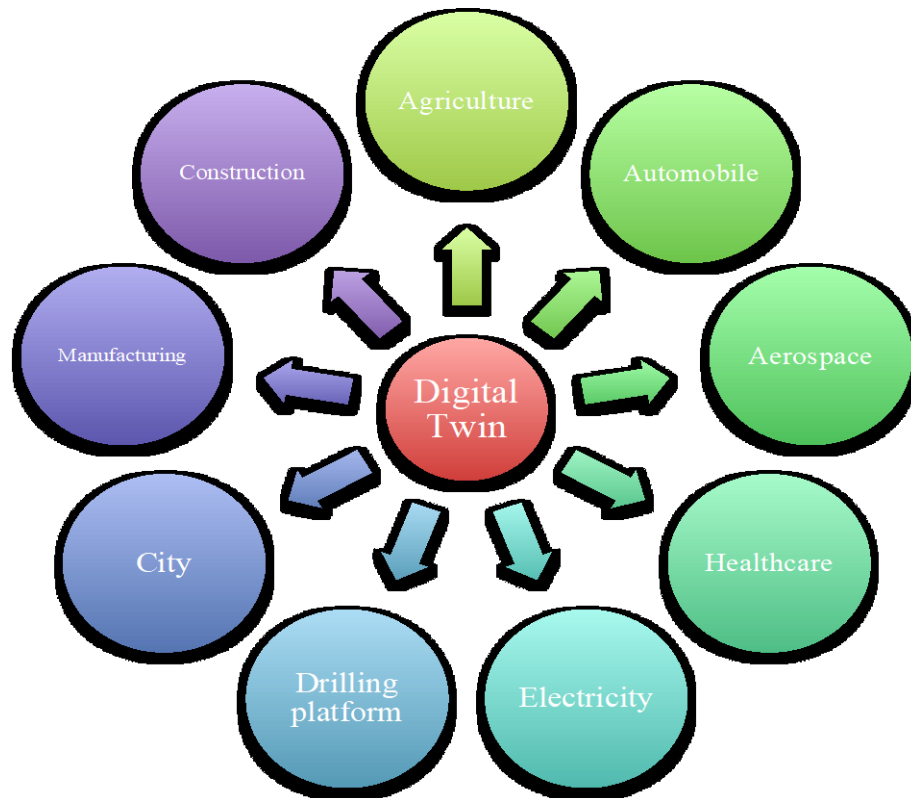


Fig. 2. Digital Twin applications

In addition, DT exploits *predictive analytics* to predict future statuses and important changes (such as failures) in the product life cycle. As Dr. Karen Willcox, Director of Oden Institute for Computational Engineering and Sciences at The University of Texas at Austin, said: «Digital twins must be able to analyze ‘what if’ scenarios and issue predictions about the future, in order to guide decision making to manage a physical asset. That means the digital twin cannot be built on data alone, it needs to include both data and predictive models'» [4].

Table 1

**Advantages and Disadvantages of DT technology**

	Advantages	Disadvantages
1	Monitor constant stream of usage and performance data in real time	High cost of development
2	Combine end to end asset or product life cycle data into digital threads	the need of having fast Internet connections
3	Drives innovations in many industries	Access to private information
4	Simulate predicted futures using real-time data	Globalization and new manufacturing techniques required

There are many examples of using DT technology among companies, known all around the world [2]:

1. In the healthcare field, Sim&Cure developed a patient-based digital twin for treating aneurysms, and Dassault conducted a «Living Heart Project (LHP)» toward a human heart DT.

2. According to the whitepaper about DT by Microsoft, DT has the power to accelerate agricultural business and support agricultural sustainability.

3. DNV GL established a «virtual sister ship» (i.e., a vessel DT) to increase reliability, reduce operational cost, and improve safety throughout the vessel's lifecycle.

4. A drilling platform DT for the Blue Whale № 1 in China enabled the visualization display, operational monitoring, and design training.

5. In the aviation industry, Airbus, Boeing, AFRL, and NASA used DT to mirror actual conditions, identify defects, predict potential faults, and solve the problem of airframe maintenance.

6. LlamaZOO used DT to enable mine supervisors to monitor their operators' vehicles.

7. Based on the Predix platform, GE built a digital wind farm, by creating a DT for every wind turbine, to optimize maintenance strategy, improve reliability, and increase energy production.

8. GE, ANSYS, TESLA, and Microsoft focused on real-time monitoring, prognostics and health management, and manufacturing services.

According to the digital twin approach, a replica of some physical object is developed and can be seen as a wide-use simulator, as a predictive model, and a tool that enables equipment prognostic and diagnostics by monitoring and remotely detecting, in real time, anomalies that may result from equipment failures. That is why the digital twin concept has a great potential for implementation in engineering or physical laboratory experiments.

There are several examples of how scientists use DT technology:

- According to research by Hicham Johra, Ekaterina Aleksandrova Petrova, Lasse Rohde and Michal Zbigniew Pomianowski, they have developed the dynamic numerical model and the GUI of a hydronic heating system [5]. The simulation of the dynamic system is computed continuously with a simulation time running faster than that of a real building so that the user can rapidly observe the dynamic response of the system. The user can interact with the system by changing the speed of the pump and the type of the radiator valve shut-off valve, control valve and thermostatic valve. When the thermostatic valve is selected, the user can choose a temperature setpoint for the simulated room. The outdoor temperature can be changed from constant to

dynamic (sinusoidal variations). The user can observe the current state variables of the system via a number of indicators: gauges for the pump pressure difference and the pump energy usage; thermometers for the supply and return fluid temperature and the room temperature; flowmeters for the fluid mass flow rate in the circuit; wattmeter for the heating power delivered by the radiator.

- A multidisciplinary team is developing digital twins of nuclear reactors with the help of a \$5.2-million grant from the Department of Energy's Advanced Research Projects Agency–Energy [6]. A complex operating environment such as a nuclear power plant has different components, each with several interconnections. The ML-driven digital twin can help understand these interconnections and identify which component is actually failing. The ML-enhanced digital twin can also support flexible operation of nuclear power plants. Whereas typically a nuclear plant would operate at maximum power constantly, what is known as base load, there is more demand for nuclear energy to be more responsive to market status. The digital twin can help save money in the design process too. DT technology can also help to reduce emissions of CO<sub>2</sub>.

- The research by Helin Gong, Sibong Cheng, Zhang Chen, and Qing Li presents an approach that combines reduced-order models with machine learning in order to create physics-informed digital twins to predict high-dimensional output quantities of interest, such as neutron flux and power distributions in nuclear reactor cores [7]. The data-enabled physics-informed digital twin is tested through a real engineering problem in nuclear reactor physics - reactor core simulation in the life cycle of HPR1000. Numerical results proved the accuracy of the forward model, though a little worse than POD method itself, it is still acceptable from the engineering point of view. They also proved that, with the advanced sampling strategy, the determination of the optimal parameter and the related output neutronic field is more robust.

In conclusion, the digital twin offers us many new opportunities and perspectives in different areas, starting with the healthcare industry, ending with engineering and laboratory experiments. Despite having issues and challenges, like high cost of development and need in modern, up-to-date technologies, with the right approach digital twin concept will make contribution in science and engineering by increasing efficiency and accuracy of the research.

## References

1. Giulio Paolo Agnusdei, Valerio Elia and Maria Grazia Gnoni. Is Digital Twin Technology Supporting Safety Management / Giulio Paolo Agnusdei, Valerio Elia and Maria Grazia Gnoni // A Bibliometric and Systematic Review, March 2021, [online]. – URL: [https://www.researchgate.net/publication/350206568\\_Is\\_Digital\\_Twin\\_Technology\\_Supporting\\_Safety\\_Management\\_A\\_Bibliometric\\_and\\_Systematic\\_Review](https://www.researchgate.net/publication/350206568_Is_Digital_Twin_Technology_Supporting_Safety_Management_A_Bibliometric_and_Systematic_Review).
2. Qinglin Qia. A.Y.C. Neef. Enabling technologies and tools for digital twin / Qinglin Qia, Fei Taoa, Tianliang Hub, Nabil Anwerc, Ang Liud, Yongli Weib, Lihui Wange // March 2021, [online]. – URL: <file:///D:/Users/%D0%90%D0%B4%D0%BC%D0%B8%D0%BD/Downloads/Enablingtechnologiesandtoolsfordigitaltwin.pdf>.
3. Leeway Hertz. A Complete Knowledge Guide on Digital Twins: <https://www.leewayhertz.com/digital-twin/> Qinglin Qia, Fei Taoa, Tianliang Hub, Nabil Anwerc, Ang Liud, Yongli Weib, Lihui Wange // The American Society of Mechanical Engineers. Digital Twins of Nuclear Power Plants, May 2021. – URL: <https://www.asme.org/topics-resources/content/digital-twins-of-nuclear-power-plants>.
4. The Alan Turing Institute, Digital Twin Technology a ‘Powerful Tool’ but Requires Significant Investment. – URL: <https://www.turing.ac.uk/news/digital-twin-technology-powerful-tool-requires-significant-investment-say-experts-0#:~:text=%E2%80%9CDigital%20twins%20must%20be%20able,predictive%20models%2C%E2%80%9D%20she%20said>.
5. Hicham Johra. Digital Twins of Building Physics Experimental Laboratory Setups for Effective E-learning / Hicham Johra, Ekaterina Aleksandrova Petrova, Lasse Rohde and Michal Zbigniew Pomianowski. // Aug. 2021, [online]. – URL: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/2069/1/012190/pdf>.
6. The American Society of Mechanical Engineers. Digital Twins of Nuclear Power Plants, May 2021. – URL: <https://www.asme.org/topics-resources/content/digital-twins-of-nuclear-power-plants>.
7. Helin Gong. Data-Enabled Physics-Informed Machine Learning for Reduced-Order Modeling Digital Twin / Helin Gong, Sibao Cheng, Zhang Chen, Qing Li // Application to Nuclear Reactor Physics, Feb. 2022, [online]. URL: [https://www.researchgate.net/publication/358914549\\_Data-Enabled\\_Physics-Informed\\_Machine\\_Learning\\_for\\_Reduced-Order\\_Modeling\\_Digital\\_Twin\\_Application\\_to\\_Nuclear\\_Reactor\\_Physics](https://www.researchgate.net/publication/358914549_Data-Enabled_Physics-Informed_Machine_Learning_for_Reduced-Order_Modeling_Digital_Twin_Application_to_Nuclear_Reactor_Physics).



# ESTABLISHMENT OF OPTICAL LINKS BETWEEN GLONASS SATELLITES

**A.D. Yukhmanov<sup>1</sup>, F.V. Zander<sup>1</sup>, V.I. Tarmaeva<sup>2</sup> (language supervisor)**

<sup>1</sup>Institute of Engineering Physics and Radio Electronics of Siberian Federal University  
660074, Russian Federation, Krasnoyarsk, 28 Kirensky St.  
E-mail: a.yukhmanov@mail.ru

<sup>2</sup>School of Philology and Language Communication of Siberian Federal University  
660041, Russian Federation, Krasnoyarsk, 82 Svobodny Ave.

The study is devoted to assessing the conditions for establishing of optical inter-satellite links (OISL) in the constellation of spacecrafts of the global navigation satellite system (GNSS) GLONASS. As part of the work, a mathematical model was created that describes the orbital motion of the GLONASS satellites relative to the Earth and takes into account the annual revolution of the Earth around the Sun. The conditions for organizing communication channels between spacecrafts located in the same or adjacent orbital planes were analyzed, taking into account the limitations associated with the entry of the spacecraft into the Earth's shadow and with the direction to the Sun.

## **Introduction**

Modern requirements for GNSS GLONASS, such as high accuracy in determining the frequency-time corrections and ephemeris of the spacecrafts (SC) and increasing the frequency of its transferring to each satellite, increasing the autonomy time of the spacecrafts in orbit and ensuring high speed information transferring between the satellites, can be provided by integrating of the system of optical inter-satellite links into the constellation of GLONASS spacecrafts. The use of optical signals requires maintaining continuous mutual visibility of the spacecrafts during the communication session. In this case, the limiting factor is the situation of one of the pair of spacecrafts falling into the Earth's shadow, as well as the presence of background illumination of receiving devices in the guidance channel and the receiving channel by the Sun.

Description of the mathematical model.

The GLONASS orbital constellation model consists of 24 spacecrafts evenly spaced 8 units in three circular orbits. When modeling, it is assumed that each spacecraft has one terminal of OISL equipment, which allows simultaneously organizing a communication channel with only one other spacecraft.

In accordance with [1], the following statements were used to describe the orbital motion of the GLONASS spacecraft:

- SCs from the first orbital plane were assigned system numbers (n) from 1 to 8, from the second – from 9 to 16, and from the third – from 17 to 24;

- the longitudes of the ascending nodes of the orbital planes differ by  $120^\circ$  (for the first orbital plane  $\beta = 0^\circ$ , for the second  $-\beta = 120^\circ$ , for the third  $-\beta = 240^\circ$ );

- the draconian orbital period of a GLONASS satellite –  $T_{SC} = 11 \text{ h } 15 \text{ min } 44 \text{ s} = 40544 \text{ s}$ ;

- orbit altitude of a GLONASS spacecraft –  $H_{SC} = 19100 \text{ km}$ ;

- inclination of the orbital plane of a GLONASS spacecraft –  $\alpha = 64,8^\circ$ ;

- orbital eccentricity of a GLONASS spacecraft –  $\varepsilon = 0$  (circular orbit).

- In the model, the Earth is a sphere with a radius  $R_E = 6371 \text{ km}$ , the center of which coincides with the origin of the geocentric Cartesian coordinate system. Then the radius of the spacecraft orbits can be found as  $R_{SC} = R_E + H_{SC} = 25471 \text{ km}$ .

- The following statements were used to model the annual revolution of the Earth around the Sun:

- the Earth orbit around the Sun is assumed to be circular with a radius equal to 1 au –  $R_S = 149597870,7 \text{ km}$ ;

- the tilt of the Earth axis of rotation –  $\gamma = 23,44^\circ$ ;

- sidereal period of the Earth revolution around the Sun –  $T_S = 365,256$  days.

Dynamic coordinates of the n-th spacecraft can be calculated as follows:

$$\begin{cases} x_n(t) = R_{SC} \cdot (\cos(\varphi_n(t)) \cdot \cos\beta - \sin(\varphi_n(t)) \cdot \cos\alpha \cdot \sin\beta), \\ y_n(t) = R_{SC} \cdot (\cos(\varphi_n(t)) \cdot \sin\beta + \sin(\varphi_n(t)) \cdot \cos\alpha \cdot \cos\beta), \\ z_n(t) = R_{SC} \cdot \sin(\varphi_n(t)) \cdot \sin\alpha, \end{cases}$$

where  $\varphi_n(t) = 15^\circ \cdot \left( 3 \cdot (n - 1) - 23 \cdot \text{floor}\left(\frac{n-1}{8}\right) \right) + \frac{360^\circ \cdot t}{T_{SC}}$ ,  $^\circ$ ;  $n = [1; 24]$

– spacecraft's system number;  $t$  – time, s.

Dynamic coordinates of the Sun can be obtained as follows:

$$\begin{cases} x_S(t) = R_S \cdot \cos(\varphi_S(t)), \\ y_S(t) = R_S \cdot \sin(\varphi_S(t)) \cdot \cos(-\gamma), \\ z_S(t) = R_S \cdot \sin(\varphi_S(t)) \cdot \sin(-\gamma), \end{cases}$$

where  $\varphi_S(t) = \frac{360^\circ \cdot t}{T_S}$ .

Next, we will consider how the researched characteristics of the link established between a pair of spacecrafts are calculated, such as:

- the distance between the n-th and k-th spacecraft (range of the link):

$$L_{n,k}(t) = \sqrt{(x_n(t) - x_k(t))^2 + (y_n(t) - y_k(t))^2 + (z_n(t) - z_k(t))^2};$$

• the angle between the line of sight (LS)  $SC_n - SC_k$  and the tangent to the Earth surface:

$$\delta_{n,k}(t) = \arccos \left( \frac{x_n(t) \cdot (x_n(t) - x_k(t)) + y_n(t) \cdot (y_n(t) - y_k(t))}{L_{n,k}(t) \cdot R_{SC}} + \frac{z_n(t) \cdot (z_n(t) - z_k(t))}{L_{n,k}(t) \cdot R_{SC}} \right) - \arcsin \left( \frac{R_E}{R_{SC}} \right);$$

• the angle between the line of sight  $SC_n - SC_k$  and the direction to the Sun:

$$\begin{aligned} \vartheta_{n,k}(t) = & \\ = \arccos & \left( \frac{(x_k(t) - x_n(t))(x_S(t) - x_n(t)) + (y_k(t) - y_n(t))(y_S(t) - y_n(t))}{L_{n,k}(t) \cdot \sqrt{(x_S(t) - x_n(t))^2 + (y_S(t) - y_n(t))^2 + (z_S(t) - z_n(t))^2}} \right. \\ & \left. + \frac{(z_k(t) - z_n(t))(z_S(t) - z_n(t))}{L_{n,k}(t) \cdot \sqrt{(x_S(t) - x_n(t))^2 + (y_S(t) - y_n(t))^2 + (z_S(t) - z_n(t))^2}} \right). \end{aligned}$$

### **Communication of spacecrafts located in the same orbital plane.**

Distances between spacecrafts located in the same orbital plane remain constant. Each spacecraft can only establish a link with six of the seven other satellites, since one is always located for the observer in the shadow of the Earth. Consider the ranges of possible links using the example of SC № 1 (a pair of SC № 1 and SC № i):

- Link established between neighboring spacecrafts – (1–2) and (1–8) – 19495 km;
- Link established «through one spacecraft» – (1–3) and (1–7) – 36021 km;
- Link established «through two spacecrafts» – (1–4) and (1–6) – 47064 km;
- Link between SC №1 and SC № 5 cannot be established.

From the obtained results it can be seen that range of the link between spacecrafts from one orbital plane can reach 47,1 thousand km.

The angular size of the Earth for GLONASS spacecraft is  $28,97^\circ$ . Let's consider the values of the angles between the LSs of pairs of SCs № (1–i) and the corresponding tangents to the Earth surface:

For the pairs of SCs № (1–2), (1–8) –  $53,02^\circ$ ;

For the pairs of SCs № (1–3), (1–7) –  $30,52^\circ$ ;

For the pairs of SCs № (1–4), (1–6) –  $8,02^\circ$ .

From the obtained results, it can be seen that LSs (1–2), (1–3) and (1–4) are separated from each other by 22,5. LSs (1–4) and (1–6) organizing communication «through two spacecrafts» are located closest to the Earth. They are located at an angular distance from the Earth surface equals to  $8,02^\circ$ . This value determines the required beam width of the receiving channel of the OISL-terminal for effective suppression of the background of the Earth.

The obtained results can be extended to any other spacecrafts, taking into account the corresponding change in the numbering of spacecraft pairs due to the symmetry of the location of the satellites inside the orbital planes.

**Communication of spacecrafts located in different orbital planes.**

Let's consider the establishment of links between SC № 1 and spacecrafts located in two other adjacent orbital planes. In this case, the distances between the spacecrafts change periodically, twice during one spacecraft orbit, according to a law close to a harmonic one. The distances to the corresponding spacecrafts from one and the other adjacent planes change according to the same law, but are shifted in phase in time.

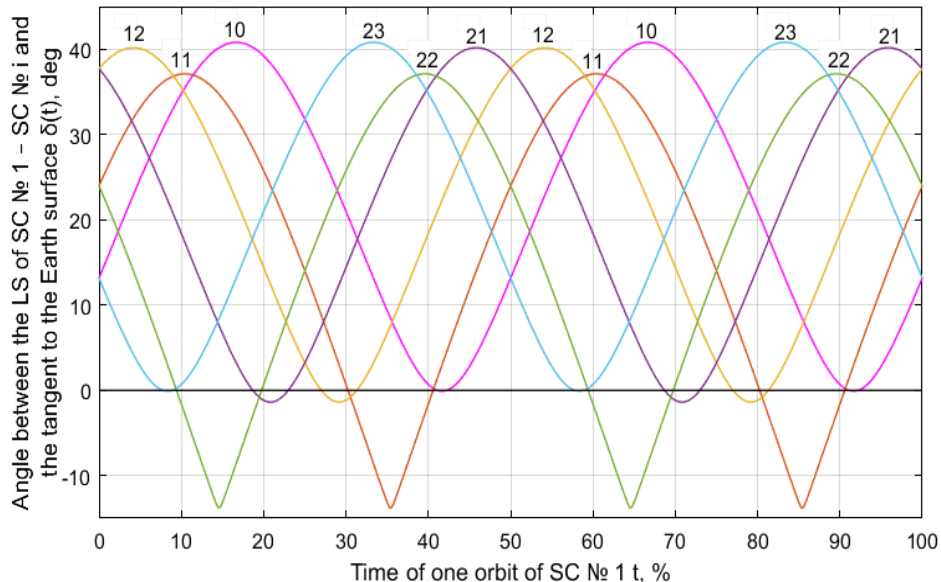


Fig. 1. Dependences of the angles between the LSs of SC № 1 – SC № i ( $i = 10, 11, 12, 21, 22, 23$ ) and the tangent to the Earth surface  $\delta_{i,j}(t)$  on time  $t$  of one orbit of SC № 1

Fig. 1 demonstrates that for SCs № 10, 11, 12 (from the second orbital plane) and SCs № 21, 22, 23 (from the third orbital plane) the angles between the LSs of these SCs with SC № 1 and the corresponding tangents to the Earth surface  $\delta_{1,i}(t)$  twice during one orbit of SC № 1 take a value less than  $0^\circ$ . This indicates that for SC № 1 these satellites enter the Earth's shadow twice per orbit, and communication between spacecrafts becomes impossible. SC № 1 cannot establish a link with SCs № 10, 23 for a time equal to 2,5 % of the duration of one orbit, with SCs № 11, 22 – 20,7 %, with SCs № 12, 21 – 8,8 %. SC № 1 can constantly observe remaining satellites from the constellation and maintain continuous communication with them.

The simulation results showed that the maximum range of the link between the spacecrafts of the GLONASS constellation can reach 49,3 thousand km, and the minimum range is 604 km.

#### Availability of spacecrafts for establishing OISL.

As a rule, each spacecraft from the constellation observes from 20 to 22 other satellites at any time. Fig. 2 demonstrates the dependence of the number averaged over the orbital period of spacecrafts available to spacecraft № 1 for establishing OISL on the angle exceeded by them between the LS and the tangent to the Earth surface.

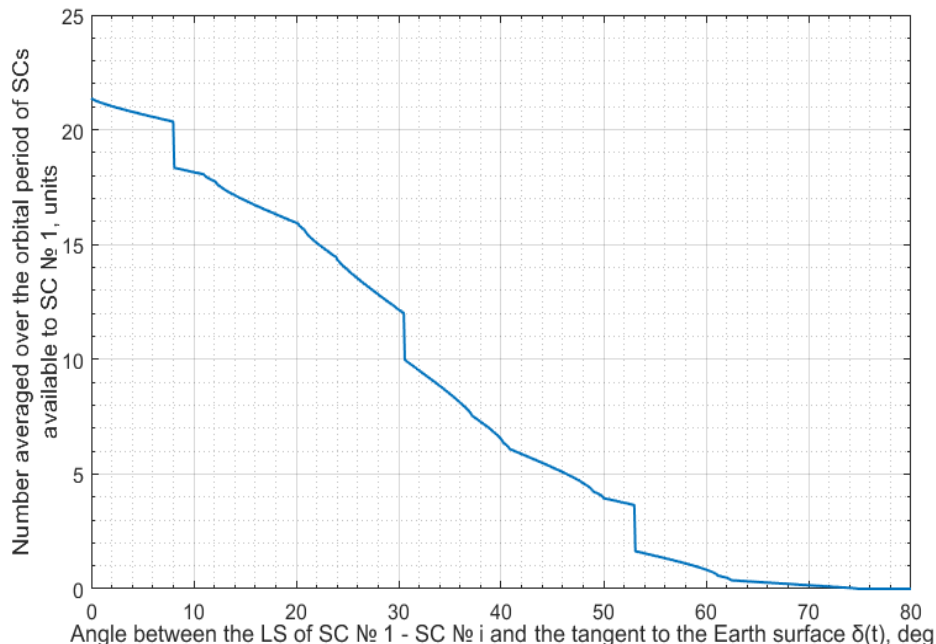


Fig. 2. Dependence of the number averaged over the orbital period of spacecrafts available to SC № 1 for establishing OISL on the angle exceeded by them between the LS and the tangent to the Earth surface  $\delta_{1,i}(t)$

The stepped character of the graph in fig. 2 is explained by the fact that an increase in the minimal value of the angle  $\delta_{1,i}(t)$  when choosing a SC<sub>i</sub>

suitable for establishing OISL, for example, in order to improve the suppression of the Earth background, leads to decrease of the number of such satellites and gradual elimination of permanently visible SCs located in the same orbital plane as SC № 1.

**Limitations for the establishment of OISL associated with the direction to the Sun.**

The direction to the Sun is one of the most significant limiting factors, since the background illumination of the receiving devices in the guidance channel and the receiving channel by the Sun will lead to a malfunction and the impossibility of establishing an OISL.

During the simulation, it was assumed that the design of protective hoods of receiving lenses provides a sufficient level of attenuation of scattered solar radiation at beam angles of more than 20°.

During one year the GLONASS spacecraft makes 778,4 revolutions around the Earth. The position of the Sun relative to the orbital plane of a spacecraft does not practically change during one orbit of a spacecraft. The angle between the LS and the direction to the Sun  $\vartheta(t)$  changes with a period equal to the period of the spacecraft's revolution around the Earth, according to a law close to a harmonic one, and the amplitude of these oscillations is modulated in accordance with the change in the position of the Sun relative to the orbital plane of a spacecraft over a time equal to the sidereal period of the Earth revolution around the Sun (Fig. 3).

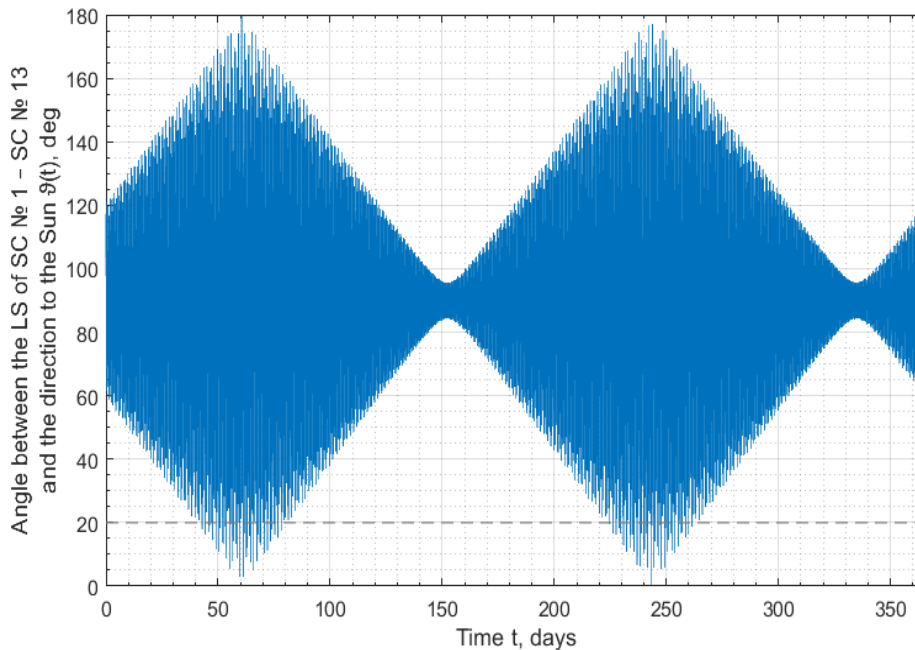


Fig. 3. Dependence of the angle between the LS of SC № 1 – SC № 13 and the direction to the Sun  $\vartheta_{1,13}(t)$  on time  $t$  throughout the year

The simulation results showed that twice a year, on average, over 78 orbits, i.e. 156 orbits per year, the angle between the LS of a pair of spacecrafts and the direction to the Sun becomes less than  $20^\circ$ , which leads to interruptions in communication for about 1 hour for one orbit of the spacecraft.

### References

1. Global navigation satellite system GLONASS. Interface control document. Navigational radio signal in bands L1, L2 (edition 5.1) / Russian Scientific Research Institute of Space Instrumentation. – M., 2008 / [Electronic resource]. – URL: [russianspacesystems.ru/wp-content/uploads/2016/08/ICD\\_GLONASS\\_rus\\_v5.1.pdf](http://russianspacesystems.ru/wp-content/uploads/2016/08/ICD_GLONASS_rus_v5.1.pdf).

# INTRODUCING OF ELECTRIC VEHICLES TO THE CITY OF KRASNOYARSK BASED ON THE EXPERIENCE OF EUROPEAN COUNTRIES

**O.A. Dorzhieva, P.Y. Menshutina, Kokorina S.V. (language supervisor)**

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics SFU  
660074, Krasnoyarsk Kirenskogo St., 28

The environmental problems of road transport are identified and the way to solve them is shown. The arguments and objections for converting vehicles to electric power are presented. There is evidence that electric vehicles are already more economical than internal combustion engine vehicles. In the last decade, the demand for electric vehicles has begun to grow worldwide. The development of mass production of technically advanced, cheaper batteries will make internal combustion engines a thing of the past. The widespread use of electric vehicles will contribute to greater energy efficiency, which should be taken into account when choosing a future transport strategy.

The development of conventional road transport is accompanied by an increasing negative impact on the environment. The combustion of petroleum fuels in internal combustion engines produces around 200 different harmful substances. According to the data from the State Report «On the state and environmental protection in the Krasnoyarsk Territory in 2020», the number of emissions of pollutants from mobile sources (motor transport) amounted to 78.3 thousand tons [1].

The environmental problem of harmful emissions can be strategically radically solved by switching to electric traction. The transition of cars to electric traction makes it possible to solve the key problem of large cities – poor ecology.

According to experts, in the future, electric vehicles will be able to completely replace internal combustion engine vehicles. A lot of companies around the world are focused on developing electric cars and that's pushing up the price of petroleum products. At the moment the biggest markets for electric cars are the leading countries such as the US, Japan and a number of European countries.

The global electric vehicle market has made significant progress over the past 10 years. According to the latest data, the number of light electric vehicles (or electric vehicles, as most people call them) in 2021 exceeded 6 million units, which is 120 % more than in 2020 [2].

The dynamics of sales of electric vehicles by month for the last three years is shown in Fig. 1.



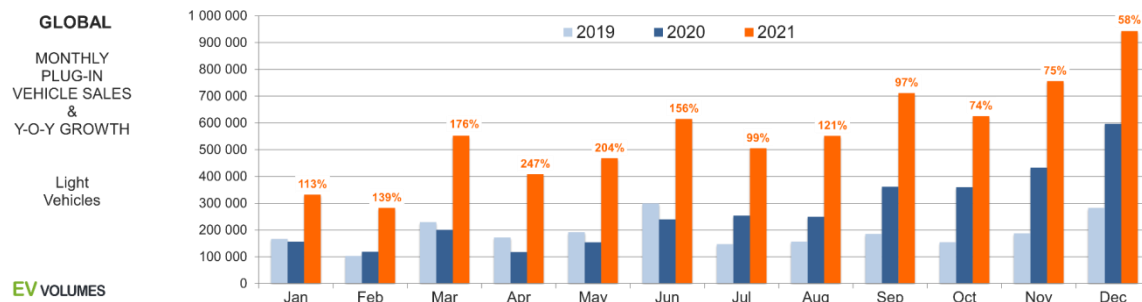


Fig. 1. Dynamics of sales of electric vehicles worldwide by month

At the World Climate Conference in Paris, it was announced that the UK, Germany and a number of other countries intend to ban the use of petroleum fuels in transport after 2050. Germany adopted a resolution to ban production of cars with internal combustion engines from 2030 and is calling on the rest of the EU to join the initiative. It was found that electric vehicles operating on the existing European electricity supply structure provide a reduction in global warming potential by 10–24 % compared to conventional diesel or gasoline cars.

Electric cars are now 2–3 times more expensive than gasoline ones, which naturally scares off potential buyers. For this reason, many countries stimulate both buyers and manufacturers of electric vehicles by introducing various benefits and preferences at the legislative level [3].

Table 1

Benefits and preferences	
Great Britain	Annual taxes are reduced to 25% of the car's value (up to a maximum of \$7,800); for the purchase of a commercial electric vehicle, there is a 20% tax credit (up to a maximum of \$12,500)
Portugal	Subsidy of 5,000 euros, exemption from registration fee
Denmark	Income tax relief, no registration fee, free parking
USA	A subsidy of 25 % cent of the cost of the car (but not exceeding \$7,500), a tax credit of 50 % cent of the price of the "charge" (up to \$2,000)
Japan	The one-off purchase tax and annual transport charge have been abolished, reducing the cost of a car by an average of 45%
Netherlands	exemption from tax on registration and road use charge. Separate parking spaces with charging
German	A subsidy of €4000 for the purchase of a car and €3000 for the purchase of a hybrid
France	eco-bonuses for purchasers of low-emission vehicles - up to €6,300
Ukraine	Exempt from VAT and excise duty of €109 on imports of electric cars
Estonia	Subsidy of 50% of the car price (max. €18,000), €1,000 for the purchase and installation of a battery charger
Russia	subsidies to e-vehicle manufacturers (KAMAZ and GAZ) - 900 million roubles annually until 2025. Free parking in Moscow and St Petersburg, transport tax abolished in Moscow region

Norway is a leader in the introduction of electric vehicles. The key benefit for EV owners in Norway remains the green tax deals on buying (no

purchase or import tax), leasing (no VAT on leased EVs) and owning EVs (no road tax, reduced company car tax). The accumulation of these EV tax breaks, plus the hefty 25 % tax on fossil-fuel cars, means that EV models in Norway are often more affordable than fossil-fuel cars, even without the EV subsidies that are available in other countries. This approach of virtually redesigning the tax structure within the auto industry also stands out amongst other countries, which mainly rely on direct subsidies to incentivize EV purchases over internal combustion engine cars.

Let's take a look at the Volkswagen Golf versus the Volkswagen e-Golf as an example of how the tax scheme works in practice. According to the official price list of Volkswagen in Norway, a Golf costs €36,600 (397,600 Norwegian Krone), while the e-Golf is available for just €25,300 (274,900 Norwegian Krone), as it comes without import tax, emission fees or 25 % VAT. Looking back at Norway's EV incentives, there are three key takeaways. First, incentives on buying, owning and using are effective measures to boost adoption rates initially. Second, these measures needn't be constant, but can instead be gradually reduced as adoption rises and goals are met. Finally, EV friendly tax schemes can be an effective alternative to direct monetary grants when it comes to boosting EV purchases.

### **Integration**

At the moment, there are 183 gas stations in the city of Krasnoyarsk (with a road length of 1200,8 km), on average we get that every 6,5 km there is a gas station. Therefore, the number of points of charging columns should approximately correspond to them, for the large-scale introduction of electric cars. If we take the average price from the such leader in the production and wholesale and retail supply of electric charging stations in Russia as POWERCHARGER, then one station costs up to 2 million rubles. At present, there are 21 charging stations for electric vehicles in Krasnoyarsk, four of them are from Rossetti Siberia (three are slow, one is fast at SFU). Later there will be another fast one at the GORDK.

### **Disadvantages include the following**

1. Lack of developed charging station infrastructure. The lack of a charging station within the nearest neighborhood creates some discomfort for EV users, reducing the effective duration of trips.

2. Long charging times. Today, it takes 6 to 8 hours to fully charge an electric vehicle, which is quite acceptable for night time, but is a serious limitation when there is a need to recharge during the day. Charging time is limited by two main factors: the capacity of the inverter in the car and the capacity of the charging station. At  $-6.6\text{ }^{\circ}\text{C}$ , the mileage on a single charge with the car's heating system running is reduced by an average of 41 %. But even when driving without interior heating, the mileage drops quite a lot, since

the capacity of lithium-ion batteries decreases at low temperatures. High temperatures also negatively affect the mileage range: at a temperature of +35 °C with the air conditioner turned on, it drops by 17 %.

3. Relatively low mileage per charge. Most commercially available electric cars today have an effective range of 80 to 300 km on a single charge. This parameter depends on driving style and conditions, air temperature, use of air conditioning and cabin heater.

4. Still high cost. Since mass production of EVs has just begun, at the first stage (2–4 years) their cost will be higher than analogues with internal combustion engines, but then its reduction is inevitable, since electric cars are structurally much simpler and consist of fewer parts.

#### **Benefits include the following**

1. There is No environmental pollution. It is important to note that the electric vehicle itself is 100 % environmentally friendly as it produces no emissions into the atmosphere. However, when generating the electricity needed to charge its battery, there are emissions of harmful substances and greenhouse gasses into the atmosphere when it comes to gas or coal-fired generation

2. High energy efficiency of EVs. Substantially higher efficiency of electric vehicles results in lower cost per km traveled compared to counterparts equipped with internal combustion engines. The efficiency of an electric motor is significantly higher than that of an internal combustion engine, which, in economic terms, gives a very large advantage to an electric car in terms of cost per km traveled.

3. Significantly lower cost of maintenance and ownership. The electric car has very few moving parts, the engine control system is much simpler, there is no complicated gearbox, oil in the engine, oil filters. All maintenance of the electric car is reduced to computer diagnostics of the battery, routine work on the suspension and replacement of brake pads, which is required much less frequently due to regenerative braking.

4. No noise pollution. Electric cars are virtually silent, only at considerable speed there is a rustling from the tyres and aerodynamic hum, so when driving on city streets they create a minimum of noise.

5. The ability to increase the efficiency of the grid infrastructure. Electric vehicles are able to increase the utilization rate of the grid by charging at night when there is a drop in consumption, thereby improving the efficiency of the entire energy system.

#### **Conclusion**

Global trends indicate that electric vehicles are becoming part of everyday life. And the only things that can help to speed up the process of introducing of electric vehicles to our city streets are government support

measures, the creation of easy-to-use infrastructure, initiatives by energy companies, and consumers who are ready for the change.

### References

1. On the State and Protection of the Environment in Krasnoyarsk Krai in 2020: State Report dated June 30, 2021 – P. 42 // Ministry of Ecology and Environmental Management of Krasnoyarsk Krai.

2. Global electric vehicle sales up 109 % in 2021, with half in Mainland China // Canalys Newsroom. – 14.02.2022. – URL: <https://www.canalys.com/newsroom/global-electric-vehicle-market-2021>.

3. Faskhiev, H. A. Gas and Electric Mobility? Russia on the sidelines of progress / H. A. Faskhiev // ECO: All-Russian Economic Journal. – 2018. – № 10. – PP. 97–116.

# INVESTIGATION OF CHOLESTERIC LIQUID CRYSTALS WITH TANGENTIAL-CONICAL BOUNDARY CONDITIONS

**M.A. Lesnoy<sup>1</sup>, M.N. Krakhalev<sup>1,2</sup>, (scientific supervisor),  
I.V. Alekseenko<sup>1</sup> (language adviser)**

<sup>1</sup>Institute of Engineering Physics and Radioelectronics, Siberian Federal University  
660074, Krasnoyarsk, st. Kirensky, 28

<sup>2</sup>Institute of Physics. L.V. Kirensky Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences – a separate  
subdivision of the FRC KSC SB RAS  
Email: maxim.lesnoy@gmail.com

Orientation structures formed in layers of a cholesteric liquid crystal with tangentially conical boundary conditions are studied. LC cells with one substrate, which specifies the conical anchoring of the surface, and another substrate, which specifies the tangential anchoring, are considered. Using a polarizing microscope, the structures of the obtained CLC films were studied. The periodic structures and two-dimensional defects characteristic of LC cells with tangentially conical anchoring are studied depending on the layer thickness and the cholesteric pitch.

Cholesteric liquid crystals (CLCs) in the state of equilibrium form a helical orientational structure, which leads to a variety of possible director configurations and corresponding unique optical properties of materials based on them. This makes it possible to use CLC in controlled reflectors, optical shutters, diffraction and holographic gratings, tunable lasers, etc. [1]. A specific optical effect that is realized in cholesteric liquid crystals is the selective reflection of light, which can be controlled by an electric field, a change in temperature, or a change in the concentration of a chiral additive [2, 3].

At present, the structures formed by CLC under planar (tangential), homeotropic, and homeoplanar surface anchoring are well studied, while systems under conical or tangential-conical boundary conditions are poorly studied. Previous studies were carried out on orientational structures formed during tangential-conical coupling in nematic and cholesteric liquid crystals with a relatively large helix pitch  $p$ , commensurate with the thickness  $d$  of the CLC layer [4]. In our work, we study CLC structures formed under tangential-conical boundary conditions at a ratio  $d/p > 10$ , as well as their response to an applied electric field.

The LN-396 nematic mixture with the addition of R-5011 as a chiral component was used as the CLC. To find the ratio  $d/p$ , it is necessary to know the pitch of the helix, which is inversely proportional to the concentration  $C$  of the chiral additive:  $p = 1/(\beta C)$ , where  $\beta$  is the twisting ability. Therefore, at the first stage, a series of samples was made with tangential boundary conditions

with additive concentrations  $C$ : 3,00 %; 2,69 %; 2,50 %; 2,28 %; 2,17 %; 2,00 % (by weight).

The helix pitch for each sample was measured from the spectral position of the center of the selective reflection zone  $\lambda_B$ :  $p = \lambda_B/n$ , where  $n = 1,646$  is the average refractive index of the LC. Studies using polarization microscopy showed that samples with concentrations of 2,69 % and 2,49 % turned out to be homogeneous and defect-free, while the remaining samples have a small number of linear defects – oily streaks (Fig. 1, *a*). These defects slightly (by 10 %–15 %) reduce the light transmission intensity of the samples (Fig. 1, *b*), but do not affect the spectral position of the selective reflection zone [5]. After data processing, the value  $\beta = 108,97 \pm 0,72 \mu\text{m}^{-1}$  was obtained.

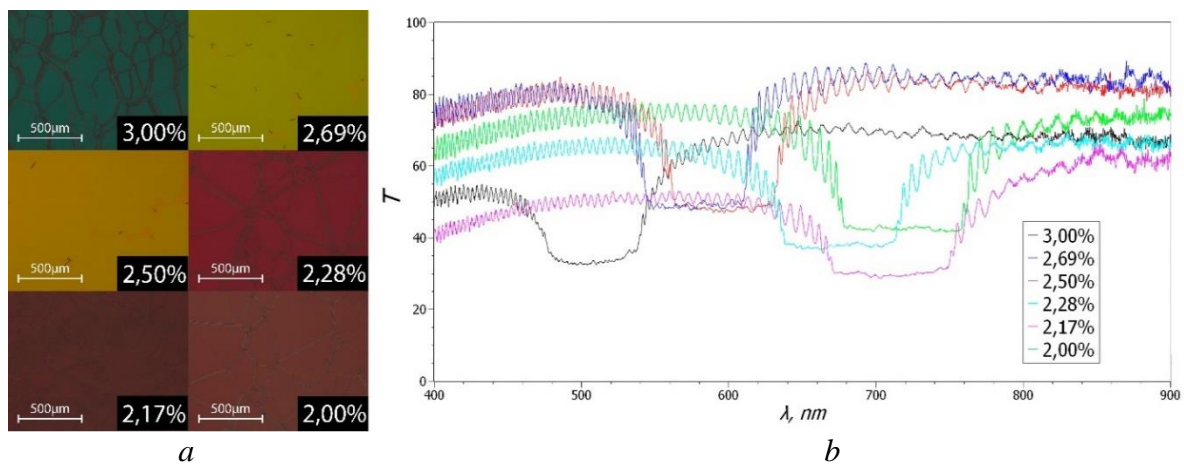


Fig. 1. Images of samples obtained using a microscope (*a*) and transmission spectra (*b*)

At the next stage, the structures formed under tangential-conical boundary conditions were studied. Mixtures with concentrations of the chiral additive  $C$  1,5 % ( $d/p = 19$ ) were studied (Fig. 2, *a*); 1,0 % ( $d/p = 14$ ) (Fig. 2, *b*); 0,7 % ( $d/p = 11$ ) (Fig. 2, *c*). In all samples, an inhomogeneous cholesteric structure is initially formed, which is characterized by two types of defects: linear defects resembling oil streaks formed under tangential boundary conditions; and defects in the form of circles. Fig. 2 shows that the number of defects in the form of a circle is greater in the sample with large  $d/p$ , while for the sample with  $d/p = 11$  their number is insignificant.

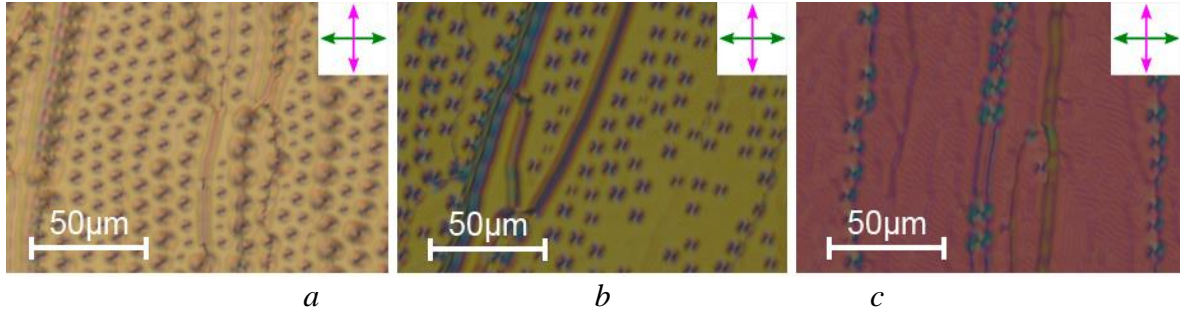


Fig. 2. Pictures of samples with tangential-conical boundary conditions; A mixture with a concentration of chiral additive 1,5 % (a); 1,0 % (b); 0,7 % (c); hereinafter, the directions of the polarizer and analyzer are indicated by double magenta and green arrows, respectively

Next, we studied the change in the structure of a CLC with tangential-conical boundary conditions under the action of an electric field. The general behavior of the structures is the same for all three samples. Fig. 3 shows the transformation of the structure with  $d/p = 14$ .

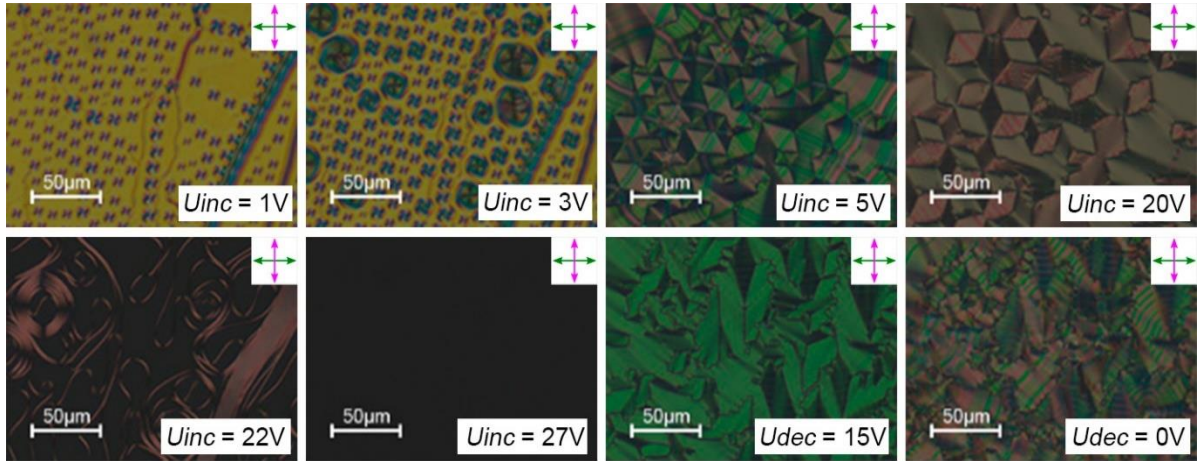


Fig. 3. Photographs of a CLC sample with tangential-conical boundary conditions with  $d/p = 14$  when applying an electric voltage of various magnitudes

When an electric field is applied, circular domains increase, which completely fill the CLC cell with an increase in voltage up to  $U_{inc} = 4$  V. A further increase in the field leads to their merging and the formation of a domain structure in the form of quadrangles. The new domain structure persists up to a voltage  $U_{inc} = 20$  V; at a higher voltage, the structure gradually passes into a nematic-like state and completely unwinds at  $U_{inc} = 27$  V. With a subsequent decrease in voltage, the reverse process occurs; at  $U_{dec} = 15$  V, there is a domain structure, and when the voltage, a structure resembling fan-shape is formed.

## References

1. Vicari, L. *Optical Applications of Liquid Crystals* / L. Vicari // Institute of Physics Publishing Bristol and Philadelphia, 2003. – P. 285.
2. Blinov, L. M. *Liquid crystals: Structure and properties* / L. M. Blinov – M.: Book House «LIBROKOM», 2013. – P. 480.
3. Po-Chang Wu. *Photonics Research* / Po-Chang Wu, Guan-Wei Wu, Ivan V. Timofeev, Victor Ya. Zyryanov, and Wei Lee // *Electro-thermally tunable reflective colors in a self-organized cholesteric helical superstructure*. 2018. – T12. – № 6. – P. 1094-1100.
4. Krakhalev, M. *Crystals* / M. Krakhalev, R. Bikbaev, V. Sutormin, I. Timofeev and V. Zyryanov // *Nematic and Cholesteric Liquid Crystal Structures in Cells with Tangential-Conical Boundary Conditions*. 2019. – № 9. – P. 249.
5. Laurence Ramos. *Physical review E* / L. Ramos, M. Zapotocky, T. Lubensky, D. Weitz // *Rheology of defect networks in cholesteric liquid crystals*. – 2002. – № 66. – P. 031711.



# MODELING THE EFFECT OF TEMPERATURE ON THE SENSORY PROPERTIES OF FLUORESC EIN IN A BROAD pH RANGE

D.P. Surzhikova, E.A. Slyusareva

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of SFU  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 28  
E-mail: darya19578@yandex.ru

Fluorescein is widely used in biology and medicine as a fluorescent marker. The dye is characterized by phototransfer reactions of a proton. This phenomenon is a displacement of the ionic equilibrium during the lifetime of the excited state. There is an equation for the relationship of the equilibrium constant in the excited state ( $pK^*$ ) with temperature. The aim of the work was to simulate the effect of temperature on the concentration of ionic forms of fluorescein in the excited state in a wide pH range. Photoprocesses occurring in a mixture of protolytic forms of fluorescein are taken into account by the kinetic model. The solution was found in the form of a dependence of the concentration of ionic forms in the excited state on the pH in the stationary approximation. It has been shown that the efficiency of proton transfer at the M-D dissociation stage is regulated by temperature. The work will continue in the direction of the implementation of experiments and comparison with experimental data.

Organic dye fluorescein is successfully used as a fluorescent label in biology and medicine. The fluorophore is represented by five ionic forms: C – cation, N – neutral molecule, MI – monoanion, D – dianion. The neutral molecule is represented by three tautomers: Q – quinoid, Z – zwitter ion, L – lactone. The structural formulas of the ionic forms are shown in Fig. 1. Each form has unique spectral characteristics [1–3]. The identification of the sensitivity of the emission of dyes to various characteristics of the microenvironment opens up new possibilities for the use of fluorescent probes.

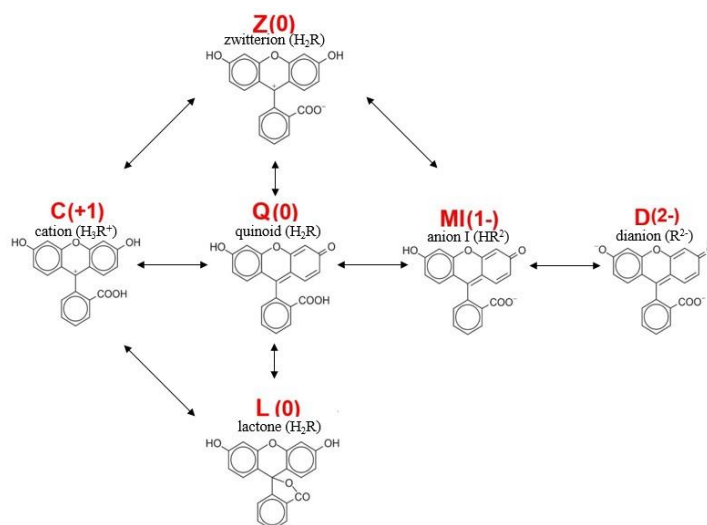


Fig. 1. Structural formulas of ionic forms of fluorescein

Fluorescein is characterized by the phenomenon of phototransfer of a proton. This phenomenon is a shift of the ionic equilibrium to an acidic or alkaline region during the lifetime of the excited state. This shift is considered within the frame of the Förster cycle [2]. It takes into account the thermodynamic state of the system and the probability of changing the ionic form.

$$pK_{\alpha}^{*} = pK_{\alpha} - h \frac{\nu_{00}^{MH} - \nu_{00}^{M^{-}}}{2,3kT} \quad (1)$$

where,  $pK^{*}$  and  $pK$  equilibrium constants in the excited and ground states,  $h$  – Planck's constant,;  $k$  – Boltzmann's constant;  $T$  – temperature;  $\nu_{00}^{MN}, \nu_{00}^{-M}$  – wavenumber values of 0-0 transitions of two adjacent ionic forms.

There is a hypothesis that the equilibrium constant in the excited state ( $pK^{*}$ ) is related to various characteristics of the microenvironment, such as the viscosity of the medium, temperature, and the concentration of proton-donor and proton-acceptor additives. We proved the latter dependence for fluorescein earlier [4]. The aim of the work was to simulate the effect of temperature on the concentration of ionic forms of fluorescein in the excited state in a broad range of pH.

As a result of the competition of absorption processes, radiative processes and protonation-deprotonation processes with the participation of the whole variety of ionic forms, protolytic equilibrium is established, which can be represented as a scheme of cumulative processes (Fig. 2). The kinetic model included a system of equations for each ionic form in the ground and excited states. The solution was found in the form of dependence of the concentration of ionic forms in the excited state on pH in the stationary approximation.

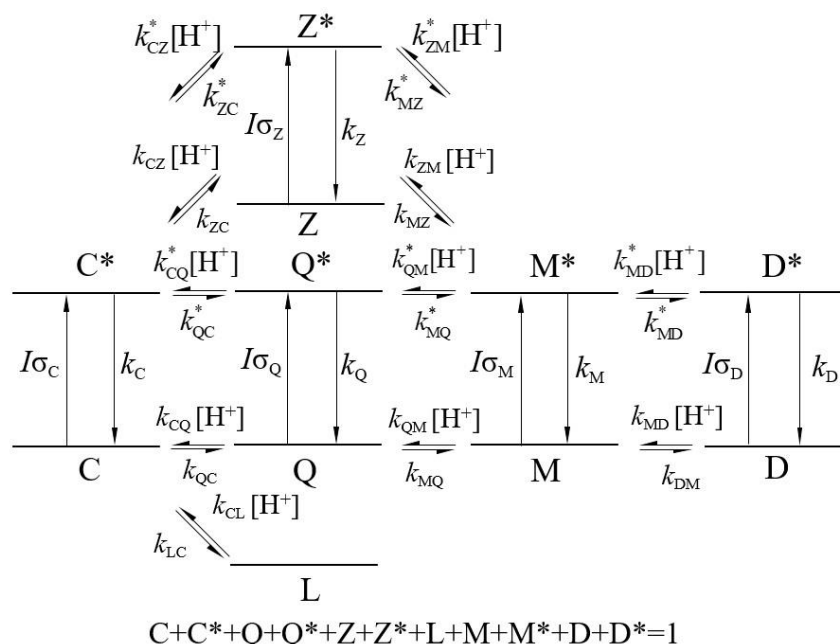


Fig. 2. Kinetic scheme of photoprocesses occurring in a mixture of protolytic forms of fluorescein

where, probabilities  $I\sigma$  – absorption of the ionic form;  $k$  – excited state deactivation;  $k_{(M-MH)}$  – protonation;  $k_{(MH-M)}$  – deprotonation.

The parameters required for modeling are taken from [1–2, 5–6]. The temperature was varied in the range 0–100 °C. Two excitation wavelengths were chosen – 435 и 488 nm.

When excited at a wavelength of 435 nm C, Q, Z, M forms predominantly absorb. Due to the proton transfer, the concentrations of excited states are redistributed. When excited at a wavelength of 488 nm, the predominant absorption of the D form occurs, which ensures its maximum concentration in the excited state. The dependence of the concentration of excited states on pH at two excitation wavelengths (488 nm and 435 nm) for three temperatures is shown in Fig. 3.

It can be seen from the figure that the temperature change has the greatest effect on the distribution of forms C and Q (pH 0÷1) at the excitation wavelength of 435 nm. This is due to the shift of the  $pK^*$  value of the heated solution relative to  $pK^*$  at room temperature. In the region of neutral media, pH ~7,  $pK^*$  changes slightly.

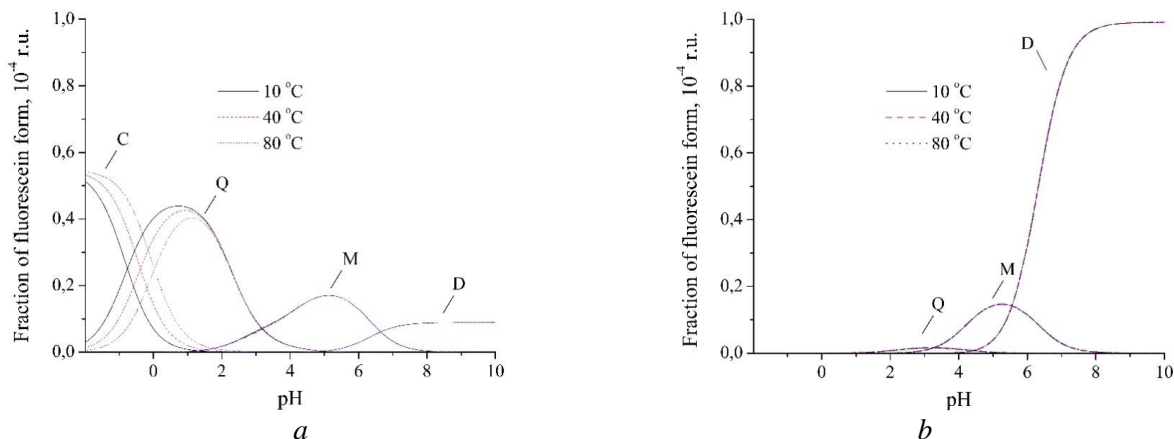


Fig. 3. Dependence of the concentrations of ionic forms in the excited state at the excitation wavelengths of 435 nm (a) and 488 nm (b) on pH at temperatures 10 °C, 40 °C, 80 °C

The fluorescence intensity was calculated taking into account the contribution of the concentration of all ionic forms in the excited state and their quantum yields. We used a ratiometric intensity signal, which is the ratio of two fluorescence intensities obtained at two excitation wavelengths (488 nm and 435 nm),  $I_{488}/I_{435}$ . This signal is convenient to use for further comparison with experimental data.

We focused on the physiological pH value of 6, 6,5 characteristic of the monoanion-dianion (M–D) dissociation stage. For the control, a pH value of 12 was used, at which only one form emits and proton transfer does not occur. Fig. 4 shows the dependence of the ratiometric signal on temperature at fixed pH values.

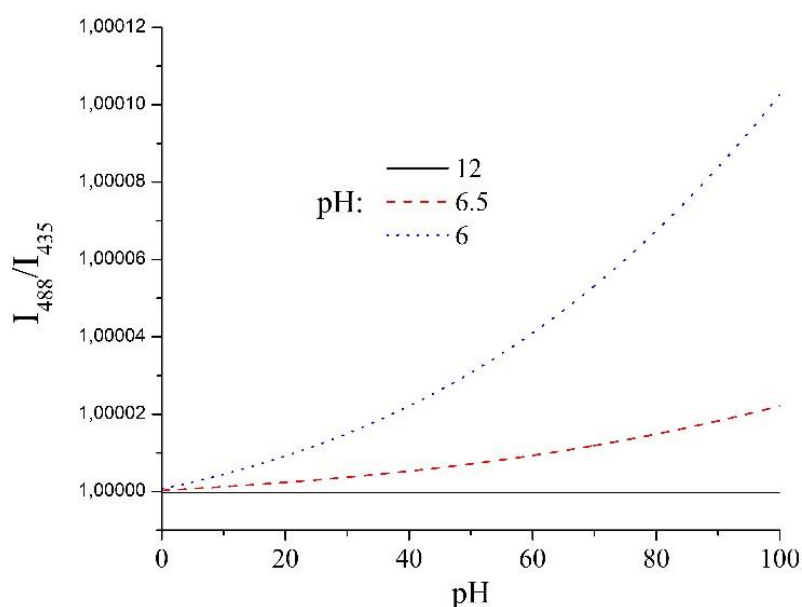


Fig. 4. The dependence of the ratiometric signal at the excitation wavelengths of 488 nm and 435 nm on temperature at different pH values

It can be seen from the figure that the efficiency of proton transfer at the M–D dissociation stage is regulated by temperature. Thus, the ratiometric signal can be used to estimate the ambient temperature of the fluorophore. This effect can be enhanced experimentally by selecting proton acceptors. The work will continue in the direction of the implementation of experiments and comparison with experimental data.

The work was supported by the state task of the Ministry of Education and Science (FSRZ-2020-0008).

### References

1. Klonis, N. Properties of the Prototropic Forms of Fluorescein in Aqueous Solution / N. Klonis, W. H. Sawyer // *Journal of Fluorescence*. – 1996. – V. 6. – № 3. – PP. 147–157.

2. Surzhikova, D. Emission properties of fluorescein in strongly acidic solutions / D. Surzhikova, M. Gerasimova, V. Tretyakova, A. Plotnikov, E. Slyusareva // *J. Photochem. Photobiol. A*. – 2021. – V. 413. – P. 113233.

3. Суржикова, Д. П. Протолитическое равновесие возбужденных состояний флуоресцеин / Д. П. Суржикова, М. А. Герасимова, Е. А. Слюсарева // *Известия ВУЗов. Физика*. – 2021. – Т. 64. – № 11. – С. 108–114.

4. Суржикова, Д. П. Изучение быстрых процессов в возбужденном состоянии красителя методом стационарной флуоресценции / Д. П. Суржикова, Е. А. Слюсарева // *Материалы XVII Международной конференции студентов и молодых ученых «Перспектив Свободный – 2021»*. – 2021. – С. 1684–1686.

5. Alvarez-Pez, J. M. Fluorescein excited-state proton exchange reactions: Nanosecond emission kinetics and correlation with steady-state fluorescence intensity / J. M. Alvarez-Pez, L. Ballesteros, E. Talavera, J. Yguerabide // *J. Phys. Chem. A*. – 2001. – V. 105. – PP. 6320–6332.

6. Orte, A. Three-state 2',7'-difluorofluorescein excited-state proton transfer reactions in moderately acidic and very acidic media / A. Orte, E. M. Talavera, A. L. Macanita, J. C. Orte, J. M. Alvarez-Pez // *J. Phys. Chem. A*. – 2005. – V. 109. – PP. 8705–8718.

# NANOSTRUCTURED LIGHT-SENSITIVE LAYER FOR ORGANIC SOLAR CELLS BASED ON TAMM PLASMON-POLARITON

D.A. Pykhtin

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics SibFU  
660074, Krasnoyarsk, st. Kirensky, 28  
E-mail: dimapykhtin02@gmail.com

In this work, we studied the spectral properties of a model of an organic solar cell based on a Tamm plasmon polariton localized at the interface between a one-dimensional photonic crystal and a photosensitive layer doped with silver nanoparticles. The integrated absorption spectra of the structure and its local intensity distribution were calculated using the transfer matrix method. The effect of the volume concentration of silver nanoparticles in a photosensitive layer on the spectral properties of an organic solar cell has been studied. It is shown that the highest integral absorption is provided only at low volume concentrations of nanoparticles in the photosensitive layer.

The development of solar energy is moving along the path of increasing the efficiency of energy conversion, while simultaneously solving the problems of increasing the reliability and reducing the cost of organic solar cells (OSCs). In this regard, methods of light manipulation to increase absorption in the photosensitive layer (PSL) due to internal scattering or the plasmon resonance effect have become widespread. Thus, in [1], the possibility of increasing the absorption of light in the PSL was experimentally demonstrated by doping it with silver nanoparticles.

Another way to increase the integral absorption in a PSL is its conjugation with a 1D photonic crystal [2, 3]. The high reflection coefficient in the bandgap of the PC ensures repeated passage of the light incident on the structure through the PFC, which leads to an increase in the efficiency of the OSC. Recently, the idea was proposed to use a PChS doped with plasmonic nanoparticles as a mirror limiting the 1D PC [4]. In this case, a localized state, the Tamm plasmon polariton (TPP) [5], is formed at the PSL–PC interface, which ensures the formation of an additional absorption band inside the PC band gap. Such a scheme eliminates the use of a metal contact, minimizing unwanted losses in the system.

In this work, we studied the effect of the volume concentration of plasmonic nanoparticles in a photosensitive layer on the efficiency of the OSC. A schematic representation of the structure under study is shown in Fig. 1. The thickness of the photosensitive layer P3HT:PC61BM (poly(3-hexylthiophene): phenylbutyric acid methyl ester) [6]  $d_{PSL} = 70$  nm. The radius of spherical silver nanoparticles is  $r = 30$  nm. The dielectric constant of silver was taken from [7]. The layer thickness of poly (3,4 ethylenedioxythiophene)

polystyrenesulfonate (PEDOT:PSS) [8] is 20 nm. Films of tin-doped indium oxide (ITO) with a thickness of  $d_{ITO1} = 15$  and  $d_{ITO2} = 45$  nm were used as transparent contacts. The PC unit cell was formed from silicon dioxide  $\text{SiO}_2$  and titanium dioxide  $\text{TiO}_2$  with thicknesses  $d_{\text{SiO}_2} = 61$  nm and  $d_{\text{TiO}_2} = 40$  nm, respectively. The number of PC layers  $N = 11$ .

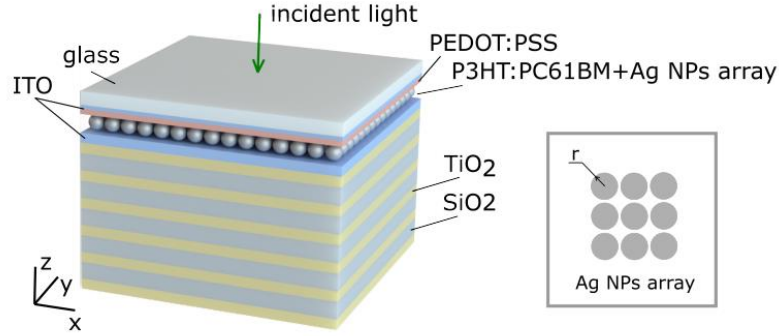


Fig. 1. Schematic representation of the proposed OSC. The photocurrent between ITO contacts is proportional to the absorption of light in the P3HT:PC61BM layer

The conjugation of the photosensitive layer, with an embedded square lattice of silver nanoparticles, with PC leads to the excitation of TPP at their interface. Varying  $d_{\text{TiO}_2}$  changes the wavelength of the TPP and, as a result, allows you to control the value of the integral absorption in the PSL. The integral absorption in the PSL was calculated by the transfer matrix method. The integral absorption is understood as the absorption in the PSL layer normalized to the spectrum of solar radiation. In this case, the integral absorption is determined for each of the two polarizations,  $A_{TE}$  and  $A_{TM}$ , separately, and their arithmetic mean  $A_{total} = (A_{TE} + A_{TM})/2$  gives the total absorption in the PSL. With normal incidence of radiation,  $A_{total} = A_{TE} = A_{TM}$  and is defined as:

$$A_{total} = \frac{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} A(\lambda)S(\lambda)d\lambda}{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S(\lambda)d\lambda},$$

where  $\lambda_1 = 350$  nm;  $\lambda_2 = 500$  nm;  $A(\lambda)$  is the absorption in the PSL;  $S(\lambda)$  is the solar radiation spectrum. The calculation results are shown in Fig. 2, a.

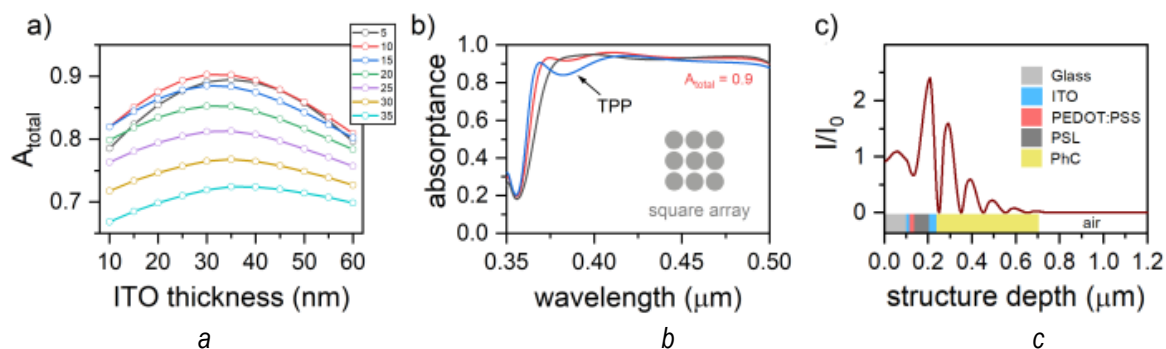


Fig. 2. *a* – Integrated absorption in the PFS depending on the thickness of the ITO layer at different values of the volume concentration  $f$  (in %) of nanoparticles in the volume of the PSL; *b* – absorption spectra of the structure under study at  $f = 5\%$ ,  $10\%$ , and  $15\%$ ,  $d_{PSL} = 70\text{ nm}$ , and  $d_{ITO} = 30\text{ nm}$

It can be seen from the figure that the maximum integrated absorption in the PSL is achieved at an ITO film thickness of 30 nm and  $f = 10\%$ . The integral absorption in the PSL in this case is 90%. The corresponding absorption spectra of the PSL are shown in Figure 2b. It is shown that the increase in the integral absorption is caused by the excitation of the TPP localized at the FSL-PC interface, which is confirmed by the distribution of the local field intensity shown in Figure 2, c.

Thus, the spectral properties of an organic solar cell based on a Tamm plasmon polariton localized at the interface between a photonic crystal and a photosensitive layer doped with plasmonic nanoparticles have been studied. It is shown that the highest integral absorption is provided at a volume concentration of 10%. This is explained by the fact that at this concentration the condition of critical coupling of the incident field with the Tamm plasmon polariton sets in.

This work was supported by a grant from the President of the Russian Federation for state support of young Russian scientists (application MK-46.2021.1.2).

## References

1. Duche, D. // Solar Energy Materials and Solar Cells. 2009. – № 93 (8). – PP .1377–1382.
2. Yu, W. Light harvesting enhancement toward low IPCE region of semitransparent polymer solar cells via one-dimensional photonic crystal reflectors / W. Yu, S. Ruan, Y. Long, L. Shen, W. Guo and W. Chen // Sol. Energy Mater. Sol. Cells 127. – 2014. – PP. 27–32.
3. Lunt R. R. Transparent, near-infrared organic photovoltaic solar cells for window and energy-scavenging applications / R. R. Lunt, V. Bulovic // Appl. Phys. Lett. 98, 113305 (2011).
4. Bikbaev, R. G. Photosensitivity and reflectivity of the active layer in a tamm-plasmonpolariton-based organic solar cell / R. G. Bikbaev, S. Y. Vetrov, I. V. Timofeev, V. F. Shabanov // Appl. Opt. 60, 3338 (2021).



5. Kaliteevski, M. Tamm plasmon-polaritons: Possible electromagnetic states at the interface of a metal and a dielectric Bragg mirror / M. Kaliteevski, I. Iorsh, S. Brand, R. A. Abram, J. M. Chamberlain, A. V. Kavokin, and I. A. Shelykh // *Phys. Rev. B* 76, 165415 (2007).

6. Stelling, C. Plasmonic nanomeshes: their ambivalent role as transparent electrodes in organic solar cells / C. Stelling, C. R. Singh, M. Karg, T. A. F. König, M. Thelakkat, M. Retsch // *Sci. Reports* 7, 42530 (2017).

7. Lide, D. *CRC handbook of chemistry and physics: a ready-reference book of chemical and physical data* (CRC, Boca Raton, Fla. London, 1995).

8. Chen, C.-W. Optical properties of organometal halide perovskite thin films and general device structure design rules for perovskite single and tandem solar cells / C.-W. Chen, S.-Y. Hsiao, C.-Y. Chen, H.-W. Kang, Z.-Y. Huang, and H.-W. Lin // *J. Mater. Chem. A* 3, 9152–9159 (2015).

# NUMERICAL CALCULATION OF EFFECTIVE REFRACTIVE INDICES FOR PHOTONIC CRYSTAL MADE FROM ANODIZED ALUMINUM

I.A. Kiselev<sup>1</sup>, M.M. Sokolov<sup>1</sup>, M.V. Pyatnov<sup>1,2</sup>(scientific supervisor),  
V.G. Andyuseva<sup>3</sup> (language advisor)

<sup>1</sup>Institute of engineering physics and radio electronics, SFU  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky St., 28  
E-mail: maksimusy.sokolow2014@gmail.com  
E-mail: jake20402020@mail.ru

<sup>2</sup>Kirensky Institute of Physics Federal Research Center KSC Siberian Branch Russian Academy of Sciences  
660036, Krasnoyarsk, Akademgorodok St., 50, bld. 383

<sup>3</sup>School of Philology and Language Communication SFU  
660041, Krasnoyarsk, Svobodny pr. 82 bld. 1.

A one-dimensional photonic crystal (FC) is a layered optical structure with a period comparable to the visible light wavelength [1]. The main FC property is the presence of so-called band-gaps. The band-gap is the interval of radiation frequencies with the lowest transmittance through the material.

There are many ways to create FC of a certain structure and dimension (1-D, 2-D, 3-D) (Fig. 1). One of the most promising ways to produce 1-D FC is the metal foil anodizing [2]. Anodizing is the creating of oxide layer on the various metal and alloy surfaces in an electrolyte medium.

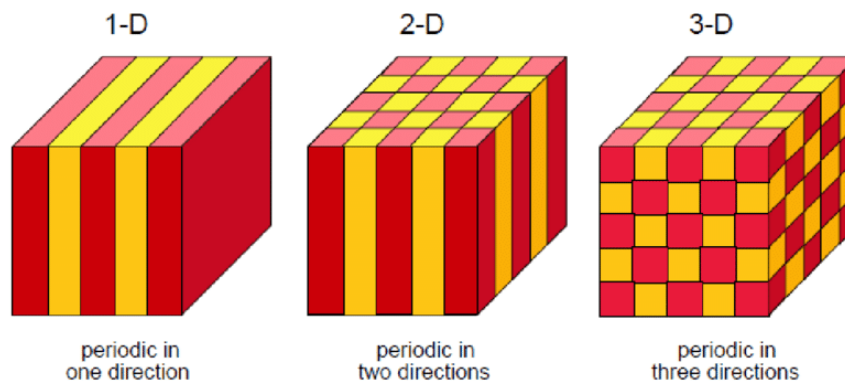


Fig.1. Examples of 1-, 2-, and 3-dimensional photonic crystals

Employees of the Siberian Federal University in collaboration with colleagues from the Krasnoyarsk Scientific Center have recently made a multi-layered porous FC from aluminum oxide [3].

The aim of our work was to determine the values of the FC layers effective refractive indices by numerical modeling using the Berreman matrix method [5]. The spectral characteristics of the FC were obtained by using a spectrometer, geometric characteristics were obtained by using a Hitachi S5500 scanning electron microscope. To solve the problem of light passing through a multilayer structure, the Berreman matrix 4x4 method based

on Maxwell's equations was used (1). Algorithm is based on the exact transformations of equations to a matrix form under the optical medium (layer) uniformity in the direction of z axis. The Berreman matrix being a transitional matrix of a linear differential equation considers interference effects of multiple reflections occurring between the layers. Ultimately, it determines the linear transformation between the tangential components of the electric and magnetic fields at the optical system input and the corresponding reflection and transmission components at the output. By selecting the real and imaginary parts of the crystal layer refractive indices, it was possible to approximate the theoretical graph to the form of an empirical graph (Fig. 2). But at the same time this method does not take light dispersion into account.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{-ic}{w} \frac{\partial}{\partial z} H_y = \varepsilon_{11} E_x + \varepsilon_{12} E_y + \varepsilon_{13} E_z \\ \frac{ic}{w} \frac{\partial}{\partial z} H_z = \varepsilon_{21} E_x + \varepsilon_{22} E_x + \varepsilon_{23} E_x - \frac{c\varepsilon_0}{\omega} H_z \\ \frac{-c\varepsilon_0}{\omega} H_y = \varepsilon_{31} E_x + \varepsilon_{32} E_y + \varepsilon_{33} E_z \\ \frac{ic}{w} \frac{\partial}{\partial z} E_y = H_x \\ \frac{-ic}{w} \frac{\partial}{\partial z} E_x = H_y + \frac{c\varepsilon_0}{\omega} E_z \\ \frac{c\varepsilon_0}{\omega} E_y = H_z \end{array} \right. \quad (1)$$

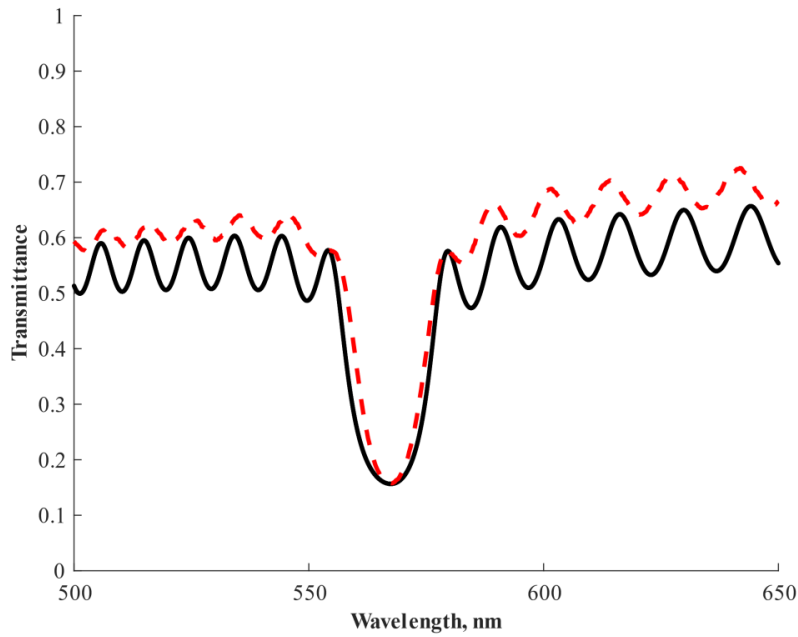


Fig. 2. Dependence of light transmittance on wavelength for incident beam. The red dashed curve is experimental data, the black curve is calculated data

It was found that the refractive index of high porosity layer is  $1,6702 + 0,0021655i$ , the layer thickness is 0,15886 microns. Low porosity layer refractive index is  $1,71795 + 0,002395i$ , the layer thickness is 0,17535 microns. The table value of the refractive index for an aluminum oxide crystal without radiation absorption is 1,765.

### References

1. Belotelov, V. I. Photonic crystals and other metamaterials / V. I. Belotelov, A. K Zvezdin. – M., 2006. – P. 146.
2. Kushnir, S. E. Thickness-dependent iridescence of one-dimensional photonic crystals based on anodic alumina / S. E. Kushnir, K. S. Napolskii. – 2018. – P. 11.
3. Yariv, A. Optical waves in crystals. – M., 1987. – P. 308.
4. Sivuhin, D. V. General course of physics / D. V. Sivuhin // Vol. IV Optics. – M.: ФИЗМАТЛИТ, 1980. – 752 с.
5. Berreman, D. W. Optics in Stratified and Anisotropic Media:  $4 \times 4$ -Matrix Formulation. J. Opt. Soc. Am. – 1972. – № 62. – P. 502.

# **OPTIMIZATION OF THE DEMULSIFIER DOSAGE AND SEARCH FOR PRESCRIPTION SOLUTIONS FOR THE ECONOMIC EFFECT ON OIL TREATMENT PLANTS NO. 2 OF THE OIL PREPARATION AND PUMPING SHOP**

**M.M. Rakhimov, V.I. Tarmaeva (language supervisor)**

School of Petroleum and Natural Gas Engineering  
660041, Krasnoyarsk, 82 Svobodny Ave., 6.  
E-mail: idris-superman@mail.ru

The main result of the work is the optimization of the dosage of the Emalsotron R2601–A M.38 demulsifier with the addition of Phosphol-10. Laboratory tests were carried out to compare the values of demulsification of the sample using a basic demulsifier and a demulsifier with the addition of the Phosphol-10 reagent. The test sample was also analyzed for the content of chloride salts and organochlorine compounds.

Laboratory tests of the Emalsotron R2601-A M.38 demulsifier with the addition of Phosphol-10 and a base demulsifier were carried out in the Testing Laboratory of JSC Vostsibneftegaz.

The studies were carried out on real emulsions selected from oil and gas separators OTU-2 (oil treatment unit 2). The basic demulsifier Emalsotron R2601-A M.38 was used as a comparison reagent.

The development of effective methods of oil demulsification is relevant and practically important. The use of a basic demulsifier in combination with the Phosphol-10 reagent will give a positive economic effect and has no negative effect on the technological process and properties of oil.

The purpose of the work: laboratory evaluation of the demulsifying effectiveness of the composite demulsifier reagent «Emalsotron R2601-A M.38» with the addition of Phosphol-10 for the separation of oil emulsions entering the OTU-2 OPPS (oil preparation and pumping shop) in comparison with the base reagent in field conditions.

Justification of the experiment: a physico-chemical laboratory testing of chemical reagents was carried out in accordance with the Regulation of the Rosneft Oil Company No. P1-01.05 R-0339 «Procedure for the use of chemical reagents at the Company's hydrocarbon production facilities».

Tasks of the work:

- the independent physico-chemical laboratory testing of the Emalsotron R2601-A M.38 demulsifier and the Emalsotron R2601-A M.38 demulsifier with the addition of Phosphol-10 in a medium of a given composition;

- comparative assessment of the demulsifying ability of Emulsotron R2601-A M.38 and Emulsotron R2601-A M.38 with the addition of Phosphol-10 in close to the actual conditions of their use in production;
- calculation of the economic effect of the introduction of the Phosphol-10 reagent and reduction of the dosage of the Emulsotron R2601-A M.38 demulsifier.

#### **Methodology for determining the effectiveness of demulsifiers.**

Laboratory studies were carried out on freshly selected oil and water emulsions of oil and gas separators OTU-2.

Testing of demulsifiers was carried out by the method of standard static sediment – «bottle test». To assess the activity of the tested reagents, an «idle» experiment was included in the experiment, in which the emulsion was processed under the same conditions without the addition of a demulsifier. In addition, tests with the basic reagent Emulsotron R2601-A M.38 were included.

The emulsion selected up to the feed point of the base demulsifier was poured into graduated settling tanks of 100 ml and the calculated amount of demulsifier was dosed (using a special micro-syringe: for the base demulsifier, the dosage is 95 g/t, and for the demulsifier with the addition of Phosphol-10, the dosage is 70 g/t (4 % Phosphol-10)) into the emulsion at a temperature of 15 ° C. After that, the emulsion was thoroughly mixed manually for 10 minutes and put to be thermostated in a water bath first for 20 minutes at 1,5 ° C (imitation of liquid passing through the pipeline) and for 100 minutes at 10 ° C. The total settling time was 2 hours.

The volume of released water was recorded at certain intervals after reaching the set settling temperature in the settling tanks. The values of residual water content were determined experimentally by centrifugation of a 10 ml sample taken from the middle of the oil phase.

For centrifugation, the selected oil sample was diluted with toluene in a ratio of 1:1, heated for 10 minutes at a temperature of 80 °C and centrifuged at a rotor speed of 2700 rpm for 10 minutes, after which the content of water and undisturbed emulsion in the oil was fixed. Then 1–2 drops of demulsifier solution were added to the test tubes, shaken again, warmed up, centrifuged and the total amount of water in the sample was determined.

Also, during the experiments, the oil-water phase interface (clear/fuzzy) was visually evaluated.

Table 1

**Average test results with Emalsotron R2601-A demulsifier M.38**

Defined indicator	Settling time, min			
	25	50	75	100
Amount of free water, %	50,3	57,8	59,1	61,4
Amount of residual water (by centrifugation), %	4,5			
Oil-water phase interface (clear/fuzzy)	fuzzy	fuzzy	fuzzy	fuzzy

Table 2

**Average test results with the Emalsotron R2601-A M.38 demulsifier with the addition of Phosphol-10**

Defined indicator	Settling time, min.			
	25	50	75	100
Amount of free water, %	51,0	58,8	60,2	64,3
Amount of residual water (by centrifugation), %	4,5			
Oil-water phase interface (clear/fuzzy)	fuzzy	fuzzy	clear	clear

As a result of laboratory studies, the Emalsotron R 2601-A M.38 demulsifier with the addition of Phosphol-10 has more effective demulsification properties than the base demulsifier.

#### **Determination of the content of chloride salts in oil by GOST 21534-76.**

The results obtained:

- 1) when using a basic demulsifier – 8872,5 mg/dm<sup>3</sup>;
- 2) when using a basic demulsifier in combination with Phosphol-10 – 2725,1 mg /dm<sup>3</sup>.

#### **Determination of organochlorine compounds according to GOST R 52247-2004.**

The results obtained:

- 1) when using the main demulsifier – less than 1 ppm;
- 2) when using a base demulsifier in combination with phosphol-10 – less than 1 ppm.

#### **Project economics.**

Let's calculate the economic costs of the annual purchase of the Emalsotron R2601-A M.38 demulsifier and the economic effect of reducing the dosage of the Emalsotron R2601-A M.38 demulsifier with the addition of Phosphol-10 to 70 g/t.

Table 3 shows data on the volumes of oil treatment at OTU-2.

Table 3

Parameters	Values
The total mass of oil preparation per day, t.	3,000
The total mass of oil preparation per year, t.	1,095,000

Table 4 shows data on the current price for the purchase of the Emalsotron R2601-A M.38 demulsifier and the price for the purchase of the Phosphol-10 reagent from Ivkhimprom.

Table 4

Parameters	Prices
Emalsotron R2601-A m.38, rub/t	352,900
Phosphol-10, rub/t	200,000

Let's calculate the current annual costs for the purchase of the Emulsotron R2601-A M.38 demulsifier, taking into account the dosage of 95 g/t. according to the formula:

$$X_1 = g_1 \cdot G \cdot M_1,$$

where  $g_1$  – the dosage of the demulsifier per 1 ton of oil, t.;  $G$  – the total mass of oil preparation per year, t.;  $M_1$  – price per ton of demulsifier Emalsotron R2601-A m.38, rub.

$$X_1 = 0,000095 \cdot 1.095.000 \cdot 352.900 = 36.710.422,5 \text{ rub.}$$

Calculate the annual costs for the purchase of the Emalsotron R 2601-A demulsifier m.38 (67.2 g/t) and Phosphol-10 (2.8 g/t) according to the formula:

$$X_2 = g_2 \cdot G \cdot M_1 + g_3 \cdot G \cdot M_2,$$

where  $g_2$  – the dosage of the demulsifier per 1 ton of oil, t.;  $g_3$  – the dosage of Phosphol is 10 per 1 ton of oil, t.;  $G$  – the total mass of oil preparation per year, t.;  $M_1$  – price per ton of demulsifier Emalsotron R2601-A m.38, rub;  $M_2$  – the price per ton of the reagent Phosphol-10, rub.

$$X_2 = 0,0000672 \cdot 1.095.000 \cdot 352.900 + 0,0000028 \cdot 1.095.000 \cdot 200.000 = 26.580.993,6 \text{ rub.}$$



We present in Tabl. 5 the final values of the comparison of annual costs for the purchase of the Emalsotron R2601-A M.38 demulsifier (dosage – 95 g/t) and the Emalsotron R2601-A M.38 demulsifier (dosage – 67,2 g/t) and with the addition of Phosphol-10 (dosage – 2,8 g/t).

Table 5

Summary data on the purchase of demulsifier and reagent	
Parameter	Cost
Demulsifier Emalsotron R2601-A m.38 (dosage – 95 g/t), rub.	36.710.422,6
Demulsifier Emalsotron R2601-A m.38 (dosage – 67,2 g /t) and with the addition of Phosphol-10 (dosage – 2,8 g /t), rub.	26.580.993,6

Reducing the dosage of the Emulsotron R2601-A M.38 demulsifier and adding the Phosphol-10 reagent give better demulsification results during laboratory tests than using the current dosage of the base demulsifier, and is also economically advantageous. Annual purchase costs are reduced by 10.129.429.0 rubles.

### Conclusion

As a result of a laboratory study of the demulsifying effectiveness of the composite reagent-demulsifier Emalsotron R2601-A M.38 (dosage – 67,2 g/t) with the addition of Phosphol-10 (2,8 g/t) for the separation of oil emulsions and the base demulsifier Emalsotron R2601-A M.38 (dosage – 95 g/t), it was found that the proposed formulation with modified dosages of the demulsifier has more effective demulsification indications and does not adversely affect the technological process according to the results of laboratory studies (the content of chloride salts and organochlorine compounds).

According to the results of the economic calculation, reducing the dosage of the Emulsotron R2601-A M.38 demulsifier and adding the Phosphol-10 reagent is economically advantageous. Annual purchase costs are reduced by 10.129.429 rubles. (by 27,6 %).

### References

1. Technological regulations of JSC «Vostsibneftegaz». Oil Treatment Unit No. 2 of the Oil preparation and Pumping Shop of the Yurubcheno-Tokhomskeye field. P1-01.05 TR-3619 YUL-107.
2. Ivkhimprom [Electronic resource]: the catalog contains information about the reagent Phosphol-10. – URL: <http://www.ivchimprom.com/product/112>.
3. GOST 21534-76. Interstate standard. Oil. Methods for determining the content of chloride salts.
4. GOST R 52247-2004. National Standard of the Russian Federation. Oil. Methods for the determination of organochlorine compounds.

## PROSPECTS FOR AUTOMATIC CONTROL SYSTEMS FOR ROAD-BUILDING EQUIPMENT

**D.M. Teslin, A.V. Lysyannikov, N.E. Sergienko,  
D.A. Vaizenberg, V.I. Tarmaeva (language supervisor)**

Institute of Oil and Gas SibFU  
660041, Krasnoyarsk, ave. Svobodny, 82  
E-mail: den41kktes@gmail.com

This article substantiates the relevance of controlling the power parameters of the working bodies of road construction equipment, the problem of the lack of an information database on the process of interaction of working bodies with soils, snow and ice formations, rocks, and substantiates the need for research to study these processes. The parameters influencing the operation of road construction equipment are considered and the idea of creating a system for automatic control and management of the working body, which is part of the automatic control system for road construction equipment, is proposed.

An analysis of modern trends in the transition of enterprises with automated production showed the importance of using process control systems necessary to obtain information about the operation of an enterprise at each stage of production. Thanks to the monitoring of the technological process, the automated production system responds adequately to various changes, which makes it possible to avoid adverse situations, and in case of their occurrence, determine the cause of the occurrence and perform a number of operations to prevent these cases in the future. For road-building equipment, it is equally important to control the power parameters of the working bodies, which allows you to monitor the condition of the equipment, reduce the wear of working tools, reduce the time of work and the energy intensity of the technological process, reduce the risk of breakage of the working body, and also improve the quality of work performed.

Many enterprises are already taking certain steps towards the automation of technological processes. The spheres of freight and passenger transportation use the technology of unmanned vehicle control. For example, in the mining industry, unmanned dump trucks have been used for quite a long time, capable of delivering cargo along a certain route and unloading it at a designated point [1]. Freight companies are testing drones on public roads and are actively using them in closed areas (the area of the car factory) [2]. Cars with an autopilot system for passenger transportation are gradually being introduced to work in urban environments [3]. There is a project of an automated aerodrome refueling tanker capable of independently moving around the territory of the aerodrome and refueling aircraft without human

intervention [4, 5]. As one of the control systems in transport companies, the GPS /GLONASS system is used, which makes it possible to obtain information about the route of movement of vehicles, speed limits, fuel consumption, etc.

To automate the work of road-building equipment with attachments for excavating soils, rocks, snow and ice formations, it is not enough just to have an automatic control system for a car. It is necessary to modernize it by adding to it a system for monitoring the load parameters of working tools and automatic control of attachments. It is possible to develop such an information base by modeling the technological process of interaction of working bodies with soils and snow-ice formations and research in field and laboratory conditions to determine the optimal values of the plant parameters and operating modes of existing working equipment, as well as to design new energy-efficient structures.

At the moment, it is not possible to implement such a system due to the lack of a database containing information on the process of interaction of working bodies with destructible soils and snow-ice formations.

Conducting research and studying the processes of destruction of solid media will reveal the patterns of influence on the cutting forces of such parameters as the depth of immersion of the working tool in the mass being developed, the installation and cutting angles of the working body, the rotational speed of the working body, the dimensions and geometric shapes of the working tool, cutting speed, grip width working body, ambient air temperature and physical and mechanical properties of the destroyed material. The data obtained as a result of the research will allow developing a system for automatic control and management of the working body of road-building equipment.

The diagram of the system for automatic control and management of road construction equipment is shown in Fig. 1.

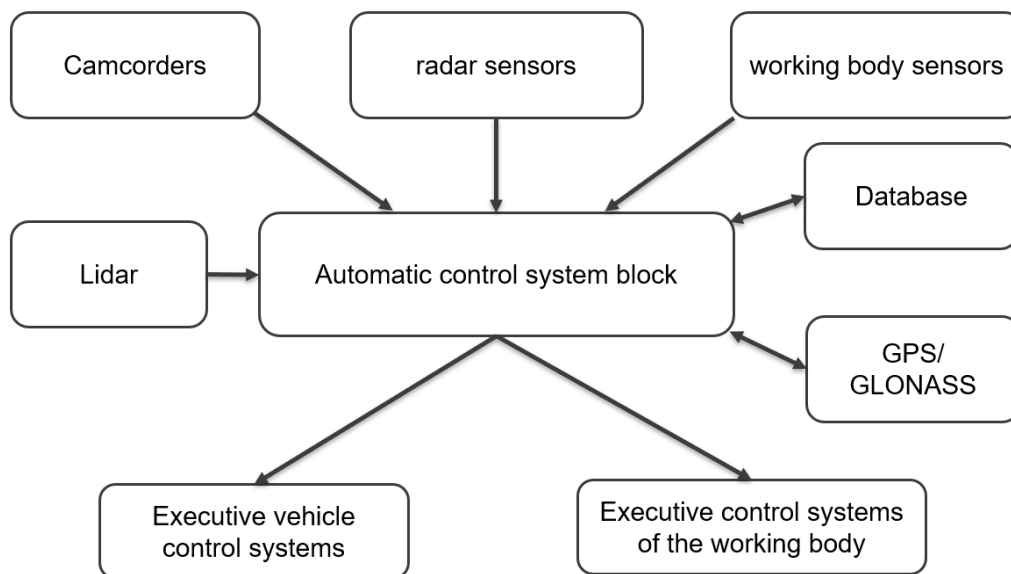


Fig. 1. Scheme of the automatic control and monitoring system for road construction equipment

The principle of operation is as follows. Video cameras are needed to identify surrounding objects, and radars allow you to determine the distance between them and road-building equipment. Lidar is designed to build a three-dimensional map of the area around the car. The combination of these devices increase the level of orientation of the machine in space. In the process of work, the working body of the road-building machine is affected by the cutting resistance force of the developed massif. Sensors installed on the vehicle determine the load on the working body. Data from measuring devices of the working body, video cameras, radars and lidar are sent to the control unit of the automatic vehicle control system, which will introduce a two-way exchange of information with the GPS/GLONASS system. The software processes the received data on cutting forces and compares them with information from the database. As a result, the system determines the optimal parameters for the installation of the working body and speed mode. Further, the automatic control unit transmits control signals to the executive equipment of the working body and the executive systems of the vehicle, as a result of which an optimal, more efficient mode of operation of unmanned road-building equipment is maintained.

During the entire working process, the automatic control system of road-building equipment quickly responds to changes in the values of the load on the working body and performs certain actions to maintain an effective technological process. With the help of the GPS/GLONASS system, the dispatcher who controls the operation of the drone receives all the necessary information about the state of the equipment and the status of the work. If necessary, the dispatcher can activate the remote control mode of the

equipment, change the operation parameters, recall the road-building machine in case of problems.

A system with such data obtained as a result of studying the process of interaction of working bodies with various media (rocks, soils, snow and ice formations) entered into the software of the automatic control system for road-building equipment will improve the quality, speed of work performed, and ensure control and automation of the technological process, as well as increase the economic component.

### References

1. Mining robotic dump trucks. – Text: electronic // RoboTrends: [website]. – URL: <http://robotrends.ru/robopedia/karernye-robotizirovannye-samosvaly>.
2. Project: KamAZ unmanned vehicle. – Text: electronic // Tadviser: [website]. – URL: [https://www.tadviser.ru/index.php/Project:Unmanned\\_car\\_KAMAZ](https://www.tadviser.ru/index.php/Project:Unmanned_car_KAMAZ).
3. Unmanned vehicle Yandex. – Text: electronic // Bepilot: [website]. – URL: <https://bepilot.com/news/366-yandex-bepilot>.
4. Maslov, A. A. Automated airfield tanker / A. A. Maslov, D. M. Teslin. – Text: direct // Education and science in the XXI century: physics, informatics and technology in the smart world: materials of the XXII Intern. scientific-practical. conf. – Krasnoyarsk, 2021. – PP. 180–182.
5. Gazprom Neft at Sheremetyevo Airport presented the first robotic refueling complex. – Text: electronic // Neftegaz.ru: [website]. – URL: <https://neftegaz.ru/news/gas-stations/197294-gazprom-neft-v-aeroportu-sheremetevo-predstavila-pervyy-robotizirovannyy-toplivozapravochnyy-komplek/>.

## RESEARCH OF THE RECEIVING MODULE OF PHASE MEASUREMENTS BASED ON A NAVIGATION SIGNAL

V.F. Garifullin, A.I. Zuevskaya, V.I. Tarmaeva (language supervisor)

Institute of engineering physics and radio electronics, SFU  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky St., 28  
E-mail: azuyevskaya@inbox.ru

The article deals with the formation of a navigation signal with a stepwise change in the frequency of a phase radio navigation system, a description of the method of signal formation, which ensures high performance of models and low resource requirements for hardware implementation.

The article deals with the formation of a navigation signal with a stepwise change in the frequency of a phase radio navigation system, a description of the method of signal formation is given, which ensures high performance models and low resource requirements for hardware implementation.

Phase radio navigation systems are, as a rule, multifrequency (additional frequencies are designed to implement a multiscale method for eliminating phase ambiguity) and operate in the signal time division mode. These systems include low energy and spectral efficiency, low immunity to multipath interference, as well as deliberate interference.

Table 1

Parameters of the existing navigation signal with a step change in frequency

Parameter type	Meaning
Signal period, ms	125
Number of metric frequencies	5
Frequency value, MHz	$f_0 = 410$
	$f_1 = 410,02$
	$f_2 = 411$
	$f_3 = 423$
	$f_4 = 428$
	$f_5 = 433$

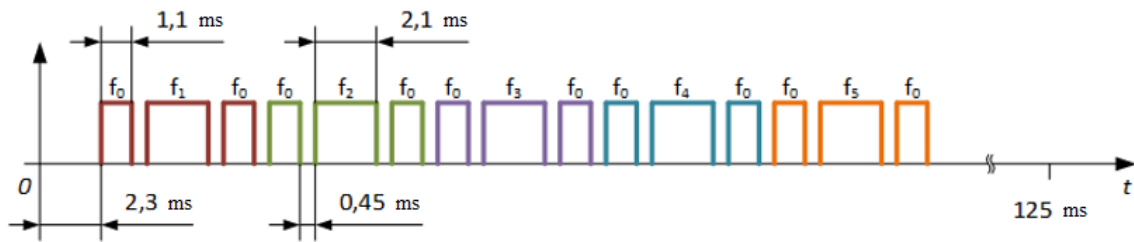


Fig. 1. Format of the navigation signal of the system

An alternative option that solves the problem of the speed of models and the amount of required resources is the option with one generator, the parameters of which are calculated for each time interval and loaded into the FPGA in the form of a table. The transition to the next record of the table (the next signal interval) is carried out on the basis of the sample counter and the interval counter implemented in the FPGA (Fig. 2). The number of samples for the next interval is also contained in the table.

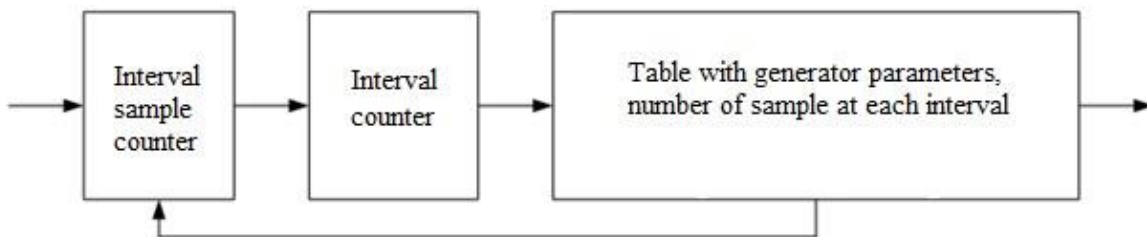


Fig. 2. Signal parameters shaping circuit

The block diagram is shown in Fig. 3. Formation of the parameters of the harmonic signal generator ( $G$ ) and control of the accumulators ( $\Sigma$ ) (writing the accumulated values to the registers and resetting the accumulators) is performed using the interval sample counter, interval counter and parameter table (Fig. 2).

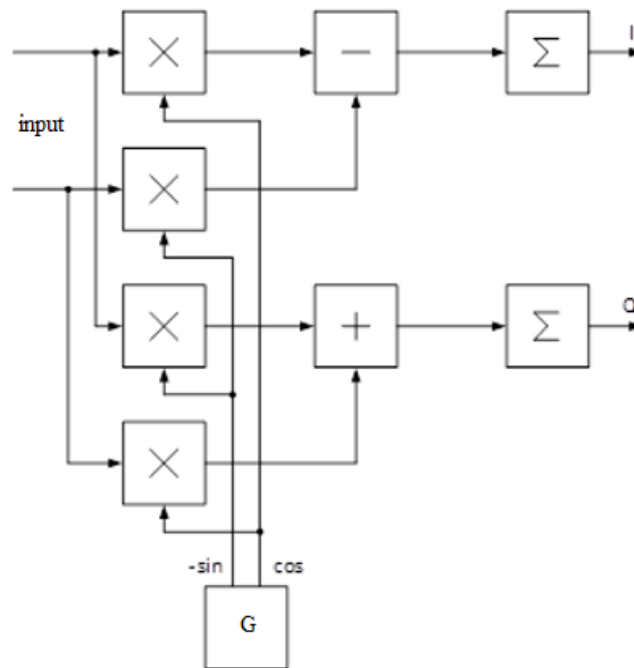


Fig. 3. Block diagram of the correlator for the existing signal format

Figure 4 shows the dependence of the RMS error in measuring the phase shift of the harmonic oscillation at frequency  $f_5$  (Fig. 1) on the signal-to-noise ratio under the action of additive white Gaussian noise (AWGN). The pulse duration is 2,1 ms.

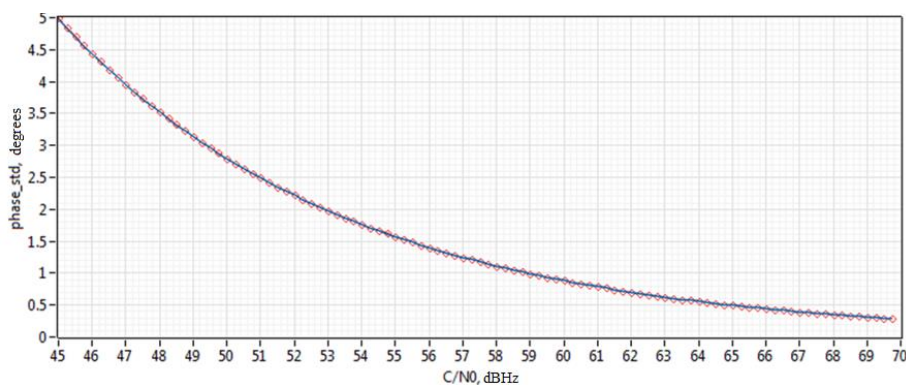


Fig. 4. Dependence of the RMS error of phase measurement on the signal-to-noise ratio

Since the pulses at the frequency  $f_0$  have practically the same duration as the pulses at the frequency  $f_5$ , the standard deviation of the error in measuring the phase shift at the frequency  $f_0$  will be close to the values for the frequency  $f_5$ . Measurement errors of phase shifts at other frequencies in the absence of errors during phase ambiguity resolution will not affect the final accuracy of the signal delay time measurement.



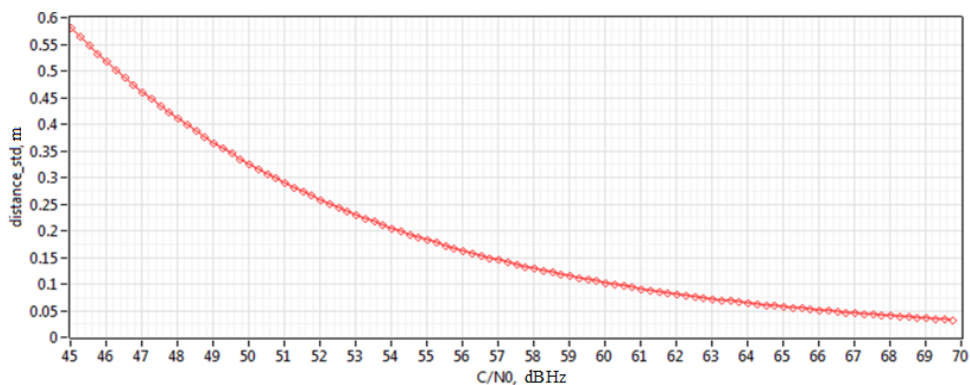


Fig. 5. Dependence of the standard deviation of the range measurement error on the signal-to-noise ratio

According to the results of the work, it can be noted that the accuracy of the measured range significantly decreases with an increase in SNR. Due to overloads by powerful impulse pickups, other radio engineering systems located in the vicinity can affect the measured parameters of the phase RNS signals.

### References

1. Aleshechkin, A. M. Development of methods and means for increasing the accuracy and reliability of radio navigation system: dissertation of the doctor of technical sciences: 05.12.14 / Aleshechkin Andrey Mikhailovich. – Krasnoyarsk, 2009. – 380 p.

## **SOCIAL MEDIA IMPACT ON BUSINESS**

**A.G. Petukhova, N.V. Psareva, S.V. Kokorina (language supervisor)**

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics SFU  
660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 28

Social media marketing (SMM) is the process of bringing attention to a certain brand or product through social platforms. As a rule, this is a complex activity on the use of social networks as channels for promoting companies. Adoption of SMM by Small Medium Enterprises has considerable impact on the improvement of their business outcome. The purpose of this study is to explore the impact of the introduction of social media marketing on the sustainable business growth of small and medium enterprises in a developing economy.

Social media is a place for discovery and now, it's nearly as common for consumers to learn about brands or companies on social media as it is through TV or radio advertisements.

In the age of streaming, we don't need to watch or listen to ads anymore. We can fast forward, change the channel or take your pick from an infinite library of commercial-free content. On social media, however, ads and brand content live in or next to a social stream and look a lot like the content we consume from our friends, family and other connections. According to a study by the business analytics magazine Sprout Social 55 % of consumers learn about brands or companies on social media and 68 % of them agree that social media enables them to interact with brands and companies [1]. While traditional marketing and advertising methods are one-way media, where brands rely on their monologue to win over a consumer, social media empowers dialogue and gives consumers unique opportunities to engage. Social offers huge potential for customer engagement, a primary goal for many marketers and a positive influence on customers' decisions to buy from a brand. Responsive brands that continuously react and engage in two-way communication with consumers are better equipped to serve their customers' needs, dial up personalization and humanize their content in a way that forges deeper connections with customers.

43 % of consumers increased their social media use to discover new products in the last year. When the COVID-19 pandemic shut down the physical world and people hunkered down at home, nearly everything shifted to the digital space. Consumer use of social media to discover or learn about new products or services increased 43 % – a trend that's expected to continue in the next three years. Just over one-third of consumers also follow and interact with brands more than they did a year ago, and expect that to increase

in the future. Social commerce, another business venture executives are eagerly investing in, does just that, while making it seamless for consumers to go from discovery mode to purchase mode in one place.

78 % of consumers are willing to buy from a company after having a positive experience with them on social media. Never underestimate the impact of a positive experience with your brand or company on social media. Whether that experience is driven by responsive, top-tier customer service, relevant content or just demonstrating an understanding of your customers on an individual level, the business benefits are indisputable. Not only does a positive experience encourage a customer to make a purchase from your brand, but they're also more likely to choose your brand over competitors, recommend your brand to their own network and feel stronger brand loyalty.

According to 72 % of executives surveyed, social data is already the top data source used to inform business decisions, even more so than market research. And going forward, 85 % agree that social data will be a primary source of business intelligence.

Until recently, businesses were still weren't using social data to its fullest potential. Finally, we're seeing this shift, and according to the latest Sprout Social Index™, Edition XVII: Elevate, 90 % of marketers agree that social data enables them to stay ahead of their competitors.

On the surface, the social space may appear crowded and noisy, but when marketers are able to cut through that noise with analytics and social listening tools, they can discover a wealth of rich insights.

Social media can help you engage with your customers and find out what people are saying about your business. You can also use social media for advertising, promotional giveaways and mobile applications.

Social media can help your business to:

- attract customers, get customer feedback and build customer loyalty;
- increase your market reach, including international markets;
- do market research and reduce marketing costs;
- increase revenue by building customer networks and advertising;
- develop your brand;
- exchange ideas to improve the way you do business;
- recruit skilled staff for example through job networking sites like

LinkedIn;

- increase traffic to your website and improve its search engine ranking;
- keep an eye on your competitors. [2]

Social media may not be suited to every business. If you are unprepared and launch your social media presence without planning, you could waste valuable time and money.

You should be aware that:

1. if you don't have a clear marketing or social media strategy, the benefits may be reduced;
2. you may need additional resources to manage your online presence;
3. social media is immediate and needs daily monitoring;
4. if you don't actively manage your social media presence, you may not see any real benefits;
5. you may get unwanted or inappropriate behavior on your site, including bullying and harassment;
6. online exposure could attract risks such as negative feedback, information leaks or hacking;
7. false or misleading claims made on your social media (by your business or a customer) can be subject to consumer law. You could be fined if a customer fan posts misleading or deceptive information, particularly about competitor products or services.

Whatever the risks, having a social media strategy and preparing your policy and procedures carefully beforehand can help you manage them.

Not all social media platforms will be right for your business. Consider saving save time and effort by using social media tools that your customers use. Below is a brief guide to help you understand some of the options available.

Social media tools for business:

- Social networking sites (Twitter, Facebook, LinkedIn, Vk and Instagram);
- Job networking sites (Facebook, LinkedIn, WordPress);
- Blogs (Wix, LinkedIn);
- Micro-blog (Twitter, LinkedIn, Tumblr);
- Video sharing sites (YouTube, Vimeo, Instagram);
- Podcasts and vodcasts (YouTube, Duncan Trussell Family Hour, The Friday Habit);
- Social-news communities (Facebook, Twitter, Vk, Telegram, Reddit);
- Private social network services (Signal, Telegram, WhatsApp);
- Location-based services;
- Create your social media strategy.

Doing the groundwork before you start is critical to a successful social media presence. By developing your social media strategy you're able to:

1. create compelling content;
2. engage with your customers at the right time;
3. generate sales.

A social media strategy describes how your business will use social media to achieve its communications aims. It also outlines the social platforms and tools you'll use to achieve this.

The importance of social media in business extends beyond marketing. Businesses of all kinds are finally starting to see social differently – as a full-blown business function that's much more than a marketing tool. In the next several years, companies will rely more heavily on social data than ever before to inform strategies and business decisions outside of marketing.

If SMEs believe that using SMM in their enterprises will benefit them, they will arrange to actually use SMM and try to align their employees' intentions to use SMM to derive those benefits. Usefulness and ease of use are perceived to be effective, and, in such scenarios, the employees will be motivated to use SMM in their SMEs [3].

The role of social marketing in the management system can be defined as follows:

- First, social marketing is currently serving as a fundamental modern concept of managing social processes and changes in a modern market and democratic society;
- Secondly, social marketing formulates the goals, technologies, marketing mechanisms in relation to various spheres of public life (education, health care, culture, sports, ecology, science, art, etc.), forming concrete and real mechanisms for their functioning, regulation, and managing them.

The virtue of SMM marketing compared to traditional marketing is anti-advertising, an understanding that the target audience wants to see not a promoter or a merchandise, it needs a thematic communication, an expert opinion. Thus, creation of content and product promotions can easily be made by the company itself or they can turn to independent bloggers, online-consultants and analysts.

Social media are universal, they can promote a brand, make it recognizable, and can also be used independently as a sales channel: by attracting traffic to the site or even with a complete purchase cycle without leaving the social network. SMEs can benefit from promoting products through social media marketing because:

1. For the average consumer, information is more credible when it does not look like the average usual advertisement;
2. Small businesses in promoting their products can even segment the target audience, if necessary, according to various criteria, which gives a better quality of information.

## References

1. 7 statistics that prove the importance of social media marketing in business // Sprout Social. – URL: <https://sproutsocial.com/insights/importance-of-social-media-marketing-in-business/>.

2. Social media for business // Support for businesses in Australia. – URL: <https://business.gov.au/online/social-media-for-business>.

3. Chatterjee, S. Adoption of Social Media Marketing for Sustainable Business Growth of SMEs in Emerging Economies: The Moderating Role Of Leadership Support /S. Chatterjee, R. Chaudhuri // Sustainability. – 2021. – № 13.

## SYNTHESIS AND OPTICAL CHARACTERISTICS OF A TiO<sub>2</sub>/SiO<sub>2</sub> PHOTONIC CRYSTAL

**S.V. Nedelin<sup>1, 3</sup>, N.A. Zolotovskiy<sup>1, 3</sup>, I.V. Alekseenko<sup>1</sup> (language advisor),  
P.S. Pankin<sup>2, 1</sup>, I.A. Tambasov<sup>2, 3</sup> (scientific supervisor), I.V. Timofeev<sup>2, 1</sup>**

<sup>1</sup>Siberian Federal University  
660041, Krasnoyarsk, Svobodny Ave., 79  
<sup>2</sup>Kirensky Institute of Physics SB RAS FRC KSC SB RAS  
660036 Krasnoyarsk, St. Akademgorodok, 38/50  
<sup>3</sup>LLC "Research and Production Company "Spectehnauka"  
660043, Krasnoyarsk, St. Chernyshevskogo, 67  
E-mail: s.v.nedelin@mail.ru

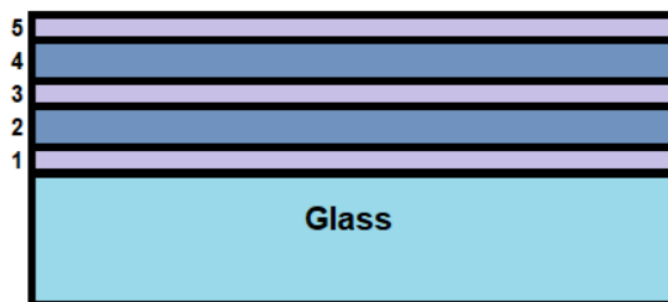
A one-dimensional photonic crystal based on TiO<sub>2</sub>/SiO<sub>2</sub> layers is made by pulsed reactive magnetron sputtering at direct current. Metal targets made of titanium and silicon are used as the sprayed material. Spraying is carried out in an atmosphere of argon Ar (75 %) and oxygen O<sub>2</sub> (25 %) gases. Transmission spectra are measured in the wavelength range from 350 to 850 nm. The obtained transmission spectra are confirmed by a model of a photonic crystal of a certain structure.

Photonic crystals are a novel class of optical materials with a wide range of applications [1]. They are used in optoelectronics, laser technology, optical telecommunications, etc. [2]. A defining property of a photonic crystal is the presence of reflection bands, or photonic band gaps [2]. The appearance of reflection bands is associated with periodic changes in the dielectric permittivity of the structure [2, 3]. If a periodic change in the refractive index of a photonic crystal occurs in one direction, then such structure is called a one-dimensional photonic crystal [4]. The example of three-dimensional photonic crystal is an omnidirectional reflector, which can reflect all polarizations of incident light regardless of the angle of incidence in a certain wavelength range [5]. The choice of oxides is due to the fact that for the visible range TiO<sub>2</sub> and SiO<sub>2</sub> are two well-known oxide materials with high and low permittivity, respectively.

An important aspect is that one-dimensional photonic crystals can be produced using a number of specific methods of thin films fabrication. However, the greatest adhesion of thin films to the substrate is achieved by magnetron sputtering [6]. Asahi Glass Company display glass with a roughness of  $\leq 1$  nm was used as a substrate [7]. Magnetron sputtering of TiO<sub>2</sub>/SiO<sub>2</sub> layers has been carried out using titanium and silicon metal targets, respectively, in the medium of gases: argon Ar (75 %) and oxygen O<sub>2</sub> (25 %). Oxygen acts as a reactive gas during the spraying process. It is necessary to obtain stoichiometry for oxygen in thin films [8]. The temperature of 300 °C was maintained during the deposition of the photonic crystal on the substrate.

The operating pressure of the gas mixture is  $4,4 \cdot 10^{-3}$  Torr. The spraying mode is pulsed, the current is constant.

The required photonic crystal must consist of 3 layers of titanium dioxide ( $\text{TiO}_2$  – 60 nm), and 2 layers of silicon dioxide ( $\text{SiO}_2$  – 90 nm). The model of this photonic crystal is shown in Fig. 1.



1, 3, 5 –  $\text{TiO}_2$  layers-60 nm; 2, 4 –  $\text{SiO}_2$  layers-90 nm  
Fig. 1. Model of a one-dimensional photonic crystal

The results of this spraying are shown in Fig. 2.

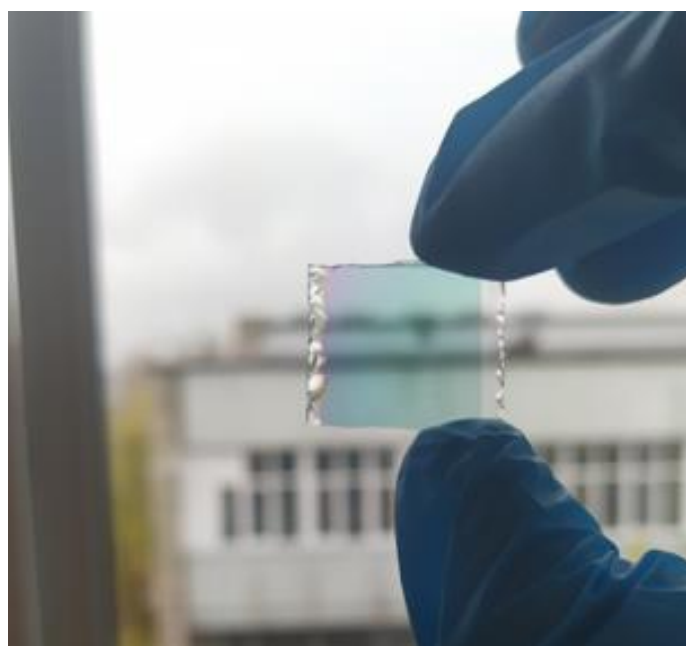


Fig. 2. Photonic crystals

As it can be seen from Fig. 2, a significant gradient is noticeable on the photonic crystals, which indicates the inhomogeneous deposition of thin oxide films. Also, it is seen, that the photonic crystals have a pronounced green-blue tint. Consequently, these photonic crystals have a high transmittance in this part of the spectrum. Fig. 3 shows the transmission spectrum of the photonic crystal.



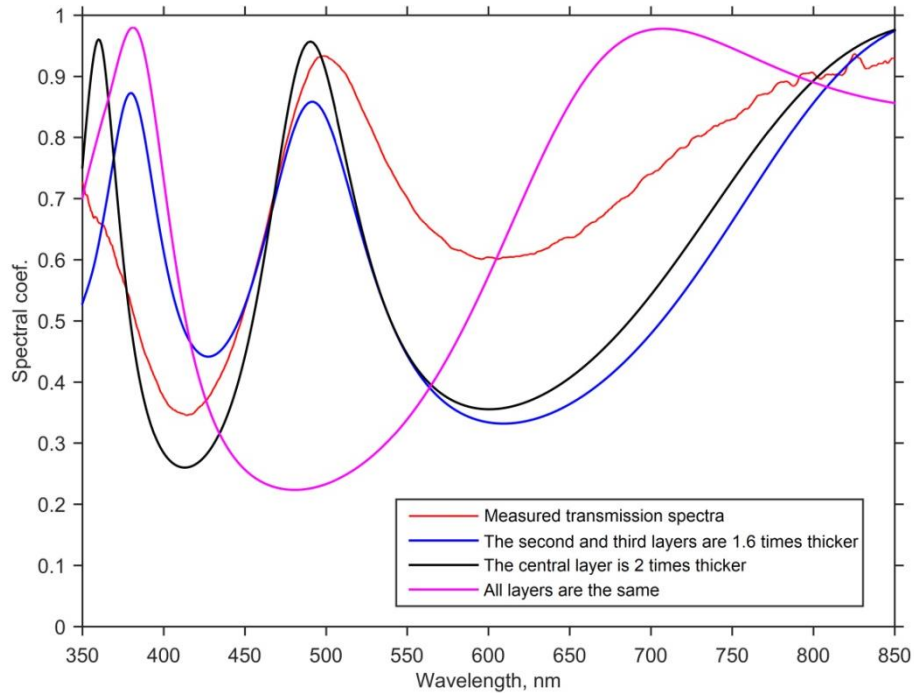


Fig. 3. Transmission spectra of the photonic crystal

In Fig. 3 the red line represents the experimentally obtained spectrum. The remaining lines represent the result of numerical simulation. In particular, the pink line corresponds to the spectrum for an ideal model. As it can be seen from Fig. 3, the theoretical and experimental results have significant differences. This is due to the inhomogeneous deposition in general, and to the different parameters of the deposition of individual layers. However, if the strictly periodic alternation of layers is violated, this structure provides a frustrated reflection band. The introduction of a certain rule of alternating layers in the model can show the nature of the resulting structure [9]. So, if the thickness of the second and third layers is increased 1.6 times in the simulated spectrum (blue line), then the spectrum looks more like an experiment. Similarly, if the thickness of the central layer is increased by 2 times, the resulting black spectrum again becomes more similar to the experimentally obtained one.

Consequently, the change of the parameters of the model makes it possible to identify possible technological deviations during spraying. So, the simulated increase in the thickness of the middle layers corresponds to a real photonic crystal. At the same time, the increased thicknesses indicate a change in the deposition parameters. Probably a change in the ratio of the working gas ( $\text{Ar}+\text{O}_2$ ) takes place.

Transmission spectra change, while moving the light spot along the short edge of one sample. Thus, the obtained results indicate the inhomogeneous deposition of the photonic crystal. The deposition deviation is 15–20 %.

Despite the difference between the obtained results and the ideal model, the synthesized one-dimensional photonic crystal demonstrates the pronounced photonic band gap, which allows radiation to be reflected in part of the optical wavelength range.

### References

1. Shabanov, V. F. Optics of real photonic crystals / Shabanov, V. F., S. Ya Vetrov, and A. V. Shabanov // Liquid crystal defects, irregularities [In Russian]. – Novosibirsk: «Izdatelstvo SB RAS» Publisher, 2005.
2. Joannopoulos, J. D. Photonic Crystals: Molding the Flow of Light, second ed. Princeton university press, New Jersey, 2008.
3. Masaya, N. Manipulating light with strongly modulated photonic crystals / N. Masaya // Rep. Prog. Phys. 73. – 2010. – P. 096501.
4. Winn, J. N. Joannopoulos, Omnidirectional reflection from a onedimensional photonic crystal / J. N. Winn, Y. Fink, S. Fan, J. D // Opt. Lett. – 1998. – PP. 1573–1575.
5. Yablonovitch, E. Engineered omnidirectional external-reflectivity spectra from onedimensional layered interference filters, Opt. Lett. – 1998. – PP. 1648–1649.
6. Hanby B.V.T. Layered Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>-SiO<sub>2</sub> and Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>-Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> thin-film composites for high dielectric strength, deposited by pulsed direct current and radio frequency magnetron sputtering / B.V.T. Hanby, B. W. Stuart, M. Gimeno-Fabra, J. Moffat, C. Gerada, D. M. Grant // Applied Surface Science, 2019. – Vol. 492. – PP. 328–336.
7. URL: [https://npk-stn.ru/product/smooth\\_glass/](https://npk-stn.ru/product/smooth_glass/).
8. Tambasov, I. A. Synthesis and optical properties of TiO<sub>2</sub> and SiO<sub>2</sub> thin films obtained by reactive magnetron sputtering / I. A. Tambasov, S. V. Nedelin, N. A. Zolotovskiy, E. V. Tambasova, I. V. Timofeev // Materials of the XXV International Scientific and Practical Conference dedicated to the memory of the General designer of rocket and Space systems Academician M. F. Reshetnev, 2021. – PP. 591–592.
9. Pankin, P. S. Spectral and polarization properties nanostructured photonic crystals. Candidate's thesis. – Krasnoyarsk, 2018. – 140 p. (in Russian).

## TALKING GLOVE

**S.I. Brenzovich, D.S. Kritsky, S.V. Kokorina (language supervisor)**

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics SibFU  
660074, Krasnoyarsk, st. Kirensky 28  
E-mail: sam1892@mail.ru

A cost-effective medical device for paralyzed people was designed and tested. The existing analogue, cost as much as 300 thousand rubles, while the device, assembled by us, can be bought only for 18 thousand rubles. This price difference is due to simplified features that meet the needs of paralyzed people who can't afford expensive equipment. There are six symbols marked with six gestures. Each number is displayed with a specific gesture. Gestures are combinations of three bent fingers (index, middle and ring finger).

The stroke causes 200 thousand of people to become disabled every year. 180 thousand of them become disabled due to injuries. On average, 16 % of these people suffer not only the locomotor system, but also the ligament and muscular system. Such people are unable not only to move, but also to report their condition.

Our purpose was

- to create a cost-effective glove;
- to test our glove with the help of paralyzed people;
- to find out how it works and how it is comfortable to use.

We have set the following tasks:

- To test «talking glove» (measure minimum bending angle of each finger and their combinations; test the operation of the device on the hand of a healthy person);
- To compare device readings by testing it on several paralyzed subjects;
- To get the opinion of the human subjects about the device.

### **Key terms.**

Paresis is a condition typified by a weakness of voluntary movement, or by partial loss of voluntary movement or by impaired movement. Causes of pathology development:

1. Getting a serious injury;
2. Suffered a stroke;
3. Cancer of the brain;
4. Incorrect cerebral circulation;
5. Certain infectious and inflammatory diseases.

The device is designed so that paralyzed people, capable of small movements of fingers on the hand, can give commands (to indicate their condition or their needs).

### What is a bend sensor?

At the end of each tube is a light bulb that emits light. This light spreads through a hollow opaque tube and hits the photoresistor. When the tube is folded, less light enters the photoresistor. The more light that hits the photoresistor, the more resistance. Depending on whether the tube is bent or not, the reading on the screen (image or number) changes.

The device includes: screen on which the numbers are displayed (ACD), micro-USB connector for power supply, board (is K4A NEO) for data processing, power supply between elements and getting data from controller and data transmission to screen, the controller consists of a light bulb (LED), a photoresistor and two resistors connected in series.

A photoresistor is a sensor whose electrical resistance changes depending on the intensity of the light that falls on it. The more intense the light, the more free charge carriers are created and the less resistance the element becomes.

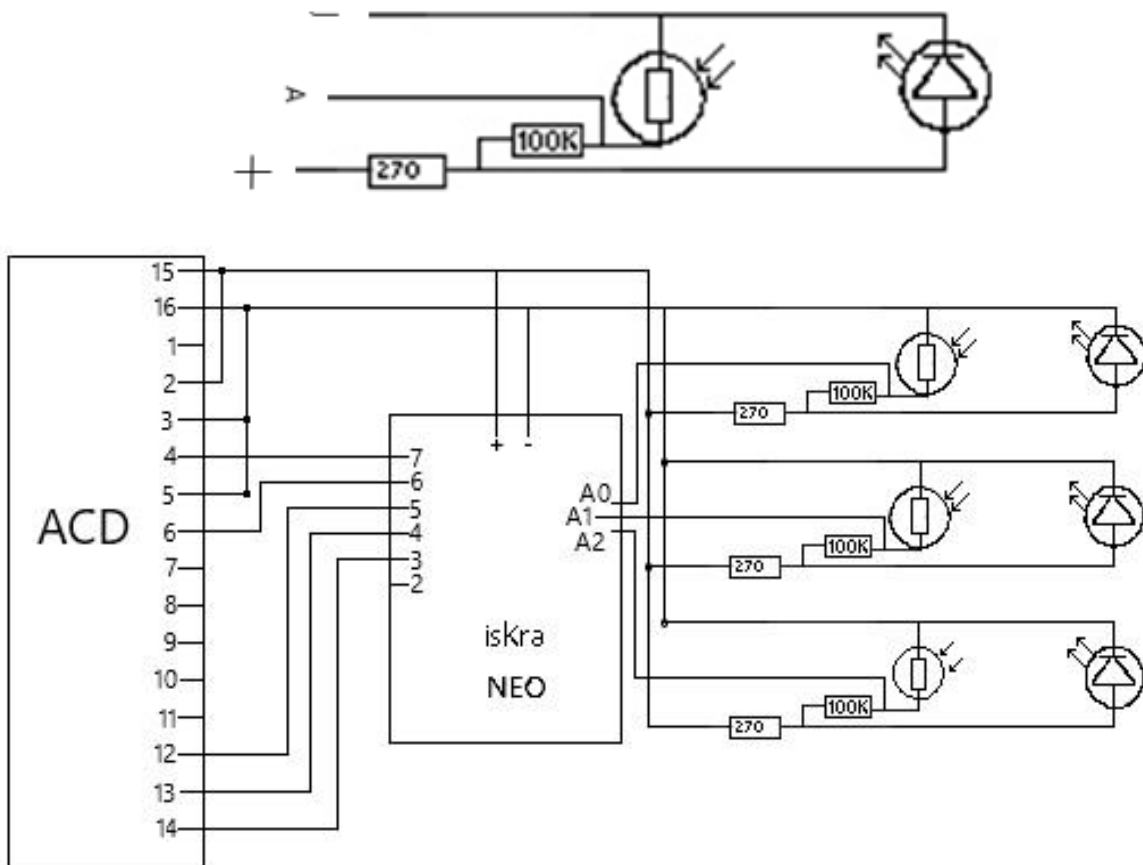


Fig. 1. Scheme of a talking glove

### **Procedure.**

Initially, the glove was tested on completely healthy people. They fixed their hands in the form of certain gestures. On this basis, the minimum angle at which the value on the instrument was changed was measured. The invention was further tested on partially paralyzed people (people able to move at least fingers on the hand).

Experience 1 measurement of the minimum bend angle of each finger for the instrument operation.

Equipment: «Talking glove», powerbank.

Minimum bending angle of each finger:

- Index finger 20;
- Middle finger 30;
- Ring finger 25.

Physics of minimum bending angle measurement.

The voltage applied to each controller (part of the device worn on the finger) – 3 Volt.

The light emitted by the LED at voltage of 3 Volt is 300 lumens.

(lumens – unit of luminous flux measurement in the International System of Units (SI), is a luminous quantity)

The resistance of each of the photoresistors at the open state of the tube (total light entry is 300 lumens) 180 Ohm. The value that the device takes is 0,5 Volt.

To change the value on the screen, the minimum value that the instrument takes must be 1 Volt. It is achieved when the resistance is 150 ohm or less (250 lumens per photoresistor). For each finger this value is achieved by different bending angles

Experience 2 Putting the hand in the positions relevant to each symbol.

Experience 3 Testing "Talking glove" on paralyzed people

### **Diagnosis.**

1. Ischemic stroke (see the image below) is characterized by the sudden loss of blood circulation to an area of the brain, resulting in a corresponding loss of neurologic function.

2. Polio, or poliomyelitis, is a disabling and life-threatening disease caused by the poliovirus. The virus spreads from person to person and can infect a person's spinal cord, causing paralysis (can't move parts of the body).

### **Findings.**

There are six symbols marked with six gestures. Each number is displayed with a certain gesture.

The instrument test showed that the minimum bend angle for index finger is 20°, for middle finger 30°, for ring finger 25°. The minimum angle does not change when the finger combination is flexed. Each digit is displayed

with a certain gesture, while the glove is put on the hands of paralyzed people. The equipment does not cause discomfort to the subjects and is conveniently fixed on the hand.

**Problems.**

The invention was made with transparent tubes. These tubes passed light from external sources. Because of this, the values on the device were constantly changing. To prevent interference with the external light, the tubes were coated with black paint. Electrical wires on the finger could heat up or burn. To avoid this, they were insulated with duct tape and attached to the tubes through which light was passing.

**Conclusion.**

The invention has shown that it is possible to produce an economically profitable medical device as today's analog costs 300 thousand rubles, and the device, assembled by us, costs 18 thousand rubles. This price difference is explained by the cost of materials and simplified functionalities which meet the needs of paralyzed people.

For this device, you can enhance the features by not raising the price. For example, you can add another sensor and thus increase the number of possible signals. To avoid any problems, the possibilities and limitations of the materials used to create the instrument must be carefully studied.

# THE NEED TO PUT INTO OPERATION SOFTWARE SYSTEMS FOR TRACKING THE LEVEL OF HUMAN FATIGUE

**V.A. Tajibaeva, M.A. Pupkova, S.V. Kokorina (language supervisor)**

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics SFU  
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo str., 28  
E-mail: valeria.taskbear@gmail.com

The article discusses the dependence of the presence of cognitive fatigue on a person's feeling of fatigue at the physical grade. The results of an experiment on tracking the level of human fatigue in 24 hours using the Deductor Studio platform were analyzed. It was found that cognitive fatigue is not felt at the physical grade, and it was concluded that it is necessary to develop and put into operation software systems for tracking the level of human fatigue.

Mental or cognitive fatigue can be defined as a decrease in overall performance and slowing down of thought processes (suppression of the ability to analyze, motivation, short-term memory, disorganization of thought, etc.). Cognitive fatigue of workers is the cause of 2/3 of accidents in the mining industry, a high risk occurs during the operation of road and air transport, and also in conditions of various shift work, when people work for 12 hours (for example, in hospitals). The level of cognitive fatigue can vary greatly during the day and almost does not depend on drowsiness or the usual feeling of physical fatigue [1].

Our research is based on an experiment carried out by a team of enthusiasts from Spain. They asked five anonymous gamers to spend 24 hours doing their favorite thing, hourly registering different fatigue indicators. The collected data were combined by the authors into one large database, and then licensed by the official Kaggle service. [2, 3] (The collection of the data we used was part of a large project «Predicting cognitive fatigue using photoplethysmography (PPG)» [4]).

The level of cognitive fatigue was measured by participants using the Sleep-2-Peak application, the effectiveness of which is described in detail in the source [5]. The task of the subject of this test is to press the screen as quickly as possible with the leading index finger when the image of the sun appears on the display of the device. The sun is removed from the top of the screen by one-third of the vertical screen size. Its size is 34 mm in diameter, including 3 mm sun rays (28 mm diameter without sun rays). The size and location of the sun are always the same, regardless of the mobile device used or the screen size. Specific instructions sound like this: «Point the index finger of the dominant hand close (1 cm) to the screen. Tap the sun as quickly as possible when it appears». The application recorded the time it took the

subjects to react to the appearance of the sun on the screen (in milliseconds). The more time a gamer needed to react, the correspondingly higher his level of cognitive fatigue was.

Also, the subjects assessed fatigue based on their own physical sensations – using the Stanford Sleepiness Scale (SSS). It is a seven-point scale that contains certain statements about sensations and scores that correspond to your well-being (see Table 1). [6] Everything that has a score of 3 or higher belongs to the category of «drowsiness». This scale is very convenient to use for quickly marking one's own alertness during the day, which was used by the authors of the experiment – the volunteer only had to choose the statement that best described his well-being and record the appropriate assessment of fatigue.

Table 1

<b>Stanford Sleepiness Scale</b>	
Degree of drowsiness	Score
Active, feeling refreshed or energized	1
Performance at a high level, but not at the peak; able to concentrate	2
Not sleepy, but relaxed; able to work, but not fully alert	3
A little sleepy; barely able to concentrate	4
Foggy thoughts; loss of interest in work; slowed down	5
Sleepy, drugged, struggling with sleep; prefer to lie down	6
I no longer struggle with sleep; I will soon fall asleep; thoughts like dreams appear	7

In our study, out of all available in the database, we used only the results of the two tests above. We processed the data for subsequent work with them in the Deductor Studio platform, after which, after downloading them, we formed diagrams that showed the change in the hourly test indicators of each of the gamers.

Below are diagrams of changes in the state of each of the 5 players based on the sleepiness scale (left) and the results of fatigue measured in the application (right) for each of them during the day (Fig. 1–5, respectively).



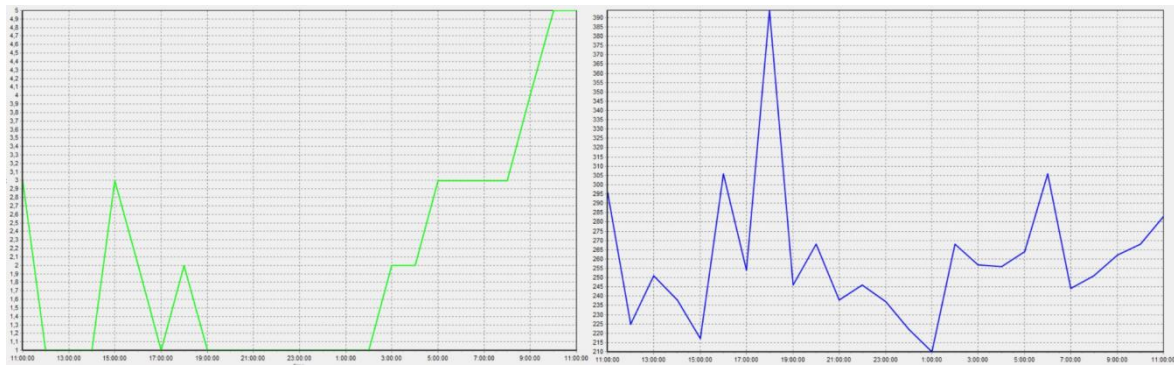


Fig. 1. Diagrams of changes in physical and cognitive fatigue of player 1

After analyzing the first two graphs (Fig. 1), we noticed a very interesting detail for our study. At the moment when a person assessed his condition by 1–2 points (active, feeling of vivacity or a surge of energy; working capacity at a high level, but not at the peak; able to concentrate) the speed of his task was actually low, which indicates the presence of cognitive fatigue, not obvious to the player himself. Despite the fact that a person felt full of strength and energy at these moments, the speed of his reaction dropped significantly.

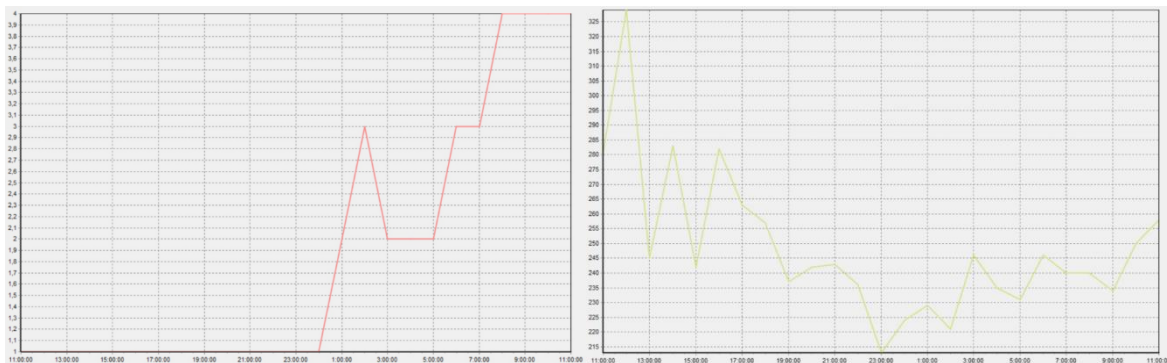


Fig. 2. Diagrams of changes in physical and cognitive fatigue of player 2

According to the diagrams in Fig. 2, the second player felt his condition well enough in the afternoon and understood when his body needed rest. However, from 11:00 to 23:00, he assessed the condition by 1 point, and in fact the dynamics of his reaction speed during this period was negative, which indicated an increase in his level of cognitive fatigue. This difference was especially noticeable in the interval from 5 pm to 12 am.

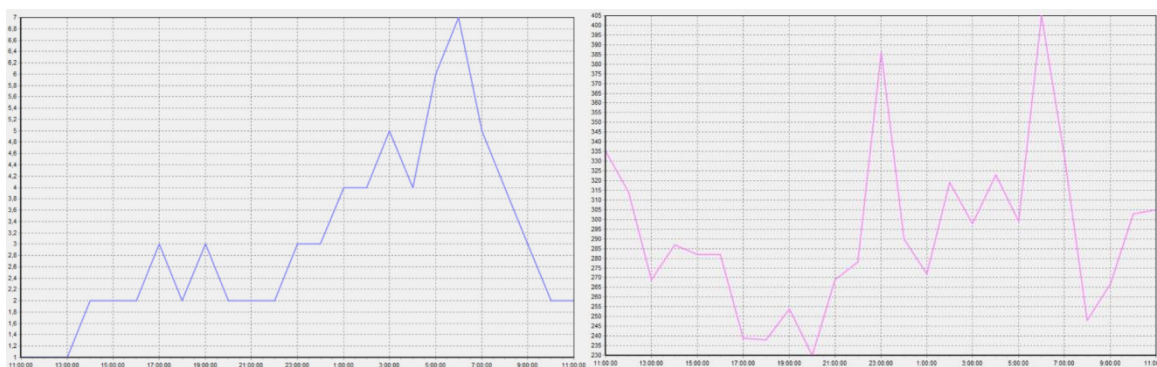


Fig. 3. Diagrams of changes in physical and cognitive fatigue of player 3

The indications of the sleepiness scale of the third subject (Fig. 3) turned out to be completely opposite to the results of his Sleep-2-Peak tests. For the most part, during the period when he assessed his condition by 1 or 2 points, his reaction rate was significantly lower than during the period when the assessment of the state on the scale rose above 3 points – the point of the «sleepy» state.

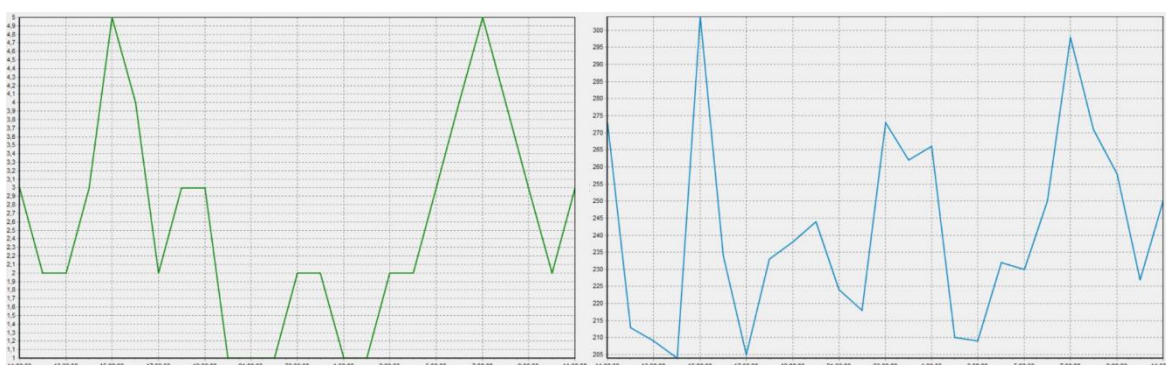


Fig. 4. Diagrams of changes in physical and cognitive fatigue of player 4

Similarly with the situation of the third subject – when the fourth participant of the experiment felt the most tired, his reaction speed was maximum (Fig. 4). But during periods when physical fatigue was practically not felt, his reaction became slower.



Fig. 5. Diagrams of changes in physical and cognitive fatigue of player 5

In the case of the fifth player (Fig. 5), we see that the graph with scores on the sleepiness scale correlates with the graph of test results – at moments of increased physical fatigue, the speed of clicking on the image of the sun also decreased, which indicates a good understanding of his own condition.

Based on the test results, it can be concluded that the presence of physical fatigue is not a sign of mental fatigue. A person may feel good, but his attentiveness and reaction speed gradually decrease.

According to the results of our analysis, 4 out of 5 participants in the experiment could not fully and objectively independently assess their true performance. In conditions of serious work, whether it is physical or mental, a person's cognitive fatigue always plays a decisive role in the effectiveness of the decisions he makes. Some of these decisions may cost not just a lot of time or resources, but also someone's life.

Thus, we consider that:

- in conditions of many hours, traumatic or very responsible work (for example, doctors or workers in the mining industry), it is necessary to monitor the condition of employees based on subjective indicators (well-being, appetite, mood) and objective indicators (pulse, blood pressure, reaction rate) of physical condition;
- the development and implementation of software that monitors objective indicators of human health is a promising area in the field of health and safety and will contribute to reducing the number of accidents in many areas of work.

## References

1. PPG Heart Beat for Cognitive Fatigue Prediction [Electronic source]: Kaggle - Access mode: <https://www.kaggle.com/datasets/canaria/5-gamers?select=gamer1-ppg-2000-01-02.csv>.

2. Rob Finean [Electronic source]: ResearchGate – Access mode: <https://www.researchgate.net/profile/Rob-Finean>.

3. Albert Dillon's scientific contributions [Electronic source]: ResearchGate – Access mode: <https://www.researchgate.net/scientific-contributions/Albert-Dillon-2199975953>.

4. Predicting Cognitive Fatigue with Photoplethysmography (PPG) [Electronic source]: ResearchGate – URL: <https://www.researchgate.net/project/Predicting-Cognitive-Fatigue-with-Photoplethysmography-PPG>.

5. Validation of sleep-2-Peak [Electronic source]: SpringerLink – Access mode: [https://vk.com/away.php?to=https%3A%2F%2Flink.springer.com%2Farticle%2F10.3758%2Fs13428-016-0802-5&cc\\_key=](https://vk.com/away.php?to=https%3A%2F%2Flink.springer.com%2Farticle%2F10.3758%2Fs13428-016-0802-5&cc_key=).

6. Стэнфордская шкала сонливости [Electronic source]: Sleepline – Access mode: <https://ru.sleepline.com>.

## VIRTUAL REALITY IN TOURISM

**A.A. Yanovskaya, S.V. Kokorina (language supervisor)**

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics SibFU  
660074, Krasnoyarsk. 28, Kirensky st.  
E-mail: AYanovskaya@sfu-kras.ru

This article discusses the possibilities of introducing virtual and augmented reality technologies into the tourism sector in the Russian Federation. The advantages and disadvantages of using virtual and augmented reality technologies in tourism are determined. The analysis of implementation is carried out, on its basis the constraining factors are revealed, and ways of solving the problem are proposed.

Due to the coronavirus pandemic, it was necessary to stay at home and travel became impossible. People quickly found a way out of this situation and began to use technology to immerse themselves in the world of tourism and travel. Moreover, for this type of tourism, it was not necessary to leave the house.

The most promising tool for such tourism has become virtual reality, which allows you to demonstrate a variety of tourist places, objects and other things.

Many sectors of the global economy are digitalizing. Digitalization leads to the search for new ways of interaction between technologies and digital space. It is for this reason that virtual and augmented reality technologies are so popular at the moment.

Virtual reality includes interactive images or videos that allow the viewer to explore an object 360 degrees. Unlike a conventional image, a video that is shot from a fixed point, virtual reality captures every part of the location.

The effect of full immersion, huge opportunities to demonstrate popular tourist places – that is what virtual reality gives tourists today. Thanks to virtual reality, a tourist can already appreciate the beauty of sights, flora and fauna of a particular country and a particular city or tourist object.

In Russia, virtual reality technologies in the field of tourism are quite limited, although they are used quite actively in medicine, education and marketing.

The most popular project is a guide to Russian museums. It was launched in 2017 and includes more than 400 museums across the country, including the Tretyakov Gallery, the Pushkin State Museum of Fine Arts. So let me note that virtual reality technologies in tourism are so popular today.

The first advantage is the possibility of a quick acquaintance with the place. Virtual reality technologies allow you to use not only the organs of vision, but also the organs of hearing, smell, touch and get a more accurate and real picture.

Secondly, virtual reality technologies open up tourism opportunities for people with disabilities. When using virtual reality technologies, they can visit places that they would not be able to visit in real time without harming their health.

Thirdly, the use of virtual reality technologies can help if you want to visit an object that has been partially preserved or is located in a hard-to-reach place. Paired with augmented reality technologies, you can see the original appearance of the tourist object.

Fourth, thanks to the virtual space, you can predict any conditions: see how much the destination depends on weather conditions or the time of year.

Fifth, virtual and augmented reality technologies significantly increase the possibilities of budget travel. Most virtual tours are now distributed for free. The cost of a paid virtual product is much cheaper than the cost of travel, and there is no need to prepare for these tours – you can travel at any convenient time.

Sixth, virtual tourism is an excellent tool for intellectual development. After all, you can not only look at landscapes and see architectural monuments and other attractions, but also «walk» through museums and most carefully study the objects of particular interest. Most of these tours are accompanied by an audio guide with an explanation and allows you to learn new information and raise the level of culture.

There are many possibilities of using augmented and virtual reality technologies, such as:

- Demonstration of additional properties of objects. For example, exhibits in museums before restoration.

- Use for infrastructure assessment.

- Use to create online tours and mobile guides.

- Modeling of the region in different time periods. Thanks to this, there is an opportunity to plunge into the historical development of a particular destination.

- Use as a supplement to real-time tourism.

Thus, based on the generalization of the information presented above, the main functions of virtual tourism can be distinguished:

- Information function.** Virtual tours allow you to get a wide range of information about tourist sites

**Entertainment function.** Due to the peculiar gaming function, virtual tours help to relieve emotional stress and are a good means for recreation and entertainment.

**Cognitive function.** Thanks to virtual tours, you can explore the tourist sites of interest in more detail.

Despite all the advantages, virtual tours are inferior to real tourism and have a number of limitations:

1. The lack of live communication, which implies the impossibility of clarifying some interesting details during the tour.

2. Restriction of visiting objects – it is impossible to see what is not included in the virtual tour.

3. Lack of unpredictability. Alas, it is impossible to experience true drive and excitement with virtual tourism, because they are provided by reality.

In the Russian Federation, the state is taking certain steps in the development of virtual tourism. The Strategy of tourism development in Russia for the period up to 2035 involves the creation of a federal center for marketing competencies, which will be able to initiate the launch of a national tourism system on a single online platform. The Strategy offers a wide range of solutions aimed at the development of digital technologies, including:

1. Providing an opportunity to get acquainted with cultural and natural attractions, museum expositions, tourist routes online;

2. Creation and development of augmented reality services for navigation through cities and display objects;

3. Development of multimedia applications for display objects, audio and video guide services with the possibility of integration with GPS navigation, using QR codes to generate queries [1].

However, there are also constraints:

1. Lack of qualified specialists who could work on VR/AR technologies.

To meet the demand, it is necessary to provide qualified training in technical universities. Some higher education institutions have already launched such programs, but not in all universities, and therefore the shortage of specialists will grow.

2. The cost of implementation. Many technology startups develop programs, but due to the lack of financial investments, they cannot implement them.

According to TAdviser research, the estimated cost of the project is 10 million rubles. For development and implementation, special equipment is required, the cost of which is 1 million; software development and integration of a project worth 500 thousand rubles; development of scripts and content, for which most of the budget goes – 80 % – 8 million rubles for one script and content. However, having developed one scenario, a tourist will be able to see

only one tourist object, which is completely unprofitable for tour operators. Let's assume that 5 final tourist products have been implemented. Then, the cost of scripts and content will cost 40 million rubles, and the final cost is 42 million rubles [2].

It can be concluded that the implementation requires an additional inflow of funds, including private investors. Ways to solve these problems:

1. Search for interested investors;
2. Exchange of experience with foreign colleagues;
3. Receiving state funding in the form of grants.

Thus, it can be concluded that virtual tourism is a consequence of the development of digital technologies and is becoming a fairly successful alternative to the usual tourism, but at the moment the implementation is difficult due to the presence of problems that need to be solved.

### References

1. Karmanova, A. E. Virtual tourism: conceptual problems of implementation and development prospects // International scientific journal. – 2019. – № 3. – PP. 21–27.
2. Market of industrial VR/AR solutions in Russia. TADViser research [Electronic resource]. – URL: <https://www.tadviser.ru/index.php/> Article: Market\_of\_industrial\_VR/AR-solutions\_in\_Russia\_(research\_TAdviser).



**Секция**  
**«НАУЧНАЯ РАБОТА ШКОЛЬНИКОВ В ОБЛАСТИ**  
**РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ШКОЛА В РАМКАХ КОНФЕРЕНЦИИ)»**

---

**ПОДВИЖНЫЙ КИБЕРСПОРТ**

**Л.А. Юдасин<sup>1</sup>, Т.В. Погребная<sup>1</sup> (руководитель),**  
**А.В. Козлов<sup>2</sup> (научный руководитель)**

<sup>1</sup>МБОУ Средняя школа № 10

660017, г. Красноярск, ул. Ленина, 114

<sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ

660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

E-mail: akozlov@sfu-kras.ru

Описаны возможности устранения вредного влияния киберспорта на здоровье человека без затрат дополнительного времени.

**Актуальность работы.** Во многих странах мира, в России, в том числе и в Красноярске развивается компьютерный спорт, который получил название «киберспорт». Польза киберспорта состоит в том, что он развивает скорость мышления, скорость реакции, но в то же время у современного киберспорта есть большой недостаток: игрок во время соревнований сидит за компьютером и работает в основном глазами, мозгом и немного руками. Для здоровья человека важно, чтобы нервные нагрузки компенсировались физическими. При этом, если делать перерывы на физические упражнения, то снижается интерес у болельщиков и спортсменов.

**Метод решения.** Применяем теорию решения изобретательских задач (ТРИЗ, TRIZ) – отечественную науку, признанную и все шире применяемую в мире, преподаваемую в ведущих мировых университетах, как наиболее эффективную для решения проблемных задач, развития и совершенствования разнообразных систем [1].

**1. Решения, не требующие изменений программного обеспечения построение бисистемы.** Применим стандарт ТРИЗ 3.1.1 «Переход к бисистемам и полисистемам».

Сделаем для каждого киберспортсмена два рабочих места, находящихся на расстоянии нескольких метров друг от друга. Оба рабочих места (монитор, клавиатура, мышь, джойстик и др.)

подключаются к одному системному блоку и периодически переключаются, например, через несколько десятков секунд. Киберспортсмен должен будет перебегать между своими рабочими местами, и от скорости перебегания будет зависеть его успех в компьютерной игре. Таким образом, физическая нагрузка не прерывает соревнование, а становится частью соревнования по киберспорту. Переключения могут производиться через разное время, определяемое программой-генератором случайных чисел.

Интерес к соревнованиям можно повысить на основе стандарта ТРИЗ 3.1.2. «Развитие связей в бисистемах и полисистемах». Сделаем связь между рабочими местами динамичной и поместим между ними беговую дорожку. Ее параметры (скорость и др.) также можно менять с помощью генератора случайных чисел. Вариант с беговой дорожкой более приспособлен для небольших помещений.

Структурная схема названных решений приведена на рис. 1.

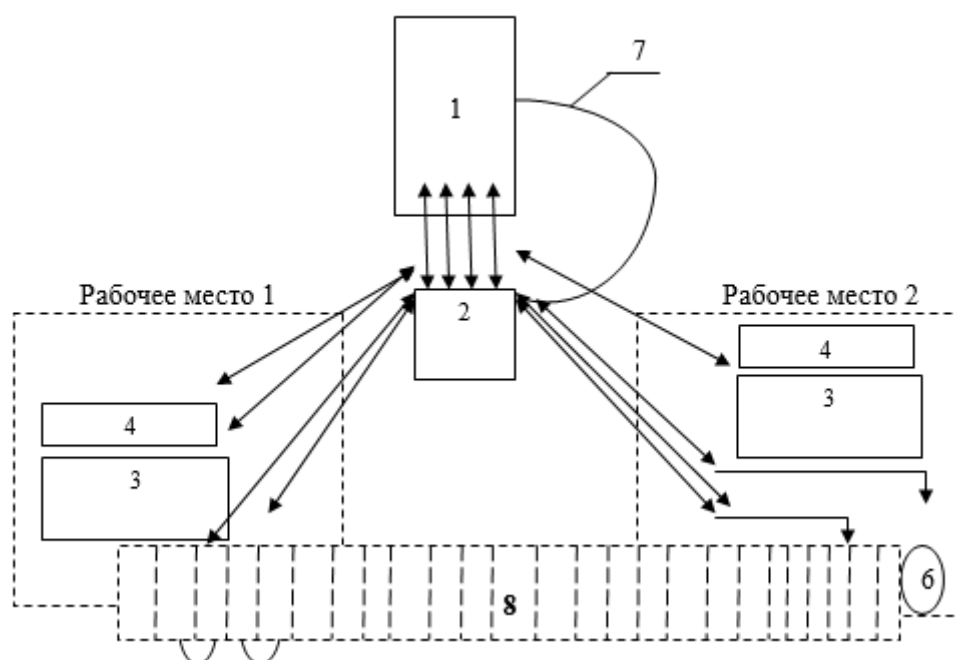


Рис. 1. Структурная схема решений по закону перехода в бисистему:

1 – системный блок; 2 – автоматический переключатель; 3 – клавиатура; 4 – мониторы; 5 – мыши;  
6 – джойстики; 7 – провод для управляющего сигнала переключени от процессора; 8 – беговая дорожка

**Принцип универсальности.** Вышеописанный способ требует существенного увеличения размера помещения при том же количестве игроков по сравнению с обычным киберспортом. Для решения этой проблемы применим принцип ТРИЗ № 6 – принцип универсальности: «Один объект выполняют несколько функций».

Объединим в одном элементе две функции – мыши (или другого HID-устройства) и тренажера. При этом у каждого киберспортсмена остается одно рабочее место, но на нем оказывается две мыши, одна из которых обыкновенная, а роль другой выполняет спортивный тренажер (например, велотренажер), в который устанавливается датчик движения, вырабатывающий сигналы, аналогичные сигналам от мыши.

Можно сделать, например, так, чтобы при прямом направлении руля курсор двигался по экрану монитора вверх, при обратном вращении педалей – вниз, повороты руля, соответственно, изменяли направление движения курсора. Возможная конструкция показана на рис. 2.



Рис. 2. Конструкция велотренажера

Велотренажер, установленный на дорожку, управляет движением курсора по экрану, подобно мыши или джойстику. Обычную мышь и «веломышь» можно переключать аналогично варианту 1.

**2. Решения, требующие изменений программного обеспечения. Расширенная электронная доска.** Так же, как в п. 1, применим стандарты ТРИЗ 3.1.1 «Переход к бисистемам и полисистемам» и 3.1.2 «Развитие связей в бисистемах и полисистемах». Применим также принцип ТРИЗ №1 – принцип дробления: «Разделить объект на независимые части».

Опытные пользователи компьютеров нередко имитируют один экран монитора системой из двух рядом стоящих мониторов. Это называется «режим расширенных экранов». В развитие режима расширенных экранов заменим мониторы электронными досками и раздвинем их на расстояние нескольких метров. Конкретное расстояние

между электронными досками может определяться организаторами. Так же, как в п. 1, между электронными досками может устанавливаться беговая дорожка (рис. 3).

Замена обычных мониторов электронными досками нужна, т. к. электронные доски воспринимают сенсорное воздействие. Не нужно будет работать мышкой, а нужно будет нажимать пальцем или рукой на экран электронной доски.

В обычном киберспорте спортсмен должен уметь быстро и точно переводить мышку на разные кнопки на экране, в том числе и на кнопки, расположенные в разных половинах экрана. В нашем варианте нужно будет быстро и точно нажимать рукой на кнопки, расположенные на двух электронных досках: то на одной, то на другой. Для этого спортсмену потребуется быстро перебегать от одной электронной доски к другой.

В варианте 2 требуется разработка программного обеспечения, обеспечивающего режим «расширенной электронной доски» или «расширенного сенсорного экрана».



Рис. 3. Схема подвижного киберспорта с расширенной электронной доской

**Переключение рабочих мест в зависимости от хода компьютерной игры.** В схеме, изображенной на рис. 3, сигнал переключения рабочих мест может вырабатываться игровой программой. Например, киберспортсмен может временно «брать на себя» роль героя игры в тех случаях, когда герою требуется показать свою физическую подготовку. В простейшем случае герою потребуется показать скорость бега, например, на беговой дорожке. В перспективе возможна организация более сложных движений киберспортсмена, которые, например, воспринимаются видеокамерой или микромощным радиолокатором, как в патенте РФ № 2486851 на изобретение «Защитная

система спортсмена» [2], обладателями которого являются совместно СФУ и Средняя школа № 10 г. Красноярска.

#### **Список литературы**

1. Альтшуллер, Г. С. Найти идею / Г. С. Альтшуллер. – М.: Альпина Бизнес Букс, 2015. – 404 с.
2. Пат. 2486851 Российская Федерация, МПК А41D 13/00 (2006.01). Защитная система спортсмена / Т. В. Погребная, А. В. Козлов, О. В. Сидоркина, Л. А. Уманская, Ю. И. Рихтер, А. М. Пулатов, Д. В. Ливкин, А. С. Высотин – № 201210083/12; заявл. 11.01.2012; опубл. 10.07.2013. – Бюл. № 19.

# РАЗРАБОТКА ОПТОЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ ДОСТУПА

Р.А. Рубцов, А.Э. Бондарь

МБОУ Гимназия № 91 им. М.В. Ломоносова  
662970, г. Железногорск, ул. Октябрьская, 34  
E-mail: ro.rub@mail.ru

Представлены результаты разработки и испытаний оптоэлектронной системы доступа. Описаны устройство системы и принцип ее работы. Рассмотрены перспективы дальнейшей модернизации устройства.

Одной из основных задач систем безопасности является предотвращение несанкционированного доступа пользователей в различных областях, например, в компьютерной технике для защиты доступа к базам данных, в автомобилестроении для предотвращения угона автомобилей, в замках для повышения надежности сейфов или для недопущения попадания посторонних в охраняемые помещения.

Существуют различные виды систем предотвращения несанкционированного доступа.:

- механические, представляющие собой механический ключ и замок,
- радиоэлектронные, включающие радиопульт или радиометку и приемник,
- оптоэлектронные. Оптоэлектронная система доступа обладает повышенной надежностью с точки зрения обеспечения безопасности, так как считывание и копирование оптического сигнала ключа является наиболее трудоемкой и сложной задачей по сравнению с другими типами систем доступа [1].

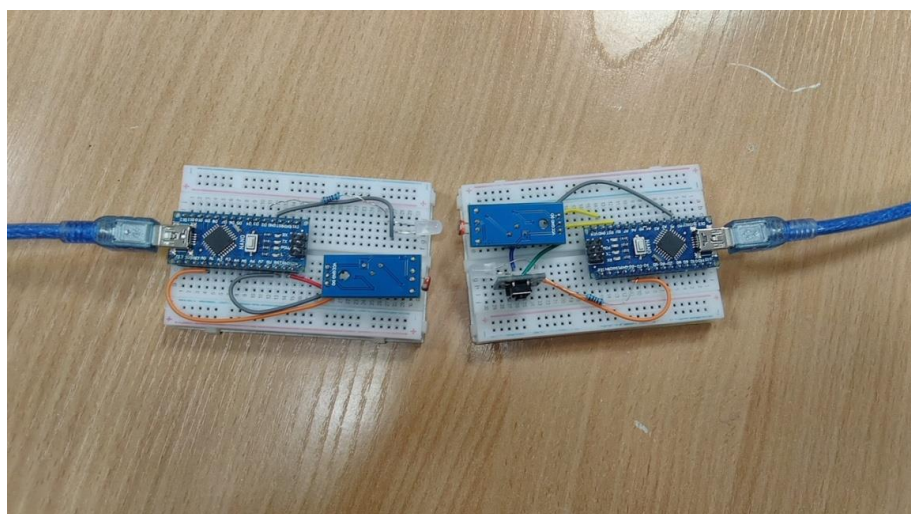


Рис. 1. Макет системы доступа

В настоящий момент существуют разработки систем и устройств, относящихся к оптоэлектронным замкам и к оптическим запорным устройствам, обеспечивающим предотвращение от несанкционированного доступа (рис. 2, 3, 4). В результате проведения патентного поиска были выделены наиболее актуальные изобретения [2–4].

После изучения вышеперечисленных изобретений был выявлен следующий общий принцип работы рассмотренных устройств. Система включает в себя оптический или оптоэлектронный ключ и оптоэлектронный замок. Замок способен принимать оптический сигнал от ключа или оптически сканировать ключ. После получения оптического сигнала от ключа в электронном исполнительном механизме замка производится преобразование оптического сигнала в электронный, его обработка, сравнение с запрограммированными параметрами и дальнейшее предоставление или непредоставление доступа.

Однако существующие системы и устройства имеют недостатки, решение которых реализуемо разработкой усовершенствованной оптоэлектронной системы доступа:

- ограниченное число элементов кода, генерируемого ключом;
- возможность дешифрации кода ключа;
- низкая универсальность ключа;
- использование ключа как передатчика, а замка – как приемника.

Разрабатываемая система предотвращения несанкционированного доступа пользователей решает недостатки существующих устройств путем оснащения ключа приемником, обрабатывающим и запоминающим устройством. Принцип работы построен следующим образом:

1. Ключ получает оптический сигнал от замка.
2. Ключ дешифрует и обрабатывает полученный сигнал, генерируя соответствующий код на отправку.
3. Замок получает оптический сигнал от ключа, дешифрует код, производит необходимые операции по обработке.
4. Производится дальнейшее предоставление или непредоставление доступа.

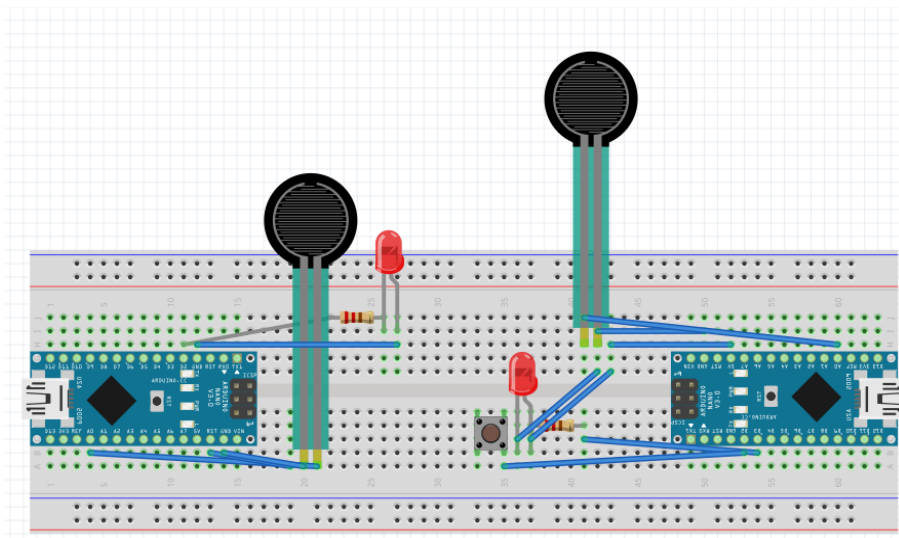


Рис. 2. Электронная схема системы доступа

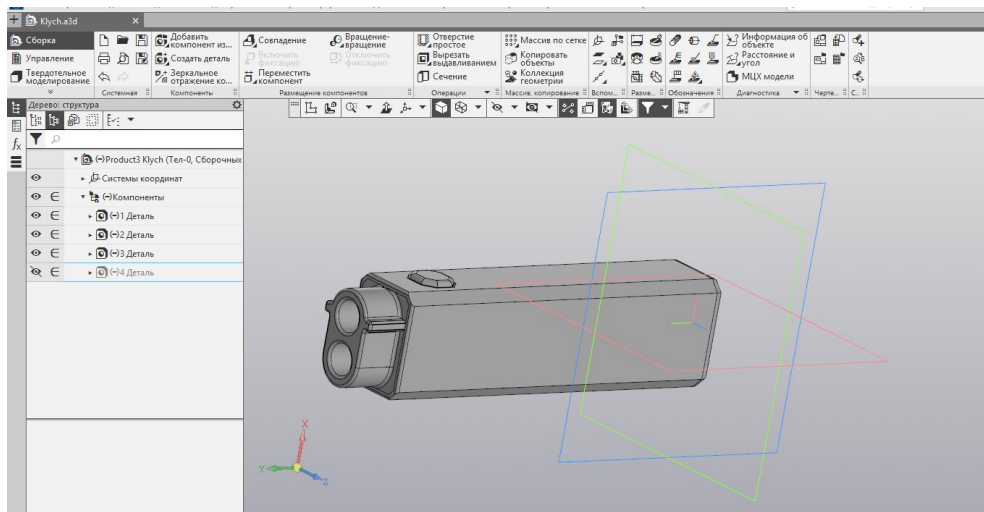


Рис. 3. 3D-модель ключа доступа



Рис. 4. Результат изготовления ключа доступа



Таким образом, доступ возможен, только если ключ способен дешифровать сигнал замка, подобрать соответствующий код, зашифровать ответ определенным образом и отправить замку правильный сигнал. При этом отправляемый замком код всегда разный, что позволяет подобрать правильный отправляемый сигнал, только имея запрограммированный ключ в запоминающем устройстве ключа.

Для копирования ключа, разработанной системы и несанкционированного доступа необходимо дешифровать сигнал от замка, сигнал от ключа, подобрать алгоритм формирования ответного сигнала по полученному, что практически невозможно.

### Список литературы

1. Шрайбер, Г. Инфракрасные лучи в электронике / Г. Шрайбер; пер. с франц. – М.: ДМК Пресс, 2001. – С. 135–176.
2. Пат. 2334856 С2 Российская Федерация, МПК E05B 47/00. Устройство для оптического ввода кода доступа в исполнительный механизм дверного замка / О. В. Кучма. – № 2006129604/12; заявл. 15.08.2006; опубл. 27.09.2008.
3. Пат. 2081281 С1 Российская Федерация, МПК E05B 47/00. Способ управления оптоэлектронным замком, ключ и оптоэлектронный замок / В. П. Винокуров. – № 93025040/12; заявл. 11.05.1993; опубл. 10.06.1997.
4. Пат. № 2254429 С2 Российская Федерация, МПК E05B 47/00. Замок оптоэлектронный / В. Е. Лихачев, В. А. Ноль. – № 2003108556/12; заявл. 27.03.2003; опубл. 20.06.2005.

# СИСТЕМА РАСПОЗНАВАНИЯ НОМЕРОВ ВАГОНОВ

**Т.С. Корнилин**

МБОУ Гимназия № 91 им. М.В. Ломоносова  
662971, г. Железногорск, ул. Октябрьская, 34  
E-mail: gimnaziya91.sekretar@mail.ru

Описана программа по комплексному внедрению системы распознавания инвентарных номеров вагонов, которая позволит значительно повысить степень информатизации промышленного производства, эффективность и экономическую безопасность процессов учета продуктов, которые на тот момент содержатся в вагоне.

**Актуальность.** На Российских железных дорогах и промышленных предприятиях в настоящее время для идентификации грузовых вагонов и цистерн используется, как правило, ручное визуальное списывание регистрационных номеров транспортных средств, которые представляют собой метки в виде восьмизначной цифровой последовательности. При таком способе списывания оператор на контрольном участке железной дороги просматривает номера вагонов проходящего состава и, при необходимости, сравнивает их с номерами в определенной передаточной ведомости, называемой также натур-листом. При обнаружении несоответствия производится корректировка натур-листа, формируются управляющие решения. Недостатки рассмотренного способа идентификации очевидны: необходимость в постоянном внимании оператора, высокая трудоемкость процесса контроля, недостаточная достоверность информации. Кроме того, составы, проходящие мимо поста списывания, вынуждены либо полностью останавливаться, либо значительно снижать скорость, что существенно ограничивает пропускную способность контрольного поста или станции.

На протяжении более десятка лет на Российских железных дорогах предпринимаются попытки массового внедрения приборов автоматической идентификации, основанных на использовании сверхвысоких радиочастот (СВЧ-системы). Примером системы, построенной в соответствии с указанным принципом, является внедряемая ОАО «РЖД» система автоматической идентификации (САИ) «ПАЛЬМА». Принцип действия этой системы: в точках контроля движения поездов устанавливается считывающая аппаратура, передающая информацию о проходящих составах в единый центр обработки, где ведется централизованная база данных. Вагоны и локомотивы подвижных составов оборудуются датчиками-маркерами, активизируемыми поступающей от считывающих устройств

СВЧ-энергией. Маркер передает запрашивающему устройству закодированную в нем информацию.

Однако внедрение и применение САИ «ПАЛЬМА» на практике имеет ряд сложностей, часть которых обусловлена ограничениями используемого метода контроля. Среди таких сложностей основными являются следующие:

- в рабочем парке железных дорог МПС России вагоны собственности других государств составляют в среднем до 10 %. При совместном пользовании грузовыми вагонами государств СНГ и Балтики достижение полномасштабного эффекта от внедрения СВЧ-систем возможно лишь в случае, когда все государства ближнего к России зарубежья будут внедрять подобные системы одновременно;

- используемые в СВЧ-системах метод и средства радиоволнового контроля не позволяют включить человека (с присущими ему органами чувств) в контур контроля. Поэтому ошибка идентификации или технический отказ от идентификации того или иного объекта контроля не могут быть корректно обработаны;

- значительная мощность излучающих устройств в САИ может ограничивать возможность ее использования для контроля пассажирских перевозок и на участках вблизи с работающими людьми: в ремонтных депо и контрольно-пропускных пунктах предприятий.

**Проблема.** Необходимость быть в постоянном внимании, трудоемкость и человеческий фактор – все это показывает насколько сложно следить за железнодорожным транспортом.

**Задачи:**

1. Найти и проанализировать уже существующие программы для распознавания номеров вагонов.

2. Изучить язык программирования «Python», принцип действия машинного зрения и нужные для написания программы библиотеки.

3. Разработать алгоритм работы системы «Распознавание номеров вагонов».

4. Написать программу управлением системой «Распознавание номеров вагонов».

5. Протестировать программу и исправить возникшие неполадки в работе системы.

**Методы:**

1. Анализ собранной информации.

2. Структурно-функциональный метод:

- изучение строения и структуры системного объекта;

- исследование его элементов и их функциональных характеристик;

- анализ изменений этих элементов и их функции.
3. Информационное и предметное моделирование.
  4. Наблюдение.
  5. Проверочные и воспроизводящие эксперименты.

**Вывод.** Технология и средства оптической идентификации вагонов развиваются и получают все большее распространение при решении задач контроля передвижения объектов подвижного состава на территории крупных промышленных предприятий и на территории России в целом.

**1 этап. Проведение поиска и анализа существующих программ по распознаванию номеров вагонов.** Система «Расознавания номеров вагонов» обеспечивает автоматизацию процесса регистрации и контроля передвижения объектов подвижного состава железных дорог.

Функционал системы позволяет также эффективно решать целый ряд рутинных задач, связанных с идентификацией вагонов, контролем перевозок и состояния грузов, при этом значительно увеличить скорость получения и обработки данных.

Наиболее известные изготовители: «Mallenom» [1], «ISS» [2], «INTLAB» [3].

В ООО «Mallenom» и ее дочерней компании «Малленом Системс» накоплен существенный опыт по проектированию, созданию и внедрению оптоэлектронных комплексов идентификации наземных транспортных средств. С 1999 г. здесь ведутся исследования в области распознавания государственных регистрационных автомобильных номеров. На сегодняшний день на базе полученных теоретических решений была создана и получила широкое распространение автоматизированная система «Автомаршал» для контроля проезда и управления доступом автотранспорта на проходных предприятиях, паркингах, автовесовых и т. п. Для Федеральной службы судебных приставов в 2011 г. разработан оптоэлектронный комплекс «Дорожный пристав», обеспечивающий выявление в автотранспортном потоке автомобилей, владельцы которых являются должниками по различным видам платежей, штрафов и сборов. В настоящее время комплексы «Дорожный пристав» внедрены и успешно используются судебными приставами более чем в 30 регионах РФ.

Для автоматизации технологических процессов на промышленных предприятиях за последнее десятилетие в «Малленом Системс» создан целый класс систем машинного зрения. Их назначение – это решение задач контроля геометрических параметров и чтения маркировки различных видов продукции, контроль качества упаковки, выявление дефектов на поверхности листовых и рулонных изделий.

Для акционерной компании «АЛРОСА» разрабатывается уникальный оптоэлектронный автомат классификации кристаллов алмазов по их форме.

В 2004 г. на базе ООО «Mallenom» был создан опытно-промышленный образец аппаратно-программного комплекса, производящего в автоматическом режиме считывание номеров грузовых вагонов железнодорожных составов. Первое внедрение состоялось в июне 2005 г. на ст. Череповец-1 Северной железной дороги. Разработка получила название ARSCIS (Automated Rolling-Stocked Cars Identification System).

Типовая конфигурация и технические характеристики СРНВ ARSCIS.

С учетом полученного опыта первого внедрения и эксплуатации опытно-промышленного образца СРНВ ARSCIS в период 2005–2007 гг. был создан типовый вариант промышленного образца. Аппаратное обеспечение включает оптоэлектронную подсистему сбора информации, датчики, фиксирующие положение колесных пар, вычислительную подсистему, используемую для обработки полученных данных, телекоммуникационное оборудование.

В предложенной конфигурации СРНВ ARSCIS может использоваться от одного до четырех телевизионных датчиков, настроенных для считывания регистрационных номеров с бортов и балки вагона. С увеличением числа телекамер улучшаются количественные характеристики надежности идентификации (увеличивается достоверность результатов идентификации, уменьшается число отказов идентификации и т. д.). Для обеспечения круглосуточной работы оптической подсистемы используются источники освещения области контроля – кварцево-галогенные лампы или инфракрасные прожекторы. Для фиксации положения отдельных объектов подвижного состава в области контроля используются индукционные датчики колесных пар, подключаемые к ЭВМ системы через СОМ-порт.

Существуют различные варианты подключения телекамер к ЭВМ. Выбор оптимального варианта подключения зависит от объекта внедрения и уже имеющихся телекоммуникаций. Возможна организация передачи видеосигнала по коаксиальному кабелю, витой паре, по оптоволоконному каналу. При вводе в ЭВМ аналогового видеосигнала необходимо использование платы видеозахвата. В случае использования IP-камер передача видеосигнала происходит изначально в цифровом виде, также возможно подключение к ЭВМ через Ethernet.

Программное обеспечение (ПО) СРНВ ARSCIS осуществляет управление процессом идентификации объектов подвижного состава и

реализует процедуры технологии обработки и анализа изображений. Программное обеспечение комплекса создано под платформу Windows 2000 или выше и использует библиотеки dotNET. В качестве выходной информации оператору системы управления грузоперевозками, создаваемой на основе СРНВ ARSCIS, предъявляется список распознанных регистрационных номеров и отдельные изображения объектов подвижного состава. В случае сомнения комплекса в своем решении по идентификации какого-либо объекта контроля (вагона, цистерны, платформы) оператор может принять решение на основе изображений данного объекта.

По итогам многократных тестирований СРНВ на объектах внедрения подтверждены следующие технические характеристики ее эффективности в реальных условиях эксплуатации:

- время полного цикла обработки одного кадра (выявление – распознавание – сверка по базе) – не более 0,01 с;
- вероятность правильной идентификации – не менее 95 %;
- ошибка идентификации – не более 0,1 %.

Малое значение ошибки достигается за счет реализованного механизма «сомнения» в идентификации и поддержки диалога с оператором в случае появления объекта с отсутствующим или трудно распознаваемым номером.

**Вывод.** Стоимость систем этих фирм очень большая. Множество функций не совсем нужных для всех заказчиков.

**2 этап. Изучение принципа действия машинного зрения и нужных библиотек для системы.** Классическая задача в компьютерном зрении, обработке изображений и машинном зрении – это определение, содержат ли видеоданные некоторый характерный объект, особенность или активность.

Эта задача может быть достоверно и легко решена человеком, но до сих пор не решена удовлетворительно в компьютерном зрении в общем случае: случайные объекты в случайных ситуациях.

Один или несколько предварительно заданных или изученных объектов, или классов объектов могут быть распознаны (обычно вместе с их двухмерным положением на изображении или трехмерным положением в сцене).

Для разработки программы для управления системой используются самые известные и часто используемые библиотеки.

Numeric Python (*NumPy*) – это несколько модулей для вычислений с многомерными массивами, необходимых для многих численных приложений [4].

TensorFlow – это библиотека или структура программного обеспечения, разработанная командой Google для максимально простой реализации концепций машинного обучения и глубокого обучения [5].

OpenCV (*Open Source Computer Vision Library*) – это библиотека программных функций, в основном предназначенная для компьютерного зрения в реальном времени [6].

Нейронная сеть имеет три внутренних уровня и 10 узлов в верхнем уровне. Нижние слои сети не являются полно связанными. Узлы низшего уровня совместно используют общий набор весов. В качестве входных параметров нейронной сети вместо значений яркости в узлах нормализованного растра могут использоваться значения, характеризующие перепад яркости. Такие входные параметры позволяют лучше выделять края буквы. Поступающие на распознавание изображения приводятся к размеру  $16 \times 16$  пикселей. После этого они подвергаются дополнительной обработке с целью выделения участков наибольшими перепадами в яркости. Отличительной чертой реализованного алгоритма является использование нейронной сети с достаточно большим числом входных признаков. Из исходного изображения выделяются первичные признаки, характеризующие перепады яркости в узлах растра. Кроме того, используются признаки, вычисляемые по всему растру и характеризующие форму распознаваемого символа.

Одним из широко используемых методов повышения точности распознавания является одновременное использование нескольких различных распознающих модулей и последующее объединение полученных результатов (например, путем голосования). При этом очень важно, чтобы алгоритмы, используемые этими модулями, были как можно более независимы. Это может достигаться как за счет распознающих модулей, использующих принципиально различные алгоритмы распознавания, так и специальным подбором обучающих данных.

Данный метод, хотя и отличается высокой надежностью (99 % правильных символов), имеет ряд недостатков:

- сложная программная реализация;
- большой объем вычислений;

Распознавание номера вагона с использованием механизма нечеткого вывода состоит из трех фаз:

- предварительная обработка изображения;
- разбиение изображения на отдельные цифры;
- распознавание каждой цифры отдельно.

Предварительная обработка состоит из следующих графических операций:

- преобразование цветовой палитры в черно-белую;
- инвертирование цветов;
- пороговая фильтрация.

**3 этап. Разработка алгоритма работы системы «Распознавание номеров вагонов».**



1. Подается изображение с номеров вагонов.

2. Происходит бинаризация изображения, то есть перевод цветного изображения в черно-белое. Это сильно упрощает последующую работу с изображением.

3. Нахождение контуров каждого объекта: цифр, букв и различных знаков для будущего распознавания этих объектов нейронной сетью.



4. Найденные контуры распознаем при помощи ранее обученной нейронной сети, успешно опознает цифры, а остальные ненужные объекты отбрасывает.

5. Выводит изображение с распознанным номером вагона.

6. В случае неуверенности программы в распознанных цифрах номера программа оповещает о возможной ошибке в распознавании номера вагона.

**4 этап. Разработка программы управления системой.** Разработка программы будет на одном из популярных на сегодняшний день языке программирования Python.

Python – высокоуровневый язык программирования общего назначения с динамической типизацией и автоматическим управлением памятью, ориентированный на повышение производительности разработчика, читаемости кода и его качества, а также на обеспечение переносимости написанных на нем программ.

Python стал одним из самых популярных языков, он используется в анализе данных, машинном обучении, DevOps и веб-разработке, а также в других сферах, включая разработку игр. За счет читабельности, простого синтаксиса и отсутствия необходимости в компиляции язык хорошо подходит для обучения программированию, позволяя концентрироваться на изучении основных концептов и парадигм.

**5 этап. Тестирование программы в действии и исправление возникших неполадок в работе системы.** В ходе подключения и тестирования системы обнаружилось, что при плохом качестве нанесенного номера возникают ошибки в распознавании цифр в номере вагона.

### **Заключение**

Таким образом, изучены основы программирования на языке Python с использованием сторонних библиотек и нейронной сети и разработан алгоритм работы системы. Также написана программа с учетом алгоритма, в которой практически безошибочно происходит распознавание номеров вагонов.

Для полной реализации проекта требуется дописать функцию по разделению из видеопотока изображений с номеров вагона.

### **Список литературы**

1. <https://www.mallenom.ru/products/videokontrol-i-uchet-zhd-transporta/arscis/>.
2. <https://www.intlab.com/products/intlab-wagon>.
3. <https://iss.ru/products/securus-transit>.
4. <https://ru.wikipedia.org/wiki/NumPy>.
5. <https://coderlessons.com/tutorials/mashinnoe-obuchenie/vyuchit-tensorflow/tensorflow-kratkoe-rukovodstvo>.

## «УМНАЯ» КОРДОВАЯ МОДЕЛЬ САМОЛЕТА

А.В. Зеликов<sup>1</sup>, А.А. Сидоркина<sup>2, 3</sup>, Т.В. Погребная<sup>4</sup> (руководитель),  
А.В. Козлов<sup>5</sup> (научный руководитель)

<sup>1</sup>МАОУ СОШ № 144 г. Красноярск,

<sup>2</sup>МБОУ Элитовская СОШ Емельяновского района,

<sup>3</sup>МБОУ ДО СЮТ № 2 г. Красноярск

<sup>4</sup>МБОУ Средняя школа № 10

660017, г. Красноярск, ул. Ленина, 114

<sup>5</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ

660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

E-mail: akozlov@sfu-kras.ru

Цель представленного в докладе проекта для всех категорий класса кордовых авиамodelей (F-2) – разработать систему, повышающую устойчивость полета даже при ошибках пилотирования, снижающую возможность падения и поломки.

**Актуальность работы.** Авиамodelьный спорт – это «окно» в большую авиацию. Через занятия авиамodelьным спортом школьники увлекаются авиацией, начинают понимать ее. Важно, чтобы тренировки и соревнования проходили радостно, без излишних проблем, чтобы модели не ломались от падения на землю даже при ошибках пилотирования, которые особенно часты у начинающих. Это нужно и с экономической стороны, так как постройка и ремонт авиамodelи могут стоить дорого. Часто при падениях авиамodelи ломается вал двигателя, новые валы отдельно не продаются, приходится покупать новый двигатель, а он стоит дорого. Не всегда есть средства его купить, поэтому у авиамodelистов меньше возможностей заниматься любимым спортом.

**Постановка проблемы.** Даже у опытного спортсмена-авиамodelиста, а особенно у начинающего, могут возникать ситуации (ошибка пилотирования, порыв ветра и др.), когда модель «сваливается», теряя подъемную силу, либо пикирует, и, ударяясь о землю, ломается.

**Цель проекта.** Для всех категорий класса кордовых авиамodelей (F-2) разработать систему, повышающую устойчивость полета даже при ошибках пилотирования, снижающую возможность падения и поломки.

### **Основные задачи проекта:**

1. Разработать структурную схему системы.
2. Разработать пример реализации системы на кордовой авиамodelи.

**Метод решения задачи.** Применяем теорию решения изобретательских задач (ТРИЗ, TRIZ) – отечественную науку, признанную и все шире применяемую в мире, преподаваемую в ведущих

мировых университетах, как наиболее эффективную для решения проблемных задач, развития и совершенствования технических и других систем [1].

### **Формулирование противоречия.**

*Системный анализ («оперативная зона конфликта»).*

В системе «Кордовая модель» оперативной зоной, в которой может быть найдено решение проблемы, является система «качалка – тяга – руль высоты», так как именно от них зависит, будет ли модель лететь правильно.

*Противоречие.*

При существующей конструкции кордовых моделей (качалка – тяга – руль высоты) снижение аварийности неизбежно только за счет увеличения нервного напряжения спортсмена.

### **Преодоление противоречия.**

«Интеллектуальные инструменты» ТРИЗ для преодоления названного противоречия [1]:

- закон повышения динамичности и управляемости системы;
- закон вытеснения человека из технической системы;
- прием разнесения противоречивых требований во времени;
- стандарт 2.1.2. Переход к двойному веполю: если дан плохо управляемый веполю и нужно повысить его эффективность, причем замена элементов этого веполю недопустима, задача решается постройкой двойного веполю введением второго поля, хорошо поддающегося управлению (рис. 1).

Слева от стрелки  $\Rightarrow$  веполю существующих кордовых моделей:  $V_1$  – спортсмен;  $V_2$  – система «тяга – руль высоты»;  $P_1$  – механическое поле руки спортсмена, действующей на качалку через корды.

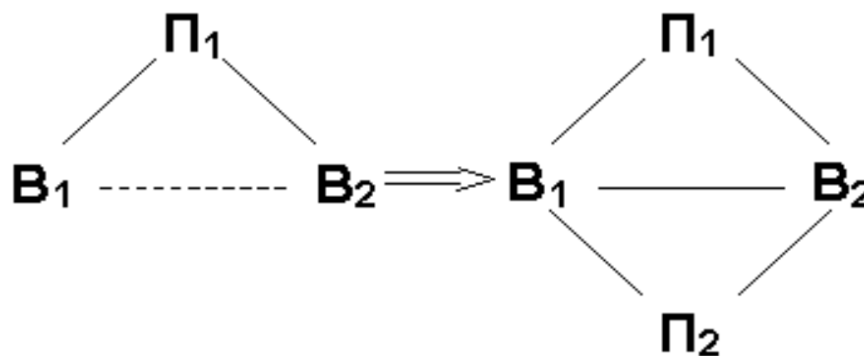


Рис. 1. Стандарт 2.1.2. Переход к двойному веполю

Между  $V_1$  и  $V_2$  плохое взаимодействие (пунктирная линия). Стрелка  $\Rightarrow$  – обозначение преобразования веполей. Добавим поле  $P_2$  – поле автоматического (т. е. «вытесняющего человека») управления.

Эти поля должны действовать в разное время («разнесение во времени»): в норме действует П<sub>1</sub>, в аварийной ситуации – П<sub>2</sub>. Получаем справа от знака ==> веполю будущей усовершенствованной тренировочной авиамодели.

Систему автоматического управления целесообразно выполнять с помощью современной электроники, например, Arduino.

### Описание конструкции

*Кратко о предшествующем варианте.*

Первый вариант (рис. 2), который теперь усовершенствован, был создан в 2018/19 уч. г. и удостоен Диплома I степени на зональном этапе и Диплома III степени на финальном этапе Краевого форума «Научно-технический потенциал Сибири» в номинации «Техносалон».

Сама авиамодель была изготовлена в Красноярский СЮТ-2 под руководством педагога А. Н. Койстинена, а электроника в разработанной авторами структурной схеме – на оборудовании Технопарка «Кванториум».

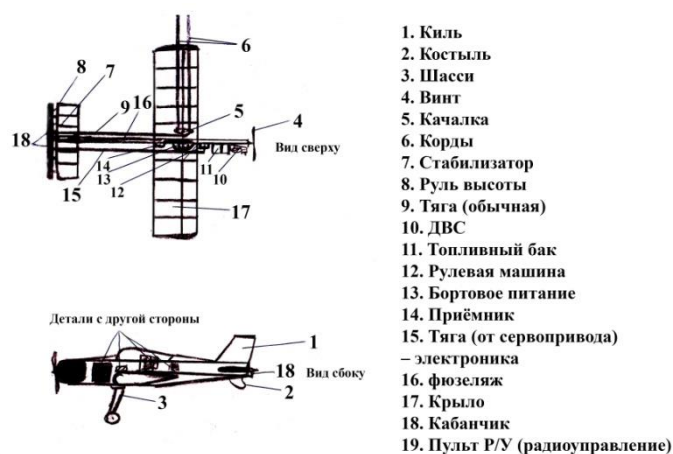


Рис. 2. Первый вариант авиамодели

Тогда автоматика на основе Arduino реагировала только на превышение нормального угла снижения авиамодели, определяемого акселерометром. Руль высоты был разделен на две половины, при этом внутренняя половина управлялась авиамodelистом, а внешняя – автоматикой, через две отдельные тяги. Когда угол наклона полета модели становился слишком большим (падение), автоматика поднимала внешнюю половину руля высоты, чтобы выровнять полет, а после выравнивания возвращала половину руля в горизонтальное положение.

### *Усовершенствованный вариант.*

Для повышения устойчивости авиамодели в полете были сделаны усовершенствования:

- качалка связана с потенциометром, а руль высоты поворачивается за счет сервопривода, при этом управление сервоприводом в нормальном режиме полета осуществляется за счет поворота качалки и потенциометра;

- сервопривод соединяется с рулем высоты и управляет его положением, для поворота сервопривода нужно повернуть качалку (и через нее потенциометр)

В результате не потребовалось разделять руль высоты на две половины. Тяга перенесена на внешнюю сторону авиамодели, так как именно на внешней стороне возможно расположить электронику.

Кроме акселерометра, в усовершенствованной электронике установлены высотомер и гироскоп, благодаря чему стало возможным выравнивать не только наклон, но и высоту полета.

**Экономический расчет.** Рассчитаем среднюю стоимость одной кордовой модели на примере нашей.

Базовый набор для учебной кордовой модели «Юниор» (PLM-1001M), в который входят не все комплектующие, стоит 1810 руб. С учетом дополнительных деталей, кроме двигателя, стоимость будет около 2000 руб. (среднестатистические данные Станций юных техников России). С двигателем (4500–5500 руб.) – около 7000 руб.

#### *Пошаговый расчет экономии.*

При тренировках начинающих спортсменов одна модель падает в среднем за 5 полетов. В среднем один ДВС выходит из строя за 3 падения (среднестатистические данные Российских станций юных техников).

Следовательно, ущерб за 15 полетов получится = 3 падения × 2000 руб. (стоимость модели без ДВС) + 1 падение × 5000 руб. (стоимость ДВС) = 11000 руб.

Стоимость одного полета (без автоматики) составляет 11000 руб.: 15 полетов ≈ 733 руб.

Планируемое снижение аварийности с использованием автоматики – около 5 раз (одно падение за 75 полетов). Ущерб за 75 полетов составляет: 3 падения × 2800 руб. (стоимость модели без ДВС с электроникой) + 1 падение × 5000 руб. (стоимость ДВС) = 13400 руб.

Стоимость одного полета (с автоматикой) составляет (13400 руб. / 75) ≈ 179 руб.

Таким образом, стоимость полета снижается на (733 руб. / 179 руб.) = 554 руб.

Экономия составляет 554 руб.: 733 руб. ≈ 75,6 %.

### **Заключение.**

1. В Правилах авиамodelьного спорта [2] не говорится прямо о том, возможна ли установка на авиамodelь дополнительных деталей. Кроме того, модель с этими деталями неизбежно будет несколько тяжелее. Однако ничто не препятствует использованию ее на тренировках, особенно начинающим спортсменам. Если такие модели поступят для применения на тренировках, то со временем они могут быть разрешены и для применения на официальных соревнованиях.

2. В перспективе возможно применение подобной автоматики и в других классах авиамodelей. При установке на авиамodelи классов F-3 (радиоуправляемые) и F-5 (с электродвигателем) [2] соответствующего оборудования из наборов Lego и Arduino они смогут выполнять интеллектуальные функции, например, мониторинг лесов, незаконных лесозаготовок и др. А это значительно дешевле, чем с помощью промышленных беспилотников.

### **Список литературы**

1. Альтшуллер, Г. С. Найти идею / Г. С. Альтшуллер. – М.: Альпина Бизнес Букс, 2015. – 404 с.
2. Правила вида спорта Авиамodelьный спорт (утв. Приказом Минспорта России от 01.02.2018 № 74). – [Электронный ресурс] – URL: <https://rulaws.ru/acts/Pravila-vida-sporta-aviamodelnyy-sport>.

## СОДЕРЖАНИЕ

Галеев Р.Г., Туров А.В., Черников Д.Ю. РАДИОТЕХНОЛОГИИ ОРГАНИЗАЦИИ СОЕДИНИТЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ ДЛЯ АВТОНОМНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСОВ .....	3
<b>Секция «РАДИОЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА НАВИГАЦИИ И СВЯЗИ»</b>	
Дисенов А.А., Коровин А.В., Левицкая Ю.С. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ И ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ФАЗОКОДОМАНИПУЛИРОВАННОЙ ПОМЕХИ, ВОЗДЕЙСТВУЮЩЕЙ НА НАВИГАЦИОННУЮ АППАРАТУРУ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ .....	11
Лопардин П.А., Феоктистов Д.С., Гарифуллин В.Ф., Бондаренко В.Н., Зуевская А.И. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПРОСТЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ НА ВОЗМОЖНОСТИ НАДЕЖНОГО УСТРАНЕНИЯ МНОГОЗНАЧНОСТИ ПОЛНЫХ ФАЗОВЫХ ЦИКЛОВ ДЛЯ РАЗНЫХ МЕТРИЧЕСКИХ ЧАСТОТ .....	17
Кузьмин Е.В. ВОЗМОЖНОСТИ ФУРЬЕ-ФИЛЬТРАЦИИ В НЕКОТОРЫХ ЗАДАЧАХ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ .....	22
Куличков К.А., Гребенников А.В., Сизасов С.В., Кудревич А.П., Попов А.А. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ КОМБИНИРОВАННОГО СИГНАЛА ЧАСТОТНО- ВРЕМЕННОЙ синхронизации ПРИ КАЛИБРОВКЕ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЯ .....	26
Дашкова А.К., Зандер Ф.В. ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАЗИТНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ РАДИОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА В УСЛОВИЯХ МЕГАПОЛИСА .....	31
Конев А.Н., Комаров А.А., Луферчик А.В. ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОВОГО ФОНА НА ВХОДЕ ПРИЕМНИКА СИСТЕМЫ БЛИЖНЕПОЛЬНОЙ МАГНИТНОЙ СВЯЗИ В ГОРОДСКИХ УСЛОВИЯХ .....	37
Яковлева Е.В., Фролова К.А., Гарифуллин В.Ф., Дашкова А.К., Зуевская А.И. ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ С ПОМОЩЬЮ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ .....	43
Верещагин А.Н., Тараненко А.Ю. МЕТОД ТЕРМОКОМПЕНСАЦИИ ПРИЕМНИКА НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ .....	47
Пичкалев А.В., Гребенников А.В. НАВЕДЕНИЕ ИМИТАЦИОННЫХ ПОМЕХ НА АППАРАТУРУ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ .....	52

Гладких Б.Н., Сажин В.И. О ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ ДАЛЬНОЙ ИОНОСФЕРНОЙ РАДИОСВЯЗИ.....	58
Бондаренко В.Н., Феоктистов Д.С., Гарифуллин В.Ф., Зуевская А.И. ПРИМЕНЕНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В МОРСКИХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ УВЧ-ДИАПАЗОНА .....	64
Луферчик П.В., Комаров А.А., Штро П.В. РАЗРАБОТКА АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ OFDM ДЛЯ ТРОПОСФЕРНОГО И РАДИОРЕЛЕЙНОГО КАНАЛА .....	68
Фролова К.А., Яковлева Е.В., Гарифуллин В.Ф., Зандер Ф.В., Зуевская А.И. РАЗРАБОТКА КОМПЛЕКСА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТРАЕКТОРИИ ДВИЖЕНИЯ ЧЕЛОВЕКА В ПОМЕЩЕНИИ.....	73
Луферчик П.В., Штро П.В., Конев А.Н. РАЗРАБОТКА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИ ЭФФЕКТИВНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ В ТРОПОСФЕРНОМ РАДИОКАНАЛЕ НА БАЗЕ OFDM-СИГНАЛОВ .....	77
Максименко Р.В., Ермолаев М.В., Марарескул Д.И. РАСЧЕТ КООРДИНАТ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ФАЗОВОГО ЦЕНТРА ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ .....	83
Куличков К.А., Гребенников А.В., Кондратьев А.С., Шаршавин П.В., Попов А.А. РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ ВЫСОКОТОЧНОЙ РЕЗЕРВИРУЕМОЙ СИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ ПО СИГНАЛАМ ГНСС .....	88
Креков С.Д., Беляев Б.А. ЦИФРОВОЙ ПЕРЕДАТЧИК БЛИЖНЕПОЛЬНОЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ.....	93
Черныш Д.Е. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЛОГАРИФМИЧЕСКОГО ДЕТЕКТОРА .....	100
<b>Секция «РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»</b>	
Патраков Н.Л., Рыкалин В.В., Сергиенко С.В., Сушкин И.Н., Худоногов Д.Ю. ИЗУЧЕНИЕ ФИЗИЧЕСКИХ ОСНОВ ПОСТАНОВКИ ПОМЕХ НА ОСНОВЕ SDR-ТЕХНОЛОГИЙ .....	107
Шайдуров Г.Я., Лой В.В., Когтин А.В. НАЗЕМНАЯ СИСТЕМА ПРИВЯЗКИ КООРДИНАТ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ В УСЛОВИЯХ СРЫВА КОСМИЧЕСКОЙ НАВИГАЦИИ.....	113
Малинкин В.Б., Сомов Е.В., Малинкин А.В. О ВОЗМОЖНОСТИ БОРЬБЫ С ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫМИ ЗАМИРАНИЯМИ И КОМПЕНСАЦИЯ СМЕЩЕНИЯ ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА В КАНАЛАХ РАДИОСВЯЗИ .....	121



Жгун А.В. ПОИСК ПУТЕЙ МОДЕРНИЗАЦИИ РЛС С ЦЕЛЬЮ УВЕЛИЧЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ .....	127
Патраков Н.Л., Рыкалин В.В., Сергиенко С.В., Сушкин И.Н., Худоногов Д.Ю. ПРИМЕНЕНИЕ SDR-ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ СИСТЕМ В РАДИОЛОКАЦИИ .....	132
Сушкин И.Н., Леусенко В.А., Сергиенко С.В. ПРИМЕНЕНИЕ СПУТНИКОВОГО НАВИГАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА В СОСТАВЕ КОМПЛЕКСА ЗАГОРИЗОНТНОЙ РЛС .....	137
Кликно Д.Д., Буравлева М.Э., Гладышев А.Б., Колупаев А.Ю. РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА МОДЕЛИРОВАНИЯ РЛС ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ .....	144
<b>Секция «ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ»</b>	
Гимадутдинов Р.М., Заленская М.К. АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ НА ТЕРРИТОРИИ РОССИИ ....	150
Блумберг Р.С., Сухотин В.В. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ НА ОПРЕДЕЛЕНИЕ УГЛОВОЙ КООРДИНАТЫ ПРИ ФАЗОВОМ МЕТОДЕ РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ .....	156
Поляк М.Г. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ПРИЕМ СИГНАЛОВ В ДОПЛЕРОВСКОМ КАНАЛЕ .....	162
Макаров Д.С., Харламов Д.В. МЕТОД ГНСС-РЕФЛЕКТОМЕТРИИ В ДИАПАЗОНЕ L1 ДЛЯ МОНИТОРИНГА СОСТОЯНИЯ ЛЕДОВОГО ПОКРОВА .....	169
Плыкин К.Р., Чурсина О.А., Пустошилов А.С., Валиханов М.М., Волошко Ю.Б. МИНИМИЗАЦИЯ ВРЕМЕНИ СБОРА АЛЬМАНАХА ПРИ РАЗЛИЧНОМ КОЛИЧЕСТВЕ КODOVЫХ СИГНАЛОВ СИСТЕМЫ ГЛОНАСС ДЛЯ ОРБИТАЛЬНОЙ ГРУППИРОВКИ ИЗ 24 КА .....	174
Юхманов А.Д., Зандер Ф.В. ОРГАНИЗАЦИЯ ОПТИЧЕСКИХ КАНАЛОВ СВЯЗИ МЕЖДУ КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ ГЛОНАСС.....	180
Мацур Г.А., Волошин А.С. РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО КОНТРОЛЯ ОСТАТОЧНОЙ ТОЛЩИНЫ МЕТАЛЛИЧЕСКОГО ПОЛОТНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛАЗЕРНЫХ ТРЕКЕРОВ.....	187
Захарков Ю.Н., Князева К.В., Верещагин А.Н. СПОСОБ ОЦЕНКИ ВЛИЯНИЯ МНОГОЛУЧЕВОСТИ НА ИЗМЕРЕНИЕ ПСЕВДОДАЛЬНОСТИ СТАЦИОНАРНЫМ ПРИЕМНИКОМ ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ С РАЗНОЙ ШИРИНОЙ СПЕКТРА .....	194

Телюков Л.С., Абдулхаков А.А., Глушков А.П., Верещагин А.Н. СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ РЕШЕНИЯ НАВИГАЦИОННО-ВРЕМЕННОЙ ЗАДАЧИ ПУТЕМ КОМПЕНСАЦИИ ТРОПОСФЕРЫ ПО ГРУППЕ МЕТЕОСТАНЦИЙ .....	200
Харламов Д.В., Макаров Д.С. РАДИОПРОСВЕЧИВАНИЕ ЛЕСА СИГНАЛАМИ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВ ДИАПАЗОН L1.....	205
Шагов А.В., Сухотин В.В. РАЗРАБОТКА КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ БОРТОВОГО РЕТРАНСЛЯТОРА С ЛИНЕЙНОЙ РЕТРАНСЛЯЦИЕЙ.....	210
<b>Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»</b>	
Соркин А.А., Саломатов Ю.П. ВОЛНОВОДНЫЕ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ НА ПОЛУВОЛНОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ СО ШЛЕЙФАМИ .....	216
Шумилов Т.Ю., Гергерт В.Ю., Шабанов Д.А., Бальва Я.Ф. ВЫСОКОСЕЛЕКТИВНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ДВОЙНЫХ СПИРАЛЬНЫХ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ .....	221
Завьялов Я.Б., Сержантов А.М. ВЫСОКОСЕЛЕКТИВНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ПАВ-РЕЗОНАТОРАХ .....	227
Ларьков А.А., Шумилов Т.Ю., Завьялов Я.Б., Подшивалов И.В., Грушевский Е.О. ВЫСОКОСЕЛЕКТИВНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ШПИЛЬКОВЫХ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ.....	231
Полигина А.Д., Таганов А.В., Саломатов Ю.П. ДВУХДИАПАЗОННЫЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ИЗЛУЧАЮЩИЙ ЭЛЕМЕНТ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК .....	237
Колесников А.А. ДИПОЛЬНАЯ АНТЕННА С ЦЕНТРАЛЬНО-КОНЦЕВЫМ ПИТАНИЕМ, ПИТАЕМАЯ ПРЯМОУГОЛЬНЫМ ВОЛНОВОДОМ.....	243
Панько В.С., Саломатов Ю.П., Феоктистов Д.С. ИССЛЕДОВАНИЕ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ГРУППОВОГО ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ РАЗБРОСА ПАРАМЕТРОВ НАГРУЗКИ .....	250
Соркин А.А., Саломатов Ю.П. КОМПАКТНЫЕ ПОЛОСНО ПРОПУСКАЮЩИЕ ВОЛНОВОДНЫЕ ФИЛЬТРЫ С ИНДУКТИВНЫМИ СВЯЗЯМИ С Е-ПЛОСКОСТНОЙ СИММЕТРИЕЙ И БЕЗ Е-ПЛОСКОСТНОЙ СИММЕТРИИ.....	257

Ромашкин Е.В., Муромцева Н.М. ЛЕЧЕНИЕ ОБМОРОЖЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ СВЧ-ОБОГРЕВА .....	263
Говорун И.В., Афонин А.О., Угрюмов А.В., Лексиков А.А., Боев Н.М. МАГНИТНЫЙ УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ .....	267
Панько В.С., Саломатов Ю.П., Баскова А.А. ОПТИМИЗАЦИЯ ФОРМЫ АНТЕННЫ В ВИДЕ КОНИЧЕСКОГО МОНОПОЛЯ .....	274
Сугак М.И., Любина Л.М., Костиков Г.А., Балландович С.В. ОЦЕНКА ФИДЕРНОГО КПД ЭЛЕКТРИЧЕСКИ МАЛЫХ АНТЕНН В РЕЖИМЕ ИЗЛУЧЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ .....	280
Живаев А.М. ПАРАМЕТРЫ, ВЛИЯЮЩИЕ НА РЕЗУЛЬТАТЫ СПИРАЛЬНОЙ АНТЕННЫ ГЛОНАСС .....	284
Воробьева Ю.В., Морозов Н.В., Крюков И.Г., Осипенко Т.С. РАСЧЕТ ШУМОВОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ БОРТОВЫХ АНТЕНН, РАСПОЛАГАЕМЫХ НА ПРОИЗВОЛЬНОЙ ОРБИТЕ .....	288
Соколов В.С., Степанов М.А. СИНТЕЗ ДВУХДИАПАЗОННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ МИМО 4 x 4 ДЛЯ СЕТЕЙ Wi-Fi.....	294
<b>Секция «ЭЛЕКТРОНИКА И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»</b>	
Великанов Д.А. АВТОМАТИЗАЦИЯ ЭПР-СПЕКТРОМЕТРА SE/X-2544 .....	300
Кузьмина Н.В., Савенков И.И., Буряков Т.В., Гаджиев В.А., Жалнин В.П. АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРОИЗВОДСТВА В РОССИЙСКОЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ.....	306
Иванов А.Б., Левицкий А.А., Маринушкин П.С., Масюгин А.Н., Поляков Д.И. ВЫБОР ВЕСОВЫХ ФУНКЦИЙ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ВСТРЕЧНО-ШТЫРЕВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ УСТРОЙСТВ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ..	313
Григорьев А.Г. ГРАФО-АНАЛИТИЧЕСКИЙ МЕТОД РАСЧЕТА СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ .....	320
Иванов А.Б., Левицкий А.А., Маринушкин П.С., Масюгин А.Н., Поляков Д.И. К ОЦЕНКЕ ВЛИЯНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ НА ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИЛЬТРОВ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ .....	324
Парошин Н.А., Юзова В.А. ПРЕОДОЛЕНИЕ ДИФРАКЦИОННОГО ПРЕДЕЛА В ОПТИКЕ С ПОМОЩЬЮ МЕТАМАТЕРИАЛА С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ ПОКАЗАТЕЛЕМ ПРЕЛОМЛЕНИЯ.....	331
Карлова Г.Ф., Егунов М.С., Белозерова Е.А. ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИЙ МОДУЛЬ КВЧ-ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ .....	336

Задорожный О.Ф., Давыдов В.Н. ПРИМЕНЕНИЕ КВАНТОВЫХ ЯМ КОМБИНИРОВАННОГО ПРОФИЛЯ С ЦЕЛЬЮ ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СВЕТОДИОДНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР .....	342
Клизубова Л.А. ПРИМЕНЕНИЕ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ОБРАБОТКИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ В БОРТОВОЙ АППАРАТУРЕ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ .....	347
Захаров Д. А. РАЗРАБОТКА АВТОМАТИЧЕСКОГО УСТРОЙСТВА ПОДАЧИ МИКРОПРОВОЛОКИ ДЛЯ УСТАНОВКИ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ СВАРКИ .....	351
Калинин Р.С., Левицкий А.А. РАЗРАБОТКА СТЕНДА ДЛЯ КАЛИБРОВКИ ДАТЧИКОВ УГЛОВЫХ СКОРОСТЕЙ.....	355
Засемков В.С. СОЗДАНИЕ ПРОИЗВОДСТВЕННОЙ ЛАБОРАТОРИИ ДЛЯ ФИЗИЧЕСКОЙ ВЕРИФИКАЦИИ ИС .....	360
Денисенко Д.Ю., Прокопенко Н.Н., Иванов Ю.И., Бугакова А.В. ФИЛЬТР НИЗКИХ ЧАСТОТ ПОДКЛАССА Sallen-Key С НЕЗАВИСИМОЙ ПОДСТРОЙКОЙ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ .....	364
<b>Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»</b>	
Федоров М.С., Орешенко Т.Г. ЗАЩИТА ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ ИМПУЛЬСНЫХ БЛОКОВ ПИТАНИЯ. АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ СОВРЕМЕННЫХ СТАНДАРТОВ.....	370
Бахтина В.А. МОДЕЛИРОВАНИЕ МЫШЕЧНОГО ОТКЛИКА В ОТВЕТ НА ЭЛЕКТРОСТИМУЛЯЦИЮ ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В КОРРЕКТИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ НА ОСНОВЕ ФЭС .....	375
Григоренко А.М., Зограф Ф.Г. МОДЕРНИЗАЦИЯ СТАНЦИИ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН .....	380
Новиков З.Б., Носкова Е.Е. ОБ ОДНОМ ПОДХОДЕ К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧИ КОМПОНОВКИ .....	384
Алдонин Г.М., Байкалов М.А., Иванов А.Е., Неретина А.А. ПОЛИФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ МОНИТОРИНГ ФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЧЕЛОВЕКА .....	390
Бахтина В.А. ПОРТАТИВНАЯ СИСТЕМА НА БАЗЕ АКСЕЛЕРОМЕТРА ДЛЯ РАЗГИБАНИЯ ВЕРХНЕЙ КОНЕЧНОСТИ.....	396

Новикова Н.В., Маринушкин П.С. РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИИ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО КОРРЕКТОРА ПОЛОЖЕНИЯ ВЕРХНЕЙ КОНЕЧНОСТИ.....	401
Есин А.Ю., Коцан Д.Ю. РАЗРАБОТКА МЕТОДА ВЫЧИСЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ОБЪЕКТА КОРОТКОФОКУСНЫМ ИЗМЕРИТЕЛЕМ.....	407
Савин Д.Р., Подорожняк С.А. РАЗРАБОТКА УСТАНОВКИ ХИМИЧЕСКОЙ МЕТАЛЛИЗАЦИИ С ВОЗДЕЙСТВИЕМ МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА ОСАЖДАЕМУЮ ПЛЕНКУ .....	413
Гольцев А.А., Гаипов К.Э. РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ГЕНЕРАЦИИ ОЗОНА С ДИСТАНЦИОННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ .....	417
Ситников А.А., Левицкий А.А. РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПОЛОЖЕНИЯ И ЭЛЕКТРОСТИМУЛЯЦИИ ВЕРХНЕЙ КОНЕЧНОСТИ ЧЕЛОВЕКА.....	422
Дербеко В.М., Подорожняк С.А. РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ЗАХВАТА И ПЕРЕМЕЩЕНИЯ ПОДЛОЖЕК ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА.....	428
Кремер Е.А., Пантеев Д.Г., Бахтина В.А. СТЕНД ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ ПО ИССЛЕДОВАНИЮ УДЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ТВЕРДЫХ ПРОВОДНИКОВ .....	432
Баженова Е.С., Кесель Л.Г. ТРАЕКТОРИИ ПОТОКОВ МНОГОХОДОВЫХ МОД В РЕЗОНАТОРЕ КОАКСИАЛЬНОГО СО2-ЛАЗЕРА .....	437
Есин А.Ю., Буравлева М.Э. ТРЕНАЖЕР ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ НАВЫКОВ ВЛАДЕНИЯ ШАЙБОЙ У ХОККЕИСТОВ ...	442
Клешнина С.А., Горчаковский А.А., Бурмитских А.В., Подшивалов И.В. УСТАНОВКА АВТОМАТИЧЕСКОЙ НАМОТКИ КАТУШЕК ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА ФЕРРОМЕТРА.....	447
<b>Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СЕТИ»</b>	
Войтов С.О. АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ О МЕСТОПОЛОЖЕНИИ АБОНЕНТОВ В «ГОСТЕВОЙ» СЕТИ СЛУЖЕБНОЙ РАДИОСВЯЗИ .....	454

Костерев М.С., Черников Д.Ю. ВАРИАНТЫ РЕАЛИЗАЦИИ КАНАЛОВ СВЯЗИ WI-FI С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИЙ СЛУЖЕБНОЙ РАДИОСВЯЗИ .....	459
А.С. Селиванов, Д.Ю. Коцан, Д.Ю. Черников. ГЕОЛОКАЦИЯ АБОНЕНТОВ СИСТЕМ СЛУЖЕБНОЙ РАДИОСВЯЗИ СРЕДСТВАМИ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ .....	464
Драгунова А.А., Черников Д.Ю., Гарифулин В.Ф., Колесников П.Г. ИСПЫТАНИЯ АВТОНОМНОГО ПЕРЕДВИЖНОГО КОМПЛЕКСА УПРАВЛЕНИЯ, ИСПОЛЬЗУЕМОГО ДЛЯ ТУШЕНИЯ ЛЕСНЫХ ПОЖАРОВ .....	470
Алфеев Р.А., Заленская М.К. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ УСТРОЙСТВ NB-IoT .....	476
Канарик А.С., Черников Д.Ю. ИССЛЕДОВАНИЕ ТРАФИКА VoIP SIP ТЕЛЕФОННЫХ СИСТЕМ .....	482
Серебрякова А.С., Заленская М.К. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МОДЕЛИ СЕТИ ПОДКЛЮЧЕНИЯ СИСТЕМ ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ .....	487
Смирнов Д.В., Крикунов И.Л., Гаипов К.Э. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОПТИМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ .....	493
Пустогачев А.С. ОСОБЕННОСТИ РАДИОИНТЕРФЕЙСА ПАКЕТНОЙ СЕТИ СТАНДАРТА WI-FI 6 .....	499
Селиванов А.С., Зеленков Н.С., Черников Д.Ю. ОЦЕНКА ИНТЕНСИВНОСТИ СИГНАЛОВ В INDOOR-СЕТИ WI-FI ДИАПАЗОНА .....	505
Гаипов К.Э., Демичев М.С., Файзулин Р.Ф., Демичева А.А. ОЦЕНКА СТЕПЕНИ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ МНОГОПРОДУКТОВЫХ ПОТОКОВ В СРЕДЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ GPSS WORLD .....	509
Цыпцова А.В., Черников Д.Ю. ПРАКТИКА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ SOFTSWITCH ASTERISK/FreePBX В СРЕДЕ ВИРТУАЛЬНЫХ МАШИН .....	513
Михайленко Я.В. ПРОЕКТ МОДЕРНИЗАЦИИ ПОДСИСТЕМЫ ИСУЭ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ КОМПАНИИ ПУТЕМ ОРГАНИЗАЦИИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ VPN НА ОПОРНОЙ СЕТИ ОПЕРАТОРА СОТОВОЙ СВЯЗИ .....	518
Зимин А.В., Морунев Д.С., Черниговский А.О., Гаипов К.Э. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ТРАФИКА С УЧЕТОМ ПОТЕРЬ ПРИ ПОМОЩИ УЗЛОВОГО МЕТОДА .....	523

Забродин М.Е.  
СРЕДСТВА ИНДИВИДУАЛЬНОЙ ЗАЩИТЫ В УСЛОВИЯХ ЛАВИННОЙ АКТИВНОСТИ ..... 529

**Секция «ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ»**

Бурмитских А.В., Клешнина С.А., Креков С.Д.  
ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТОИМПЕДАНСА ТОНКИХ ПЛЕНОК ПРИ ФЕРРОМАГНИТНОМ  
РЕЗОНАНСЕ ..... 534

Анисимов И.О., Патрин Г.С.  
МАГНИТНЫЕ СВОЙСТВА ТРЕХСЛОЙНЫХ ПЛЕНОК  $Pu/VxOz/Pu$  ..... 539

Комогорцев С.В., Кузнецова А.А., Клешнина С.А., Свалов А.В., Лепаловский В.Н.  
ПОДХОДЫ К ИЗУЧЕНИЮ ПЕРПЕНДИКУЛЯРНОЙ МАГНИТНОЙ АНИЗОТРОПИИ  
В МАГНИТНЫХ ПЛЕНКАХ..... 543

Дыкина Л.А., Малыхин А.Ю., Панич А.А., Скрылев А.В.  
ПРИМЕНЕНИЕ СОВРЕМЕННЫХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ МАТЕРИАЛОВ  
В ПЬЕЗОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ..... 548

Васильев Е.Н.  
ПРИМЕНЕНИЕ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МОДУЛЕЙ ПЕЛЬТЬЕ ДЛЯ ОХЛАЖДЕНИЯ  
ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ..... 555

Турчин П.П., Бурков С.И., Турчин В.И., Семишин Е.И.  
ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ИТТРИЕВЫХ И ГОЛЬМИЕВЫХ  
АЛЮМОБОРАТОВ ..... 560

**Секция «ADVANCED TRENDS IN RADIOELECTRONICS, TELECOMMUNICATION  
AND ENGINEERING (ДОКЛАДЫ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ)»**

Paroshin N.A., Alekseenko I.V. (language advisor)  
APPLICATION OF METAMATERIALS WITH NEGATIVE DIELECTRIC AND MAGNETIC  
PERMITTIVITY ..... 565

Dheyab O.A., AL-Obaidi S.S., Chernikov D.Y. (scientific supervisor).  
BER COMPARISON OF OFDM FOR DIFFERENT ORDER TYPES OF PSK AND QAM  
WITH AND WITHOUT USING LDPC..... 570

Shcheglov V.I., Grebennikov A.V., Kudrevich A.P., Sizasov S.V.,  
Tarmaeva V.I. (language Supervisor)  
BINARY ALLOY SPINODAL DECOMPOSITION ..... 580

Chumichkin A.V., Alekseenko I.V. (language advisor), Podorozhnyak S.A. (scientific supervisor)  
DEVELOPMENT OF AN AIR PURIFICATION AND COOLING SYSTEM FOR PROCESS  
EQUIPMENT ..... 584

Derbeko V. M., Podorozhnyak S.A. (scientific supervisor), Alekseenko I.V. (language advisor)  
DEVELOPMENT OF A DEVICE FOR CAPTURING AND MOVING SUBSTRATES  
FOR AN AUTOMATED TECHNOLOGICAL COMPLEX..... 587

Manelyuk S.E., Moskalev A.K. (scientific supervisor), Alekseenko I.V. (language advisor) DEVELOPMENT OF AN ULTRAVIOLET FILTER FOR RESPIRATORS .....	591
Enkova E.O., Latynina E.S. (language supervisor) DIGITAL TWIN AND ITS IMPLEMENTATION IN PHYSICS AND ENGINEERING .....	594
Yukhmanov A.D., Zander F.V., Tarmaeva V.I. (language supervisor) ESTABLISHMENT OF OPTICAL LINKS BETWEEN GLONASS SATELLITES .....	600
Dorzhiyeva O.A., Menshutina P.Y., Kokorina S.V. (language supervisor) INTRODUCING OF ELECTRIC VEHICLES TO THE CITY OF KRASNOYARSK BASED ON THE EXPERIENCE OF EUROPEAN COUNTRIESi .....	607
Lesnoy M.A., Krakhalev M.N., (scientific supervisor), Alekseenko I.V. (language adviser) INVESTIGATION OF CHOLESTERIC LIQUID CRYSTALS WITH TANGENTIAL-CONICAL BOUNDARY CONDITIONS .....	612
Surzhikova D.P., Slyusareva E.A. MODELING THE EFFECT OF TEMPERATURE ON THE SENSORY PROPERTIES OF FLUORESC EIN IN A BROAD pH RANGE.....	616
D.A. Pykhtin NANOSTRUCTURED LIGHT-SENSITIVE LAYER FOR ORGANIC SOLAR CELLS BASED ON TAMM PLASMON-POLARITON .....	621
Kiselev I.A., Sokolov M.M., Pyatnov M.V. (scientific supervisor), Andyuseva V.G. (language advisor) NUMERICAL CALCULATION OF EFFECTIVE REFRACTIVE INDICES FOR PHOTONIC CRYSLTAL MADE FROM ANODIZED ALUMINUM .....	625
Rakhimov M.M., Tarmaeva V.I. (language supervisor) OPTIMIZATION OF THE DEMULSIFIER DOSAGE AND SEARCH FOR PRESCRIPTION SOLUTIONS FOR THE ECONOMIC EFFECT ON OIL TREATMENT PLANTS NO. 2 OF THE OIL PREPARATION AND PUMPING SHOP .....	628
Teslin D.M., Lysyannikov A.V., Sergienko N.E., Vaizenberg D.A., Tarmaeva V.I. (language supervisor) PROSPECTS FOR AUTOMATIC CONTROL SYSTEMS FOR ROAD-BUILDING EQUIPMENT .....	633
Garifullin V.F., Zuevskaya A.I., Tarmaeva V.I. (language supervisor) RESEARCH OF THE RECEIVING MODULE OF PHASE MEASUREMENTS BASED ON A NAVIGATION SIGNAL.....	637
Petukhova A.G., Psareva N.V., Kokorina S.V. (language supervisor) SOCIAL MEDIA IMPACT ON BUSINESS .....	641



Nedelin S.V., Zolotovskiy N.A., Alekseenko I.V. (language advisor), Pankin P.S.,  
Tambasov I.A. (scientific supervisor), Timofeev I.V.  
SYNTHESIS AND OPTICAL CHARACTERISTICS OF A TIO<sub>2</sub>/SIO<sub>2</sub> PHOTONIC CRYSTAL ..... 646

Brenzovich S.I., Kritsky D.S., Kokorina S.V. (language supervisor)  
TALKING GLOVE ..... 650

Tajibaeva V.A., Pupkova M.A., Kokorina S.V. (language supervisor)  
THE NEED TO PUT INTO OPERATION SOFTWARE SYSTEMS FOR TRACKING  
THE LEVEL OF HUMAN FATIGUE ..... 654

Yanovskaya A.A., Kokorina S.V. (language supervisor)  
VIRTUAL REALITY IN TOURISM ..... 660

**Секция «НАУЧНАЯ РАБОТА ШКОЛЬНИКОВ В ОБЛАСТИ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ  
(ШКОЛА В РАМКАХ КОНФЕРЕНЦИИ)»**

Юдасин Л.А., Погребная Т.В. (руководитель), Козлов А.В. (научный руководитель)  
ПОДВИЖНЫЙ КИБЕРСПОРТ ..... 664

Рубцов Р.А., Бондарь А.Э.  
РАЗРАБОТКА ОПТОЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ ДОСТУПА ..... 669

Корнилин Т.С.  
СИСТЕМА РАСПОЗНАВАНИЯ НОМЕРОВ ВАГОНОВ ..... 673

Зеликов А.В., Сидоркина А.А., Погребная Т.В. (руководитель),  
Козлов А.В. (научный руководитель)  
«УМНАЯ» КОРДОВАЯ МОДЕЛЬ САМОЛЕТА ..... 681

Научное издание

# СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Материалы XXIII Всероссийской научно-технической конференции  
с международным участием,  
посвященной 127-й годовщине Дня радио

Красноярск, 11–14 мая 2022 г.

Редактор *Л. В. Гришаева*  
Компьютерная верстка *И. В. Владимирова*

Иллюстрация с обложки: Designed by rawpixel.com / Freepik

Подписано в печать 30.09.2022. Печать плоская. Формат 60×84/16  
Бумага офсетная. Усл. печ. л. 40,7. Тираж 100 экз. Заказ № 16875

Библиотечно-издательский комплекс  
Сибирского федерального университета  
660041, Красноярск, пр. Свободный, 82а  
Тел. (391) 206-26-16; <http://bik.sfu-kras.ru>  
E-mail: [publishing\\_house@sfu-kras.ru](mailto:publishing_house@sfu-kras.ru)

**Для заметок**

**Для заметок**