

## 15-Радиофизика

Абрамова Елена Геннадьевна, аспирант  
Омск, Омский государственный университет, физический  
**Многослойные технологии реализации перспективных СВЧ устройств**  
Струнин Владимир Иванович, д.ф.-м.н.  
e-mail: [abramova87@gmail.com](mailto:abramova87@gmail.com) стр. 532

Аргунов Вячеслав Валерьевич, 5 курс  
Якутск, Якутский государственный университет, радиотехнический  
**Эффект землетрясений в сигналах атмосфериков**  
Муллаяров Виктор Арсланович, к.ф.-м.н.  
e-mail: [argunovVv@mail.ru](mailto:argunovVv@mail.ru) стр. 533

Артемьева Елена Семеновна, аспирант  
Якутск, Якутский государственный университет, физико-технический институт  
**Математическое моделирование грозových перенапряжений в линиях передач в условиях многолетней мерзлоты, с учетом поля заряда в слоистой среде**  
Григорьев Ю.М., д.ф.-м.н.  
e-mail: [artemjeva\\_lena@mail.ru](mailto:artemjeva_lena@mail.ru) стр. 535

Аткин Игорь Сергеевич, 4 курс  
Волгоград, Волгоградский государственный университет, физики и телекоммуникаций  
**Повышение точности ЧМ-дальномера дополнительной обработкой сигнала биений**  
Захарченко Владимир Дмитриевич, д.т.н.  
e-mail: [BigDad-89@yandex.ru](mailto:BigDad-89@yandex.ru) стр. 536

Афанасьев Павел Олегович, магистрант 2 года обучения  
Ростов-на-Дону, Южный федеральный университет, физический  
**Разработка миниатюрной планарной антенны с вертикальной поляризацией**  
Мануилов Михаил Борисович, д.ф.-м.н.  
e-mail: [pafanasyev2009@yandex.ru](mailto:pafanasyev2009@yandex.ru) стр. 538

Бабинович Андрей Николаевич, 4 курс  
Томск, Томский государственный университет, радиофизический  
**Установка для измерения параметров радиопоглощающих материалов**  
Доценко Ольга Александровна, к.ф.-м.н.  
e-mail: [YX\\_TBL\\_@SIBMAIL.COM](mailto:YX_TBL_@SIBMAIL.COM) стр. 539

Башлыков Александр Константинович, 4 курс  
Томск, Томский государственный университет, радиофизический  
**Прямоугольные волноводы с поперечно-неоднородным бизотропным и гиротропным заполнением**  
Мещеряков Владимир Алексеевич, к.ф.-м.н.  
e-mail: [divine@sibmail.com](mailto:divine@sibmail.com) стр. 541

Бондаренко Александр Сергеевич, 5 курс  
Волгоград, Волгоградский государственный университет, физики и телекоммуникаций  
**Моделирование обратного рассеяния радиоволн на телах сложной формы**  
Захарченко Владимир Дмитриевич, д.т.н.  
e-mail: [iAlexBond@gmail.com](mailto:iAlexBond@gmail.com) стр. 542

Буланцев Сергей Сергеевич, 6 курс  
Волгоград, Волгоградский государственный технический университет, электроники и вычислительной техники  
**Влияние неоднородного поля на группировку потока в пространстве взаимодействия**  
Шейн Александр Георгиевич, д.ф.-м.н.  
e-mail: [serga\\_hardrock@mail.ru](mailto:serga_hardrock@mail.ru) стр. 544

Верстаков Евгений Васильевич, ассистент  
Волгоград, Волгоградский государственный университет, математики и информационных технологий  
**Способ повышения точности разложения сигналов методом Прони на ограниченном интервале наблюдения**

Захарченко Владимир Дмитриевич, д.т.н.  
e-mail: [verstakov-ev@rambler.ru](mailto:verstakov-ev@rambler.ru) стр. 545

Галиакберова Лиана Альбертовна, магистрант 2 года обучения  
Уфа, Башкирский государственный университет, физический  
**Иницирование бегущих температурных волн при нагреве слоистых движущихся сред электромагнитными волнами**

Хабибуллин Ильдус Лутфурахманович, д.ф.-м.н.  
e-mail: [nachalnika-gla@mail.ru](mailto:nachalnika-gla@mail.ru) стр. 547

Гордеев Алексей Юрьевич, 6 курс  
Волгоград, Волгоградский государственный университет, физики и телекоммуникаций  
**Модернизация алгоритма для адаптивной БИХ-фильтрации**

Никитин Андрей Викторович, к.ф.-м.н.  
e-mail: [alurgor2008@yandex.ru](mailto:alurgor2008@yandex.ru) стр. 548

Дианов Михаил Юрьевич, 4 курс  
Сыктывкар, Сыктывкарский государственный университет, физико-технический  
**Моделирование ВЧ и СВЧ магнитоупругих взаимодействий в трехслойной структуре**

Власов Владимир Сергеевич, к.ф.-м.н.  
e-mail: [DianovMY@yandex.ru](mailto:DianovMY@yandex.ru) стр. 550

Емельянов Евгений Витальевич, аспирант 1 года обучения  
Томск, Томский государственный университет, радиофизический  
**Установка для измерения влажности листовых диэлектриков (суховесовой и радиофизический метод)**

Дунаевский Григорий Ефимович, д.т.н.  
e-mail: [resonans@inbox.ru](mailto:resonans@inbox.ru) стр. 551

Запасной Андрей Сергеевич, 6 курс  
Томск, Томский государственный университет, радиофизический  
**Интерференционные потоки энергии в модели комбинированной антенны**

Беличенко Виктор Петрович, к.ф.-м.н.  
e-mail: [zas\\_rff@sibmail.com](mailto:zas_rff@sibmail.com) стр. 553

Захарченко Сергей Владимирович, аспирант  
Волгоград, Волгоградский государственный технический университет, электроники и вычислительной техники  
**Моделирование сильноточных релятивистских электронных потоков без применения сеточных методов**

Шеин Александр Георгиевич, д.ф.-м.н.  
e-mail: [doublef-ctm@yandex.ru](mailto:doublef-ctm@yandex.ru) стр. 554

Зотов Илья Станиславович, аспирант  
Челябинск, Челябинский государственный университет, физический  
**Радиопоглощающие покрытие на основе электромагнитного кристалла и анизотропного композита**

Бычков Игорь Валерьевич, д.ф.-м.н.  
e-mail: [zotovis@mail.ru](mailto:zotovis@mail.ru) стр. 556

Исаков Никита Александрович, 4 курс  
Волжский, Волгоградский государственный технический университет, электроники и вычислительной техники  
**Исследование спектральных характеристик релятивистских электронных потоков**

Ковтун Дмитрий Григорьевич, к.ф.-м.н.  
e-mail: [Isakov\\_nikita@list.ru](mailto:Isakov_nikita@list.ru) стр. 557

Исянчурин Ильнур Ильдарович, аспирант 1 года обучения  
Уфа, Башкирский государственный университет, физический  
**Разработка динамических индукционных преобразователей для измерения напряженности электрических полей**

Сушко Борис Константинович, д.т.н.  
e-mail: [ilnur1307@mail.ru](mailto:ilnur1307@mail.ru) стр. 558

Касаев Алексей Сергеевич, м.н.с.  
Новосибирск, Институт ядерной физики им. Г.И. Будкера СО РАН, лаб. 5-0  
**Применение высоковольтных наносекундных импульсов для дезинтеграции биологических объектов**

Подгорный Федор Владимирович,  
e-mail: [lx11101@mail.ru](mailto:lx11101@mail.ru) стр. 560

Квочкин Андрей Ильич, 6 курс  
Волгоград, Волгоградский государственный университет, физики и телекоммуникаций  
**Анализатор спектров шумоподобных сигналов на базе ПЛИС**

Никитин Андрей Викторович, к.ф.-м.н.  
e-mail: [akvochkin@volsu.ru](mailto:akvochkin@volsu.ru) стр. 561

Книжин Сергей Игоревич, 5 курс  
Иркутск, Иркутский государственный университет, физический  
**Моделирование сверх-френелевского разрешения: случай сильных флуктуаций фазы**

Тинин Михаил Валентинович, д.ф.-м.н.  
e-mail: [sergeiknizhin@mail.ru](mailto:sergeiknizhin@mail.ru) стр. 562

Кобликов Артем Александрович, аспирант  
Москва, Московский государственный университет им. М.В.Ломоносова, физический  
**Анализ и синтез антенных решеток с фрактальными характеристиками излучения**

Боголюбов Александр Николаевич, д.ф.-м.н.  
e-mail: [koblikovaa@gmail.com](mailto:koblikovaa@gmail.com) стр. 564

Корсаков Алексей Анатольевич, м.н.с.  
Якутск, Институт космофизических исследований и астрономии СО РАН  
**Вариации параметров сигналов СДВ радиостанций и шумового фона ОНЧ-диапазона во время солнечной вспышки 7 февраля 2010 года**

Козлов Владимир Ильич, к.ф.-м.н.  
e-mail: [korsakov84@yandex.ru](mailto:korsakov84@yandex.ru) стр. 565

Кравченя Павел Дмитриевич, 5 курс  
Волгоград, Волгоградский государственный технический университет, электроники и вычислительной техники  
**Динамика релятивистских электронных потоков, распространяющихся в скрещенных полях в ограниченной области**

Шейн Александр Георгиевич, д.ф.-м.н.  
e-mail: [kpd\\_@mail.ru](mailto:kpd_@mail.ru) стр. 567

Круглов Вячеслав Павлович, 3 курс  
Саратов, Саратовский государственный университет, нелинейных процессов  
**Аттрактор типа Смейла - Вильямса в кольцевой неавтономной системе**

Кузнецов Сергей Петрович, д.ф.-м.н.  
e-mail: [kruglovyacheslav@gmail.com](mailto:kruglovyacheslav@gmail.com) стр. 568

Кулешов Григорий Евгеньевич, аспирант 1 года обучения  
Томск, Томский государственный университет, радиофизический  
**Применение статистического метода моментов для расчета электромагнитных параметров материалов с большими потерями**

Суслеяев Валентин Иванович, к.ф.-м.н.  
e-mail: [grigorij-ke@sibmail.com](mailto:grigorij-ke@sibmail.com) стр. 570

Майборода Илья Олегович, 5 курс  
Томск, Томский государственный университет, радиофизический  
**Режимы работы автогенератора с дополнительным контуром при реактивной связи контуров**  
Майдановский Артур Сергеевич, к.ф.-м.н.  
e-mail: [Mio10@sibmail.com](mailto:Mio10@sibmail.com) стр. 571

Марварова Дина Ринатовна, 5 курс  
Уфа, Башкирский государственный университет, физический  
**Моделирование и исследование многоканальной DWDM системы с EDFA и рамановским усилителями**  
Лопатюк Алена Викторовна,  
e-mail: [dina080587@mail.ru](mailto:dina080587@mail.ru) стр. 573

Новиков Роман Алексеевич, 4 курс  
Хабаровск, Дальневосточный государственный университет путей сообщения, естественно-научный институт  
**Использование транзистора в лавинном режиме для генерации широкополосных импульсов**  
Окишев Константин Николаевич, к.ф.-м.н.  
e-mail: [champ891@mail.ru](mailto:champ891@mail.ru) стр. 574

Огарь Андрей Сергеевич, аспирант 3 года обучения  
Ростов-на-Дону, Южный федеральный университет, физический  
Экспериментальная оценка долгосрочной и кратковременной стабильности характеристик ВЧ канала  
Барабашов Борис Григорьевич, д.т.н.  
e-mail: [androgar@yandex.ru](mailto:androgar@yandex.ru) стр. 576

Павлова Александра Андреевна, аспирант  
Томск, Томский государственный университет, радиофизический  
**Исследование изменения времени релаксации воды, подвергнутой воздействию устройства МАУТ**  
Суслев Валентин Иванович, к.ф.-м.н.  
e-mail: [Ray\\_of\\_light@sibmail.com](mailto:Ray_of_light@sibmail.com) стр. 578

Пак Олег Викторович, магистрант 2 года обучения  
Волгоград, Волгоградский государственный университет, Физики и телекоммуникаций  
**Моделирование радиоимпульсного стробоскопического преобразователя**  
Захарченко Владимир Дмитриевич, д.т.н.  
e-mail: [oleg.pak@volsu.ru](mailto:oleg.pak@volsu.ru) стр. 579

Перченко Сергей Владимирович, 6 курс  
Волгоград, Волгоградский государственный университет, физики и телекоммуникаций  
**Нановольтметр**  
Игнатъев Вячеслав Константинович, д.ф.-м.н.  
e-mail: [sergrf1104@mail.ru](mailto:sergrf1104@mail.ru) стр. 581

Подгорецкий Владимир Владимирович, 5 курс  
Омск, Омский государственный университет, физический  
Измерение комплексной диэлектрической проницаемости почв на СВЧ в широком температурном диапазоне  
Кривальцевич Сергей Викторович, к.ф.-м.н.  
e-mail: [r-a-v-e-n@bk.ru](mailto:r-a-v-e-n@bk.ru) стр. 582

Синельников Михаил Юрьевич, магистрант 1 года обучения  
Ростов-на-Дону, Южный федеральный университет, физический  
**Компактная планарная антенная решетка с высоким коэффициентом усиления для беспроводных сетей связи**  
Мануилов Михаил Борисович, д.ф.-м.н.  
e-mail: [mihail.sin@gmail.com](mailto:mihail.sin@gmail.com) стр. 584

Снигур Алексей Александрович, 6 курс  
Волгоград, Волгоградский государственный технический университет, электроники и вычислительной техники  
**Спектр магнетрона при наличии модуляции**  
Шейн Александр Георгиевич, д.ф.-м.н.  
e-mail: [lis-pm@mail.ru](mailto:lis-pm@mail.ru) стр. 585

Соколов Виталий Васильевич, 5 курс  
Томск, Томский государственный университет, радиофизический  
**Отражающие свойства композиционных материалов на основе многостенных углеродных нанотрубок на микроволнах**

Доценко Ольга Александровна, к.ф.-м.н.  
e-mail: [SokolovVV@sibmail.com](mailto:SokolovVV@sibmail.com) стр. 586

Станкевич Дмитрий Александрович, 6 курс  
Волгоград, Волгоградский государственный университет, физики и телекоммуникаций  
**Холловский дефектоскоп**

Игнатьев Вячеслав Константинович, д.ф.-м.н.  
e-mail: [dimon50002004@ya.ru](mailto:dimon50002004@ya.ru) стр. 588

Ступацкий Олег Иванович, 4 курс  
Волгоград, Волгоградский государственный университет, физики и телекоммуникаций  
**Спектральное разрешение двумерных частот методом Прони**

Захарченко Владимир Дмитриевич, д.т.н.  
e-mail: [olgerd89@yandex.ru](mailto:olgerd89@yandex.ru) стр. 590

Тараканова Мария Владимировна, аспирант 1 года обучения  
Нижний Новгород, Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, радиофизический  
**Оценка коэффициента диффузии винеровского случайного процесса с равномерным сносом**

Саичев Александр Иванович, д.ф.-м.н.  
e-mail: [martenok86@mail.ru](mailto:martenok86@mail.ru) стр. 591

Тимофеев Лев Владиславович, 5 курс  
Якутск, Якутский государственный университет, физико-технический институт  
**Вариации интенсивности космических лучей во время возмущений электрического поля атмосферы**

Козлов Владимир Ильич, к.ф.-м.н.  
e-mail: [bananasheaven@yandex.ru](mailto:bananasheaven@yandex.ru) стр. 593

Толстолуцкая Елена Сергеевна, 6 курс  
Батайск, Южный федеральный университет, физический  
**Моделирование фотошаблонов и исследование способов повышения разрешения на слое фоторезиста**

Лерер Александр Михайлович, д.ф.-м.н.  
e-mail: [e\\_tolstolutskaya@mail.ru](mailto:e_tolstolutskaya@mail.ru) стр. 594

Трушин Арсений Сергеевич, ассистент  
Москва, Московский государственный университет им. М.В.Ломоносова, физический  
**Поверхностное возбуждение объёмных волн в ниобате лития**

e-mail: [a.trushin@physics.msu.ru](mailto:a.trushin@physics.msu.ru) стр. 595

Чинь Тхай Куанг, 4 курс  
Ростов-на-Дону, Южный федеральный университет, физический  
**Особенности поведения полного электронного содержания и их отражение в модели ионосферы**

Мальцева Ольга Алексеевна, д.ф.-м.н.  
e-mail: [thai\\_tq@mail.ru](mailto:thai_tq@mail.ru) стр. 596

## Применение технологии LTCC при разработке направленного ответвителя СВЧ диапазона

Абрамова Елена Геннадьевна

Омский государственный университет им. Ф. М. Достоевского

Струнин Владимир Иванович, д.ф.-м.н.

[abramova87@gmail.com](mailto:abramova87@gmail.com)

В настоящий момент при проектировании и реализации приемо-передающих устройств диапазона СВЧ нашли широкое применение так называемые многослойные технологии. Многослойные технологии широко применяются во всевозможных малогабаритных СВЧ приёмо-передатчиках: мобильных телефонах, навигаторах GPRS, устройствах Bluetooth.

Широкое распространение получила гибридная технология многослойных интегральных схем (ИС) СВЧ на основе керамики с низкой температурой обжига (КНТО). В зарубежных изданиях такой материал получил название Low Temperature Cofired Ceramics (LTCC). В технологии изготовления многослойных ИС на КНТО можно выделить два процесса: изготовление керамических листов и изготовление многослойных структур на их основе [1].

Рассмотрим частный пример из нашей практики, при помощи которого можно проиллюстрировать преимущества многослойной технологии.

Ниже (рис.1) показаны типичные характеристики простейшего направленного ответвителя (НО) с уровнем ответвления около 6 дБ, выполненного на несимметричной полосковой линии (НПЛ).

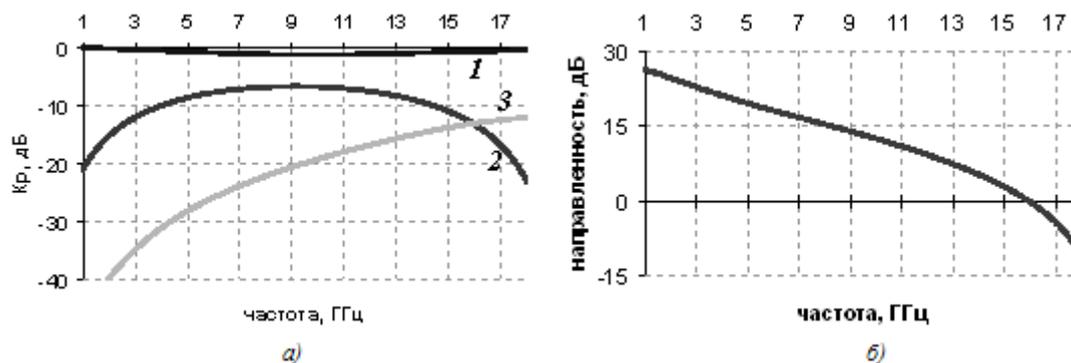


рис.1 Характеристики НО, выполненного на НПЛ.

а) АЧХ НО: 1 – АЧХ прямого плеча НО, 2 – АЧХ ответвленного плеча НО, 3 – АЧХ развязанного плеча НО.

б) Частотная зависимость направленности НО

Как можно видеть, наряду с низкой направленностью, точнее говоря с полным её отсутствием начиная с определённых частот, такой НО имеет узкий диапазон рабочих частот. Сделать НО более широкополосным можно только за счёт увеличения количества областей связи: до 3-х, 5-ти, 7-ю и т.д. Однако увеличивать до бесконечности количество областей связи нельзя, поскольку здесь возникает проблема так называемого «разбега волн». На входе НО распространяющаяся в несимметричной полосковой линии волна в области связи «разваливается» на две волны: чётную и нечётную. Волна четного типа главным образом распространяется в среде диэлектрика с относительно высокой диэлектрической проницаемостью. Волна нечётно типа распространяется главным образом в воздухе с диэлектрической проницаемостью около единицы. Поэтому нечётный тип волны распространяется быстрее чётного типа волны.

Наиболее очевидный способ решения данной проблемы - это переход на симметричные полосковые линии передачи (СПЛ), реализация которых предполагает использование технологии LTCC. В этом случае оба типа волн будут распространяться в одинаковых средах с практически одинаковыми скоростями. Поэтому, при использовании СПЛ количество областей связи в НО может быть очень большим, что, в свою очередь, позволит реализовать сверхширокополосные НО. Положительный эффект от замены НПЛ на СПЛ будет усилен, если при реализации НО будут использоваться не торцевые, а фронтальные связи между связанными линиями, размещёнными друг над другом (рис.2). Эффект от такой замены проиллюстрирован на рис. 3.

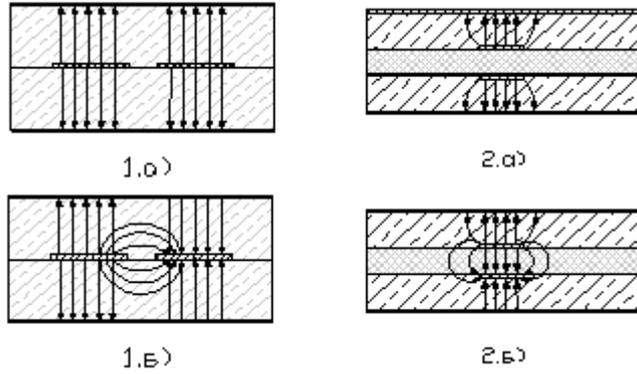


рис.2 Поперечное сечение связанных симметричных полосковых линий 1 - с торцевой связью: а) структура электрического поля волны четного типа, б) структура электрического поля волны нечетного типа; 2 - с фронтальной связью: а) структура электрического поля волны четного типа, б) структура электрического поля волны нечетного типа.

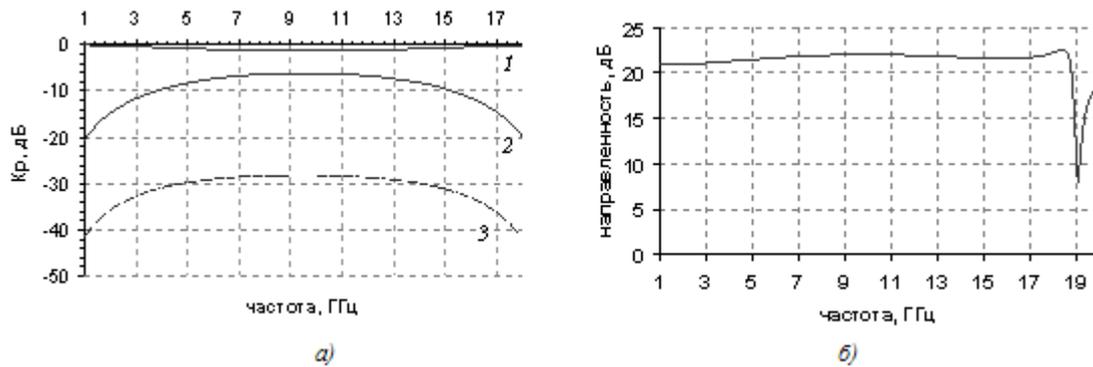


рис.3 Характеристики НО, выполненного на СПЛ. а) АЧХ НО: 1 – АЧХ прямого плеча НО, 2 – АЧХ ответвленного плеча НО, 3 – АЧХ развязанного плеча НО. б) Частотная зависимость направленности НО.

Помимо улучшения электрических параметров устройства, использование технологии LTCC позволяет значительно уменьшить габариты СВЧ трактов.

Список публикаций:

[1] Симин А. В., Холодняк Д. В., Вендик И. Б. Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот на основе керамики с низкой температурой обжига. Компоненты и технологии №5 (2005).

## Эффект землетрясений в сигналах атмосфериков

Аргунов Вячеслав Валерьевич

Якутский государственный университет имени М. К. Амосова.

Муллаяров Виктор Арсланович, к.ф.-м.н.

[ArgunovVv@mail.ru](mailto:ArgunovVv@mail.ru)

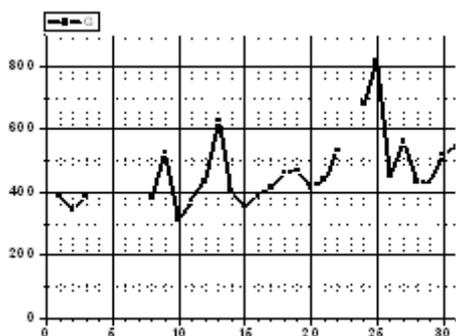
Проведен анализ вариаций очень низкочастотных (ОНЧ) - сигналов грозовой природы на трассах, проходящих над очагами землетрясений. В данных сигналах эффект землетрясений с магнитудой более 5 проявляется в виде усиления амплитуды в день и в несколько последующих дней после события. За несколько дней до землетрясения наблюдаются вариации амплитуды грозовых сигналов, как правило, в виде возрастания амплитуды, которые могут рассматриваться в качестве предвестников. В данной работе были исследованы землетрясения с магнитудой не менее 5 и глубиной источника не превышающей 50 км.

В представленном исследовании проведены результаты исследований для подтверждения связи полученных эффектов с землетрясением. Для чего проведен анализ амплитудных вариаций регистрируемых в Якутске ( $\varphi=62^\circ$  N,  $\lambda=129^\circ$  E) импульсных грозовых ОНЧ-сигналов с трассами, проходящими над очагами землетрясений и над виртуальными очагами располагающихся ближе и в стороне от трассы. На трассах вне основного азимута направления на землетрясения эффект должен отсутствовать. Во втором случае

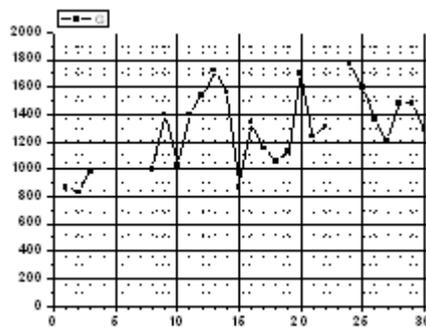
рассматриваемый виртуальный источник землетрясения выбирался таким образом, чтобы зоны Френеля рассматриваемых трасс не пересекались.

Проведенный анализ амплитудных вариаций импульсных ОНЧ-сигналов грозовой природы, полученных с разных азимутов относительно направления на землетрясение подтвердил связь указанных эффектов с землетрясениями.

Первое рассмотренное землетрясение произошло в Японии (29.154°N, 129.903°E) 30 октября 2009 года. Магнитуда составляет 6.9, а глубина очага 35 километров. На *рис.1,2* представлены графики хода ОНЧ-электромагнитного излучения (атмосферики) за месяц.



*рис.1* Вариации средней амплитуды атмосфериков в направлении эпицентра землетрясения

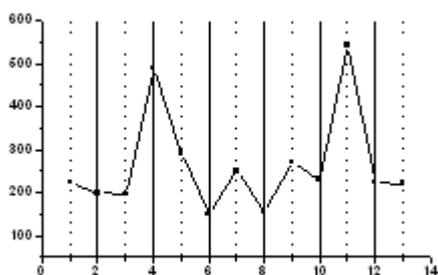


*рис.2* Вариации средней амплитуды атмосфериков в направлении на другой азимут в непосредственной близости к азимуту реального события

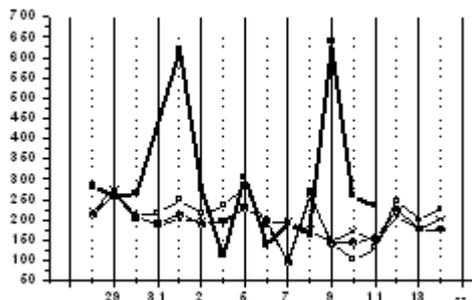
Как видно из *рис.1*, 25 октября есть значительное повышение амплитуды. Эффект самого землетрясения не превысил средний уровень амплитуды атмосфериков. Поэтому автоматически возникает вопрос, является ли этот пик, предшествующий землетрясению, его предвестником.

На втором рисунке (*рис.2*) показан аналогичный ход амплитуды атмосфериков, принимаемых с другого азимута, в непосредственной близости к азимуту эпицентра землетрясения. Рассматриваемый виртуальный источник был выбран таким образом, чтобы зоны Френеля не пересекались. Как видно из *рис.2*, повышение амплитуды 25 октября не наблюдается. Это говорит о том, что резкое возрастание амплитуды в этот день можно связать с землетрясением в Японии.

Второе рассмотренное землетрясение произошла так же в Японии (41.89°N: 143.75°E) 11.09.08, Магнитуда составляла 6.8, а глубина составляла не более 30 км. Так же как и в предыдущем случае представлен график вариации средней амплитуды импульсного ОНЧ электромагнитного излучения за месяц.



*рис.1* Вариации средней амплитуды атмосфериков в направлении эпицентра землетрясения



*рис.2* Вариации средней амплитуды атмосфериков с направления на землетрясения и с соседних азимутов

Как видно из *рис.4*, повышения амплитуды на соседних азимутах, которые выбирались таким образом, чтобы зоны Френеля не пересекались, не наблюдается. Таким образом, повышение амплитуды 11 сентября является эффектом землетрясение, а вариации амплитуды 4 сентября, есть предвестник рассматриваемого события.

Работа поддержана грантами РФФИ 09-02-00348-а, 09-05-98540-р\_восток\_a и программами Президиума РАН 16, ФАНИ г.к. 02.740.11.0248 и РНП 2.1.1/2555.

# Математическое моделирование грозových перенапряжений в линиях передач в условиях многолетней мерзлоты, с учетом поля заряда в слоистой среде

Артемяева Елена Семеновна

Якутский государственный университет имени М.К. Аммосова

Григорьев Ю.М., д.ф.-м.н.

[artemjeva\\_lena@mail.ru](mailto:artemjeva_lena@mail.ru)

В работе разработана математическая модель распространения токов и напряжений в линии передачи, индуцированных ближним разрядом молнии при наличии многолетней мерзлоты. Линия характеризуется распределенными параметрами, грозовое облако моделируется точечным зарядом  $Q$ , помещенным в среду с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_1$ , которая отделена от проводящей среды слоем с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_2$  и толщиной  $l$ , который моделирует многолетнюю мерзлоту (рис 1). Введем систему координат, где заряд находится в начале координат, ось  $x$  направлена вдоль линии передач параллельно слою, ось  $z$  направлена перпендикулярно слою. Расстояние от заряда до ближайшей границы слоя обозначим  $a$ , до дальней границы -  $b$ , так что  $b - a = l$ . Проводник считается заземленным в бесконечно удаленной точке, потенциал Земли  $\varphi = 0$ . В момент времени  $t = 0$  заряд мгновенно исчезает (облако разряжается), тогда вдоль линии при  $t > 0$  пойдет волна тока и напряжения (ВТН) – «разбегание» индуцированных зарядов, которая описывается системой телеграфных уравнений[1]:

$$\begin{cases} u_x + Li_t + Ri = 0. \\ i_x + Cu_t + Gu = 0 \\ i(x,0) = 0 \\ u(x,0) = f(x) \end{cases} \quad -\infty < x < \infty, t > 0 \quad (1)$$

Где  $u(x,t)$ ,  $i(x,t)$  – напряжение и сила тока в кабеле после разряда грозового облака,  $R, L$  - сопротивление и коэффициент самоиндукции,  $G, C$  - коэффициент утечки и емкость – характеристики линии передачи, рассчитанные на единицу длины.

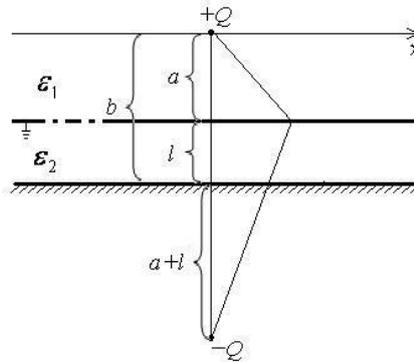


рис.1. Геометрия модели

Начальная функция  $f(x)$  – это значение потенциала точечного заряда  $Q$  на проводнике линии передачи. Выражение для потенциала точечного заряда в трехслойной среде найдено в аналитическом виде с использованием преобразования Бесселя [2]. При этом в начале решается задача, когда вместо проводника имеется среда с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_3$ . Затем решение исходной задачи получаем предельным переходом при  $\epsilon_3 \rightarrow 0$  [3].

Конечное выражение аналитического решения задачи (1) получено в виде:

$$U(x,t) = \frac{e^{-\lambda t}}{2} \left( f(x+at) + f(x-at) + \int_{x-at}^{x+at} \left( \frac{\mu \cdot t}{2a} \frac{I_1 \left( \mu \sqrt{t^2 - \frac{(x-t)^2}{a^2}} \right)}{\sqrt{t^2 - \frac{(x-y)^2}{a^2}}} - \frac{\lambda}{2a} I_0 \left( \mu \sqrt{t^2 - \frac{(x-y)^2}{a^2}} \right) \right) f(y) dy \right),$$

$$i(x, t) = \sqrt{\frac{C}{L}} \frac{e^{-\lambda t}}{2} \int_{x-at}^{x+at} I_0 \left( \mu \sqrt{t^2 - \frac{\beta^2}{a^2}} \right) f(y) dy,$$

где,

$$f(x) = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0\epsilon_1} \left[ \frac{1}{\sqrt{x^2 + b^2}} - \frac{\epsilon_2 - \epsilon_1}{\epsilon_2 + \epsilon_1} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \left( \frac{\epsilon_2 - \epsilon_1}{\epsilon_2 + \epsilon_1} \right)^k}{\sqrt{x^2 + (b + 2a + 2lk)^2}} - \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \left( \frac{\epsilon_2 - \epsilon_1}{\epsilon_2 + \epsilon_1} \right)^k}{\sqrt{x^2 + (3b + 2lk)^2}} \right],$$

где

$$\lambda = -\frac{LG + RC}{LC},$$

$$\mu = \frac{RC - LG}{LC},$$

$$\beta = \pm at.$$

С помощью пакета Mathematica 5.1 проведены численные расчеты величин (ВТН). Исследовано поведение ВТН в зависимости от геометрического расположения облаков.

Список публикаций:

- [1] Будак Б.М., Самарский А.А., Тихонов А.Н. Сборник задач по математической физик. Москва, Наука 1980 год, 688С  
 [2] Пановский В., Филипс М. Классическая электродинамика. - М.: Физматлит, 1963. - с. 433 с.  
 [3] Смайт В. Электростатика и электродинамика. - М.: Издательство иностр. литературы, 1954. - 604 с.

## Повышение точности ЧМ-дальномера дополнительной обработкой сигнала биений

*Аткин Игорь Сергеевич*

*Волгоградский государственный университет*

*Захарченко Владимир Дмитриевич, д.т.н.*

*[BigDad-89@yandex.ru](mailto:BigDad-89@yandex.ru)*

Измерение дальности - важная задача радиотехники. Одно из её решений - использование ЧМ-дальномеров. Способ заключается в следующем: сигнал с передатчика непрерывно излучается к цели, при этом частота передатчика будет изменяться по закону  $f(t)$ , в тоже время частота отраженного от цели сигнала будет  $f(t-\tau)$ . Перемножив их можно получить сигнал разностной частоты - сигнал биений. Его частота будет прямо пропорциональна  $\tau = 2R/c$ , с коэффициентом пропорциональности равным «скорости изменения частоты»

$$f_{\text{б}} = \tau \frac{df(t)}{dt} = \frac{2df(t)}{cdt} R \quad (1)$$

Более детально работу ЧМ-дальномера можно проиллюстрировать следующей структурой (рис 1).

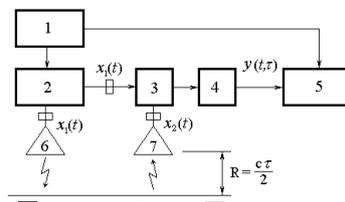


рис.1 Типовая структура ЧМ-дальномера

1 - Частотный модулятор, 2 - Генератор несущей, 3 - Смеситель, 4 - Фильтр низких частот, 5 - Измеритель частоты биений, 6 - Передающая антенна, 7 - Приемная антенна.

Пусть  $f(t) = 0.5\Delta f \varphi(t) + f_0$  - закон изменения несущей частоты зондирующего сигнала, ключевыми характеристиками его модуляции будут: закон модуляции  $\varphi(t)$  (например, периодический пилообразный или

синусоидальный), девиация частоты (полоса качания)  $\Delta f$  и период модуляции  $T_M$ . Тогда (2) - полная фаза зондирующего сигнала:

$$\Phi(t) = 2\pi \int_0^t f(\xi) d\xi \quad (2)$$

$$x_1(t) = A_1 \cos[\Phi(t)] \quad (3)$$

Сигнал (3) с генератора 2 непрерывно излучается передающей антенной 6, а также поступает на вход смесителя 3. Так же, при отражении излучаемого сигнала от поверхности, до которой измеряется расстояние, через приемную антенну 7 на вход смесителя 3 поступает сигнал  $x_2(t) = x_1(t - \tau)$ . На выходе смесителя 3 будет получен сигнал суммарной и разностной частоты, преобразование этого сигнала фильтром 4 выделит низкочастотный сигнал биений:  $y(t, \tau) = A \cos[\Phi(t) - \Phi(t - \tau)]$

Сигнал  $y(t, \tau)$  обрабатывается измерителем частоты биений 5, полученная частота согласно (1) пропорциональна дальности. Учитывая малость  $\tau$  (при высотах до 100 м величина  $\tau$  составляет порядка  $10^{-7}$  сек), используя (2) и теорему о среднем, можно записать выражение для сигнала биений:

$$y(t, \tau) = A \cos \left[ \pi \Delta f \int_{t-\tau}^t \varphi(\xi) d\xi + 2\pi f_0 \tau \right] \approx A \cos [\pi \Delta f \varphi(t) \tau + 2\pi f_0 \tau] \quad (4)$$

При непрерывном излучении зондирующего сигнала, сигнал (4) также будет непрерывным и периодическим, однако, при измерении дальности через квазичастоту (среднюю за период) сигнала биений (5) будет иметь место методическая ошибка измерения дальности, которая будет ограничивать точность измерения дальности даже в отсутствии шума - это так называемая «дискретная ошибка» (ДО)[1].

$$\Delta R = \frac{c}{4\Delta f} \quad (5)$$

Очевидным способом уменьшения ошибки дискретности будет увеличение полосы качания, однако на данный момент, из практических соображений ее редко делают больше 500 МГц, что соответствует ДО в 15 см, что для большинства задач точного измерения неприемлемо.

В настоящей работе в качестве решения этой задачи был разработан метод дополнительной обработки сигнала биений основанный на нелинейном полиномиальном преобразовании чебышевского типа. Полиномы Чебышева  $T_n(x)$ , обладают следующим свойством: если на вход нелинейного элемента, статическая характеристика которого представляет собой полином Чебышева степени  $n$ , подать сигнал вида  $\cos[\chi(t)]$  то на его выходе появится сигнал того же вида, но с аргументом большим в  $n$  раз:

$$T_2[\cos \chi(t)] = 2 \cos^2 \chi(t) - 1 = \cos 2\chi(t) \quad (6)$$

$$T_n[\cos \chi(t)] = \cos[n\chi(t)] \quad (7)$$

Тогда для нормированного по амплитуде сигнала биений (4) справедливо следующее преобразование:

$$T_n \{ \cos [\pi \Delta f \varphi(t) \tau + 2\pi f_0 \tau] \} = \cos [n \pi \Delta f \varphi(t) \tau + 2n \pi f_0 \tau] \quad (8)$$

Что эквивалентно увеличению девиации частоты, и как следствие снижению ДО в  $n$  раз:

$$\Delta R = \frac{c}{4n\Delta f} \quad (9)$$

Однако, максимально возможный порядок преобразования  $n$  будет зависеть от реализации нелинейного элемента чебышевского типа. Для аналоговой реализации элемента -  $n \in [2;4]$ , для цифровой можно достичь существенных значений -  $n \in [2;512]$ , но только при высокой частоте дискретизации сигнала (15 МГц для  $n = 512$  при  $\Delta f = 50$  МГц  $T_M = 1$  мс).

Таким образом, данный метод позволяет асимптотически бесконечное (при  $n \rightarrow \infty$ ) увеличение методической точности ЧМ-дальномера, введением дополнительной обработки в низкочастотный тракт. Данный метод, не имеет аналогов, так как после обработки мы получаем сигнал биений, с искусственно

увеличенной полосой качания, а значит, частота данного сигнала может быть измерена любым существующим методом измерения. Это позволяет модифицировать любой ЧМ-дальномер, без существенных конструктивных изменений.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 08-07-00175-а и 10-07-97012-р-Поволжье-а).

Список публикаций:

[1] Филькеништейн М.И. Основы радиолокации – Москва, «радио и связь» - 1983.г.-536с.

## **Разработка миниатюрной планарной антенны с вертикальной поляризацией**

*Афанасьев Павел Олегович*

*Южный федеральный университет*

*Мануилов Михаил Борисович, д.ф.-м.н.*

*[pafanasyev2009@yandex.ru](mailto:pafanasyev2009@yandex.ru)*

По мере развития устройств связи различного назначения их габариты уменьшаются. Процесс миниатюризации затрагивает и антенны этих устройств. Чтобы антенна работала надлежащим образом, она должна иметь размер, равный примерно половине длины волны (полуволновой вибратор) или четверть длины волны (четвертьволновой вибратор, расположенный над заземленной поверхностью). Для многих современных устройств связи (особенно мобильных) такие размеры непрактичны, т.к. их полный размер меньше половины рабочей длины волны.

Для уменьшения высоты монополя (провода длиной четверть излучаемой длины волны, расположенным над металлическим экраном) использованы различные конфигурации провода, например, в виде букв Т или перевернутой L. Также использованы различные виды укорачивающих нагрузок [1-2] и диэлектрические покрытия [3]. Различные виды изогнутого меандром монополя рассмотрены в [4]. Структуры, приведенные в перечисленных выше работах, позволяют укоротить монополь только на 25-40%. Монополи в виде фрактальных структур Коча и Серпинского исследованы в [5,6]. Однако, применение этих фрактальных структур, расположенных в перпендикулярной экрану плоскости, не позволило существенно уменьшить высоту антенны, а изгибы ПП привели к появлению горизонтальных составляющих тока в антенне и, следовательно, к наличию горизонтальной составляющей электрического поля в дальней зоне, искажающей ДН антенны и уменьшающей её коэффициент усиления (КУ) в горизонтальной плоскости [5].

Для обеспечения работы антенны в нужном диапазоне частот в качестве прототипа взята антенна, представляющая собой изогнутый меандром полосковый проводник, который расположен над экраном. Один конец этого проводника соединен с экраном, а источник возбуждения подключен на небольшом расстоянии от точки заземления. Такая конструкция является самой простой среди известных низкопрофильных антенн и позволяет обеспечить минимальные габариты. Однако горизонтальные токи в излучателе этой антенны не скомпенсированы, поэтому она излучает и горизонтальное электрическое поле. В результате ДН антенны сильно отличается от диаграммы монополя и уменьшается её КУ в направлении горизонта. Задача расчета предложенной антенны состоит в нахождении топологии ПП, которая обеспечивает согласование антенны на рабочей частоте при минимальных габаритах. Разработка методики синтеза такой структуры является очень сложной задачей, поскольку её полная эквивалентная схема представляет собой каскадное соединение множества отрезков связанных линий передачи, имеющих потери на излучение. Поэтому оптимизация топологии проводилась численно последовательным приближением к желаемому результату путем изменения размеров ПП и оценки влияния этого изменения на рассчитанную частотную характеристику коэффициента отражения антенны. Для выбора направления следующего шага использовалась упрощенная эквивалентная схема, изображенная на *рис.1*, которая качественно описывает частотную характеристику входного сопротивления антенны вблизи резонансной частоты.

Изменяя длину ПП и расположение точки возбуждения, удалось рассчитать антенну на подложке размером 60x25 мм и толщиной 5 мм из материала FR4, имеющего диэлектрическую проницаемость 4.3, согласованную с волновым сопротивлением 50 Ом на заданной частоте 425 МГц.

По результатам расчетов были изготовлены образцы, фотография одного из которых приведена на *рис.2*. Измеренная частотная зависимость согласования представлена на *рис.3*.

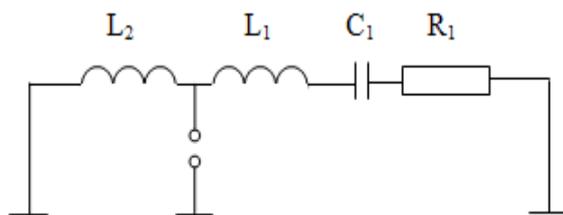


рис.1 Эквивалентная схема антенны



рис.2 Внешний вид антенны

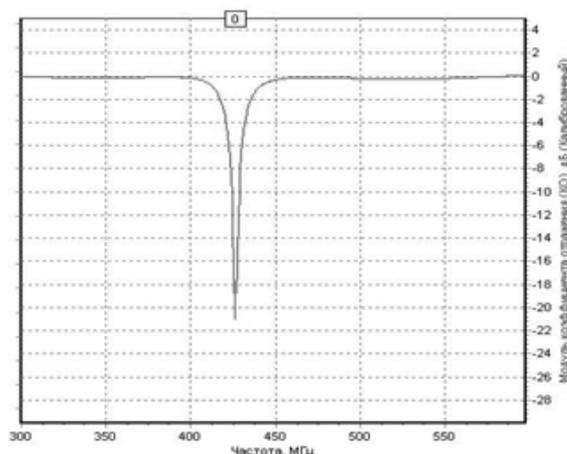


рис.3 Частотная зависимость коэффициента отражения антенны

#### Список публикаций

- [1] A. Pomerleau and M. Fournier, "Inductively loaded monopole antenna," in *IEEE Int. Symp. on Antennas Propag.*, Dec. 1972, vol. 10, pp. 81–84.
- [2] C. Harrison, Jr., "Monopole with inductive loading," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 11, pp. 394–400, Jul. 1963.
- [3] R. C. Hansen, "Efficiency and matching tradeoffs for inductively loaded short antennas," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-23, pp. 430–435, 1975.
- [4] H. Nakano, H. Tagami, A. Yoshizawa, and J. Yamauchi, "Shortening ratios of modified dipole antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-32, pp. 385–386, 1984.
- [5] J. R. James and A. Henderson, "Electrically short monopole antennas with dielectric or ferrite coatings," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, pp. 793–803, 1978.
- [6] Y. F. Lin, C. H. Lin, and P. S. Hall, "A miniature dielectric loaded monopole antenna for 2.4/5 GHz WLAN applications," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, pp. 591–593, Nov. 2006.

## Установка для измерения параметров радиопоглощающих материалов

**Бабинович Андрей Николаевич**

*Кочеткова Ольга Александровна, Леухина Анастасия Евгеньевна*

**Томский государственный университет**

*Доценко Ольга Александровна, к.ф.-м.н.*

[YX\\_TBL@sibmail.com](mailto:YX_TBL@sibmail.com)

Знание частотных характеристик комплексной диэлектрической и магнитной проницаемостей вплоть до самых высоких частот позволяет понять процессы, происходящие при взаимодействии вещества с электромагнитным полем, и решить многие вопросы практического применения магнитодиэлектриков, представителями которых, в частности, являются ферриты с гексагональной структурой. Диапазон миллиметровых волн, т.е. диапазон, лежащий в пределах  $10 \div 1$  мм ( $30 \div 300$  ГГц), является наиболее интересным для исследований частотных характеристик, так как именно в этом диапазоне располагаются области дисперсии очень многих веществ.

Методы измерения, находящие широкое применение в сантиметровом диапазоне (волноводные и резонансные), трудно применять в длинноволновой области миллиметрового диапазона из-за чрезвычайного

уменьшения размеров измерительных элементов, что в конечном итоге приводит к невозможности изготовления образцов, вписывающихся в поперечное сечение линии или резонатора.

В связи с этим в диапазоне миллиметровых длин волн используются качественно иные методы, целиком заимствованные из оптики и носящие, в силу этого, название квазиоптических. Идея оптических методов состоит в наблюдении проходящих или отражённых от исследуемого образца электромагнитных волн, собранных в узкие пучки с помощью подходящих направляющих устройств.

При использовании оптических методов измеряемыми величинами обычно являются отражательная способность и прозрачность исследуемого образца. Оба эти коэффициента однозначно связаны с комплексным показателем преломления и, следовательно, с диэлектрической проницаемостью.

Квазиоптические методы позволяют измерять параметры материала без разрушения заготовок. Образцы, используемые в квазиоптических методах, обычно представляют собой плоскопараллельные пластинки исследуемого материала, расположенные на пути электромагнитного излучения. Качество обработки поверхности образца определяется длиной волны, а также требованием к точности получаемых результатов.

В работе для измерения характеристик композиционных материалов используется установка, измерительной ячейкой в которой является система 8 – миллиметровых рупоров. Данная измерительная ячейка применяется в диапазоне 25 – 37 ГГц. Схема экспериментальной установки изображена на рисунке 1. В качестве задающего генератора используется измеритель КСВН Р2-65 (ГКЧ), в качестве индикатора – индикатор КСВН и ослабления Я2Р-67. На вход «ПАД» индикатора Я2Р-67 через детектор, подключенный к направленному ответвителю, приходит падающий сигнал. На вход «ОТР» через детектор, подключенный к направленному ответвителю, приходит отражённый сигнал и, в зависимости от измеряемых величин, к данному входу подключаются детекторы, снимающие сигнал, отраженный от образца, либо снимающие сигнал, прошедший через образец. В зависимости от подключения индикаторов можно измерять коэффициент отражения, коэффициент пропускания и КСВН.

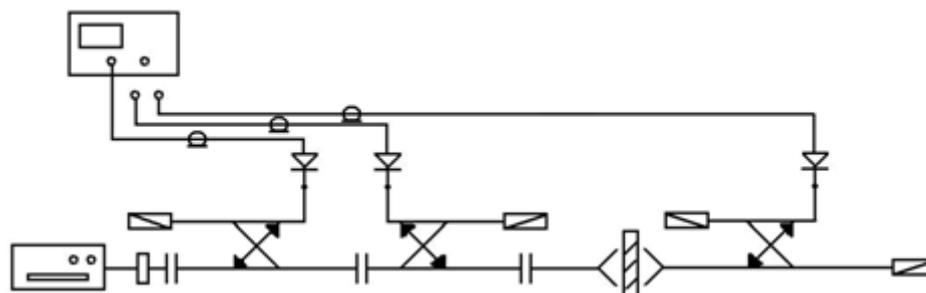


рис.1 Схема экспериментальной установки

Для проверки работоспособности установки был измерен полимерный материал на основе карбонильного железа R10 с плотностью 1,84.

На рис.2 представлены результаты измерений коэффициента отражения ( $R$ ), коэффициента пропускания ( $T$ ) и коэффициента поглощения ( $A$ ).

Из рисунка видно, что данный материал на всей измеряемой полосе частот поглощает примерно 50% электромагнитного излучения.

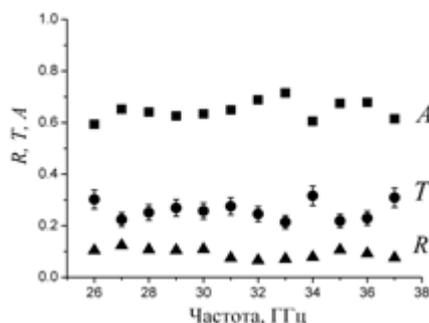


рис.2 Частотные зависимости коэффициентов для полимерного материала на основе карбонильного железа R10

При измерении квазиоптическими методами точность одноразовых измерений невысока. Результаты измерений заметно зависят от положения образца между приёмным и передающим рупорами. Источниками случайных погрешностей являются: неоднородность образца по объёму, сам образец (его

плоскопараллельность), перемещения измерительной ячейки после калибровки перед помещением в нее образца и др. Поэтому для уменьшения погрешности проводится калибровка установки до измерения и проверка калибровки после. Для уточнения доверительного интервала измерений установки проводилось по 10 измерений представленного образца на каждой частотной точке при разных положениях образца: смена поверхности отражения, поворот относительно оси симметрии, помещение в область измерения разных частей площади образца. После многократных измерений установлено, что погрешность в определении коэффициента пропускания составляет не более 12%.

Данная установка в дальнейшем будет использоваться для измерений параметров композиционных радиопоглощающих материалов, изготовленных на основе полиметилметакрилата или вододисперсионной краски, используемых в качестве связующего, и наполнителей – многостенных углеродных нанотрубок и/или наноразмерных порошков гексаферритов.

Работа выполнена при частичной поддержке проектом АВЦП № 2.1.1./7142 и госконтрактом № П 1682.

## Собственные электромагнитные волны в прямоугольном волноводе с поперечно-неоднородным биизотропным и гиротропным заполнением

*Башлыков Александр Константинович  
Томский государственный университет  
Мещеряков Владимир Алексеевич, к.ф.-м.н.  
[divine@sibmail.com](mailto:divine@sibmail.com)*

Для совершенствования техники СВЧ и изобретения новых устройств требуется универсальный метод изучения волн в участках СВЧ тракта. Внедрение новых материалов в волноведущие элементы СВЧ устройств позволит значительно улучшить свойства таких устройств. Однако, существующие аналитические методы исследования волн в прямоугольном волноводе с различным типом заполнения являются несовершенными и приближенными. Предполагается, что решение для этого случая должно вытекать из общего случая задачи о собственных волнах в прямоугольном волноводе с неоднородным заполнением средами, в параметры которых входят как киральность, так и анизотропность. Поэтому построение общей теории собственных электромагнитных волн в частично-заполненном прямоугольном волноводе, а также ее программная реализация является актуальной задачей физики устройств СВЧ.

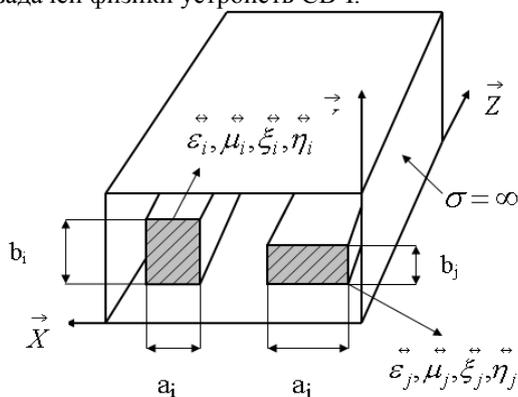


рис.1 Прямоугольный волновод с неоднородным биизотропным и гиротропным заполнением.

Методом решения поставленной задачи является метод собственных волн. Этот метод относится к проекционным методам и заключается в том, что составляющие электромагнитного поля в заполненном волноводе представляются в виде суперпозиции составляющих поля в пустом волноводе, то есть

$$\begin{cases} \vec{e}^t = \sum_{n=1}^{\infty} (C_n \vec{e}_n^t + C_{-n} \vec{e}_{-n}^t), \\ \vec{h}^t = \sum_{n=1}^{\infty} (C_n \vec{h}_n^t + C_{-n} \vec{h}_{-n}^t). \end{cases}$$

Основной проблемой применения этого метода является составление базиса, по которому идет разложение. Собственные волны регулярных волноводов представляют собой полную систему векторных функций. Но этот базис справедлив только для свободного пространства и для диэлектриков. Для описания

волн, распространяющихся в средах, изменяющих плоскость поляризации, необходима модернизация базиса. Основным способом изменения базиса является увеличение его объема. То есть, чем больше объем базиса, тем точнее описывается структура. Основной задачей в этом случае является избежание вырожденности базисных функций. Однако существующие методы не могут обойти этой проблемы. Поэтому в работе рассмотрен существенно новый метод модернизации базиса.

Новизной подхода к формированию базиса является способ его расширения. Изменение заключается в следующем. В рассматриваемой системе присутствуют волны, распространяющиеся не только в волноводе  $a \cdot b$ , но и в волноводе  $b \cdot a$ . Полученный базис увеличится в два раза по сравнению с базисом свободного волновода. Моды, существующие в волноводе при таком рассмотрении, будут взаимодействовать не только друг с другом, как моды простого прямоугольного волновода, но и взаимодействовать с модами повернутого волновода. Например, основная мода  $H_{10}$  волновода  $a \cdot b$  будет взаимодействовать со всеми модами в «повернутом» волноводе  $b \cdot a$ . Причем некоторые распространяющиеся в «прямом» волноводе моды могут оказаться за пределами для «повернутого».

Такое представление волнового процесса позволяет рассмотреть изменение постоянной распространения каждой волны, входящей в базис и провести анализ влияния среды на волновой процесс.

В работе рассмотрен такой способ модернизации базиса и приведено программное воплощение метода, реализующее численное решение задачи моделирования распространения электромагнитных волн в частично-заполненном прямоугольном волноводе. Полученные алгоритмы могут быть использованы для дальнейшего моделирования реальных волноведущих структур и устройств СВЧ.

## Моделирование обратного рассеяния радиоволн на телах сложной формы

*Бондаренко Александр Сергеевич*

*Волгоградский государственный университет*

*Захарченко Владимир Дмитриевич, д.т.н.*

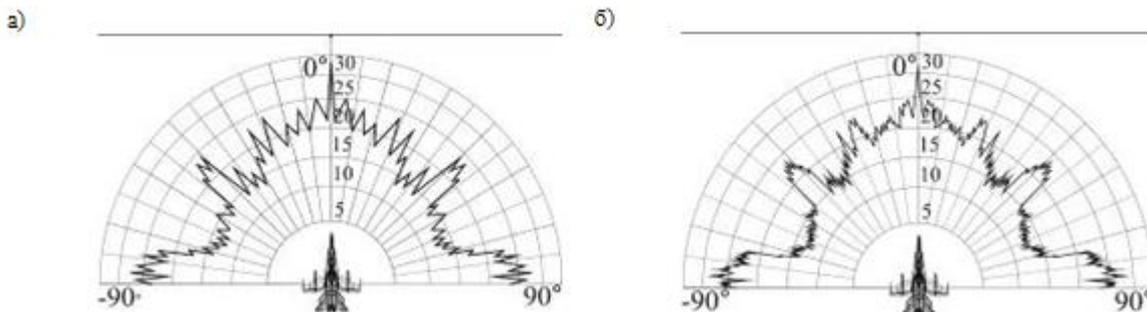
*[iAlexBond@gmail.com](mailto:iAlexBond@gmail.com)*

В качестве расчета отраженного поля за основу взяты два метода. Первый метод – метод локальных источников [1]. Второй – это метод физической теории дифракции или метод Кирхгофа [2,3].

Для вычисления импульсной характеристики объекта использовались следующие методы. Первый метод основан на аппроксимации сигналов во временной области экспоненциально затухающими колебаниями (метод Прони) [4,5]. Второй метод базируется на применении модели линейной фильтрации сигнала.

Для проверки результатов расчета, полученных на основе цифрового моделирования, использовался объект простой геометрической формы – сфера. Погрешность относительно теоретических расчетов составила порядка 1,5 – 2%. Таким образом, построенная модель работает верно.

В качестве объекта сложной формы приведена модель самолета-истребителя. По имеющимся данным, в программной среде создана модель, состоящие из плоских элементов и элементов поверхности второго порядка. Его характерные диаграммы рассеяния приведены на *рис.1(а)* и *рис.1(б)*, импульсная характеристика изображена на *рис.1(в)* и *рис.1(г)*.



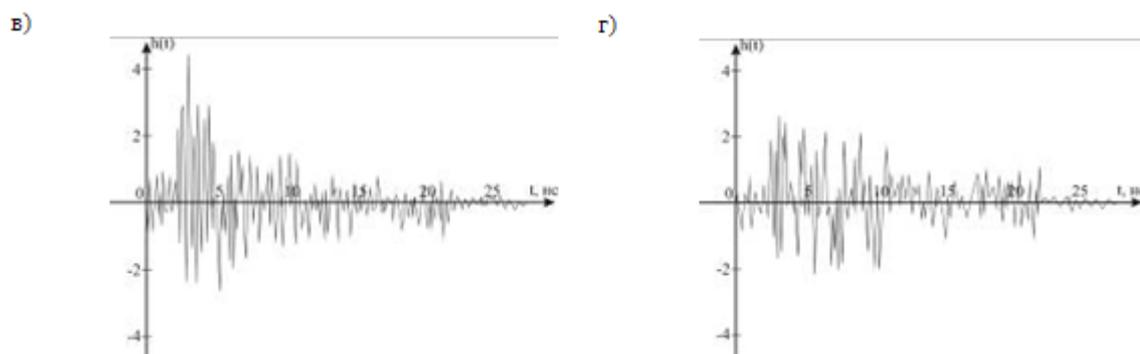


рис.1 Диаграмма обратного рассеяния самолета McDonnell Douglas F/A-18, полученная на основе метода Кирхгофа (а) и метода локальных источников (б) и импульсные характеристики, рассчитанные методом Прони (в) и методом линейной фильтрации (г).

На основе полученных в ходе работы характеристик рассеяния построен радиолокационный портрет (рис.2).

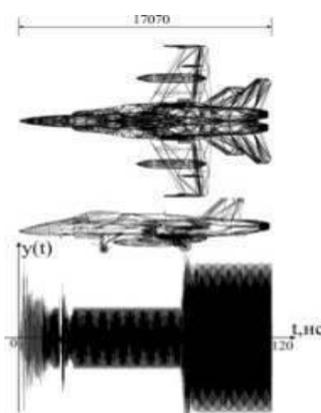


рис.2 Радиолокационный портрет McDonnell Douglas F/A-18 Hornet

В данной работе исследован вопрос, связанный с обратным рассеянием электромагнитных волн во временной области на телах сложной формы. Подводя краткий итог, можно выделить следующее:

1. Анализ результатов расчета характеристик рассеяния показал, что для полигональной модели объекта, состоящей минимум из 143000 полигонов, обеспечивается точность вычисления  $\sim 4.3$  дБ (1% – 3%) по сравнению с результатами натуральных измерений и относительно теоретических расчетов;
2. В ходе работы предложены методы математического моделирования характеристик рассеяния целей и входных сигналов;

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 08-07-00175а).

Список публикаций:

- [1] Штагер Е.А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы. -М.: Радио и связь, 1986. -184 с.;
- [2] Уфимцев П.Я. Метод краевых волн в физической теории дифракции. -М.: Сов.радио, 1962 -240 с.
- [3] Борзов А.Б., Быстров Р.П., Соколов А.В. Анализ радиолокационных характеристик объектов сложной пространственной конфигурации. // «Конверсия в машиностроении», №2. М.: Информконверсия, 1999
- [4] Марил-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. - М.: Мир, 1990. – 584 с.
- [5] В.И. Кошелев, В.Т. Сарычев, С.Э. Шипилов, В.П. Якубов. Оценивание информационных характеристик радиолокационных объектов при сверхширокополосном зондировании. «Журнал радиоэлектроники», № 6, 2007
- [6] Борзов А.Б., Соколов А.В., Сучков В.Б. Цифровое моделирование входных сигналов систем ближней радиолокации от сложных радиолокационных сцен. «Журнал радиоэлектроники», № 4, 2004

# Влияние неоднородного электростатического поля на группировку потока в пространстве взаимодействия

Буланцев Сергей Сергеевич

Волгоградский государственный технический университет

Шеин Александр Георгиевич, д.ф.-м.н.

[serga\\_hardrock@mail.ru](mailto:serga_hardrock@mail.ru)

СВЧ-приборы нашли огромное применение во многих областях науки и техники, в частности, в радиолокации, однако их детальное изучение с описанием всех процессов, происходящих в пространстве взаимодействия, затруднено из-за особенностей численного счета. Для построения математических моделей любого СВЧ-прибора вводится большое количество ограничений, которые влияют на точность расчетных данных. Одним из таких ограничений является приближение гладкого анода, исключающее действие неоднородного электростатического поля, существующего в пространстве взаимодействия. Это принципиально для приборов с длительным взаимодействием, например, для ЛБВ М-типа. Учет такого поля позволит более полно описать движение электронного потока, выявить дополнительные составляющие шума и объяснить причину низкого коэффициента усиления лампы. В качестве объекта исследования выбрана ЛБВ М-типа с замедляющей системой типа «гребенка над плоскостью». На *рис.1* схематически изображен вид пространства взаимодействия прибора в двумерном случае и распределение неоднородного электростатического поля, расчет которого подробно описан в [1].

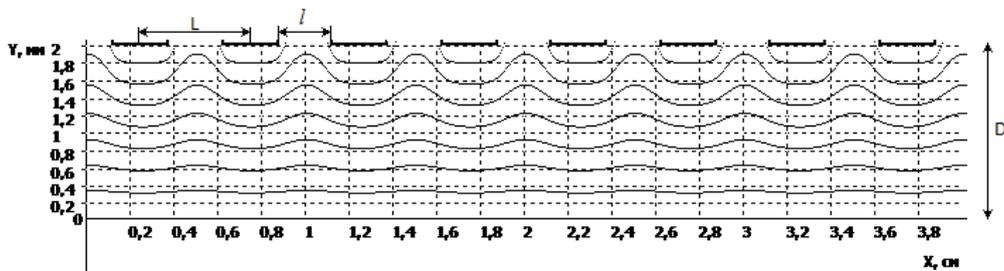


рис.1 Неоднородное электростатическое поле (линии равного потенциала) в пространстве взаимодействия

Для расчета движения потока рассматривается двумерный прибор, движение электронов происходит в плоскости  $xOy$ ; в пространстве взаимодействия статическое магнитное поле считается однородным и направлено вдоль оси  $z$  (за плоскость *рис.1*); скорости электронов – нерелятивистские; рассматривается ВЧ-поле одной частоты и постоянной амплитуды. Решение уравнений движения электронов:

$$m \frac{d\vec{v}_i}{dt} = q(\vec{E}_0 + [\vec{v}_i, \vec{B}_0] + \vec{E}_{BЧ}), \quad (1)$$

происходит по численной схеме Рунге-Кутты 4-ого порядка с шагом дискретизации по времени  $\Delta t = 3 \cdot 10^{-12}$  с. Количество частиц, инжектируемых за единицу времени, 5. Для решения выбраны следующие параметры: магнитное поле  $B_0 = 0.1$  Тл;  $U = 6000$  В; ток пучка  $I = 0.1$  А, частота модулирующего сигнала 3 ГГц, мощность 50 Вт, сопротивление связи 50 Ом,  $D = 2$  мм,  $L = 5$  мм,  $l = 2.5$  мм.

Электронный поток, распространяясь в однородных скрещенных полях при условии, что начальная скорость частиц равна переносной скорости, движется прямолинейно, так как силы, действующие со стороны электрического и магнитного полей, скомпенсированы (*рис.2 верхний*). Однако, траектории потока качественно меняются, если электроны распространяются в неоднородном поле (*рис.2 нижний*). В этом случае нарушается условие синхронизма, скорость частицы в каждой точке, определяемая значением неоднородного потенциала в этой точке, может сильно отличаться от заданного значения переносной скорости, если рассматриваемая частица находится напротив ламели или напротив щели резонатора. В ВЧ-поле группировка электронов затрудняется из-за действия неоднородного электростатического поля. Электронные спицы, начавшие подниматься к поверхности замедляющей системы в тормозящей фазе, из-за рассинхронизма начинают отставать от ВЧ-волны. Электроны снова движутся вниз до тех пор, пока следующая тормозящая фаза не «догонит» их, в результате чего процесс повторяется снова. Не происходит длительного взаимодействия потока с ВЧ-волной в тормозящей фазе (*рис.3*).

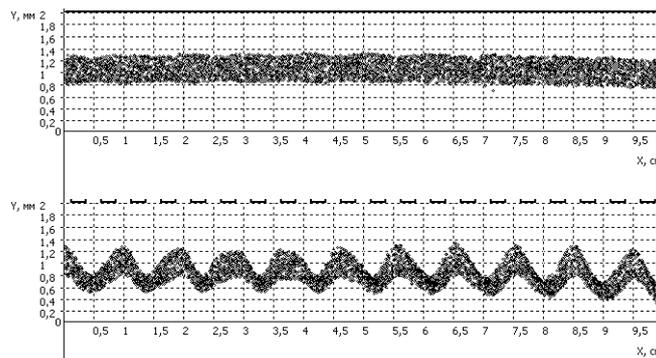


рис.2 Вид траектории потока в скрещенных полях. Верхний – электрическое поле однородно; нижний – электрическое поле неоднородно

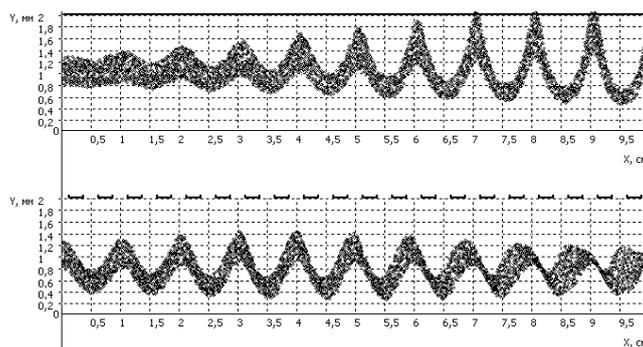


рис.3 Группировка потока в скрещенных полях. Верхний – электрическое поле однородно; нижний – электрическое поле неоднородно

Очевидно, что в неоднородном поле процесс группировки потока осложняется тем, что нарушается условие синхронизма. Поток модулируется электростатическим полем, что дает дополнительную составляющую шума. Для того, чтобы спицы пространственного заряда достигали поверхности замедляющей системы, необходимо повышать мощность подаваемого сигнала и удлинять пространство взаимодействия.

Список публикаций:

[1] Шейн А.Г., Буланцев С.С. // Известия ВолгГТУ. Волгоград: Изд-во ВолгГТУ. 2009. Т.3. № 3. С.44-48.

## Способ повышения точности разложения сигналов методом Прони на ограниченном интервале наблюдения

**Верстаков Евгений Васильевич**

**Захарченко Владимир Дмитриевич**

*Волгоградский государственный университет*

*Захарченко Владимир Дмитриевич, д.т.н.*

[verstakov-ev@rambler.ru](mailto:verstakov-ev@rambler.ru)

Аппроксимация выборочных данных в виде линейной комбинации экспонент наиболее эффективна в задачах оценки информационных параметров сигнала на ограниченном интервале наблюдения, особенно в задачах экстраполяции значений сигнала на основе разложения в ряд Прони [1]:

$$x(t) = \sum_{i=1}^N A_i e^{\lambda_i t} . \quad (1)$$

где  $N$  – порядок разложения,  $t \in [0, T]$ .

Используя метод максимального правдоподобия можно оценить потенциальную точность разложения сигнала  $y(t) = x(t, \vec{\Lambda}) + n_0(t)$  в ряд Прони. Для этого необходимо определить систему  $N$  неравенств Крамера-Рао:

$$D\{\Lambda_i | \bar{\Lambda}\} \geq \Phi_{ii}^{-1} \quad i = 1, 2, \dots, N,$$

где  $\Phi_{ii}^{-1}$  –  $i$ -й диагональный элемент матрицы  $\Phi^{-1}$ , обратной информационной матрице Фишера ( $N \times N$ ). Здесь  $\bar{\Lambda} = \{A_1, A_2, \dots, A_N, \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N\}$  – вектор комплексных параметров,  $n_0(t)$  – белый гауссов шум. Для сигнала вида:

$$y(t) = 2A_0 e^{j\omega_0 t} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + n(t); \quad \lambda_0 < 0, \quad \left| \frac{\omega_0}{\lambda_0} \right| \gg 1 \quad (2)$$

получены аналитические выражения границы Крамера-Рао для компонент вектора параметров  $\bar{\Lambda} = \{A_0, \lambda_0, \omega_0, \varphi_0\}$ :

$$\frac{\sigma_{A_0}}{A_0} \geq \frac{2\sqrt{N_0}}{A_0} \left[ -\lambda_0 \left\{ 1 - 2 \frac{\lambda_0}{\omega_0} \sin 2\varphi_0 \right\} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\frac{\sigma_{\lambda_0}}{|\lambda_0|} \geq \frac{2\sqrt{2N_0}}{A_0 |\lambda_0|} \left[ -\lambda_0^3 \left\{ 1 - \frac{\lambda_0}{\omega_0} \sin 2\varphi_0 \right\} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\frac{\sigma_{\omega_0}}{\omega_0} \geq \frac{2\sqrt{2N_0}}{A_0 \omega_0} \left[ -\lambda_0^3 \left\{ 1 + \frac{\lambda_0}{\omega_0} \sin 2\varphi_0 \right\} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\frac{\sigma_{\varphi_0}}{\varphi_0} \geq \frac{2\sqrt{N_0}}{A_0 \varphi_0} \left[ -\lambda_0 \left\{ 1 + 2 \frac{\lambda_0}{\omega_0} \sin 2\varphi_0 \right\} \right]^{\frac{1}{2}}$$

Здесь  $\sigma_n^2$  – дисперсия шума,  $N_0$  – спектральная плотность шума.

Методом статистического моделирования для временной последовательности вида:

$$x[n] = 2A_0 e^{j\omega_0 n \Delta t} \cos(\omega_0 n \Delta t + \varphi_0) + \xi_0[n] \quad (3)$$

где  $\xi_0[n]$  – отсчеты белого шума, показано, что с точки зрения потенциальной точности оценки параметров сигнала метод Прони не является оптимальным, поскольку полученные значения среднеквадратической погрешности оценки параметров разложения сигнала лежат выше границы Крамера-Рао в среднем на 30-40 дБ (рис.1). Следовательно, полученные значения параметров разложения сигнала можно уточнить, используя метод линейной экстраполяции и вычисляя поправки итерационным методом. Взяв за новые значения параметров  $A_k, \lambda_k$  в выражении (1) значения, полученные на предыдущем этапе, можно повторить процесс вычисления поправок  $\Delta A_k, \Delta \lambda_k$  до достижения необходимой точности.

Как показывают результаты численного моделирования (рис.1), среднеквадратическую погрешность оценки параметров сигнала, при этом, можно уменьшить на 20-30 дБ.

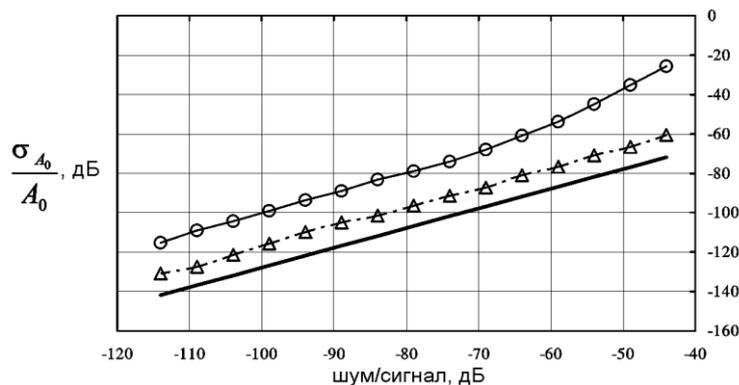


рис.1 Экспериментальная зависимость среднеквадратической погрешности оценки параметра  $A_0$  от отношения шум/сигнал. — граница Крамера-Рао —  $\ominus$  — результаты моделирования  
 $\triangle$  — уточнение результатов моделирования

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 08-07-00175-а и 10-07-97012-р-Поволжье-а).

Список публикаций:

1. Марпл. –мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его применения: Пер. с англ. –М: Мир, 1990. – 584 с.
2. Радиотехнические системы / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др. – М: Высшая школа, 1990. –496 с.
3. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. – М.: «Советское радио», 1982. – 624 с.

## Инициирование бегущих температурных волн при нагреве слоистых движущихся сред электромагнитными волнами

Галиакберова Лиана Альбертовна

Башкирский государственный университет

Хабибуллин И. Л., д.ф.-м.н.

[nachalnika-gla@mail.ru](mailto:nachalnika-gla@mail.ru)

Исследование распространения электромагнитного излучения в поглощающих слоисто-неоднородных средах представляет интерес для практических задач нефтегазопромысловый и инженерно-гидрогеологической геофизики, для разработки теории и технологий электротермомеханического разрушения мерзлых пород и т. д. Исследование температурных полей в слоистых средах имеет практический интерес при разработке конвейерных технологий ВЧ и СВЧ воздействия, процессов термической обработки слоистых сред и материалов. Исследование теплового рельефа (температурных профилей) является одним из методов анализа распределения электромагнитного поля, так как температурные профили в определенной степени отображают распределение мощности электромагнитного излучения [1].

Представляет интерес ситуация, когда в области движения флюида имеется неподвижная поверхность, на которой электрофизические свойства терпят разрыв. В качестве примеров можно указать прохождение флюида через частично отражающий электромагнитное излучение экран, или же фильтрацию жидкости через слоисто-неоднородную (составную) пористую среду.

Таким образом, имеет место распространение электромагнитных волн в двухслойной среде ( $0 < x < l$  и  $x > l$ ) с различными диэлектрическими свойствами. При этом методологически обоснованным является рассмотрение электродинамической задачи также в области  $x < 0$ . Не ограничивая общности рассуждений, можно считать, что в области  $x < 0$  находится вакуум (воздух), который не поглощает электромагнитное излучение. При этом на поверхности  $x=0$  имеет место отражение части энергии падающей от излучателя электромагнитных волн. Учет отражения на поверхности позволяет в первом приближении учитывать технические проблемы согласования нагрузки и источника электромагнитного излучения.

Плотности тепловых источников определяются из решения трехобластной электродинамической задачи о распространении плоских электромагнитных волн, эти выражения имеют вид:

$$Q_1 = q_{01} \left[ e^{-2\alpha_1 x} + 2|\gamma| \cos(2\beta_1 x - \psi_1) + |\gamma|^2 e^{2\alpha_1 x} \right], \quad (1)$$

$$Q_2 = q_{02} \frac{4|1 + Z_{23}|^2}{|B|^2} \left[ e^{-2\alpha_2 x} + F e^{-2\alpha_2 l} \cos[2\beta_2(x-l) - \psi_2] + H e^{2\alpha_2 x - 4\alpha_2 l} \right], \quad (2)$$

$$Q_3 = q_{03} |\tau|^2 e^{-2\alpha_3 x}, \quad \text{где } q_{0i} = \frac{\alpha_i E_0^2}{|Z_i|} \cos \varphi_i \quad (3)$$

Здесь  $q_{0i}$  - интенсивность электромагнитного излучения,  $\alpha_i$  - коэффициент поглощения излучения,  $Z_{23}, B, H, \tau, F, \gamma$  - электродинамические постоянные определяющие прохождение и отражение излучения в трехслойной среде.

В поглощающих средах происходит необратимое преобразование энергии электромагнитных волн (ЭМВ) в тепло, тогда при пренебрежении молекулярной теплопроводностью распределение температуры в слое  $0 < x < l$  можно описать задачей

$$\nu \frac{\partial T}{\partial x} + \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{Q_2}{\rho c}, \quad T(x, t = 0) = T_0 \quad (4)$$

Здесь  $\rho c, \nu$  - объемная теплоемкость и скорость движения среды.

Решение задачи (4), полученно методом характеристик:

$$T = T_0 + \frac{q_{02} A_1}{2\alpha_2 c_1 \nu} e^{-2\alpha_2 x} \left[ e^{2\alpha_2 c_1 \nu t} - 1 \right] + \frac{q_{02} A_1 F}{\beta_2 \rho c_1 \nu} e^{-2\alpha_2 l} \sin(\beta_2 c \nu t) \cdot \cos(2\beta_2(x-l) - \beta_2 c \nu t - \psi_2) - \frac{q_{02} A_1 H}{2\alpha_1 c_1 \nu} e^{-2\alpha_2 x - 4\alpha_2 l} \left[ e^{-2\alpha_2 c \nu t} - 1 \right] \quad (5)$$

Из (5) следует, что при интерференции падающей и отраженной волн в поглощающем слое образуется осциллирующее по координате и времени температурное поле в виде бегущих волн. Температура в целом с увеличением  $x$  убывает, но «осцилляционная часть температуры», обусловленная диссипацией интерференционного потока энергии имеет постоянную амплитуду. Пространственная периодичность температуры определяется волновым числом  $\beta_2$ , по времени температурное поле оказывается частотно-модулированным. Между длиной  $\lambda_T$ , частотой  $\omega_T$  и скоростью  $\nu_T$  температурных волн, длиной, частотой и фазовой скоростью ЭМВ ( $\lambda, \omega, \nu_e$ ) имеют место соотношения:

$$\omega_T = \omega \frac{\nu}{\nu_e}, \quad \lambda_T = \frac{\lambda}{2}, \quad \nu_T = \frac{\nu}{2}.$$

Заметим, что в случае неподвижной среды ( $\nu = 0$ ) распределение температуры имеет вид стоячей волны и повторяет распределение тепловых источников:  $T = T_0 + Q_2 t / \rho c$ .

С увеличением скорости движения среды относительная амплитуда осцилляций температуры уменьшается, а частота осцилляций увеличивается. При этом температурное поле в основном определяется первым слагаемым (5). Такая же картина имеет место при увеличении времени, но с одним отличием – частота температурных волн при этом не изменяется.

Теплопроводность в целом не нарушает волновой характер температурного поля, но при учете теплопроводности (как показали численные расчеты), температурные пики несколько уменьшаются. Пренебрежение теплопроводностью оправдано при выполнении условий  $t \ll 1/4\alpha_1^2 a$ ,  $\nu \gg 2\alpha_1 a$  ( $a$  - температуропроводность среды).

Список публикаций:

[1] Хабибуллин И.Л. *Электромагнитная термогидромеханика поляризующихся сред*, Уфа, Изд-во Башкирского государственного университета, 2000, С.65.

## Усовершенствование градиентного алгоритма адаптивной БИХ-фильтрации

*Гордеев Алексей Юрьевич*

*Волгоградский государственный университет*

*Никитин Андрей Викторович, к.ф.-м.н.*

[alurgor2008@yandex.ru](mailto:alurgor2008@yandex.ru)

Многие алгоритмы адаптивной БИХ-фильтрации основаны на методе градиентного поиска абсолютного минимума на многомерной рабочей поверхности, образованной коэффициентами фильтра. В качестве главных недостатков такие алгоритмы имеют большую вычислительную сложность, не позволяющую обрабатывать высокочастотные сигналы в режиме реального времени, а также определенную зависимость устойчивости работы фильтра от вида входного сигнала. Поэтому в данной работе был предложен способ усовершенствования алгоритма подобного типа, предназначенный для избавления от указанных недостатков.

Основой для модернизации послужил алгоритм, описанный в работе [1], суть которого выражается следующими соотношениями:

$$y[n] = \tilde{\mathbf{W}}^T [n] \mathbf{X}[n], \quad (1)$$

$$\tilde{\nabla}_w y[n] = \mathbf{X}[n] + \sum_{i=1}^N \tilde{a}_i [n] \tilde{\nabla}_w y[n-1], \quad (2)$$

$$\tilde{\mathbf{W}}[n+1] = \tilde{\mathbf{W}}[n] + \mu[n] \{d[n] - y[n]\} \tilde{\nabla}_w y[n], \quad (3)$$

где  $\tilde{\mathbf{W}}$  – вектор коэффициентов фильтра,  $\mathbf{X}[n]$  – вектор входных данных,  $y[n]$  – отсчет выходного сигнала,  $\tilde{\nabla}_w y[n]$  – несмещенная оценка градиента выходного сигнала по вектору коэффициентов фильтра,  $d[n]$  – отсчет обучающего сигнала,  $\tilde{a}_i [n]$  – коэффициент обратной связи,  $\mu[n]$  – скалярная последовательность, определяющая сходимость,  $N$  – число коэффициентов обратной связи. Истинный градиент рассчитывается по следующей формуле [1]:

$$\nabla_w y[n] = \mathbf{X}[n] + \sum_{i=1}^N \tilde{a}_i [n] \nabla_w y[n-i]. \quad (4)$$

Эта формула абсолютно неприменима на практике в силу своей вычислительной сложности, а также потому, что при использовании истинного градиента  $\nabla_w y[n]$  для расчетов коэффициентов фильтра нужно использовать оператор математического ожидания [1], что невозможно осуществить на практике. Используемые соотношения (2) и (3) являются упрощением идеального градиентного алгоритма в двух отношениях. Во-первых, градиент функции рабочей характеристики аппроксимируется оценкой, а не самим математическим ожиданием. Во-вторых, градиент  $y[n]$  аппроксимируется с учетом допущения о том, что коэффициенты  $\tilde{\mathbf{W}}[n]$  изменяются во времени. Это изменение во времени влияет на (2), так как рекуррентный метод дает  $\tilde{a}_i [n]$ , а не фиксированные значения для  $\{a_i [n]\}$ . В работе [1] указывается, что обе проблемы решаются, если сделать  $\mu[n]$  очень малым. Тогда вектор  $\tilde{\mathbf{W}}[n]$  изменяется очень медленно и (2) хорошо аппроксимирует (4), сходимость в этом случае также будет медленной. Так как соотношение (1) выполняется с учетом предыстории градиента выходного сигнала, было сделано одно упрощение, улучшающее работу БИХ-алгоритма адаптации по формулам (2)-(3) при реализации его на вычислительных системах с конечной разрядностью.

В самом начале итерационного процесса, когда градиент меняется существенно, его значение в  $n$ -ый момент времени будет зависеть только от нескольких предыдущих значений в ближайшие моменты времени. С учетом того, что  $\tilde{\nabla}_w y[n-1]$  не равен нулю в течение всего процесса адаптации (в противном случае процесс адаптации будет завершен), формула (2) дает явное расхождение с формулой (4), особенно на начальном этапе итерационного процесса, поскольку в (2) используется  $N$  ненулевых значений  $\tilde{a}_i [n] \tilde{\nabla}_w y[n-1]$   $i=1, \dots, N$ . Теперь предположим, что адаптация происходит быстро, т. е. количество отсчетов, прошедших через фильтр до получения малого по отношению к входному и обучающему сигналам сигнала ошибки, сравнимо с количеством адаптируемых коэффициентов (приближение быстрой адаптации). Тогда значение оценки градиента  $\tilde{\nabla}_w y[n]$ , как и истинного градиента  $\nabla_w y[n]$ , будет мало отличаться и от нуля, и от своего предыдущего значения  $\tilde{\nabla}_w y[n-1]$  ( $\nabla_w y[n-1]$ ), которое, следовательно, также близко к нулю. Отсюда получаем, что вблизи абсолютного минимума  $\tilde{a}_i [n] \gg \tilde{a}_i [n]$   $i=2, \dots, N$ . Следовательно, величины  $\tilde{a}_i [n] \tilde{\nabla}_w y[n-1]$   $i=2, \dots, N$  имеют второй порядок малости, и ими можно пренебречь. С учетом сказанного формулу (2) можно переписать в другом виде:

$$\hat{\nabla}_w y[n] = \mathbf{X}[n] + \tilde{a}_1 [n] \hat{\nabla}_w y[n-1], \quad (5)$$

т. е. процесс пересчета градиента представляется в виде марковского процесса.

Работа алгоритма на базе формулы (5) была проверена как путем моделирования на ПК, так и путем реализации этого алгоритма на системе ЦОС ADP160QPCI фирмы «Инструментальные системы». В качестве входного брался двухтональный сигнал с аддитивным белым шумом, дисперсия которого превышала уровень детерминированной составляющей в 1,2-1,4 раза. В качестве обучающего использовался также двухтональный сигнал с гармониками тех же частот, что и во входном сигнале, но с другими амплитудами и фазами. Анализ

результатов моделирования и обработки реальных сигналов показал, что даже при частоте дискретизации всего в 5 раз превышающей частоту старшей гармоники входного сигнала уровень сигнала ошибки составлял примерно 4-6% от амплитуды входного сигнала уже после обработки его первых 100-150 отсчетов, а выходной сигнал практически повторял обучающий. При адаптации более схожих сигналов (амплитуды, начальные фазы и частоты гармонических составляющих отличаются не сильно, дисперсия шума во входном сигнале – менее 0,05 от амплитуды детерминированной составляющей) скорость адаптации при использовании модернизированного алгоритма примерно в 1,5-2 раза выше, чем при использовании стандартного, на основе соотношения (2) [1].

Список публикаций:

[1] *Адаптивные фильтры: Пер. с англ./Под ред. К. Ф. Н. Коуэна и П. М. Гранта. // М.: Мир. 1988. 392 с.*

## Моделирование ВЧ и СВЧ магнитоупругих взаимодействий в трехслойной структуре

Дианов Михаил Юрьевич

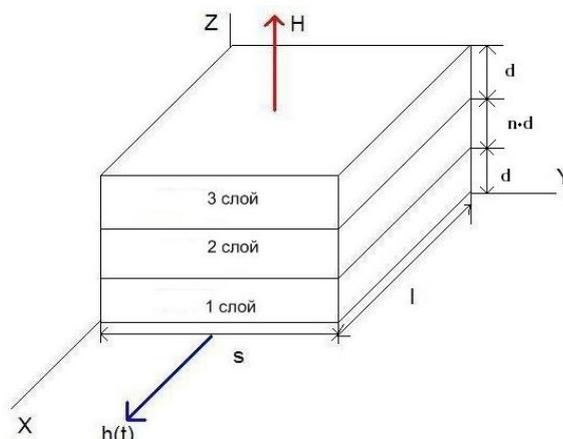
Сыктывкарский государственный университет

Власов Владимир Сергеевич, к.ф.-м.н.

[DianovMY@yandex.ru](mailto:DianovMY@yandex.ru)

В последнее время большое внимание уделяется исследованию нелинейных магнитных взаимодействий в конденсированных средах [1]. Магнитные структуры обладают низким порогом нелинейности по отношению к мощностям внешних переменных возбуждающих полей, и нелинейные эффекты в них можно наблюдать экспериментально, при достаточно небольших амплитудах возбуждающих радиоимпульсов [2]. Причем оптимальными условиями получения нелинейного режима колебаний в магнитных структурах, является использование магнитных тонкопленочных образцов при приложении постоянного подмагничивающего поля, перпендикулярно их плоскости [3]. При такой геометрии удастся избежать процессов параметрического распада [4], мешающих получить раскрытие конуса угла прецессии намагниченности более  $1^\circ$ , и тем самым повысить эффективность возбуждения колебаний [5]. В связи с этим представляет интерес исследование задачи возбуждения магнитных и магнитоупругих колебаний в тонкопленочных структурах при указанной выше геометрии, с использованием сильно нелинейного режима возбуждения, и повышения эффективности работы известных устройств магнитоакустоэлектроники, а также создания принципиально новых устройств [5].

В работе [5] было исследовано возбуждение нелинейных магнитоупругих колебаний в одном ферритовом слое при соблюдении условий нелинейного ферромагнитного резонанса (ФМР) и упругого резонанса. Настоящая работа является продолжением работ [5, 6] и обобщением применения модели использованной в работах [5, 6] для случая трехслойной структуры, которая изображена на *рис. 1*. Исследуемая структура (*рис. 1*) состоит из двух ферритовых слоёв (слои 1 и 3) толщиной  $d$  и немагнитной прослойки между ними (слой 2), толщиной  $n \cdot d$ , где  $n$  – натуральное число. В нашей модели все слои были идентичные по упругим свойствам. Постоянное поле  $\vec{H}$  приложено перпендикулярно плоскости структуры и направлено по оси  $z$ , переменное поле  $\vec{h}(t)$  является линейно поляризованным и направлено по оси  $x$  (*рис. 1*).



*рис. 1 Геометрия задачи*

Получена система уравнений, описывающая нелинейные магнитоупругие колебания, в исследуемой структуре на основе уравнений Ландау-Лифшица-Гильберта и уравнений для упругих смещений. Система

решалась методом Рунге-Кутты 4 порядка. Был исследован случай резонансного взаимодействия магнитоупругих колебаний, возбужденных в ферритовых слоях. Обнаружен эффект аномальной релаксации намагниченности при магнитоупругом резонансе. При наличии расстройки частоты переменного поля, от частоты упругого резонанса, могут возникнуть магнитоупругие автоколебания релаксационного типа. Данные автоколебания имеют некоторый порог по амплитуде переменного поля. Подобные автоколебания были обнаружены в работе [6]. В настоящей работе был получен дополнительно эффект усиления автоколебаний, за счет взаимодействия магнитоупругих колебаний двух ферритовых слоев. Данный эффект может быть положен например, в основу принципа действия гиперзвукового усилителя с электромагнитной начинкой.

Список публикаций:

- [1] А.М. Шутый, Д.И. Семенов // ФТТ, том 49, 1636 (2007).
- [2] M.Ye.H. Dotsch, Phys. Rev. B vol. 44, 9458 (1991).
- [3] Ю.В. Гуляев, П.Е. Зильберман, А.Г. Темиряев, М.П. Тихомирова // ФТТ, том 42, 1062 (2000).
- [4] Д.И. Семенов, А.М.Шутый // УФН, том 177, 831 (2007).
- [5] В.С. Власов, Л.Н. Котов, В.Г. Шавров, В.И. Щеглов // РИЭ, том 54, 863 (2009).
- [6] С.Н. Карпачев, В.С. Власов, Л.Н. Котов // Вестник МГУ, сер.3, 60 (2006).

## **Установка для измерения влажности листовых диэлектриков (суховесовой и радиофизический метод)**

**Емельянов Евгений Витальевич**

*Томский государственный университет*

*Дунаевский Григорий Ефимович, д.т.н.*

*resonans@inbox.ru*

Измерение влажности во многих случаях необходимо для получения новых знаний о физических характеристиках природных веществ [1-3]. Контроль количества влаги необходим для обеспечения качества производимой продукции: обширного ряда бинарных смесей, изделий из дерева, бумаги и др.

Среди принятых в настоящее время методов диагностики влажности выделяют радиофизические методы: кондуктометрические, емкостные, волноводные, резонаторные (объемные [4-6], микрополосковые [7-9], коаксиальные [7], открытые [10] резонаторы). К достоинствам радиофизических методов относятся: высокая чувствительность, быстрое действие, возможность выдачи информации в цифровом виде и относительная простота автоматизации процесса сбора и обработки данных.

Для исследования влажности листовых материалов, которые являются объектом исследования данной работы, предпочтительно использовать открытые резонаторы (ОР) [11], которые хорошо зарекомендовали себя в исследованиях и измерениях параметров нитевидных материалов, в контроле толщины и однородности полиэтиленовой пленки [11]. Открытый резонатор, который является по своей сути квазиоптическим преобразователем, особенно удобен для исследования листовых материалов благодаря свободному доступу к рабочему объему резонатора, возможности изучения характеристик образцов различных размеров, возможности исследования как интегральных характеристик образца, так и его отдельных участков. Квазиоптический преобразователь позволяет наиболее простым способом реализовать неразрушающий бесконтактный метод измерений.

Теория ОР достаточно развита для описания электродинамических характеристик резонатора и их изменений при внесении в его полость диэлектрических образцов различной формы. Обычно предполагается положение образца в полости резонатора строго фиксированным и неподвижным. В процессе производства такие требования выполнить, зачастую, невозможно. В [11] теоретически и экспериментально показаны пути устранения влияния вибраций образца и его перемещений в пространстве на результаты контроля. Представляет интерес оценить возможность применения этих подходов и при измерении влажности материалов.

В данной работе предлагается комбинированный метод, обеспечивающий одновременную фиксацию радиоволновых и весовых параметров применением, соответственно, резонаторного радиофизического и суховесового методов. При этом для повышения качества калибровки и точности измерений использована современная цифровая аппаратура.

Блок-схема установки приведена на *рис.1*. Измерения проводились в 8-мм диапазоне длин волн в ОР длиной  $L=13,4$  см, образованном вогнутыми зеркалами с диаметром апертуры  $2a=12$  см и радиусом кривизны  $R=20$  см. Использовался основной тип колебаний, схема измерения «на проход». Связь резонатора с трактом осуществлялась с помощью волноводов прямоугольного сечения, сходящихся по узкой стенке в щели на

зеркала. При этом, во-первых, потери и сдвиги фаз, вносимые элементами связи, не зависят от положения бумаги; во-вторых, обеспечивается линейная поляризация колебаний ОР (ортогональная плоскости щелей связи [11]), в плоскости, ортогональной плоскости исследуемого образца.

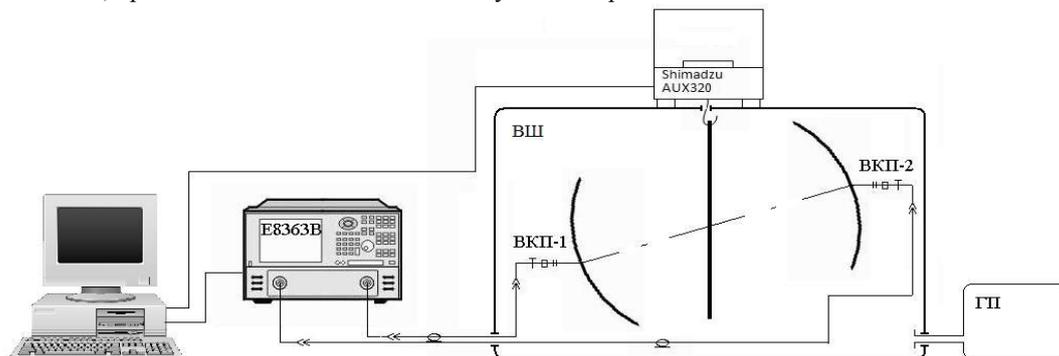


рис1.Блок-схема экспериментальной установки

Для проведения исследований использовалось оборудование ЦКП «Центр радиоизмерений ТГУ», аккредитованного в 2009 году на техническую компетентность в области измерения диэлектрической проницаемости на СВЧ. Измерительная установка включает в себя: ЭВМ, векторный анализатор цепей PNA E8363B фирмы Agilent Technology, 8-мм открытый резонатор, аналитические весы AUX320 фирмы Shimadzu, сушильный шкаф (ВШ), генератор пара (ГП), коаксиальные линии связи, а так же волноводно-коаксиальные переходы (ВКП-1, ВКП-2).

Сигнал от первого входа анализатора цепей E8363B через коаксиальный кабель, ВКП-1 и волновод попадает на элемент связи ОР. Далее сигнал проходит через резонатор с исследуемым образцом, через элемент связи второго зеркала поступает в волновод, ВКП-2 и коаксиальный кабель, и подается на второй вход анализатора цепей. На ЭВМ поступает сигнал с анализатора цепей и аналитических весов AUX320, производится синхронная запись в память ЭВМ результатов электродинамических и весовых измерений. Установка довольно компактна, так как генераторный и измерительный блоки являются составляющими анализатора цепей PNA E8363B.

Во избежание быстрого высыхания образца резонатор помещался в пластиковый корпус вытяжного шкафа радиохимического 1ШВ1–2ОС (ВШ) и устанавливался на подставке с возможностью изменения угла  $\vartheta$  между оптической осью резонатора и плоскостью образца. Для изменения влажности в ВШ предусмотрен генератор пара, с помощью которого задавался и поддерживался необходимый уровень влажности в шкафу.

Влажность и температура контролировались гигрометром психометрическим ВИТ-2. Образец подвешивался посредством нити к весам AUX320, конструкцией которых предусмотрено такое крепление.

Список публикаций:

- [1] Комаров С.А., Миронов В.Л., Лукин Ю.И. Исследование диэлектрического спектра комплексной диэлектрической проницаемости влажных почвогрунтов // *Известия высших учебных заведений. Физика*, 2006, т. 49, № 9. С. 29.
- [2] Фурашов Н. И., Дудин В. Е., Свердлов Б. А. Исследование диэлектрических свойств воды в диапазоне частот 75 – 120 ГГц.– *Известия вузов. Радиофизика*, 2006. Т.49.В.6.С.. 489-501.
- [3] Князев В.Ю., Косский И.А., Малых Н.И., Ямпольский Е.С. Проникновение микроволнового излучения в воду // *ЖТФ*, 2003. Т.73. №11. С.133-136.
- [4] Миронов В.Л., Савин И. В. Метод калибровки полоскового резонатора при измерениях комплексной диэлектрической проницаемости влажных почв и грунтов // *ПТЭ*, 2006. №.1.С.128–134.
- [5] Гарин Б.М., Дьяконова О.А., Казанцев Ю.Н. Физические свойства резистивных нитей и структур на их основе в СВЧ. диапазоне.// *ЖТФ*, 1999.Т.69. №1. С.104-
- [6] Миронов В.Л., Косолапова Л.Г., Фомин С.В. Метод создания спектроскопической базы данных диэлектрических свойств влажных почв в СВЧ диапазоне // *Известия высших учебных заведений. Радиофизика*, 2007. с.339–349.
- [7] Беляев Б.А., Дрокин Н.А., Шабанов В.Ф. Восстановление функций распределения времен релаксации жидких кристаллов 7СВ и 7ОСВ по диэлектрическим спектрам // *ФТТ*, 2006. Т.48 В.5. С.724-729.
- [8] Suslyaev V.I., Kochetkova T.D. The microwave spectra of the permittivity of aqueous methanol solutions measured in the relaxation region. // *Russian Physics Journal*, 2003, p. 929-932.
- [9] Suslyaev V.I., Kochetkova T.D., Zhuravlev V.A., Sudakov S.V. An automated setup for investigating the temperature dependence of the permittivity spectra of polar liquids in the range of 0.1-1.25 GHz // *Instruments and Experimental Techniques*, 2003, p. 672-676.
- [10] Власов С.Н., Копосова Е.В., Мясникова С.Е., Паршин В.В. Открытые резонаторы для измерения малых диэлектрических потерь.// *ЖТФ*, 2002 Т.72. №12. С.79-87/
- [11]. Дунаевский Г. Е. *Открытые резонаторные преобразователи*. – Томск: Изд-во НТЛ, 2006. – 300 с

## Интерференционные потоки энергии в модели комбинированной антенны

Запасной Андрей Сергеевич

Беличенко Виктор Петрович

Томский государственный университет

Беличенко Виктор Петрович, к.ф.-м.н.

[zas\\_rff@sibmail.com](mailto:zas_rff@sibmail.com)

К настоящему времени предложены различные конструкции широкополосных антенных систем. Среди них можно отметить, например, спиральные антенны, биконические излучатели, снабженные шлейфами, комбинированные антенны. К комбинированным антеннам относят такие антенны, которые включают в свой состав достаточно четко выделяемые излучатели электрического и магнитного типов. Своими названиями эти излучатели обязаны тому обстоятельству, что в ближней зоне у первых преобладает запас электрической энергии, а у вторых – запас магнитной энергии. Благодаря такой комбинации обеспечивается уменьшение запаса реактивной энергии (определяется разностью запасов магнитной и электрической энергий в ближней зоне антенны) и, тем самым расширение полосы согласования всей излучающей системы.

Следует отметить, что физические процессы, протекающие в ближней зоне, изучены еще недостаточно. В данной работе эти процессы рассмотрены на примере модели комбинированной антенны в виде вертикального электрического вибратора и ортогонального по отношению к нему магнитного вибратора (рис.1).

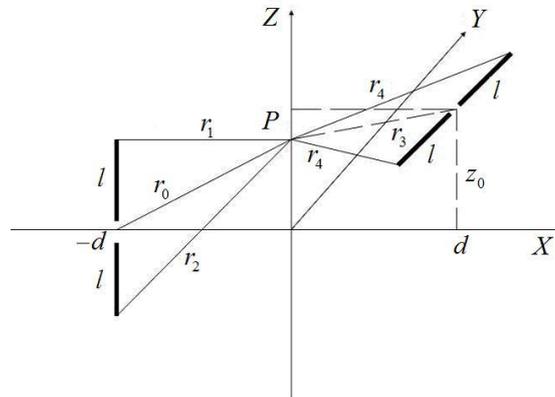


рис.1 Модель комбинированной антенны

Предполагается, что по вибраторам протекают синусоидальные токи комплексные амплитуды которых равны соответственно  $I^e$  и  $I^m$ . Выражения для компонент полей таких вибраторов приведены, на пример, в [1]. Используя эти выражения при вычислении нормальной к плоскости  $x=0$  в некоторой точке  $P$  (рис.1) компоненты вектора Пойнтинга, было найдено, что он представляется в виде суммы трех слагаемых. Два из этих слагаемых характеризуют плотности потока мощности излучения уединенных электрического и магнитного вибраторов. Третье слагаемое описывает плотность потока мощности излучения, переносимого за счет образования так называемого интерференционного потока энергии [2]:

$$\begin{aligned}
 S_x = 2 \left\{ \left[ \frac{I^m I^{e*}}{r_3^2} - \frac{I^e I^{m*}}{r_1 r_4} \right] \cos k(r_1 - r_4) + \left[ \frac{I^m I^{e*}}{r_3^2} - \frac{I^e I^{m*}}{r_2 r_4} \right] \cos k(r_2 - r_4) - \right. \\
 - 2 \cos kl \left[ \frac{I^m I^{e*}}{r_3^2} - \frac{I^e I^{m*}}{r_0 r_4} \right] \cos k(r_0 - r_4) - \cos kl \left[ \frac{I^m I^{e*}}{r_3^2} - \frac{I^e I^{m*}}{r_1 r_3} \right] \cos k(r_1 - r_3) - \\
 \left. - \cos kl \left[ \frac{I^m I^{e*}}{r_3^2} - \frac{I^e I^{m*}}{r_2 r_3} \right] \cos k(r_2 - r_3) + 2 \cos^2 kl \left[ \frac{I^m I^{e*}}{r_3^2} - \frac{I^e I^{m*}}{r_0 r_3} \right] \cos k(r_0 - r_3) \right\} + \\
 + 2i \left\{ \left[ \frac{I^m I^{e*}}{r_3^2} + \frac{I^e I^{m*}}{r_1 r_4} \right] \sin k(r_1 - r_4) + \left[ \frac{I^m I^{e*}}{r_3^2} + \frac{I^e I^{m*}}{r_2 r_4} \right] \sin k(r_2 - r_4) - \right. \\
 \left. - 2 \cos kl \left[ \frac{I^m I^{e*}}{r_3^2} + \frac{I^e I^{m*}}{r_0 r_4} \right] \cos k(r_0 - r_4) - \cos kl \left[ \frac{I^m I^{e*}}{r_3^2} + \frac{I^e I^{m*}}{r_1 r_3} \right] \sin k(r_1 - r_3) - \right.
 \end{aligned}$$

$$-\cos kl \left[ \frac{I^m I^{e*}}{r_3^2} - \frac{I^e I^{m*}}{r_2 r_3} \right] \sin k(r_2 - r_3) + 2 \cos^2 kl \left[ \frac{I^m I^{e*}}{r_3^2} - \frac{I^e I^{m*}}{r_0 r_3} \right] \sin k(r_0 - r_3) \Big\}.$$

Как видно это выражение имеет довольно сложную структуру, поскольку поле каждого из вибраторов представляется тремя "центрами излучения" сферических волн, находящимися соответственно в центре вибратора и на его верхнем и нижнем концах.

Если начальные фазы токов в вибраторах совпадают, то в полученном выражении выделяются две самостоятельные части. Первая содержит шесть слагаемых, заключенных в первую пару фигурных скобок и является действительной. Вторая часть, также содержащая шесть слагаемых и заключенная во вторую пару фигурных скобок, является при этом чисто мнимой. Таким образом, в рассматриваемом случае имеет место сложная картина формирования действительного и чисто мнимого интерференционных потоков энергии, зависящая от соотношения электрических расстояний  $kr_0, kr_1, kr_2, kr_3, kr_4$  и размера  $kl$  плеча вибраторов. Вместе с тем видно, что при достаточной малости всех электрических размеров доминирующую роль будет играть действительная часть  $S_x$ . Отмечается также ее осцилляционное поведение при изменении как взаимного положения вибраторов, так и точки  $P$ . Следовательно, при близком расположении вибраторов и достаточно малых их размерах имеет место ярко выраженная передача энергии от одного вибратора к другому, позволяющая с принципиальной точки зрения уменьшить запас реактивной энергии в ближней зоне комбинированного излучателя. Однако, вследствие многопараметрической зависимости интерференционного потока энергии, практическая реализация необходимого обмена энергиями требует очень тщательной конструкторской проработки.

Список публикаций:

[1] Марков Г. Т. Антенны. М.-Л. 1960. 535 с.

[2] Афанасьев С. А., Семенцов Д. И // Успехи физических наук. 2008. Т. 178. № 4. С.377.

## **Моделирование сильноточных релятивистских электронных потоков без применения сеточных методов**

**Захарченко Сергей Владимирович**

*Волгоградский государственный технический университет*

*Шеин Александр Георгиевич, д.ф.-м.н.*

*doublef-ctm@yandex.ru*

Изучение динамики сильноточных электронных потоков представляет научный и практический интерес в связи с использованием их в мощных электровакуумных приборах для генерации СВЧ излучения. Ввиду того, что натурный эксперимент представляет собой дорогостоящую задачу, прибегают к моделированию динамики потока. Наиболее вычислительно сложной задачей при этом является расчёт поля пространственного заряда. Среди существующих программных решений [1], [2] популярен метод «частица-в-ячейке». При применении этого метода модельное пространство взаимодействия перестаёт быть однородным и изотропным, в то время как реальное указанными свойствами обладает. Вследствие этого сеточные модели могут недостаточно точно отражать характеристики реальных приборов. Отсюда вытекает желательность создания вычислительно эффективных моделей электронных потоков, не основанных на методе «частица-в-ячейке». Расчёт поля пространственного заряда методом «частица-частица» более трудоёмок, с чем связана необходимость распараллеливания систем моделирования.

В работе рассматривается динамика нескомпенсированного релятивистского электронного потока, транспортируемого в продольном магнитном поле достаточно большой величины, чтобы в определенной степени ограничить поперечное движение электронов. Уравнение движения электронов решается релятивистски корректным способом: вместо получения скорости интегрированием ускорения рассчитывается импульс интегрированием силы, действующей на частицу:

$$\dot{\mathbf{p}} = \frac{q}{m} (\mathbf{E} + [\mathbf{v}, \mathbf{B}]), \quad (1)$$

а скорость, необходимую для расчёта координат и действующей на частицу силы, вычисляется через импульс.

Поле пространственного заряда определяется через уравнения Лиенара-Вихерта для поля, частицы, движущейся с релятивистской скоростью [3]:

$$\mathbf{E} = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 \left( |\mathbf{R}| - \frac{\mathbf{R}\mathbf{v}'}{c} \right)^3} \left( \left( 1 - \frac{\mathbf{v}'^2}{c^2} \right) \left( \mathbf{R} - |\mathbf{R}| \frac{\mathbf{v}'}{c} \right) + \frac{1}{c^2} \left( \mathbf{R} \times \left( \left( \mathbf{R} - |\mathbf{R}| \frac{\mathbf{v}'}{c} \right) \times \mathbf{a}' \right) \right) \right) \quad (2)$$

$$\mathbf{B} = \frac{1}{Rc} \mathbf{R} \times \mathbf{E}$$

Здесь  $\mathbf{r}'$ ,  $\mathbf{v}'$ ,  $\mathbf{a}'$  — координаты, скорость и ускорение излучающей поле частицы в момент времени  $t'$ ,  $\mathbf{R} = \mathbf{r} - \mathbf{r}'$ , и должно выполняться условие  $R = |\mathbf{R}| = c(t - t')$ .

При численном интегрировании уравнения движения применяется метод «с перешагиванием». Показано, что в качестве оценки скорости частицы при расчёте поля по формулам (2) по соображениям численной устойчивости предпочтительно применять её значение в предыдущем кванте времени, а не более сложную (в частности, линейную) экстраполяцию.

Для моделирования движения потока в области с проводящими пластинами последние могут моделироваться как граничные условия для поля. В то время как сеточные методы изначально предполагают наличие граничных условий, при моделировании потока с использованием метода «частица-частица» для расчёта поля пространственного заряда учёт граничных условий затруднителен.

В электростатике для учёта граничных условий может применяться метод электростатических изображений [4], позволяющий в некоторых случаях дополнить модель зарядами и исключить из рассмотрения проводники. Представляет интерес обобщение этого метода на электродинамику, в том числе и при релятивистских скоростях. С использованием теории функций Грина показано, что в частном случае идеально проводящей плоскости учёт граничных условий на ней ( $E_x = E_y = 0$ ,  $B_z = 0$  [5]) может быть обеспечен рассмотрением вместе с потоком его зеркального отражения относительно плоскости, имеющего противоположный заряд. Поле в некоторой точке, создаваемое движущейся с релятивистской скоростью частицей, формируется как суперпозиция полей, создаваемых некоторым состоянием частицы в предыдущий момент времени (в котором выполняется условие  $|\mathbf{R}| = c(t - t')$ ) и отражением  $B'$  более раннего состояния  $B$  частицы от бесконечной проводящей плоскости  $Oxy$  (условие  $|\mathbf{R}| = c(t - t')$  выполнено для отражения  $B'$ ). Можно показать, что при выполнении условия нахождения всего потока по одну сторону от плоскости расстояние от изображения до точки наблюдения всегда больше расстояния от оригинала, что гарантирует, что соблюдается принцип причинности.

Из линейности задачи следует, что можно обобщить полученный результат на случаи, содержащие более одной проводящей плоскости. Матрица преобразования для множественного отражения в однородных координатах равна произведению матриц отражения от рассматриваемых плоскостей в заданном порядке. Знак заряда при множественном отражении определяется чётностью или нечётностью количества отражений.

Из упомянутого ограничения и свойств групп, порождаемых осевыми симметриями [6] следует, что на углы между любыми плоскостями накладывается условие  $\alpha = \frac{\pi}{n}$ ,  $n \in \mathbf{N}$ . На практике это означает, что таким способом можно рассчитывать в основном движение потока в проводниках с прямоугольным сечением. Аналогичное ограничение существует и для классического метода изображений.

Реализована система моделирования сильноточных релятивистских электронных потоков, использующая вышеизложенный подход для расчёта поведения потока, в том числе с учётом граничных условий.

Список публикаций:

- [1] *MAGIC Tool Suite: FDTD-PIC Software for EM Design and Simulation*. 2008. URL: <http://www.mrcwdc.com/magic/>
- [2] *Tarakanov V.P. User's Manual for Code Karat*. Berkley Research Associate Inc. Springfield, VA, 1992.
- [3] *Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Теоретическая физика: Учеб. пособие. В 10 т. Т. II. Теория поля. 7-е изд., испр. М.: Наука, 1988. 512 с.*
- [4] *Иродов И.Е. Основные законы электромагнетизма: Учеб. пособие. 2-е изд., стереотип. М.: Высш. шк., 1991. 289 с.*
- [5] *Соловьёвникова И.П., Наймушин М.П. Теория волновых процессов. Электромагнитные волны: Учеб. пособие. Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ – УПИ, 2005. 131 с.*
- [6] *Смирнов Е.Ю. Группы отражений и правильные многогранники. М.: МЦНМО, 2009. 48 с.*

## Радиопоглощающие покрытия на основе электромагнитного кристалла и анизотропного композита

**Зотов Илья Станиславович**

*Бычков Игорь Валерьевич, Федий Александр Алексеевич*

*Челябинский государственный университет*

*Бычков Игорь Валерьевич*

*[zotovis@mail.ru](mailto:zotovis@mail.ru)*

В работе представлены результаты практического исследования многослойного композитного материала изготовленного на основе диэлектрической матрицы ( $\text{CaSO}_4 \cdot 2\text{H}_2\text{O}$ ), в которой сформирована регулярная проводящая структура, в виде графитовых стержней, представляющая собой электромагнитный кристалл [1]. Исследования проводились волноводным методом в СВЧ диапазоне 8 – 12 ГГц, с использованием панорамного измерителя КСВН Р2-61 в стандартной конфигурации.

Традиционно задача защиты радиоэлектронной и медицинской аппаратуры от электромагнитного излучения решается с применением дорогостоящих радиопоглощающих покрытий и технологий. Более дешевыми но при этом достаточно эффективными могут быть многослойные поглотители из простых и доступных материалов таких как гипс и графит. В таких материалах важной составляющей является поверхностный слой, определяющий коэффициент отражения всего покрытия. Для согласования внешнего пространства и поглотителя, поверхностный слой поглотителя, в первом приближении, должен иметь диэлектрическую проницаемость равную среднему геометрическому диэлектрических проницаемостей внешнего пространства и основного поглощающего слоя.

Для получения согласующего поверхностного слоя можно использовать диэлектрическую матрицу, в которой сформирован «электромагнитный кристалл» состоящий из графитовых стержней. Электромагнитный кристалл является регулярной структурой с характерным периодом сравнимым с длиной волны. Данному кристаллу присуща зонная структура в частотном диапазоне, т.о. в зависимости от частоты кристалл пропускает либо запрещает прохождение электромагнитных волн. Так же важно отметить что эффективная диэлектрическая проницаемость такой структуры зависит от расстояния между стержнями и может иметь как отрицательные, так и положительные значения.

В данной работе исследованы образцы материалов, состоящие из нескольких существенно различающихся слоев. Основная часть покрытия состоит из слоистого материала, основой которого является диэлектрическая матрица, состоящая из смеси гипса и мелкодисперсного природного графита. Меняя концентрацию графита, возможно регулировать эффективное значение диэлектрической проницаемости в широких пределах. В матрице через 0,5 мм сформированы слои частично ориентированного графита с анизотропией проводимости. Такие слои повышают коэффициент поглощения. В целом материал проявляет анизотропию диэлектрической проницаемости. Внешним слоем в образце является слой гипса с графитовыми стержнями диаметром 0,5 мм и постоянной решетки 5 мм, для первого образца, и 3 мм, для второго образца. Оси графитовых стержней были ориентированы перпендикулярно поверхности образца.

Измерения, проведенные на измерителе КСВН Р2-61, показали, что на первом образце с постоянной решетки 5 мм во внешнем слое коэффициент отражения равен  $-11\text{дБ} \pm 1$  в полосе от 8 до 10,3 ГГц без проявлений размерного резонанса. На втором образце с постоянной решетки 3 мм коэффициент отражения равен  $-6\text{дБ} \pm 1$  в полосе от 8 до 9,7 ГГц. На частотах 9,7 – 10,8 ГГц проявился размерный резонанс, что привело к уменьшению коэффициента отражения до  $-13\text{дБ} \pm 1$ .

Исследования данных структур показали возможность существенного изменения коэффициента отражения электромагнитных волн в диапазоне от 8 до 12 ГГц.

Список публикаций:

[1] Белов П.А. Дисперсионные и отражательные свойства двумерного электромагнитного кристалла из реактивно нагруженных проводов, - В кн. Проблемы когерентной и нелинейной оптики. - СПб: СПбГИТМО, (2002).

## Исследование спектральных характеристик релятивистских электронных потоков

*Исаков Никита Александрович*

*Волгоградский государственный технический университет*

*Ковтун Дмитрий Григорьевич, к.ф.-м.н.*

*[Isakov\\_nikita@list.ru](mailto:Isakov_nikita@list.ru)*

Для потоков с малыми скоростями существует множество моделей, используя которые можно приближенно решить задачу о нахождении собственных частот. Релятивистский же случай изучен плохо. Ввиду сложности задачи целесообразно использовать численные методы.

В работе рассматриваются две программы созданные для исследования собственных частот релятивистских электронных потоков распространяющихся в продольном магнитном поле. Одна из программ служит для исследования динамики электронного потока, с использованием метода крупных частиц. При этом уравнения движения решаются методом Рунге-Кутты 4-го порядка. В связи с тем что скорость электронов сравнима со скоростью света при расчете поля пространственного заряда приходится учитывать эффект запаздывания. Выражения для полей с учетом эффекта запаздывания можно взять из[1]. В системе СИ они имеют следующий вид:

$$\vec{E} = \frac{e}{4\pi\epsilon_0} \left\{ \frac{\left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right) \left(\vec{R} - \frac{\vec{v}}{c} R\right)}{\left(R - \frac{\vec{R}\vec{v}}{c}\right)^3} + \frac{\left[\vec{R}, \left[\left(\vec{R} - \frac{\vec{v}}{c} R\right), \dot{\vec{v}}\right]\right]}{c^2 \left(R - \frac{\vec{R}\vec{v}}{c}\right)^3} \right\} \quad (1)$$

$$\vec{B} = \frac{1}{c} \left[ \vec{R}, \vec{E} \right] \quad (2)$$

Здесь  $R = |\vec{r}(t) - \vec{r}(t')|$ , где  $\vec{r}(t)$  координата точки нахождения поля; а величины определяющие координату  $\vec{r}(t')$ , скорость  $\vec{v}$  и ускорение  $\dot{\vec{v}}$ , взяты в момент времени, который определяется из условия запаздывания поля:

$$t' + \frac{R(t')}{c} = t \quad (3)$$

Таким образом, необходимым условием учета эффекта запаздывания является хранение в памяти компьютера координат, скоростей и ускорения микрочастиц в каждый из моментов времени. Более подробно с методикой учета запаздывания можно ознакомиться в [2]. При моделировании потоков можно задавать модуляцию по скорости электронов на входе в пространство взаимодействия, а также модуляция плотности пространственного заряда. Также при желании можно задать тепловой разброс скоростей.

Полученные траектории электронов могут сохраняться в файл для дальнейшей обработки. Эти данные могут обрабатываться во второй программе с целью получения спектра плотности тока через заданную площадку. Для нахождения временной зависимости используется (4), а для спектра (5).

$$j(t_i) = \frac{1}{ab} \frac{k|e|N_e}{dt}, \quad i = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (4)$$

$$j(\omega_n) = \sum_{k=0}^{N-1} j(t_k) e^{-\frac{2\pi i}{N} nk}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} \quad (5)$$

Где  $a$  и  $b$  - геометрические размеры площадки,  $k$  - коэффициент укрупнения макрочастиц,  $N_e$  - число макрочастиц пересекающих площадку за время  $dt = t_{i+1} - t_i$ ,  $N$  - количество отсчетов,  $\omega_n$  - гармоника с номером  $n$

На *рис.1* в качестве примера расчетов с использованием данных программ представлен спектр релятивистского электронного потока с модуляцией по скорости.

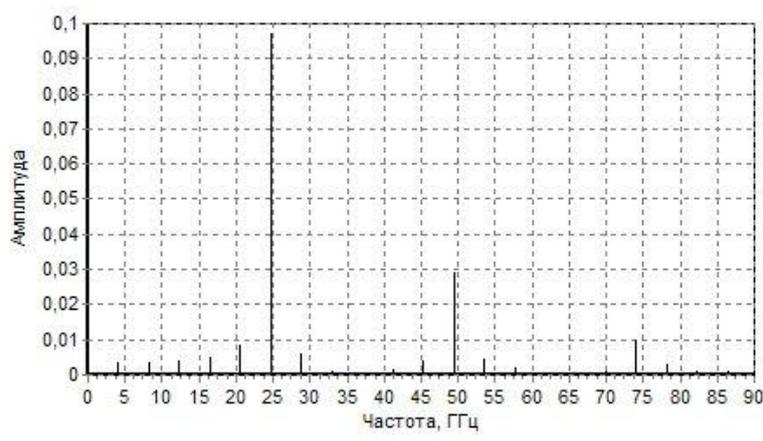


рис.1 Спектр плотности тока электронного потока, с модуляцией по скорости при  $\rho = 0,05 \text{ кл/м}^3$ ,  $B_x = 0.5 \text{ Тл}$ ,  $v_x = 0.8 \text{ с}$ , частоте модуляции 25 ГГц, относительной амплитуде модуляции 0,05. Площадка находится на расстоянии 1см от плоскости влета

Данные программы будут использованы для нахождения собственных частот релятивистских электронных потоков с различными параметрами.

Список публикаций:

[1] Ландау Л.В. Лифшиц Е.М. Теория поля. — 7-е изд., испр. — М.: Наука. Физматлит, 1988. — 512 с.

[2] Ковтун, Д. Г. Динамика релятивистского электронного потока в скрещенных полях : дис. канд. физ. – мат. наук : 01.04.04 / Д. Г. Ковтун. — Волгоград, 2001. — 122 с.

## Разработка динамических индукционных преобразователей для измерения напряженности электрических полей

**Исянчури Ильнар Ильдарович**

*Башкирский государственный университет*

Сушко Борис Константинович

[lnur1307@mail.ru](mailto:lnur1307@mail.ru)

В последнее время проблеме создания измерителей слабых электрических полей уделяется большое внимание. В физике проводится регистрация сверхслабых полей, например при поисках дробных элементарных зарядов, так же ощущается нужда в приборах, позволяющих проводить исследование полей в условиях плазмы газового разряда, для этого разработан и исследованы дифференциальный динамический индукционный преобразователь (ДДИП) параметров электростатических полей, применение которого показывает возможность увеличить коэффициент преобразователя и снизить уровень синфазных помех, повысить чувствительность измерений. В качестве первичных преобразователей таких приборов часто используются системы вращающихся или вибрирующих электродов. [1] Динамический индукционный преобразователь (ДИП) представляет собой линейную систему, для которой выполняется принцип наложения (суперпозиции) зарядов. Заряд одного из электродов ДИП может быть выражен как:

$$q_a = \sum_{b=1}^n C_{ab} (\varphi_a - \varphi_b) \quad (1)$$

Здесь  $C_{ab}$  – частичные емкости между элементами преобразователя а и b;  $\varphi_a$ ,  $\varphi_b$  – электрические потенциалы соответствующих элементов (ДДИП) преобразователя. В соответствии с нумерацией электродов, приведенной на (рис.1)

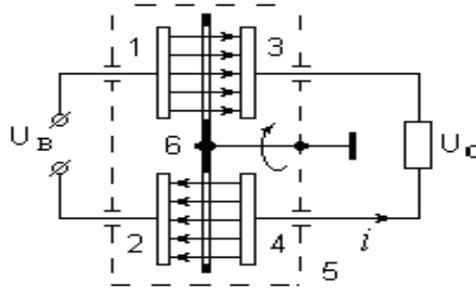


рис.1 Схемы дифференциального динамического индукционного преобразователя ДДИП: 1,2 – электроды возбуждения; 3,4 – приемные электроды; 5 – заземленные элементы прибора; 6 – модулирующий электрод

Запишем выражения для зарядов на них с учетом симметрии схемы:

$$q_2 = -q_1; q_3 = -q_4; \varphi_2 = -\varphi_1; \varphi_3 = -\varphi_4; \varphi_5 = 0;$$

$$C_{12} = C_{21} = C_1; C_{34} = C_{43} = C_2; C_{13} = C_{31} = C_{24} = C_{42} = C_3;$$

$$C_{14} = C_{41} = C_{23} = C_{32} = C_4; C_{15} = C_{25} = C_5; C_{35} = C_{45} = C_6;$$

Возбуждающее  $U_B$  является входным измеряемым напряжением, сигнальное  $U_C$  выходное напряжение ДИП которое подается на измерительный усилитель, оно прямо пропорционально напряженности измеряемого поля, составляют:

$$U_B = \varphi_1 - \varphi_2, U_C = \varphi_4 - \varphi_3 \quad (2)$$

После упрощений получим:

$$q_1 = C_1(\varphi_1 - \varphi_2) + C_3(\varphi_1 - \varphi_3) + C_4(\varphi_1 - \varphi_4) + C_5\varphi_1 \quad (3)$$

$$q_2 = C_{21}(\varphi_2 - \varphi_1) + C_{23}(\varphi_2 - \varphi_3) + C_{24}(\varphi_2 - \varphi_4) + C_{25}(\varphi_2 - \varphi_5) \quad (4)$$

$$q_3 = C_{31}(\varphi_3 - \varphi_1) + C_{32}(\varphi_3 - \varphi_2) + C_{34}(\varphi_3 - \varphi_4) + C_{35}(\varphi_3 - \varphi_5) \quad (5)$$

$$q_4 = C_{41}(\varphi_4 - \varphi_1) + C_{42}(\varphi_4 - \varphi_2) + C_{43}(\varphi_4 - \varphi_3) + C_{45}(\varphi_4 - \varphi_5) \quad (6)$$

После преобразований найдем заряды на положительных сигнальных электродах:

$$q_C = C_C U_C + C_{BC} U_B \quad (7)$$

и электродах возбуждения:

$$q_B = C_B U_B + C_{BC} U_C \quad (8)$$

Здесь обозначено:

$$C_B = C_1 + (C_3 + C_4 + C_5) / 2 \quad (9)$$

$$C_C = C_2 + (C_3 + C_4 + C_6) / 2 \quad (10)$$

(9) и (10) – собственные емкости сигнальной системы и системы возбуждения ДИП;

$$C_{BC} = (C_3 - C_4) / 2 \quad (11)$$

– взаимная емкость этих двух систем.

При вращении модулирующего электрода 6, который представляет собой вращающийся диск с секторными прорезями, значения емкостей  $C_3$  и  $C_4$  периодически изменяются в противофазе, поэтому значение емкости  $C = C_3 - C_4$  имеет знакопеременный характер. [2] Дифференцирование выражений (7) и (8) позволяет определить токи в сигнальной цепи:

$$-i_B = \frac{dq_B}{dt} = C_{BC} \frac{dU_C}{dt} + U_C \frac{dC_{BC}}{dt} + U_B g_B \quad (12)$$

и в цепи возбуждения:

$$-i_c = \frac{dq_c}{dt} = C_c \frac{dU_c}{dt} + U_B \frac{dC_{BC}}{dt} = -(i + U_c g_c) \quad (13)$$

Использование дифференциальной системы электродов позволяет удвоить коэффициент преобразования датчика и значительно увеличить коэффициент подавления синфазной помехи.

Список публикаций:

[1] А. с. 966626 СССР, МКП<sup>3</sup> G 01 R 29/24. Измеритель поверхностной плотности заряда диэлектриков / Б. К. Сушко, Р. З. Бахтизин, С. С. Гоц // *Открытия. Изобретения.* - 1982. - № 38.

[2] Имянитов И. М. Приборы для измерения напряженности электрического поля и их применение // *ЖТФ.* - 1949. - Т. 19. - Вып. 9. - С. 1020 - 1031.

## Применение высоковольтных наносекундных импульсов для дезинтеграции биологических объектов

*Касаев Алексей Сергеевич*

*Подгорный Федор Владимирович*

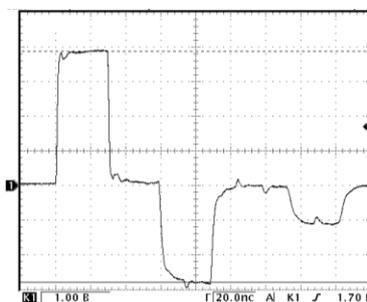
*Институт ядерной физики им. Г.И. Будкера СО РАН*

*Подгорный Федор Владимирович*

*[lx11101@mail.ru](mailto:lx11101@mail.ru)*

В ускорительной технике широко используются высоковольтные импульсы длительностью несколько десятков наносекунд [1]. Как правило, это задачи впуска-выпуска пучков заданной формы, частоты и мощности. Импульсная обработка применяется также в биологических исследованиях при электропорации клеток перед их трансформацией с помощью генетических конструкций [2, 3]. Описано также промышленное применение высоковольтного генератора для улучшения экстракции виноградного сока [4]. Разработанный нами генератор импульсов [1] имеет характеристики, аналогичные описанным в литературе. В связи с этим было проведено его испытание на традиционных биологических объектах, клетках *E.coli* и пекарских дрожжах, с целью выявления возможности применения генератора для дезинтеграции клеток при получении клеточных компонентов, например, нуклеиновых кислот.

Генератор представляет собой источник напряжения или тока, работающего на нагрузку. Чтобы понять, какими свойствами должен был обладать генератор, к стандартной кювете для электропорации, заполненной изотоническим раствором (0,9% NaCl), прикладывался низковольтный короткий импульс от тестового лабораторного генератора Г5-78. Кабель от лабораторного генератора подключается к тройнику на входе осциллографа. Далее к этому тройнику подключен следующий кабель. К концу этого кабеля подключается испытываемая нагрузка. Длина кабеля и, соответственно пробег импульса до нагрузки, отражения и пробег обратно до осциллографа, обычно выбирается такой, чтобы длительность пробега туда-обратно превышала длительность подаваемого импульса. Таким образом, на осциллографе можно видеть проходящий в сторону нагрузки сигнал, а затем, через время пробега импульса до нагрузки и обратно, отражение. Данная схема позволяет настраивать систему на необходимый режим обработки и устранять случайные рассогласования (*рис. 1*).



*рис.1 Осциллограмма импульсов для кюветы, наполненной изотоническим раствором (импульс с генератора; сигнал, отраженный от кюветы; сигнал, отраженный от генератора)*

Исходя из характера отражения, наполненная физраствором кювета является для генератора комплексной нагрузкой с сопротивлением около 6,2 Ом и емкостью около 80 пФ.

Испытание генератора было выполнено на двух макетах.

Первый макет был собран по обычной схеме с двойной формирующей линией на дискретных элементах, в качестве коммутатора использовался тиратрон ТГИ1-1000/25. На эквивалентной нагрузке-резисторе 6,2 Ом был получен колоколообразный импульс напряжением до 25 кВ, длительностью на полувысоте 120 нс.

Второй макет был собран по схеме с одинарной формирующей линией. В качестве линии использовалась коаксиальная конструкция из двух медных трубок длиной 60 см. Наружный диаметр внутренней трубки равен 6 мм, внутренний диаметр внешней трубки равен 14 мм. Пространство между трубками заполнено бидистиллированной водой. Высокая диэлектрическая проницаемость воды позволила создать очень компактную линию. Длительности импульса составила около 40 нс, фронт нарастания и спада составил 2,5 нс. В качестве коммутатора в этой схеме использовался неуправляемый двухэлектродный воздушный разрядник. В этом макете не ставилась цель достичь высокого напряжения, амплитуда импульса на нагрузке 6,2 Ом составила 2,5 кВ.

В серии экспериментов переменными величинами являлись амплитуда напряжённости электрического поля (до 1 В на клетку размером 1-10 мкм) и количество прикладываемых к кювете импульсов.

Было показано, что в условиях эксперимента достигается разрушение клеток, которое регистрировали по накоплению нуклеиновых кислот (анализ экстракта выполнен коллегами из ИЦиГ СО РАН). Как и предполагалось, важными факторами явились амплитуда прикладываемого импульса и их количество. К примеру, при пяти импульсах высокого напряжения накопления нуклеиновых кислот отмечено не было, при увеличении количества импульсов до 20 и выше картина изменилась.

Дальнейшие исследования макета на основе формирующей линии на воде направлены на исследования долговременной стабильности характеристик импульса, переход в режим формирования пачек импульсов с большой частотой следования, а также режим работы в мегагерцовой области частот с управляемым твердотельным ключом, в том числе при высоком напряжении.

Список публикаций:

- [1] A.S. Kasaev, F.V. Podgorny. *VEPP-2000 injection system. VIII Sarantcev particle accelerator international seminar, Alushta, Ukraine (31.08.2009-5.09.2009)*.
- [2] A. Kuthi, T. Vernier, and X. Gu, "Compact Nanosecond Pulse Generator for Cell Electroperturbation Experiments", *Proc. IEEE Power Modulator Conf.*, p. 225, (2002).
- [3] S. I. Sukharev, V. A. Klenchin, S. M. Serov, L. V. Chernomordik, and Yu. A. Chizmadzhev, *Electroporation and electrophoretic DNA transfer into cells, Biophys. J. Biophysica Society Volume 63, 1320-1327 (November 1992)*.
- [4] Schultheiss, C., Bluhm, H. J., Mayer, H. G., Kern, M., Michelberger, T. and Witte, G. *Processing of sugar beets with pulsed electric fields. IEEE Transactions on Plasma Science 30(4): 1547-1551, (2002)*.

## Анализатор спектров шумоподобных сигналов на базе ПЛИС

*Квочкин Андрей Ильич*

*Волгоградский государственный университет*

*Никитин Андрей Викторович, к.ф.-м.н.*

*[akvochkin@volsu.ru](mailto:akvochkin@volsu.ru)*

Шум определяет нижний предел для сигналов, которые могут быть обработаны электронными средствами практически для всех видов измерений. В любом измерении важно свести к минимуму уровень шума по сравнению с уровнем сигнала и таким образом определить предел точности этих измерений.

Спектральный анализ шумоподобных сигналов широко используется при решении различных научных и практических задач. Поэтому возникла идея разработать устройство, которое позволяет измерять спектральную плотность мощности (СПМ) шумоподобных сигналов (рис.1). Основным преимуществом данного устройства являются точность и скорость обработки измерений.

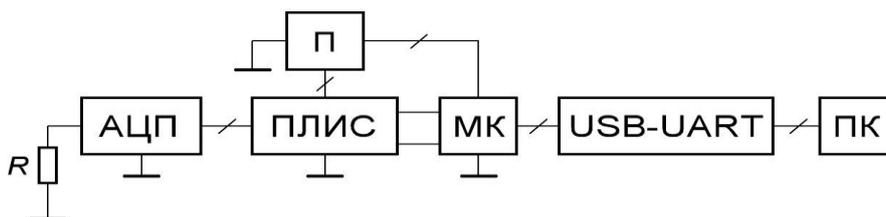


рис.1 Структурная схема измерения СПМ шума

Сигнал с объекта исследования (R) поступает на вход 24-х разрядного высокоскоростного аналого-цифрового преобразователя (АЦП) ADS1271 фирмы Texas Instruments. Результат преобразования передается в программируемую логическую интегральную схему (ПЛИС) EPM3128 фирмы Altera, затем во внешнюю память (П) GMC6512-15 объемом 64 кБ. После полного цикла измерений с помощью микроконтроллера (МК) Atmega128 фирмы Atmel данные передаются через преобразователь USB-UART, построенный на микросхеме CP2102, в персональный компьютер (ПК), где с помощью разработанного программного обеспечения рассчитывается СПМ шума и строится его спектр (рис.2).

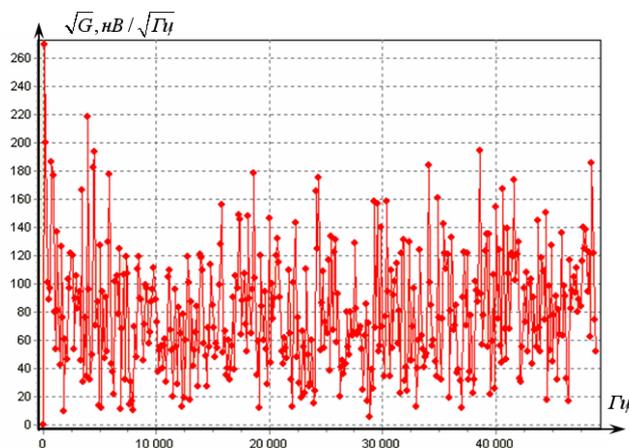


рис.2 СПМ собственного шума АЦП

Спектральная плотность мощности рассчитывалась с помощью периодограмм Уэлча, при этом использовалось прямоугольное окно, количество отсчетов в выборке N=1024.

Устройство имеет аккумуляторное питание, связь с компьютером осуществляется через оптическую развязку, что уменьшает влияние сетевых помех на результат измерения. Печатная плата разработана в программной среде PCAD-2006 и изготовлена из двухстороннего стеклотекстолита. Вся конструкция помещена в пластиковый корпус, на лицевой панели которого имеются управляющие кнопки и жидкокристаллический дисплей для вывода необходимой информации.

В дальнейшем планируется доработка данного устройства вторым аналогичным измерительным каналом для измерения СПМ шума двухполюсников корреляционным методом [1]. Такой подход позволяет уменьшить влияние шумов измерительной аппаратуры на результаты измерения автокорреляционной функции и спектральной плотности мощности шумов исследуемого объекта.

Список публикаций:

[1] Денисов Е. С. Корреляционный измеритель спектральных характеристик случайных сигналов. Материалы конференции XII Тулолевские чтения, Казань, 10-11 ноября 2004 года. Том IV. Казань: Изд-во Казан. гос. тех. ун-та, 2004, с. 97-99.

## Моделирование сверх-френелевского разрешения: случай сильных флуктуаций фазы

*Книжин Сергей Игоревич*

*Иркутский государственный университет*

*Тинин Михаил Валентинович, д.ф.-м.н.*

*[sergeiknizhin@mail.ru](mailto:sergeiknizhin@mail.ru)*

При исследовании неоднородной плазмы важную роль играют используемые модели зондирующего сигнала, получаемые в рамках того или иного приближенного метода описания поля в неоднородной среде. Широко используемые в настоящее время такие методы, как метод геометрической оптики (ГО), приближение Рытова, приближение Борна и метод фазового экрана, имеют ряд ограничений. Метод ГО не учитывает дифракционные эффекты. Он применим только для описания распространения волн в крупномасштабных неоднородных средах. Поэтому метод ГО не может быть использован при диагностике неоднородностей с размерами меньше френелевского радиуса. Приближение Рытова и его модификации, широко используемые в исследованиях мерцаний ионосферных радиоволн, не могут использоваться при сильных флуктуациях интенсивности. Приближение фазового экрана учитывает эффекты дифракции и многолучевости, а также сильные флуктуации интенсивности. Однако при использовании приближения фазового экрана необходимо

иметь информацию о местонахождении неоднородности. Борновское приближение можно применять только тогда, когда флуктуации фазы малы.

Ю.А. Кравцовым и М.В. Тининым, для описания поля волны, распространяющейся в неоднородной среде, был предложен метод двойного взвешенного Фурье преобразования (ДВФП). По сравнению с выше упомянутыми методами, данный метод имеет более широкую область применения. ДВФП можно использовать в задачах, со слабыми или сильными флуктуациями фазы. Кроме того, в ДВФП учитываются эффекты многолучевости. Метод ДВФП согласуется с приближением Рытова и методом ГО.

На основе метода ДВФП был получен алгоритм пространственной обработки сигнала, позволяющий выйти за Френелевские пределы разрешения диагностики неоднородных сред.

В данной работе продолжены исследования возможностей метода ДВФП в диагностике неоднородных сред в условиях сильных флуктуаций интенсивности зондирующей волны. Рассматривается связь ДВФП и приближения фазового экрана.

В ходе исследования выполнено численное моделирование фазы в рамках предложенной обработки сигнала для случая сильных флуктуаций фазы с учетом конечности области обработки (рис.1), где модель, обрабатываемого поля, имеет вид приближения фазового экрана. Также рассмотрен дискретный случай, когда учитывается конечное число элементов приемной и передающей антенных систем (рис.2).

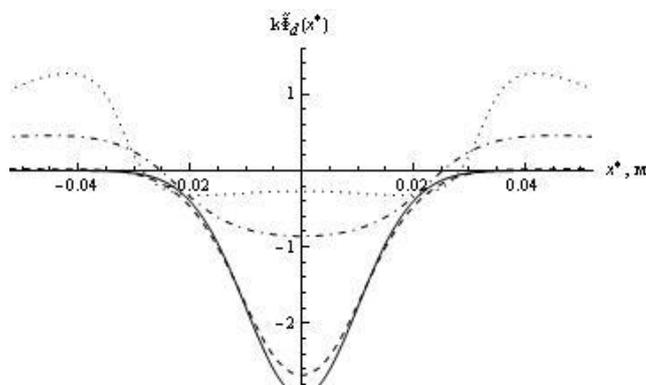


рис.1

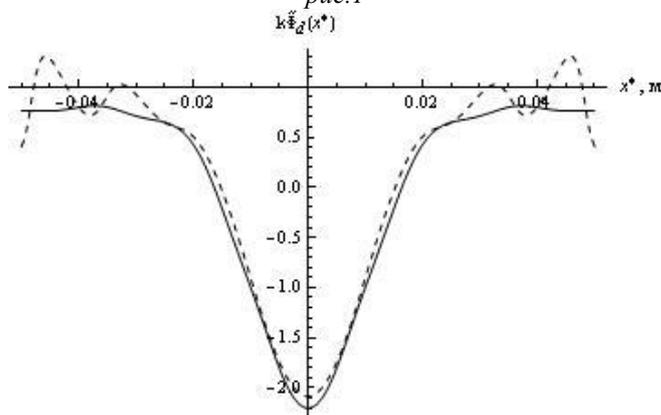


рис.2

Результаты асимптотического анализа ДВФП позволяют сделать вывод о том, что приближение фазового экрана является частным случаем метода ДВФП. Численное моделирование с использованием результатов метода фазового экрана, показало, что с помощью обратного ДВФП можно выйти за рамки Френелевского разрешения не только в случае слабых неоднородностей, но и при больших вариациях фазы, включая случаи многолучевости и сильных флуктуаций амплитуды.

Найденные с помощью обработки значения изменения фазы, позволяют получать информацию о тонкой структуре неоднородной среды.

# Анализ и синтез антенных решеток с фрактальными характеристиками излучения

Кобликов Артем Александрович

Боголюбов Александр Николаевич, Шапкина Наталья Евгеньевна

Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова

Боголюбов Александр Николаевич, д.ф.-м.н.

[KoblikovAA@gmail.com](mailto:KoblikovAA@gmail.com)

Антенные устройства современных радиотехнических систем, как наиболее сложная и дорогостоящая часть, в значительной степени определяют эффективность радиотехнической системы в целом. Дальнейшее усовершенствование радиотехнических систем и расширение областей их применения зачастую напрямую связано с соответствующими усовершенствованиями их антенных устройств. Именно поэтому математическое моделирование антенных устройств является важной задачей современной радиотехники [1-3]. В данной работе рассматривается решение задачи синтеза фрактальных диаграмм направленности антенн (ДНА) методами математического моделирования для различных типов излучающих систем (одномерные и двумерные антенные решетки дискретных излучателей, концентрические антенные решетки, непрерывные линейные излучающие системы). Применение фрактального подхода, который является мощным средством для анализа и формирования геометрических объектов в самых различных науки, является оправданным, поскольку возможность синтеза фрактальных характеристик излучения может быть полезна для ряда прикладных направлений, например, для изучения распространения и рассеяния электромагнитных волн фрактальными природными средами, для обработки радиолокационных сигналов и др. [2,3]

Основная задача построения антенны – это, по сути дела, задача синтеза, т.к. на практике по заданным выходным параметрам необходимо сначала синтезировать, а затем реализовать распределение источников. Однако полностью эта задача, как правило, не решается, и обычно ограничиваются лишь первой её частью, т.е. получением требуемого распределения источников. Реализация этого распределения представляет собой задачу синтеза схемы антенны и включает в себя как выбор конструкции антенны, так и расчет параметров ее элементов по заданным токам [1-6]. В общем случае задачу синтеза излучающей системы можно сформулировать следующим образом: задана пространственная ДНА; производя синтез с помощью функций Вейерштрасса необходимо определить расположение излучателей (или форму раскрытия) и токи, возбуждаемые излучателями (распределение поля по раскрытию), которые обеспечат получение заданной ДНА. Идея реализации характеристик излучения с повторяющейся структурой на различных масштабах, лежащая в основе теории фрактального синтеза, отличает метод фрактального синтеза от традиционного, в котором синтезируются гладкие ДНА.

Функции Вейерштрасса, играющие важную роль в синтезе фрактальных характеристик излучения, – это непрерывные, не дифференцируемые и фрактальные на всех масштабах функции, следующего вида:

$$f(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \eta^{(D-2)n} g(\eta^n x), \quad (1)$$

где  $D = \log(N)/\log(r)$  – модифицированная фрактальная размерность  $1 < D < 2$ ;  $N$  - число элементов в одной подрешетке,  $r = r_1/r_2$ ;  $r_1$  - среднее расстояние между элементами подрешетки (генератора);  $r_2$  - среднее расстояние между элементами случайного возбудителя,  $\eta > 1$ ;  $g$  - ограниченная периодическая функция.

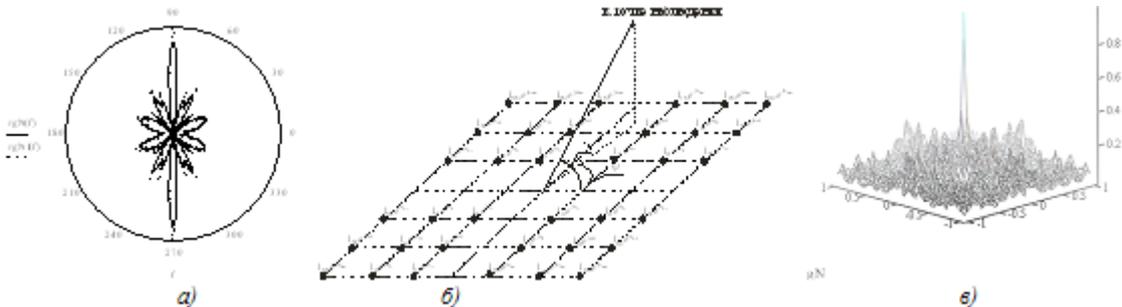


рис.1 (а) Нормализованные множители для 10- и 100-элементной одномерной антенной решетки дискретных излучателей; (б,в) Геометрия двумерной антенной решетки дискретных излучателей и ее ДНА

В результате анализа синтезированных ДНА выяснилось, что при помощи трех переменных (распределения излучателей по пространству, амплитуды и фазы тока возбуждения решетки) можно управлять ДНА, а фрактальная размерность ДНА может контролироваться распределением тока по решетке.

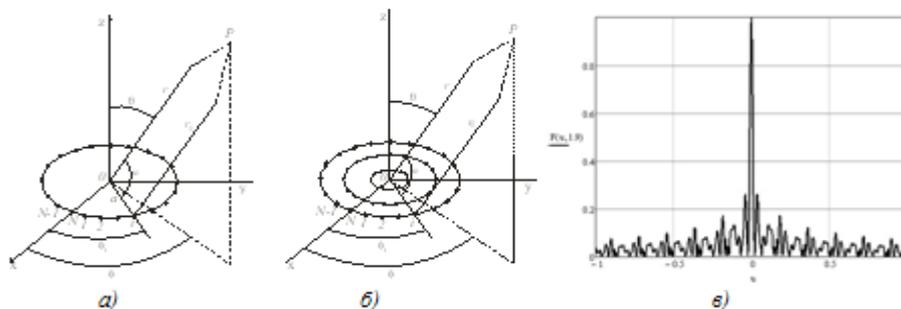


рис.2. (а, б) Концентрическая антенная решетка с заданным распределением тока возбуждения.  
(в) Синтезированная ДНА для модифицированной канторовской концентрической решетки

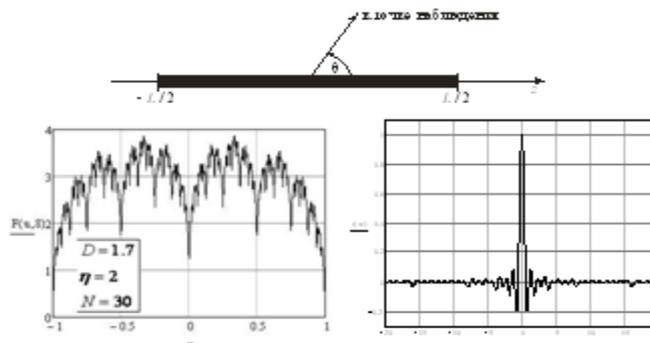


рис.3 Геометрия непрерывной линейной излучающей системы, синтезированная ДНА и нормированное распределение тока

Антенные системы на основе фрактальных элементов обладают характеристиками в ряде случаев существенно улучшающими свойства классических антенн. Использование методики математического моделирования является достаточно эффективным и позволяет априори установить оптимальные параметры подобных систем. Дальнейшее развитие исследований может идти по двум основным направлениям: во-первых, это исследование трехмерных излучающих систем на основе фрактальных излучающих элементов; во-вторых, это решение полной задачи синтеза фрактальных антенн, включающей в себя установление оптимального распределения источников, а так же токов запитывающих антенну. Для решения задач последнего класса весьма эффективным являлось бы использование общих методов синтеза электродинамических систем с использованием методов регуляризации А.Н. Тихонова. Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант № 09-01-00408).

Список публикаций:

- [1] Зелкин Е. Г., Соколов В. Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием. – М.: «Советское радио», 1980, 296с., ил.
- [2] Зелкин Е. Г., Кравченко В. Ф., Гусевский В. И. Кон-ные методы аппроксимации в теории антенн. М.: Сайнс-пресс, 2005.
- [3] Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп. - М.: Университетская книга, 2005.
- [4] Liang X., Zhensen W., Wenbung W. // Electron. Lett. 1996, V.32, № 21, p.1940-1941.
- [5] Werner D. H., Werner P. L. // Radio Sci., 1995, V.30, №1, p.29-45.
- [6] Боголюбов А. Н., Кобликов А. А., Шапкина Н. Е. // ВМУ. Серия 3. Физика. Астрономия. 2009. № 6. С.3-10.

## Вариации параметров сигналов СДВ радиостанций и шумового фона ОНЧ-диапазона во время солнечной вспышки 7 февраля 2010 года

**Корсаков Алексей Анатольевич**

*Институт космических исследований и аэронавтики им. Ю.Г. Шафера СО РАН*

*Козлов Владимир Ильич, к.ф.-м.н.*

*[korsakov84@yandex.ru](mailto:korsakov84@yandex.ru)*

Наблюдения ОНЧ-шумов (диапазон частот 0,47-8,7 кГц) проводились с помощью параллельного анализатора-регистратора, рамочная антенна которого ориентирована по направлению восток-запад. Таким образом, регистрируемая ОНЧ-шумовая компонента отражает активность мировых грозовых очагов в Африке и Юго-Западной Азии. Были выбраны СДВ радионавигационные станции (РНС), расположенные вблизи

Краснодара, Новосибирска и Хабаровска. Описание регистратора, а также алгоритма выделения амплитуды и фазы сигналов РНС с помощью решётчатых функций преобразования Фурье приводятся в [1]. Следует отметить, что регистрация сигналов РНС проводилась в г. Якутске на фоне промышленных электромагнитных помех, а приёмная рамочная антенна была заменена на штыревую.

Первые признаки всплеска активности на Солнце стали появляться с 12 UT 5 февраля 2010 года, когда начался быстрый рост рентгеновского излучения. В течение 36 часов усреднённый поток излучения, регистрируемый на орбите Земли, вырос почти в сто раз. На этом фоне начали формироваться первые солнечные вспышки, уровень которых стал повышаться и к концу суток 6 февраля достиг величины «М». Все эти вспышки были лишь предвестником более крупного события. 7 февраля 2010 года с 02:20 UT по 02:39 UT (02:34 UT в максимуме) на Солнце была зарегистрирована вспышка балла М6.4, являющаяся рекордной в этом цикле [2].

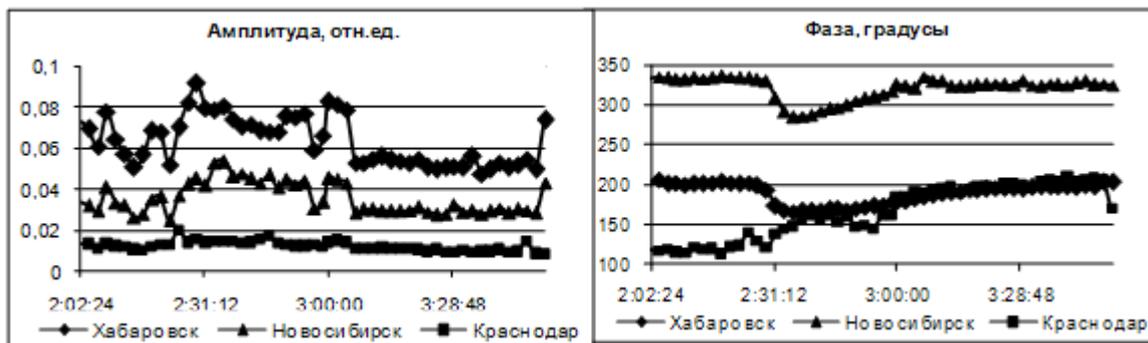


рис.1 Вариации амплитуды (а) и фазы (б) сигналов РНС (11,904 кГц) во время вспышки М6.4 7 февраля 2010 г.

Эффект солнечной вспышки 7 февраля 2010 года проявился в амплитуде сигнала новосибирской РНС с 02:23 до 2:56 UT (рис. 1а), в максимуме (02:35 UT) увеличение амплитуды составило 0,025 отн. ед (50% по отношению к суточной вариации). Эффект наблюдался и в виде изменения фазы с 02:23 до 03:06 UT (рис. 1б). В максимуме (02:35 UT) изменение фазы составило 51°. Эффект вспышки проявился также в виде изменения параметров сигнала СДВ радиостанции, расположенной вблизи Хабаровска. В максимуме эффекта (02:30 UT) амплитуда увеличилась на 0,04 отн. ед (24% суточной вариации). Изменение фазы наблюдалось с 02:23 до 03:21 UT. и в максимуме (02:35 UT) составило 35°. В сравнении с сигналом хабаровской РНС меньшее абсолютное изменение амплитуды сигнала новосибирской радиостанции объясняется меньшим отношением сигнал/шум из-за большей протяжённости трассы. Однако большая зашумлённость трассы Новосибирск – Якутск в меньшей степени повлияла на изменение фазы сигнала – более чувствительного параметра для оценки изменений условий распространения сигналов под воздействием различных геофизических явлений.

В сигнале краснодарской радиостанции эффект солнечного затмения не был выявлен по причине нахождения большей части трассы Краснодар – Якутск в ночных условиях.

Представлены изменения интенсивности ОНЧ шума на фоне солнечной вспышки 7 февраля 2010 года (рис. 2). Эффект вспышки проявился с 02:00 до 02:34 UT лишь на средних каналах (2,2 и 3,1 кГц) ОНЧ регистратора, что связано с особым распределением потока ионизирующего излучения рассматриваемой вспышки по спектру мощности. Увеличение интенсивности шума на частоте 3,1 кГц в максимуме (02:23 UT) составило 188 отн. ед. (36% суточной вариации).

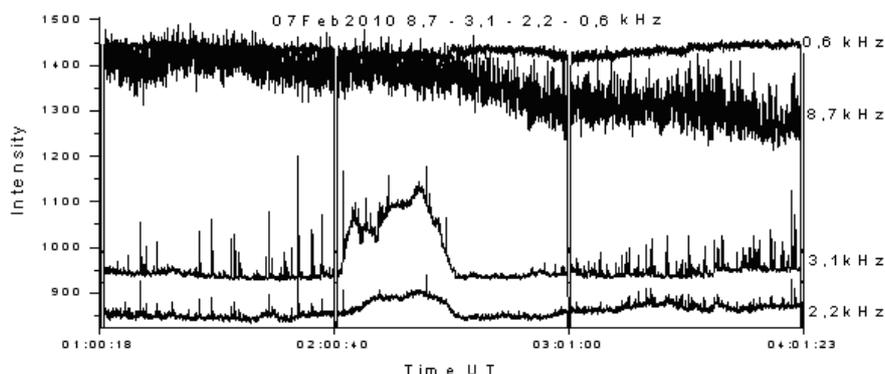


рис.2 Изменения интенсивности ОНЧ шумового фона 7 февраля 2010 г.

Таким образом, продолжительность эффекта солнечной вспышки по наблюдениям шумового фона соответствует времени возрастания и максимального значения потока рентгеновского излучения Солнца.

Вариации амплитуды и фазы сигналов СДВ радиостанций хорошо согласуются с изменениями условий распространения, вызванных увеличением потока ионизирующего излучения во время солнечной вспышки класса М6.4 7 февраля 2010 года. Регистрация в непрерывном режиме ОНЧ шумового фона, амплитуды и фазы СДВ сигналов радиостанций позволила выявить аналогичные эффекты на фоне других солнечных вспышек 6, 7 и 8 февраля 2010 года.

Список публикаций:

[1] Корсаков А. А. Эффекты полного солнечного затмения 1 августа 2008 г. по наблюдениям сигналов радиостанций и шумового фона ОНЧ-диапазона. // Мат.-лы конференции ВНКСФ-15, Кемерово: Изд-во АСФ России, 2009. С.573.

[2] [www.tesis.lebedev.ru](http://www.tesis.lebedev.ru).

## Динамика релятивистских электронных потоков, распространяющихся в скрещенных полях в ограниченной области

Кравченя Павел Дмитриевич

Волгоградский государственный технический университет

Шеин Александр Георгиевич, д.ф.-м.н.

[kpd@mail.ru](mailto:kpd@mail.ru)

В последнее время к приборам, построенным на основе релятивистских электронных потоков, проявляется повышенный научный интерес. Для их разработки проводятся исследования динамики релятивистских потоков, движущихся в пространстве взаимодействия в полях различной конфигурации.

В настоящее время внимание уделяется анализу прямолинейных релятивистских электронных потоков, движущихся в эквипотенциальных областях при фокусировке продольным магнитным полем. Отмечается появление области виртуального катода, что ограничивает величину тока, пропускаемого через пространство взаимодействия.

В данной работе рассматривается динамика релятивистского потока, движущегося в ограниченной области при наличии статических электрического и магнитного полей специальной конфигурации. В центре пространства взаимодействия поля являются скрещенными, а на краях они направлены таким образом, что препятствуют дальнейшему расширению потока, локализуя его в ограниченной области пространства взаимодействия. В отличие от сеточных методов, расчет полей пространственного заряда осуществляется методом «частица-частица», позволяющим, не меняя величины заряда и массы крупных частиц, следить за их траекториями. Методика расчета описана в [1]. В ней используются выражения для электрического (1) и магнитного (2) полей, полученные из потенциалов Лиенара-Вихерта:

$$\vec{E} = \frac{e}{4\pi\epsilon_0} \left\{ \frac{\left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right) \left(\vec{R} - \frac{\vec{v}R}{c}\right)}{\left(R - \frac{\vec{v} \cdot \vec{R}}{c}\right)^3} + \frac{1}{c^2} \frac{1}{\left(R - \frac{\vec{v} \cdot \vec{R}}{c}\right)^3} \left[ \vec{R} \times \left( \left(\vec{R} - \frac{\vec{v}R}{c}\right) \times \vec{v} \right) \right] \right\}, \quad (1)$$

$$\vec{B} = \frac{1}{c} \frac{\vec{R} \times \vec{E}}{R}. \quad (2)$$

Примеры рассчитанных потоков показаны на рис. 1-3.

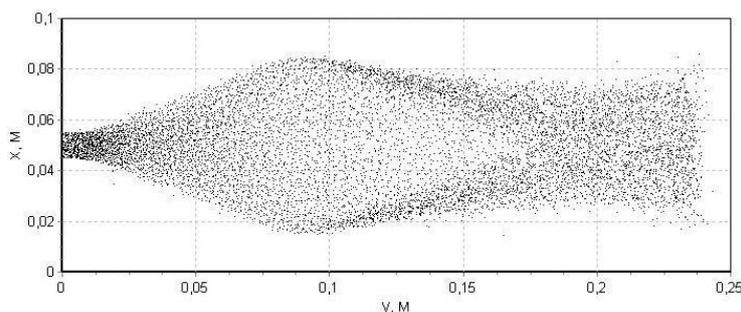


рис. 1 Вид потока сверху в пространстве взаимодействия (магнитное поле  $B = 0,5$  Тл, ток пучка  $I = 1000$  А)

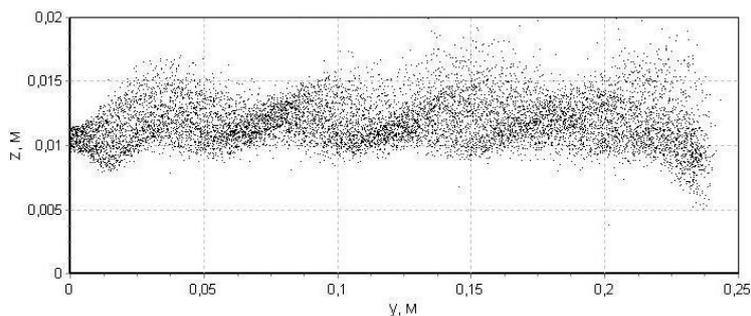


рис.2 Вид потока сбоку в пространстве взаимодействия(магнитное поле  $B = 0,5$  Тл, ток пучка  $I = 1000$  А)

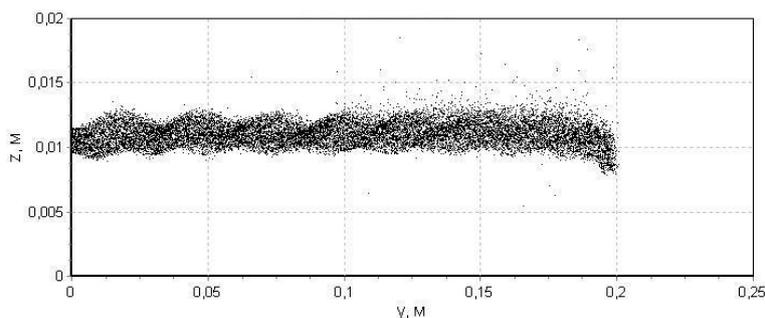


рис.3 Вид потока сбоку в пространстве взаимодействия(магнитное поле  $B = 1$  Тл, ток пучка  $I = 1000$  А)

Результаты моделирования показывают, что в протяженном релятивистском потоке (20-30 см), движущемся в скрещенных полях в ограниченной области, при значениях тока до 4000 А виртуальный катод при заданной длине потока не образуется, в отличие от релятивистского потока, формируемого в продольном магнитном поле.

Список публикаций:

[1] Ковтун Д.Г., Шейн А.Г., Насачев А.Г. Особенности моделирования поведения релятивистского электронного потока в скрещенных полях // Радиотехника и электроника. 2005. Т. 50. № 1. С.114-118.

## Аттрактор типа Смейла – Вильямса в кольцевой неавтономной системе

**Круглов Вячеслав Павлович**

Саратовский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского

Кузнецов Сергей Петрович, д.ф.-м.н.

[kruglovyacheslav@gmail.com](mailto:kruglovyacheslav@gmail.com)

В работе предложена схема кольцевой системы, генерирующей, как предполагается, гиперболический хаос, обусловленный присутствием аттрактора типа Смейла – Вильямса [1,2]. Принцип работы основан на удвоении фазы колебаний за полный цикл передачи сигнала по кольцу обратной связи, что является условием существования такого аттрактора [3-6].

Рассмотрим кольцевую неавтономную систему, состоящую из двух линейных фильтров второго порядка (осцилляторов) и двух нелинейных элементов, блок-схема которой показана на рис. 1. Через  $x$  и  $y$  обозначены, соответственно, сигналы от первого и второго осцилляторов. Собственная частота второго осциллятора равна удвоенной частоте первого. Первый нелинейный элемент (Н.Э. I) обладает квадратичной характеристикой в области малых амплитуд и насыщением в области больших амплитуд. На втором нелинейном элементе (Н.Э. II) производится смешение сигнала удвоенной частоты со вспомогательным внешним сигналом  $g(t)$ , представляющим собой последовательность радиоимпульсов.



рис.1 Блок-схема рассматриваемой системы

Модельные уравнения системы в безразмерных переменных выглядят следующим образом:

$$\begin{aligned} \frac{d^2x}{dt^2} + \gamma \frac{dx}{dt} + \omega_0^2 x &= \gamma \frac{d}{dt} y g(t), \\ \frac{d^2y}{dt^2} + \gamma \frac{dy}{dt} + 4\omega_0^2 y &= \gamma \frac{d}{dt} f(x^2). \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь  $\gamma$  – коэффициент затухания, собственная частота первого осциллятора равна  $\omega_0$ , а второго –  $2\omega_0$ . Функция, задающая преобразование сигнала на первом нелинейном элементе, имеет вид

$$f(x^2) = \frac{x^2}{1+x^2}. \quad (2)$$

Функция

$$g(t) = \begin{cases} a^2 \sin \omega_0 t, & 0 \leq t \leq \tau \\ 0, & \tau \leq t \leq T \end{cases} \quad (3)$$

описывает внешний сигнал, который включается с периодом  $T = 2\pi N / \omega_0$  ( $N$  – целое число) на короткий временной интервал  $\tau$ , а – коэффициент усиления.

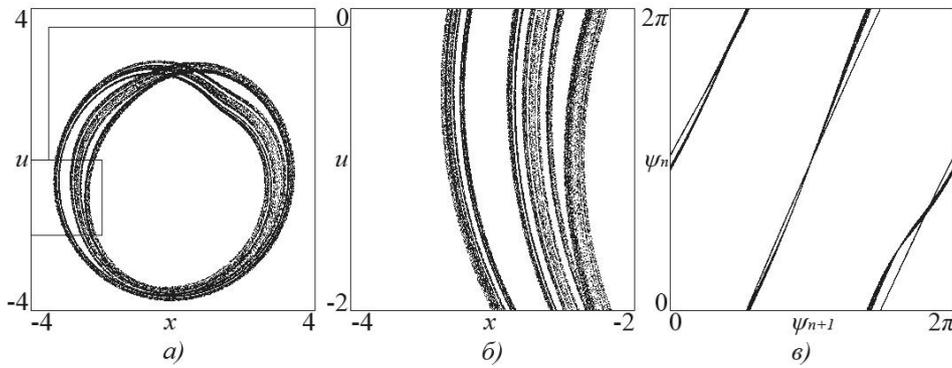


рис.2 Аттрактор системы (1) в сечении Пуанкаре на плоскости динамических переменных  $(x, u)$  и его увеличенный фрагмент (а), (б). Итерационная диаграмма для фазы колебаний второго осциллятора (в). Значения параметров  $\omega_0 = 6\pi$ ,  $\tau = 3$ ,  $T = 13$ ,  $a = 24$ ,  $\gamma = 0.4$ .

На рис.2а) и б) изображен аттрактор отображения возврата Пуанкаре для системы (1) в проекции на плоскость  $(x, u)$  и его увеличенный фрагмент (переменная  $u$  определялась из решения уравнения  $\dot{u} = \omega_0 x$ ). Полученный портрет визуально похож на аттрактор Смейла-Вильямса; это позволяет предполагать, что аттрактор однородно гиперболический. На рисунке отчетливо видна фрактальная структура аттрактора. На рис.2в) представлена итерационная диаграмма отображения для фазы колебаний второго осциллятора. Как видно из диаграммы, динамика фазы приближенно описывается растягивающим отображением окружности: за полный проход точкой  $\psi_n$  интервала от 0 до  $2\pi$  ее образ  $\psi_{n+1}$  проходит этот интервал дважды.

Полученные результаты позволяют предполагать существование гиперболического аттрактора типа Смейла-Вильямса в фазовом пространстве предложенной системы. Для подтверждения этого предположения представляется необходимой численная проверка выполнения критерия конусов [1,6] и более детальное исследование динамики системы. Тем не менее, предложенная схема может найти применение в радиотехнике, электронике и нелинейной оптике, поскольку позволяет реализовать хаотические режимы, нечувствительные к выбору параметров и характеристик системы.

Список публикаций:

- [1] Синай Я.Г. Стохастичность динамических систем. В кн. Нелинейные волны. М.: Наука, 192 (1979).
- [2] Кузнецов С.П. Динамический хаос. М.: Физматлит, 290 (2006).
- [3] Kuznetsov S.P. Example of a Physical System with a Hyperbolic Attractor of the Smale-Williams Type. Phys. Rev. Lett., 95, 144101 (2005).
- [4] Кузнецов С.П., Селезнев Е.П. Хаотическая динамика в физической системе со странным аттрактором типа Смейла - Вильямса. ЖЭТФ 129, №2, 400-412 (2006).
- [5] Кузнецов. С.П. Гиперболические странные аттракторы систем, допускающих физическую реализацию. Известия вузов – Прикладная нелинейная динамика, т.17, №4, 5-34 (2009).
- [6] Кузнецов С.П., Сатаев И.Р. Проверка условий гиперболичности хаотического аттрактора в системе связанных неавтономных осцилляторов Ван-дер-Поля. Известия вузов – Прикладная нелинейная динамика, т.14, 2006, №5, 3-29 (2006).

## Применение статистического метода моментов для расчета электромагнитных параметров материалов с большими потерями

*Кулешов Григорий Евгеньевич*

*Томский государственный университет*

*Суляев Валентин Иванович*

*[grigori-kge@sibmail.com](mailto:grigori-kge@sibmail.com)*

С каждым годом ускоряются темпы развития электроники. Увеличивается число разработанных радиоэлектронных устройств, работающих в микроволновой области электромагнитного излучения. Вместе с тем при переходе в микроволновый диапазон многие материалы, хорошо зарекомендовавшие себя на низких частотах, теряют свои свойства и перестают работать. Возникает необходимость создания новых материалов, и исследование электромагнитных параметров на высоких частотах является актуальной задачей. Известно [1], что в диапазоне 0,1–4 ГГц хорошо зарекомендовали себя микрополосковые резонаторы (МПП) и нерегулярные микрополосковые резонаторы (НМПП) [1–3].

Высокая величина диэлектрической проницаемости подложки  $\epsilon$ , как правило, используемая в НМПП, приводит к существенному уменьшению геометрических размеров данных устройств. Нерегулярность в виде воздушной полосковой линии приводит к тому, что спектр собственных частот НМПП становится неэквидистантным, и основная мода колебаний отдалается от более высокочастотных мод. Именно эта мода используется для измерения магнитной проницаемости материала. Обеспечение широкополосности достигается набором НМПП с различной частотой первой моды, однако число частотных точек, в которых производится измерение, можно существенно увеличить, используя многомодовый режим резонатора.

Методика расчета величин комплексной магнитной и диэлектрической проницаемостей по реакции НМПП на внесение в его полость исследуемого образца описана в [4]. При измерениях магнитной проницаемости  $\mu^* = \mu' - j\mu''$  материалов с большими потерями на высших модах экспериментально отмечено [5], что при некоторых сочетаниях магнитной и диэлектрической проницаемостей нечетный пик сливается с четным и его максимальное значение явно не выделяется. При этом метод расчета комплексной магнитной и диэлектрической проницаемости, хорошо зарекомендовавший себя в случае с явно выраженными модами колебаний (т.е. можно определить местоположение максимума соответственно четной и нечетной моды), перестает работать.

Из методов статистических вычислений [6] известно, что любую кривую можно описать моментами, в общем случае, бесконечным количеством. Известно также, что примерно 90% информации о форме кривой содержат первые четыре момента. Именно по этой причине для описания резонансных кривых, соответствующих случаю больших магнитных потерь нами предложено использовать четыре первых момента [7]. Для расчета четырех основных моментов мы воспользовались соответствующими формулами [6].

Численное решение прямой задачи – расчет амплитудно-частотной характеристики НМПП при заданных значениях  $\mu'$ ,  $\mu''$ ,  $\epsilon'$ ,  $\epsilon''$  образца, помещаемого в полость резонатора, и вычисление статистических моментов полученных резонансных кривых, позволили установить связь моментов кривой с электромагнитными характеристиками. Были построены соответствующие зависимости каждого из них [4]. По результатам расчета сформирован банк данных значений основных четырех моментов для соответствующих электромагнитных параметров  $\mu'$ ,  $\mu''$ ,  $\epsilon'$ ,  $\epsilon''$ . Обратная задача – определение значений электромагнитных характеристик по измеренным АЧХ нерегулярного микрополоскового резонатора и вычисленным статистическим моментам резонансной кривой решается подбором соответствующих значений из сформированного банка данных.

Экспериментальное исследование произведено на установке, построенной на основе измерителя модуля коэффициента передачи и отражения Р2М-04 и НМПП. Радиоспектроскоп позволяет исследовать магнитную [8] и диэлектрическую [9] проницаемость разнообразных веществ в диапазоне частот 0,1–4 ГГц и интервале температур 220–340К.

В качестве материала для измерений комплексной магнитной проницаемости и проверки действительности результатов, получаемых методом моментов, были выбраны образцы гексагонального ферримагнетика следующего состава  $\text{BaCo}_{0,7}\text{Zn}_{1,3}\text{Fe}_{16}\text{O}_{27}$  (W-тип), который имеет наиболее подходящий спектр магнитной проницаемости в области частот 1–4 ГГц. Спектры этого гексаферрита измерены коаксиальным методом и с помощью объемного резонатора. Достоверность полученного спектра проверена методикой использующей соотношения Крамерса-Кронига [10]. Материал интересен также тем, что при изменении температуры происходит немонотонное смещение частоты естественного и «слияния» высших мод. В результате при измерениях температурной зависимости комплексной магнитной проницаемости данного образца можно использовать сразу два метода: метод моментов и метод с явно выраженным максимумом.

Далее (рис.1) представлены результаты измерения комплексной магнитной проницаемости гексаферрита  $\text{BaCo}_{0.7}\text{Zn}_{1.3}\text{Fe}_{16}\text{O}_{27}$  на третьей ( $F_3=869$  МГц) моде НМПР с использованием метода максимумов и метода моментов. Сравнение произведено при температурах, когда максимум третьей моды исчезал. Видно, что в пределах доверительного интервала (при доверительной вероятности 90%) значения полученные методом моментов соответствуют результатам измерений с использованием метода двух максимумов.

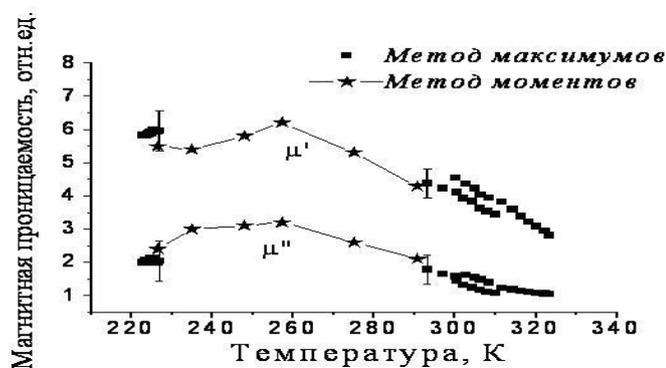


рис.1 Зависимость комплексной магнитной проницаемости от температуры на частоте 869 МГц для сплошного образца  $\text{BaCo}_{0.7}\text{Zn}_{1.3}\text{Fe}_{16}\text{O}_{27}$

Таким образом, метод статистических моментов позволяет проводить измерения спектров магнитной проницаемости материалов с большими магнитными потерями в НМПР на третьей моде, значительно расширяя частотный диапазон измерительной ячейки.

Список публикаций:

- [1] Беляев Б.А., Дрокин Н.А., Лексиков А.А., Изв. вузов. Физ., 9, 45-53 (2006).
- [2] Qiu J., Gu M., Shen H., J. Magn. Magn. Mat., 295, 263-268 (2005).
- [3] Xin Chen, Yungui Ma., Feng Xu, et al., J. Appl. Phys., 105, 013904-1– 013904-5 (2009).
- [4] Кулешов Г.Е., Суслев В.И., Совр. Проб. Радиоэлектр.: Сб. науч. тр.– Красноярск; 160-163 (2009).
- [5] Доценко О.А., Кулешов Г.Е., Коровин Е.Ю., Суслев В.И., Совр. проб. радиоэлектр.: Сб. науч. тр.– Красноярск, 233-234 (2007).
- [6] Митропольский А.К., Техника статистических вычислений. – М.: Наука, 1971.– 576 с.
- [7] Доценко О.А., Кулешов Г.Е., Суслев В.И., Изв. ВУЗов. Физ., №9/2, 170 – 171 (2008).
- [8] Доценко О.А., Коровин Е.Ю., Суслев В.И., Кулешов Г.Е., Изв. ВУЗов. Физ., 9, 35-39 (2006).
- [9] Суслев В.И., Журавлев В.А., Кочеткова Т.Д., Судаков С.В., Приборы и техника эксперимента, 5, 1-5 (2003).
- [10] Суслев В.И., Журавлев В.А., Изв. ВУЗов. Физ., 9, 119-124 (2006).

## Режим работы двухконтурного автогенератора при ёмкостной связи контуров

Майборода Илья Олегович

Томский государственный университет

Майдановский Артур Сергеевич, к.ф.-м.н.

[Mio10@sibmail.com](mailto:Mio10@sibmail.com)

В двухконтурном автогенераторе, как известно, возможны три режима работы: одночастотных колебаний, гашения колебаний вблизи точки внутреннего резонанса и режим затягивания. Эти явления подробно изучены (см., например, [1,2]), но не установлены чёткие границы областей параметров системы, определяющих режимы (коэффициент связи контуров  $K_{св}$ , инкремент контура генератора  $\epsilon$ , затухание второго контура  $d_2$ ).

Для аналитического нахождения границ, строго говоря, необходимо провести решение нелинейных дифференциальных уравнений движения системы. Однако возникает предположение, что режимы стационарных колебаний определяет начало движения, когда амплитуды колебаний ещё малы. Для проверки этого предположения и определения границ областей различных режимов было проведено 1) решение линеаризованных уравнений и 2) экспериментальное исследование двухконтурного автогенератора с трансформаторной обратной связью, выполненного на полевом транзисторе КП103М. Частота плавно перестраивалась в пределах 200÷500 кГц. Связь основного и дополнительного контуров изменялась дискретно.

В результате были получены зависимости собственных частот  $\Omega_i$  (или  $\eta_i = \Omega_i / \nu_2$ , где  $\nu_2$  – парциальная частота неперестраиваемого контура), затуханий  $\sigma_i$  и амплитуд  $a_i$  колебаний от расстройки контуров  $\zeta_i = \nu_i / \nu_1$ , или парциальной частоты перестраиваемого контура  $\nu_1$ . Рассмотрим основные случаи.

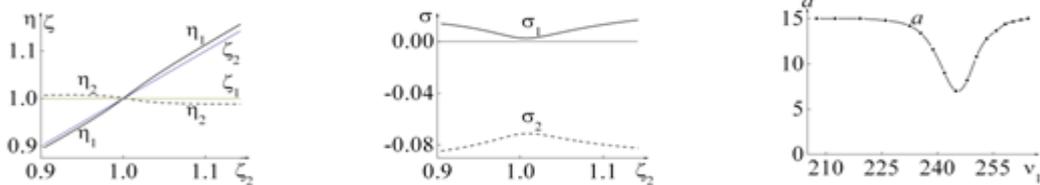


рис.1 Одночастотные колебания. Здесь и далее первые два рисунка – расчётные кривые, третий – экспериментальные зависимости амплитуд колебаний от частоты перестраиваемого контура. Амплитуды измеряются в В, а частоты – в Гц. Пунктиром показаны кривые, соответствующие невозбуждающимся колебаниям.

**Первый случай.** Потери во втором контуре велики  $d_2 > \varepsilon$ . Если коэффициент связи мал  $K_{св} < K_{кр}$  ( $K_{кр} = 0,5|\varepsilon + d_2|$  [3]), то  $\sigma_1 > 0$ ,  $\sigma_2 < 0$  и возбуждаются колебания только на частоте  $\Omega_1$  (одночастотный режим (рис.1)). При увеличении  $K_{св}$ , но  $K_{св} < K_{кр}$ , появляется область расстроек, внутри которой становится отрицательным и  $\sigma_1$  ( $\sigma_1 < 0$ ), в этом случае имеет место гашение одночастотных колебаний (рис. 2). Если же

$K_{св} > K_{кр}$ , то могут возбудиться колебания, как на быстрой, так и на медленной частоте, однако вблизи точки внутреннего резонанса также будет иметь место гашение колебаний.

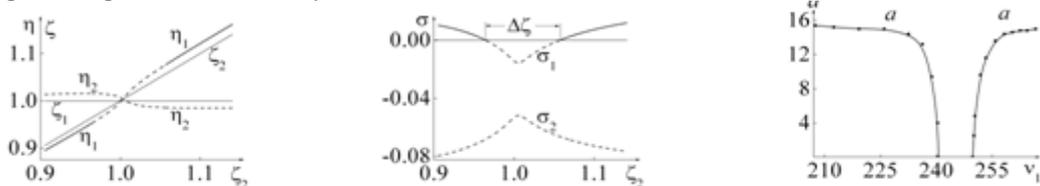


рис. 2 Одночастотный режим, гашение

**Второй случай.** Выполнено условие  $d_2 = \varepsilon$ . При  $K_{св} > K_{кр}$  в начале возбуждаются колебания на медленной частоте, в точке равенства частот, происходит перескок колебаний на быструю частоту. Фактически это соответствует режиму затягивания, но область затягивания имеет нулевую ширину и, что любопытно, остается такой при сколь угодно большом коэффициенте связи  $K_{св}$ .

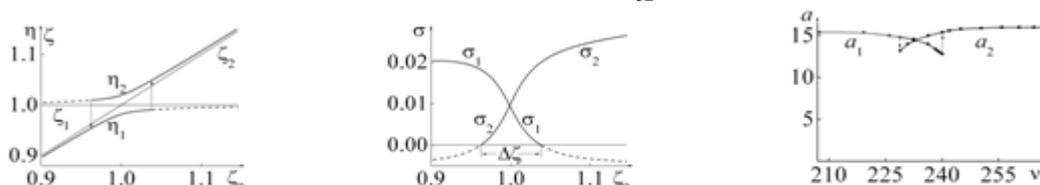


рис.3 Двухчастотный режим, затягивание

**Третий случай,** декремент второго контура меньше инкремента первого:  $d_2 < \varepsilon$ . При этом могут существовать только колебательные режимы одночастотных колебаний или двухчастотных колебаний с областью затягивания (рис.3).

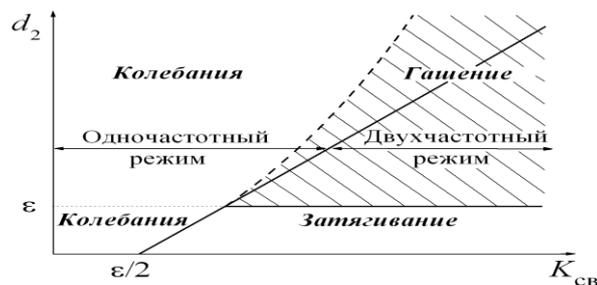


рис. 4. Диаграмма режимов

Качественное совпадение расчёта и эксперимента указывает, во-первых, на то, что действительно начало движения в двухконтурной автоколебательной системе полностью определяет свойства стационарных колебаний. Во-вторых, позволяет построить диаграмму режимов (рис.4). Область ниже линии  $d_2 = \varepsilon$  соответствует колебательным режимам. Прямая  $d_2 = 2K_{CB} - \varepsilon$ , идущая из точки  $(0,5\varepsilon, 0)$ , разделяет плоскость на области одночастотного (слева) и двухчастотного (справа) режимов. При  $d_2 = \varepsilon$  в точке  $\Omega_2 = \Omega_1$  происходит скачок с одной частоты на другую независимо от величины связи. Область гашения лежит между пунктирной линией и прямой  $d_2 = \varepsilon$ . Расчёт и эксперимент показывает, что левая граница области гашения может быть аппроксимирована функцией  $d_2 = -0.135 + 0.095 \exp(K_{CB} / 0.075)$ .

Список публикаций:

- [1] Основы теории колебаний/ В. В. Мигулин, В. И. Медведев, Е. Р. Мустель, В. Н. Парыгин. – М.: Наука, 1988. – 285 с.  
 [2] М. И. Рабинович, Д. И. Трубецков. Введение в теорию колебаний и волн. – М. «Наука». 1984. – 432 с.  
 [3] А. С. Майдановский. Колебания линейных неконсервативных динамических систем с двумя степенями свободы // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2006. – № 9. – С. 256–264.

## Моделирование и исследование многоканальной DWDM системы с EDFA и рамановским усилителями

Марварова Дина Ринатовна

Башкирский государственный университет

Лопатюк Алена Викторовна

[dina080587@mail.ru](mailto:dina080587@mail.ru)

В настоящее время телекоммуникационная индустрия претерпевает беспрецедентные изменения, что является следствием бурного развития Internet технологий и разнообразных сетевых приложений. Поэтому одним из основных требований, предъявляемых к транспортным сетям для передачи данных, является возможность быстрого увеличения их пропускной способности в соответствии с ростом объемов трафика. Одно из технологических решений, позволяющее наращивать пропускную способность транспортной сети является технология DWDM уплотнения каналов по длинам волн.

В данной работе была смоделирована 24-х канальная DWDM линия со скоростью передачи 10 Гбит/с и длиной оптического волокна 420 км. MUX осуществляет слияние 24-х отдельных оптических канала в единый канал, который распространяется далее по одномодовому оптическому волокну с ненулевой смещенной дисперсией (затухание  $\alpha_{ОВ}=0,22$  дБ/км). На участке волоконно-оптической линии связи (ВОЛС) устанавливаются четыре линейных усилителя EDFA и один рамановский предусилитель, где с помощью 9 источников накачки происходит равномерное усиление каждого канала. Далее демультиплексор принимает оптический сигнал, выделяет из него 24 канала разных длин волн и направляет их на соответствующие фотоприемники. Значение битовой ошибки BER равно  $10^{-12,8}$ . Результат лежит в допустимом диапазоне значений  $10^{-15} < BER < 10^{-12}$ , поэтому можно сказать, что сигнал от источника до приёмника проходит практически без потерь информации и система функционирует нормально. Также были исследованы условия распространения волн по ВОЛС при отклонении основных некоторых его компонентов от первоначального значения.

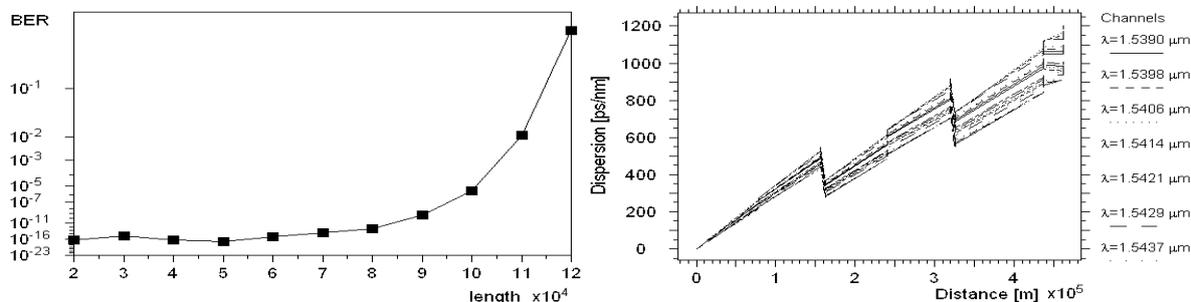


рис.1 Зависимость а) BER от длины волокна между усилителями, б) дисперсии от длины волокна

На рис. 1а показана зависимость битовой ошибки от длины волокна между усилителями, при увеличении длины волокна битовая ошибка возрастает из-за уменьшения уровня мощности на входе приемника. На рис. 1б показана как изменяется дисперсия на всем участке ВОЛС. Видно, что сигнал накапливает дисперсию вследствие распространения по оптическому волокну. Для её уменьшения используются модули компенсации

дисперсии – это участок ОВ длиной 4-10 км, которая имеет большую отрицательную величину хроматической дисперсии.

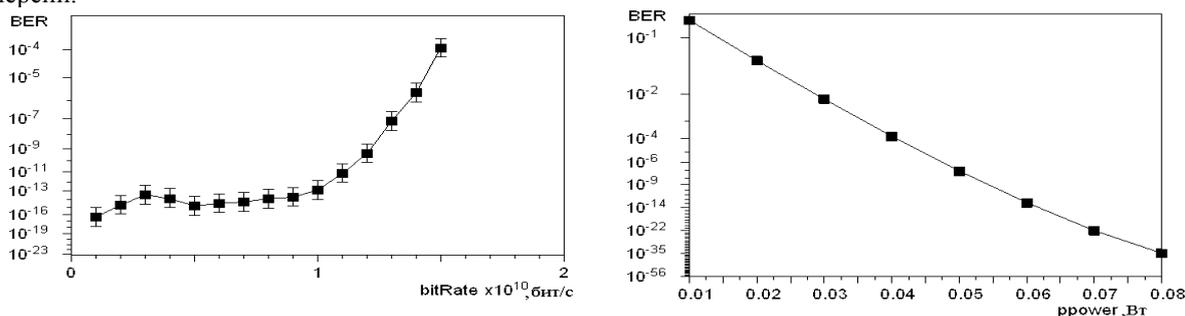


рис.2 Зависимость BER от а) скорости передачи данных, б) мощности накачки лазеров в рамановском усилителе

При увеличении скорости передачи данных от 1 до 12 Гбит/с значение BER практически не изменяется (рис.2а). Далее при увеличении скорости значение BER увеличивается и система не удовлетворяет требованиям. Увеличение скорости передачи ведет к уменьшению дисперсионной длины участка, и начинают проявляться нелинейные эффекты оптического сигнала. На рис.2б видно, что при увеличении мощности накачки уменьшается соответственно значение BER. Это происходит вследствие увеличения входной мощности системы.

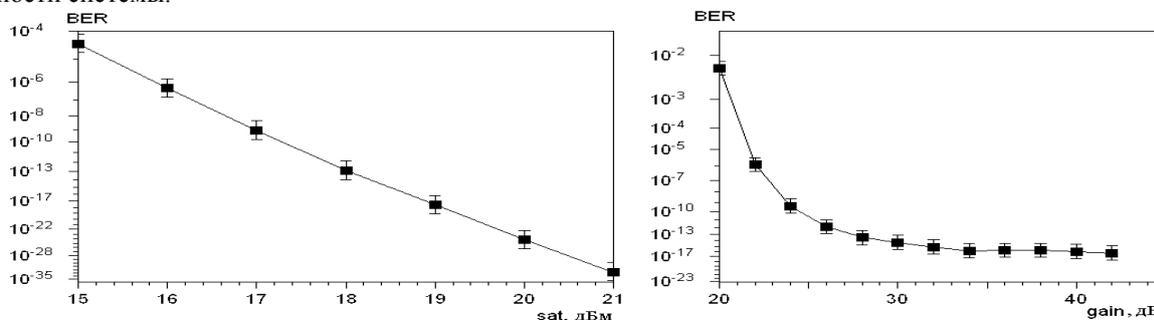


рис.3 Зависимость BER от а) от мощности насыщения EDFA, б) коэффициента усиления EDFA

Рассматривая зависимость битовой ошибки от коэффициента усиления (рис.3б), можно заметить, что увеличение коэффициента усиления ОУ ведет к уменьшению битовой ошибки, так как на вход приемника поступает менее ослабленный сигнал. На рис. 3а изображена зависимость битовой ошибки (BER) от мощности насыщения – это мощность на выходе усилителя, при котором коэффициент усиления уменьшается в 2 раза. По мере роста входного сигнала коэффициент усиления падает, поэтому при увеличении мощности насыщения происходит уменьшение битовой ошибки. Таким образом, можно сделать вывод, что мощность насыщения влияет на значение соотношения сигнал/шум SNR (при уменьшении мощности насыщения уменьшается значение соотношения сигнал/шум).

Таким образом, актуальной задачей является разработка модели волоконно-оптической системы передачи с применением системы автоматизированного проектирования, которая позволяет на этапе проектирования современных или реконструкции существующих волоконно-оптических линий передачи (ВОЛП) давать рекомендации по выбору параметров системы передачи и размещению оптических усилителей и регенераторов.

## Использование транзистора в лавинном режиме для генерации широкополосных импульсов

Новиков Роман Алексеевич

Доронин Иван Сергеевич

Дальневосточный государственный университет путей сообщения

Окишев Константин Николаевич, к.ф.-м.н.

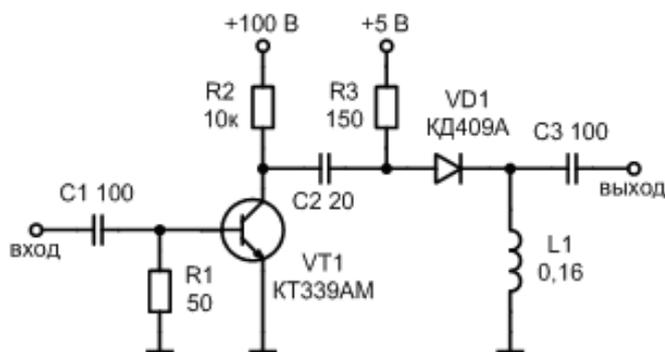
[champ891@mail.ru](mailto:champ891@mail.ru)

Последнее время широкое применение в техники получили широкополосные радио импульсы. На их основе строятся различные системы передачи информации, георадары и системы радиолокации. Для генерации таких импульсов используются устройства на различных принципах, одним из них является генерирование

широкополосных импульсов на основе транзистора в лавинном режиме. Преимуществом такой схемы является использование небольшого числа элементов и достаточно высокая частота повторения генерируемых импульсов (порядка нескольких мегагерц).

В работе используется генерация сверхширокополосных импульсов на основе транзистора в лавинном режиме. В основе лавинного режима работы транзисторов лежит фундаментальное явление умножения носителей под влиянием сильного электрического поля, реализуемого в обратно смещенном коллекторном переходе. Благодаря осуществляемой внутри транзистора положительной обратной связи между умножающим коллекторным и эмиттерным переходом транзистор обладает отрицательным участком вольт-амперной характеристики [1].

Схема разработанного генератора широкополосного импульсов на основе транзистора в лавинном режиме, приведена на *рис. 1*.



*рис. 1* Схема генератора широкополосных импульсов

Генератор реализован на основе транзистора VT1 KT339AM, включенного в лавинном режиме. Для этого к коллекторно-эмиттерному переходу транзистора VT1 через ограничивающий резистор R2, прикладывается постоянное напряжение 100 В. Пока транзистор VT1 закрыт, происходит накопление заряда в конденсаторе C2, а при подаче на базу транзистора VT1 запускающего импульса, происходит быстрый разряд конденсатора C2 через транзистор VT1. Благодаря чему формируется отрицательный импульс с крутым фронтом. Спад импульса является намного более медленным, а его скорость определяется постоянной времени заряда конденсатора C2 ( $\tau = R2C2$ ). Для ускорения спада импульса, после конденсатора C2 установлен формирователь импульсов на диоде с быстрым восстановлением VD1 КД409А. Задание постоянного тока протекающего через диод VD1 осуществляется с помощью элементов R3, L1 и C3. Для приведенных номиналов постоянный ток через VD1 составляет 30 мА. Индуктивность катушки L1 выбирается из условия высокого сопротивления (порядка 500 Ом) на частоте 500 МГц, для уменьшения влияния на генерируемый сигнал.

Наблюдение сигнала вырабатываемого генератором производилось с помощью цифрового высокочастотного осциллографа LeCroy WaveSurfer 104MXs с полосой частот 1 ГГц и частотой выборки 10 ГВыб./с. Осциллограф подключался к генератору через специальную низко индуктивную нагрузку сопротивлением 50 Ом, соединенную с генератором небольшим отрезком (порядка 15 см) согласованной коаксиальной линии. На *рис. 2*, а приведена записанная эпо́ра напряжения на выходе генератора, для сигнала с амплитудой -29,12 В и длительностью по полувысоте 1,315 нс.

Разработанный генератор был использован для определения генерирующих свойств (амплитуда и длительность генерируемого сверхширокополосного импульса) транзисторов на примере группы из 50 транзисторов KT339AM. Было установлено, что параметры генерируемого импульса сильно зависят от конкретного образца транзистора. Так амплитуда импульса для исследований группы транзисторов изменяется от 15 до 33 В, а длительность от 1,2 до 1,8 нс, при этом с уменьшением длительности происходит увеличение амплитуды (*рис.2,б*).

В результате можно сделать вывод, что перед установкой транзистора в целевое устройство, необходимо производить предварительное определение его генерирующих свойств и в соответствии с ними корректировать параметры целевой схемы.

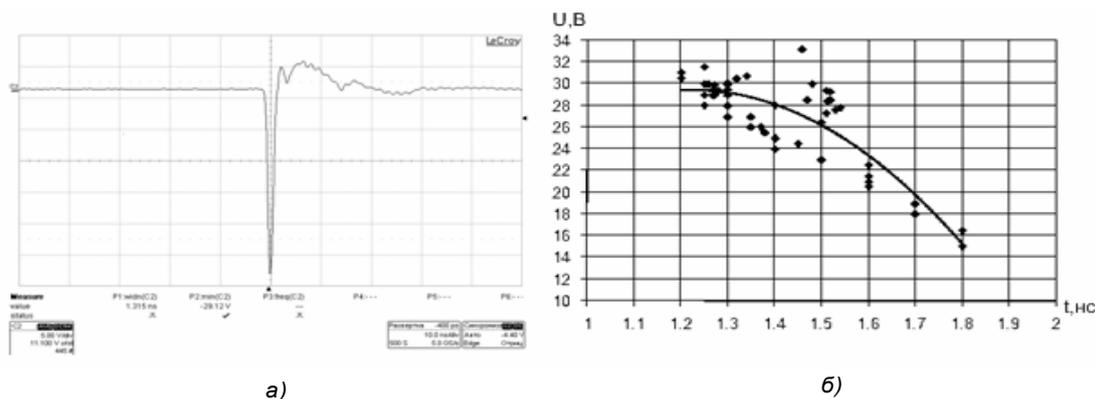


рис.2 Эюра напряжения (а) на выходе генератора (масштаб по напряжению 5 В/дел, развертка 10 нс/дел) и график зависимости (б) амплитуды напряжения импульса от его длительности

В дальнейшем предполагается изготовление широкополосной излучающей антенны и приемного устройства. На основе которых предполагается реализация геологического радара и системы беспроводной передачи данных.

Список публикаций:

[1] Дьяконов, В.П. Лавинные транзисторы и их применение в импульсных устройствах [Текст] / В.П. Дьяконов; под ред. С.Я. Шаца. -М.: Сов. радио, 1973.-208с

## Экспериментальная оценка долгосрочной и кратковременной стабильности характеристик ВЧ канала

*Огарь Андрей Сергеевич*

*Радио Любовь Петровна*

*Южный федеральный университет*

*Барабашов Борис Григорьевич, д.т.н.*

*[androgar@yandex.ru](mailto:androgar@yandex.ru)*

Среди характеристик ионосферного ВЧ канала, определяющих надежность связи, важнейшей является отношение сигнал/шум на входе приемника (защитное отношение). Необходимое защитное отношение зависит от рода работы, вида модуляции, ширины полосы приемника, вида помех, но в большей степени от состояния ионосферы вдоль трассы. Важно также знать на какое время вперед планируется связь.

При долгосрочном прогнозировании в качестве напряжения сигнала берется медианное за месяц часовое значение, а для шума - ожидаемое эффективное напряжение за этот же период. Необходимо также знать возможные вариации этих характеристик ото дня ко дню.

При оперативном прогнозировании важной составляющей становится информация о кратковременной стабильности отношения сигнал/шум.

Надежные сведения об экспериментальных значениях этих характеристиках пока весьма ограничены. А использование аналитических моделей при планировании радиосвязи приводит к неточным результатам, так как они не описывают реального многообразия условий ионосферного распространения. В результате, на сегодняшний день наиболее достоверные данные, как о долгосрочной, так и о кратковременной стабильности перечисленных характеристик могут быть получены только на основании измерений на трассах.

В сообщении приводятся экспериментальные значения вариаций сигнала и шума на входе приемника ото дня ко дню, полученные на двух среднеширотных меридиональных трассах протяженностью ~1000 км. На этих же трассах оценивалась кратковременная стабильность напряжений сигнала и шума.

*Содержание и объем экспериментальных данных.*

Для сбора данных был разработан приемный измерительный стенд, в состав которого входили: активная антенна, расположенная на крыше 3-х этажного здания; специализированный цифровой приемник с динамическим диапазоном 60 дБ; компьютер. Особенность используемого приемника заключалась в том, что сигнал промежуточной частоты оцифровывался высокоскоростным аналого-цифровым преобразователем, а его дальнейшая фильтрация осуществлялась с помощью специальной ПЛИС. Полученный цифровой поток передавался в компьютер и непрерывно записывался на жесткий диск для дальнейшей обработки.

Управляющая программа позволяла в автоматическом режиме регистрировать сигналы на рабочих частотах по заданному списку.

Прием велся на частотах 4,996, 9,996 МГц (передатчик RWM мощностью соответственно 5 и 8 кВт) и 8,4, 10,8 МГц (специальный передатчик мощностью 1 кВт). В первом случае принималась непромодулированная несущая. Во втором – бинарная последовательность с амплитудной манипуляцией и с длительностью элементарной посылки 200 мс. Обработка сигналов и шума осуществлялась в полосе 100 Гц.

Наблюдения велись ежедневно на протяжении 12 месяцев в 2009-2010 годы, попеременно на 4 частотах. Смена частоты происходила с шагом 1 минута. Ниже приводятся результаты, полученные в дневные часы (с 11-00 по 14-00 ч. местного времени), когда суточный ход параметров ионосферы на меридиональных трассах проявляется в минимальной степени.

Была принята следующая последовательность обработки результатов измерений. Уровни сигнала усреднялись за каждый час. Полученные значения наносились на плоскость в координатах "время - уровень сигнала". Затем, для фиксированных моментов времени (для каждого часа месяца) находились средние значения уровня и рассчитывались среднеквадратичные отклонения от полученного среднего –  $\sigma$ , дБ. Эти отклонения принимались в качестве меры вариаций ото дня ко дню в течение месяца.

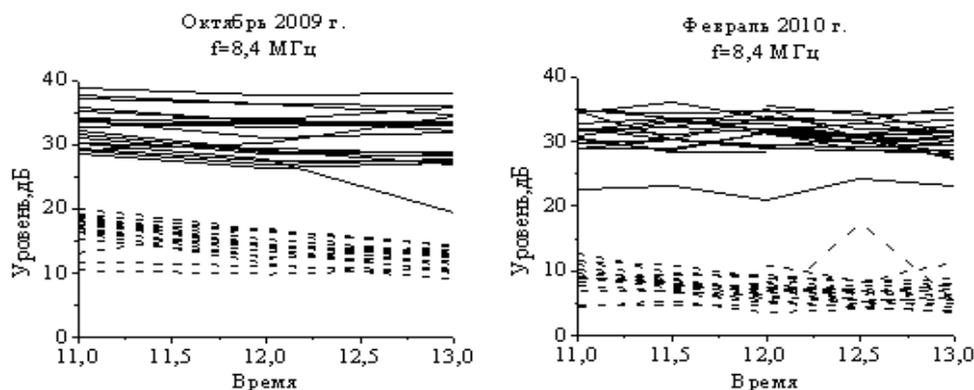
Методика обработки результатов измерений шума была аналогичной.

В качестве примера на *рис.1* приведены зависимости напряжений сигнала и шума за 3 дневные часа в октябре 2009г. и феврале 2010г. Сплошными линиями нанесены средние значения сигнала, пунктирными – шума.

В результате обработки получены следующие усредненные за 12 месяцев значения вариаций ото дня ко дню:

- для частоты 10,8 МГц – 3,7 дБ, для частоты 8,4 МГц – 2,9 дБ, для частоты 4,996 МГц – 4,0 дБ, для частоты 9,996 МГц – 1,9 дБ;

- для шума на частоте 10,8 МГц – 1,5 дБ, для частоты 8,4 МГц – 2,8 дБ.



*рис. 1*

Кратковременная стабильность сигнала и шума оценивалась абсолютной разностью между средними значениями последующего и предыдущего часа  $\Delta$ , дБ. Получены следующие значения  $\Delta$ :

- для сигнала с частотой 10,8 МГц – 2,3 дБ, для частоты 8,4 МГц – 1,4 дБ;  
- для шума на частоте 10,8 МГц – 1,6 дБ, для частоты 8,4 МГц – 1,8 дБ.

*Выводы.*

Результаты измерений долгосрочной и кратковременной стабильности напряжения сигнала и шума на клеммах приемной антенны на среднеширотных трассах в дневные часы позволили отметить следующие особенности, присущие этим характеристикам:

Колебания ото дня ко дню на исследуемых трассах, усредненные за весь период наблюдений по всем частотам, составили для сигнала 3,2 дБ, для шума 3,8 дБ. Усреднение во всех случаях велось без исключения возмущенных условий распространения на трассах. Вариации напряжения ото дня ко дню не имели сезонного хода. Не отмечалась также систематическая разница между наблюдениями на разных частотах.

Кратковременная (за час) стабильность уровня сигнала не превосходила 2,4 дБ. Среднее значение этой характеристики за весь период наблюдения составило 1,7 дБ. Для шума предельное отклонение составило 2,9 дБ, среднее значение – 1,8 дБ.

## Исследование изменения времени релаксации воды, подвергнутой воздействию устройства МАУТ

*Павлова Александра Андреевна*

*Томский государственный университет*

*Суляев Валентин Иванович, к.ф. – м.н.*

*[gelecopter@sibmail.com](mailto:gelecopter@sibmail.com)*

Радиофизический метод исследования фундаментальных характеристик материала основан на исследовании результатов взаимодействия электромагнитного излучения с веществом. Исторически за этим методом закреплена область частот от единиц герц до сотен терагерц – до границ оптических методов. Известно, что некоторые виды обработок: магнитная, разрядно-импульсная, электрохимическая, электромагнитная, электрическая, механическая, термическая, акустическая, плазменная, и др. – производят физическую активацию воды, изменяющую ее физико-химические свойства и потребительские качества. В частности, воздействие магнитного поля на воду снижает жесткость и уменьшает накипеобразование, изменяет вязкость, удельное сопротивление, поверхностное натяжение, величину диэлектрической проницаемости (ДП) [1–2].

Следует помнить, что в жидкости существует только ближний порядок, это принципиально отличает ее структуру от устойчивой упорядоченности частиц. К параметрам структуры, которые можно определить радиофизическими методами являются: корреляционное число (число ближайших соседей) и энтропия активации. Корреляционное число можно оценить из измеренных значений статической ДП, а изменение энтропии связано со временем релаксации:

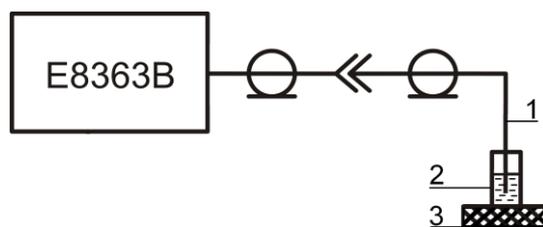
$$\Delta S = R \left( \frac{T}{\tau} \cdot \frac{d\tau}{dT} + 1 + \ln \frac{\tau k T}{h} \right), \quad (1)$$

где  $\Delta S$  – изменение энтропии активации,  $R$  – газовая постоянная;  $\tau$  – время диэлектрической релаксации;  $h$  – постоянная Планка;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – температура в градусах К [3,4].

Время релаксации определяется из спектров ДП в микроволновом диапазоне электромагнитного излучения по формуле:  $2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot \tau = 1$ , где  $f_p$  – частота, на которой наблюдается максимум мнимой части комплексной ДП. Время релаксации, таким образом, является структурно чувствительной характеристикой – с его изменением можно количественно связать изменения структуры жидкости при различных воздействиях.

Система МАУТ (магнитное активирующее устройство томское) создано для первичной очистки воды от железа, в избытке находящегося в природной воде. Магнитная система построена на основе магнитов, расположенных таким образом, чтобы обеспечить оптимальные условия для контакта с протекающей водой. Представляет собой шесть плоских контейнеров, расположенных радиально. В устройстве МАУТ используются изготовленные по новым технологиям, отобранные и протестированные высокоэнергетические постоянные магниты NdFeB (неодим–железо–бор), запаянные в кожух из нержавеющей стали. В каждой из шести граней магнитной части МАУТа содержится по 4 магнита.

Частотные зависимости диэлектрической проницаемости измерялись с помощью СВЧ радиоспектроскопа, блок-схема которого приведена на рисунке 1. Основным элементом установки является векторный анализатор цепей фирмы Agilent Technologies E8363B, который работает в диапазоне частот 500 МГц – 40 ГГц. Датчик опускается в исследуемую жидкость таким образом, чтобы слой жидкости вокруг него был не менее 5 мм. Исследуемая жидкость заливается в сосуд, который устанавливается на основание специального штатива 85070E–001. Калибровка прибора производится по методике, предложенной фирмой–производителем.



*рис.1 Автоматизированный СВЧ радиоспектроскоп:  
1 – датчик; 2 – сосуд с водой; 3 – диэлектрическая подставка*

Для динамического режима взаимодействия воды с магнитным устройством МАУТ использовалась его магнитная часть, которая помещалась в полиэтиленовую цилиндрическую емкость с предварительно проделанным отверстием. Диаметр отверстия подобран таким образом, чтобы скорость протекания воды

составляла 4 л/час. Далее емкость помещалась в полиэтиленовый сосуд для сбора воды с предварительно помещенной в него подставкой в виде стеклянной пластинки. Результаты исследования воздействия магнитной системы МАУТ на воду представлены на рисунке:

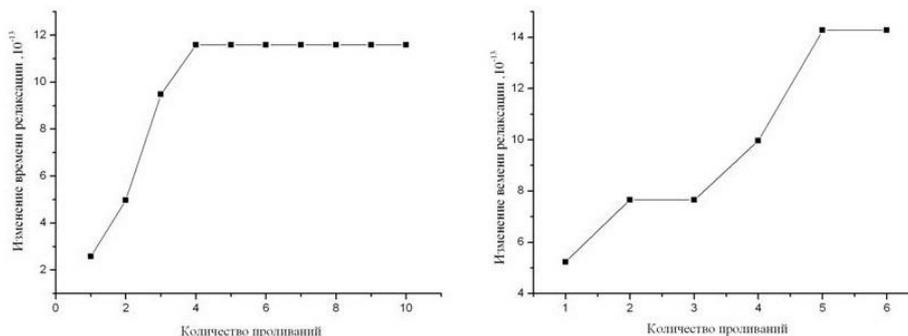


рис.2 Зависимость времени релаксации от числа проливаний водопроводной воды через магнитную систему МАУТ

Рост времени релаксации может быть связан с образованием более тяжелых кластеров под действием магнитного поля, взаимодействующего с жидкостью во время протекания ее через магнитную систему.

Список публикаций:

- [1] Суляев В.И., Монголина Н.А., Павлова А.А. // Известия ВУЗов. Физика. 2006. № 9/2. С.127–128.
- [2] Санкин Г.Н, Тесленко В.С. // Журнал технической физики. 2000. Т 70. В. 3. С. 64 – 65.
- [3] Шахпаронов М.И. Механизмы быстрых процессов в жидкостях.–М.:Высшая школа, 1980. 351 с.
- [4] Кочеткова Т.Д. Температурные зависимости спектров диэлек-трической проницаемости воды и водных растворов спиртов в области релаксации.: Дис. ... канд. физ.-мат. наук. – Томск: ТГУ, 2003. 125 с.

## Моделирование радиоимпульсного стробоскопического преобразователя

**Пак Олег Викторович**

Волгоградский государственный университет

Захарченко Владимир Дмитриевич, д.т.н.

[oleg.pak@volsu.ru](mailto:oleg.pak@volsu.ru)

В ряде практических задач импульсные сигналы, подлежащие регистрации, повторяются во времени с некоторым периодом  $T$  (такая повторяемость может быть специально организована, например, в задачах локации или радиоизмерений). Это дает возможность использовать для их регистрации стробоскопические методы, позволяющие производить наблюдение быстропротекающих процессов с помощью низкочастотной аппаратуры.

Целью данной работы является полунатурное моделирование радиоимпульсного стробоскопического преобразователя, то есть проводить как аппаратные, так и программные преобразования сигналов. В процессе работы был создан макет (приставка к персональному компьютеру), позволяющий производить стробоскопическую обработку и ввод сигнала в персональный компьютер для последующей обработки. Блок схема макета стробоскопического преобразователя изображена на рис.1.

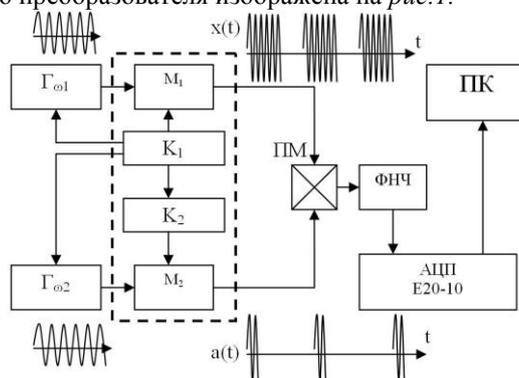


рис.1 Блок схема макета стробоскопического преобразователя.

Макет стробоскопического преобразователя состоит из цифровой части и аналоговой. Цифровая часть (на рис. 1 показана штриховой линией) включает в себя два микроконтроллера (K1(ATmega16) - ведущий и K2(ATtiny2313) – ведомый) и два мультиплексора M1, M2 (OPA3875). Аналоговая часть состоит из двух генераторов  $\Gamma_{\omega 1}$ ,  $\Gamma_{\omega 2}$  (AD9851), перемножителя ПМ (MPY634) и фильтра низких частот (ФНЧ).

Оба генератора  $\Gamma_{\omega 1}$ ,  $\Gamma_{\omega 2}$  вырабатывают непрерывный синусоидальный сигнал с частотами 1,01 МГц и 1,0 МГц. Сигналы параллельно подаются на мультиплексоры, после которых получают радиопульс  $x(t)$  и радиостроб  $a(t)$ . Данные сигналы перемножаются, результат перемножения поступает на ФНЧ с частотой среза 10 кГц, а затем подвергается дискретизации. Поскольку преобразованный сигнал получается на несущей частоте 10 кГц, в персональном компьютере был рассчитан и реализован цифровой полосовой КИХ-фильтр на эту частоту. Фильтр служит для более точного выделения заполнения огибающей.

При подаче сигнала от макета стробоскопического преобразователя на персональный компьютер посредством внешнего АЦП модуля, был получен следующий рисунок (рис. 2), при этом характеристики макета: период повторения радиопульса 3 мс, длительность радиопульса 2 мс, длительность радиостроба 500 мкс, шаг считывания 1мкс, коэффициент трансформации, то есть отношение периода повторения строб-импульса к шагу считывания составляет порядка 3000.

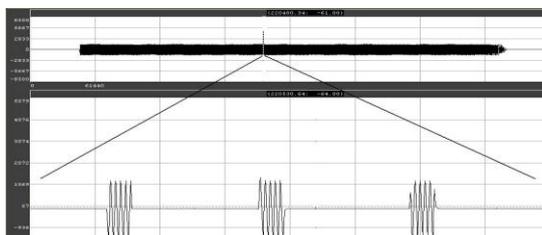


рис.2 Сигнал перед прохождением через цифровой полосовой фильтр (сверху- реальный масштаб, снизу- растянутый)

Сигнал на выходе рассчитанного полосового фильтра показан на рис.3.

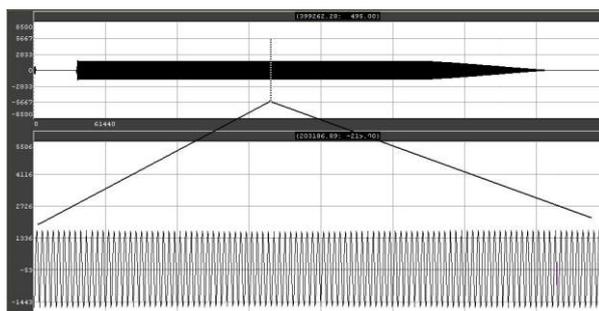


рис.3 Сигнал на выходе цифрового полосового фильтра.

Данный макет радиопульсного стробоскопического преобразователя также был промоделирован в среде C# (VisualStudio 2008). Результаты моделирования довольно хорошо согласуются с практическими данными.

В данной работе был реализован макет радиопульсного стробоскопического преобразователя. Произведена проверка работоспособности макета, а также одной из его немаловажной части - аналогового перемножителя. Выяснилось, что перемножитель подавляет одну из гармоник входного сигнала приблизительно на 20 дБ.

Выбранная реализация на микроконтроллерах, позволяет повысить точность смещения строба, и «гибкость» изменения параметров сигналов (длительности радиосигнала, радиостроба, периода повторения сигнала и строба).

Коэффициент трансформации макета стробоскопического преобразователя составляет порядка 10000, при этом время наблюдения составляет приблизительно 60 секунд.

В дальнейшем предполагается исследовать влияние различных факторов, например, нестабильности фазы основного генератора  $\Gamma_{\omega 1}$ , на огибающую преобразованного сигнала.

Отметим, что применение более высокоскоростных устройств, таких как, цифровой сигнальный процессор (DSP) или программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) позволит повысить коэффициент трансформации в десятки раз.

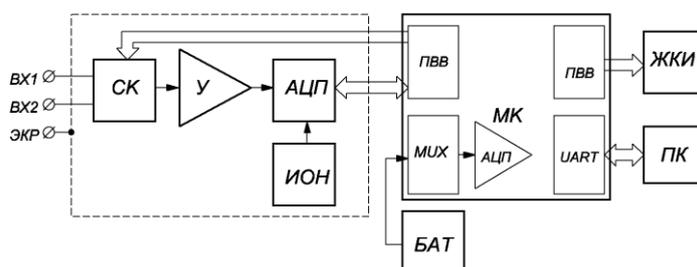
Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 08-07-00175-а и 10-07-97012-р-Поволжье-а).

# Нановольтметр

**Перченко Сергей Владимирович**  
 Волгоградский государственный университет  
 Игнатьев Вячеслав Константинович, д.ф.- м.н.  
[sergrf1104@mail.ru](mailto:sergrf1104@mail.ru)

При измерении предельно малых напряжений наряду с применением малошумящих прецизионных усилителей необходимо обеспечить надежное экранирование предусилителя и всего прибора в целом [1]. Для повышения точности результата измерения применяют статистические методы обработки данных. Но при этом необходимо принять меры по снижению тепловых флуктуаций элементов предусилителя. При измерении напряжений порядка микровольт и более малых необходимо учесть влияние термоэдс, которая неизбежно возникает на входных зажимах вольтметра.

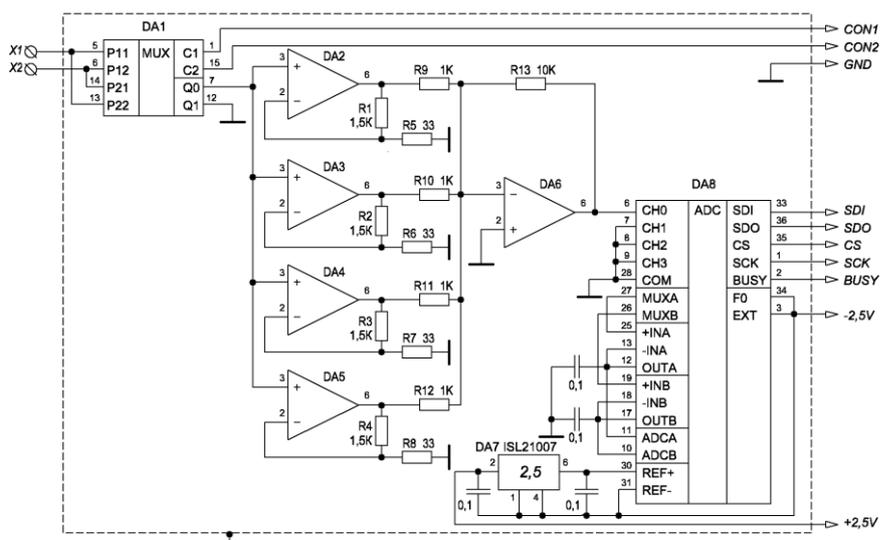
Структурная схема нановольтметра приведена на *рис.1* Входной усилитель построен по принципу МДМ, причем модуляцию производит система коммутации (СК), а демодуляцию осуществляет микроконтроллер (МК). В качестве усилителя (У) используется прецизионный малошумящий операционный усилитель. Такой подход позволяет обеспечить минимальный уровень шума и компенсировать напряжение смещения усилителя.



*рис.1 Структурная схема нановольтметра*

Основным узлом, определяющим метрологические характеристики нановольтметра, является аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Большинство современных микроконтроллеров имеют встроенный АЦП, но его эффективная разрядность обычно не превышает 19 бит [2], поэтому в данной работе используется внешний 24-разрядный АЦП. Опорное напряжение для АЦП устанавливает источник опорного напряжения (ИОН). Результат измерения отображается на жидкокристаллическом индикаторе (ЖКИ). Для обмена информацией с персональным компьютером (ПК) при отладке нановольтметра используется интерфейс UART.

Принципиальная электрическая схема аналоговой части нановольтметра приведена на *рис.2*.



*рис.2 Принципиальная электрическая схема аналоговой части нановольтметра*

Система коммутации реализована на счетверенном мультиплексоре DA1 ISL84780, обладающем малыми геометрическими размерами (корпус TSSOP-16), а его ключи обладают низким сопротивлением в замкнутом состоянии ( $\leq 0.5$  Ом). Усилитель собран на прецизионных малошумящих операционных усилителях DA2-DA6.

Микросхемы DA2-DA5 OPA211, включены по схеме неинвертирующих усилителей с коэффициентом усиления 46, а микросхема DA6 OP1177, суммирует их выходные сигналы. Основным узлом нановольтметра является высокопроизводительный 24-разрядный  $\Delta\Sigma$  АЦП DA8 LTC2442. Опорное напряжение для АЦП DA8 задает специализированная микросхема DA7 ISL21007. Элементы аналоговой части помещены в металлический экран, который также является пассивным термостатом.

Термоэдс контакта медь-олово составляет величину около 30 мкВ, поэтому с выводов 5, 6, 7, 12, 13, 14 микросхемы DA1 и выводов 2, 3 микросхем DA2-DA5 удалено лужение, а их пайка осуществлена индием, имеющим существенно меньшую термоэдс с медью. Плата с мультиплексором DA1 помещена в алюминиевый пассивный термостат с габаритами 24x18x10 мм и толщиной стенок 3 мм. Соединение с остальными элементами аналоговой части выполнено медными нелужеными проводами в тефлоновой изоляции.

На рис. 3 показана зависимость показаний прибора при замкнутых входных контактах. При постоянной времени усреднения 10 с дисперсия показаний составляет величину 0,15 нВ. Для улучшения метрологических характеристик необходимо реализовать механизм корректировки коэффициента усиления в зависимости от температуры окружающей среды.

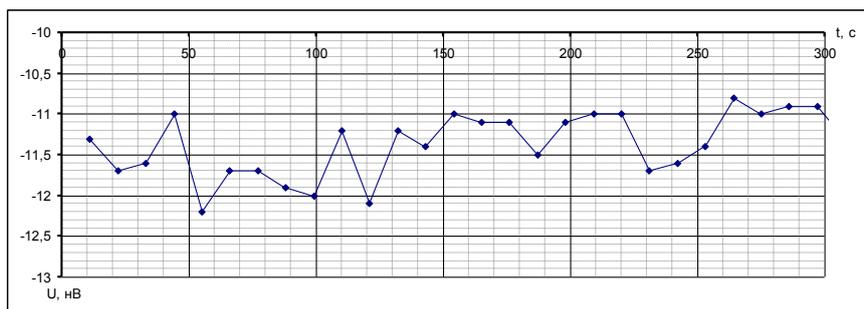


рис.3 Зависимость показаний прибора при замкнутых входных контактах

Список публикаций:

[1] Отт Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах, «Мир», 1979. 318 с..

[2] New Brochure including all the latest Precision Analog Microcontrollers - <http://www.analog.com/static/imported-files/overviews/PrecisionMicrocontrollerOverview.pdf>

## Измерение комплексной диэлектрической проницаемости почв на СВЧ в широком температурном диапазоне

**Подгорецкий Владимир Владимирович**

**Гольшев Евгений Александрович**

*Омский государственный университет им. Ф. М. Достоевского*

*Кривальцевич Сергей Викторович, к.ф.-м.н.*

*[r-a-v-e-n@bk.ru](mailto:r-a-v-e-n@bk.ru)*

Для решения обратной радиометрической задачи (восстановления гидрофизических свойств почв по результатам радиометрического и радиолокационного зондирования) необходима информация о комплексной диэлектрической проницаемости (КДП) этих почв в широкой области температур (в реальных условиях температура почв колеблется в диапазоне от  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $+50^{\circ}\text{C}$ ). Для решения данной задачи был спроектирован и изготовлен блок термостабилизации для поддержания заданной температуры исследуемых образцов.



рис.1 Лабораторная установка для определения комплексной диэлектрической проницаемости с использованием блока термостабилизации.

Основой термостабилизирующего блока является волноводная ячейка (рис. 2), помещенная в металлический массив, на который установлены термоэлектрические модули (элементы Пельтье). Контроль температуры осуществляется с использованием микроконтроллера ATmega8. Более подробно блок термостабилизации описан в [1].

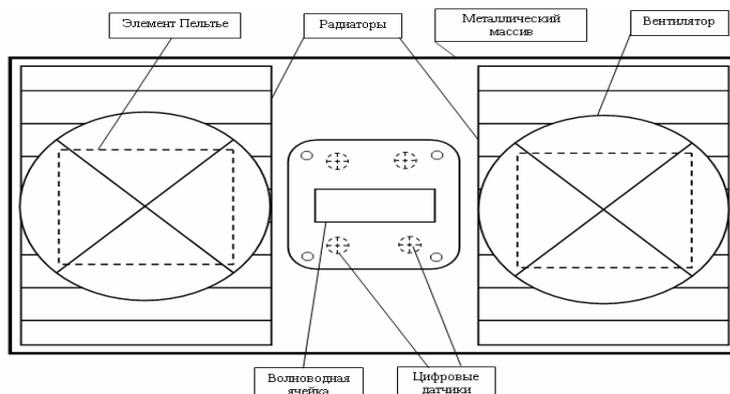


рис.2 Структурная схема волноводной ячейки.

Были проведены испытания блока термостабилизации, в результате которых была получена зависимость температуры внутри ячейки от показаний внешних температурных датчиков.

Диэлектрическая проницаемость определяется из данных эксперимента посредством решения трансцендентного уравнения относительно постоянной распространения в образце [2].

Ниже приведены результаты определения КДП двух образцов суглинистой почвы с помощью данного устройства. Измерения проводились методами короткого замыкания и холостого хода на генераторе Г4-126 (частота 9970МГц). В результатах учтена зависимость температуры внутри ячейки от показаний внешних датчиков устройства.

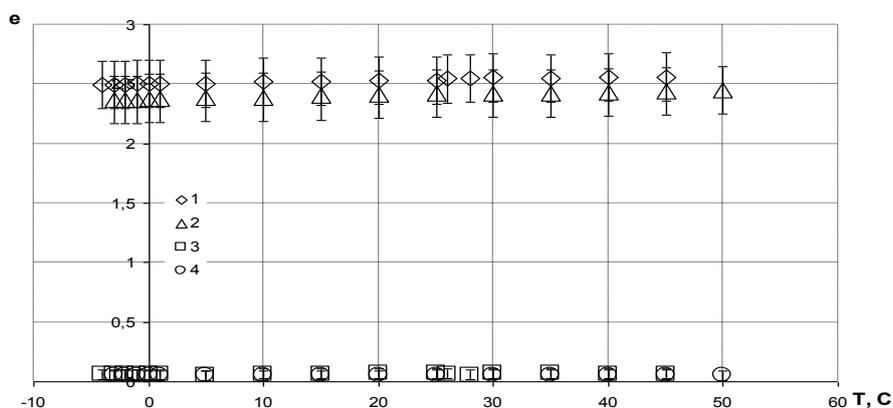


рис.3 Температурная зависимость действительной и мнимой частей КДП суглинистой почвы с содержанием гумуса 6,6% без примесей (1, 3) и с добавлением минерального масла 5% (2, 4)

Как видно, даже с учётом погрешности, действительная и мнимая части диэлектрической проницаемости зависят от температуры и согласуются с литературными данными. Также были проведены измерения диэлектрической влажности зависимости КДП образцов [3]. Данное устройство позволяет приблизить лабораторные условия эксперимента к реальным, что является важнейшим фактором при исследовании диэлектрических свойств мерзлых почв, влияния связанной воды на диэлектрическую проницаемость, а также изучения поведения КДП почв при высоких температурах, свойственных некоторым территориям и участкам суши.

Список публикаций:

- [1] Подгорецкий В. В. Термостабилизирующий комплекс для измерения диэлектрической проницаемости почв в широком температурном диапазоне. //III студенческая научно-практическая конференция "Приборостроение и информационные технологии" тезисы докладов, 11 декабря 2009 г., Омск: Омский НИИ приборостроения, 2010. С.11-13.
- [2] Брандт А.А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. М.: Изд-во физ.-мат. Лит, 1963. 404 с.
- [3] Гольшев Е. А. Радиофизические параметры почвогрунтов в широком температурном диапазоне. //III студенческая научно-практическая конференция "Приборостроение и информационные технологии" тезисы докладов, 1 декабря 2009 г., Омск: Омский НИИ приборостроения, 2010. С.19-21.

## Компактная планарная антенная решетка с высоким коэффициентом усиления для беспроводных сетей связи

*Синельников Михаил Юрьевич*  
Южный федеральный университет  
Мануилов Михаил Борисович, д.ф.-м.н.  
[mihail.sin@gmail.com](mailto:mihail.sin@gmail.com)

Наблюдаемое в настоящее время динамичное развитие беспроводных сетей связи потребовало проведения интенсивных исследований и разработок в области создания новых типов антенных систем для этих сетей. К числу наиболее широко применяемых технологий беспроводных сетей на сегодняшний день относятся технологии Wi-Fi и WiMAX. Беспроводные сети с большой пропускной способностью (более 10 Мбит/с) используют широкие полосы частот и требуют широкополосных антенн для абонентских устройств и базовых станций.

Целью данной работы является исследование путей создания малогабаритных широкополосных антенн панельной конструкции, предназначенных для интеграции в корпус приемо-передающих устройств. При разработке данной антенны должны были быть выполнены следующие требования: рабочие диапазоны частот - 5.15-5.35 ГГц и 5.725-5.85 ГГц; коэффициент усиления - не менее 18 дБ; ширина диаграммы направленности (ДН) по горизонтали - 22°, по вертикали - 13°; поляризация – линейная вертикальная; подавление обратного излучения - не хуже -25 дБ; уровень боковых лепестков - не более -13 дБ; размеры антенны - порядка 20×10×0.5 см.

В работе предложена новая концепция построения антенной решетки для беспроводных сетей связи. По сравнению с известными прототипами [1-3] антенна обладает улучшенными диапазонными характеристиками, обеспечивая коэффициент усиления 18-19 дБ в полосе частот 5.15...5.85 ГГц, при весьма компактных размерах (210×125×5 мм) и предельно простой, высокотехнологичной конструкции.

Предложенное техническое решение основано на комбинации трех ключевых факторов. Первый - применение печатных излучателей, расположенных на внутренней стороне подвешенной подложки, обращенной к металлическому экрану. Диэлектрический слой, расположенный над излучателем, концентрирует ближнее поле, обеспечивая повышенную эффективность излучения антенны и рост ее коэффициента усиления.

Другая важная особенность конструкции - оригинальный способ возбуждения микрополосковых излучателей решетки с помощью двух синфазных L-образных печатных элементов. Это обеспечивает одновременно и широкополосное согласование входного импеданса и повышение коэффициента усиления за счет большей длины излучающей поверхности печатного элемента.

Третий ключевой фактор – использование оригинальной схемы питания излучателей в решетке на основе инверсной микрополосковой линии, интегрированной на одной стороне печатной платы с самой решеткой. Антенная решетка конструктивно представляет собой всего одну печатную плату, установленную с фиксированным зазором над металлическим экраном.

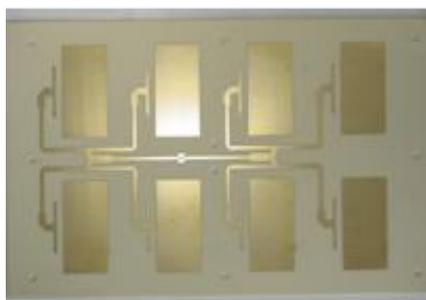


рис.1 Микрополосковая антенная решетка со схемой питания, расположенная на обратной стороне печатной платы



рис.2 Лицевая сторона печатной платы антенны

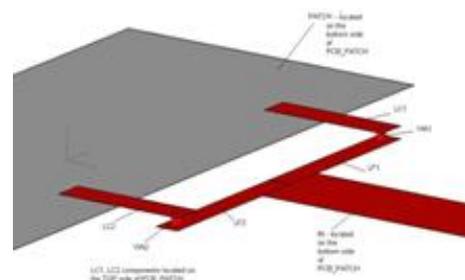


рис.3 Трехмерная модель одиночного излучателя в составе решетки

Электродинамический анализ и оптимизация микрополосковой АР были выполнены методом конечного интегрирования. Моделирование проводилось в несколько этапов. На первом этапе оптимизировался одиночный излучатель, для которого было достигнуто значение коэффициента усиления 10-11 дБ в полосе 15%. Затем исследовались подрешетки из двух и четырех излучателей со схемой питания. На заключительном этапе оптимизировалась вся антенная решетка 2×4 излучателей вместе со схемой питания.

Оптимизированная конструкция АР имеет размеры печатной платы 210×125 мм, размеры одиночного излучателя 21×42 мм, материал подложки - Rogers RO4003 ( $\epsilon = 3.38$ ). Антенна располагается в пространстве таким образом, чтобы длинная сторона печатной платы была ориентирована вертикально. Экспериментальное значение коэффициента отражения в рабочем диапазоне АР (5.15...5.85 ГГц) не превышает -7 дБ. Проведенные исследования показали, что АР обеспечивает коэффициент усиления 18-19 дБ в заданной полосе частот. При этом ширина луча в вертикальной плоскости (Е-плоскость) составляет 13-15 градусов, а ширина луча в горизонтальной плоскости (Н-плоскость) равна 22-25 градусов, что дает приемлемый сектор охвата абонентских устройств.

Таким образом, в работе предложена, теоретически и экспериментально исследована новая конструкция компактной широкополосной антенной решетки для беспроводных сетей связи диапазона 5 ГГц. Результаты расчетов подтверждены экспериментальными данными. По сравнению с известными прототипами антенна обладает улучшенными электрическими характеристиками, обеспечивая коэффициент усиления 18-19 дБ в полосе частот 15%, а также более компактными размерами, простотой и технологичностью конструкции.

Список публикаций:

- [1] *Hang Wong, Chi-Lun Mak and Kwai-Man Luk, High-Gain and Wide-Band Single-Layer Twin-L Coupled Patch Antenna// Proc. of 8th Europ. Conf. on Wireless Technology*  
 [2] *Hazdra P., Mazanec M., Cermac J., Wideband Rectangular Microstrip Patch Antenna Using L-Probe Feeding System // Radioengineering, Vol. 16, N. 3, Sep. 2007, pp.37-41.*  
 [3] *Islam M., Shakib M., Misran N., Sun T. Broadband Microstrip Patch Antenna // European Journal of Scientific Research, Vol.27 No.2, 2009, pp.174-180*

## Спектр магнетрона при наличии модуляции

**Снигур Алексей Александрович**

*Ермолаев Александр Владимирович*

*Волгоградский государственный технический институт*

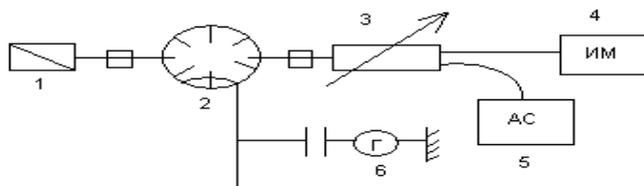
*Шеин Александр Георгиевич, д.ф.-м.н.*

[lis-pm@mail.ru](mailto:lis-pm@mail.ru)

В последнее время появились теоретические работы, посвященные исследованию возникновения комбинационных составляющих при низкочастотной модуляции электронного потока паразитным сигналом малой мощности. В них показано, что возникновение комбинационных составляющих возможно из-за влияния низкочастотного побочного сигнала, возбуждаемого собственными колебаниями электронного потока. Однако ряд экспериментальных данных свидетельствует о том, что комбинационные составляющие могут появляться в спектре генерирующего магнетрона под воздействием внешнего сигнала, частота которого близка к частоте генерации.

Для исследования процесса генерации и при наличии внешнего паразитного сигнала используется экспериментальная установка, схема которой изображена на *рис.1*. Основным элементом экспериментальной установки является магнетрон М-877 (2). Его средняя частота генерации, по паспортным данным, составляет 13240 МГц. К управляющему выводу подключен высокочастотный генератор сигналов Г4-11А (1), диапазон изменения частоты которого лежит в пределах 12215 – 14495 МГц. К выходу мощности подключен Т-образный ответвитель, после него установлены измеритель мощности М3-22А (4) и анализатор спектра С4-27 (5).

При одночастотном режиме работы магнетрона устойчивая генерация наблюдается на частоте 13238 МГц при напряжении 574 В.



*рис.1 Установка для изучения спектральных характеристик магнетрона.*

*1 – клистронный генератор; 2 – магнетрон; 3 - ответвитель; 4 – измеритель мощности; 5 – анализатор спектра; 6 - генератор*

Возникновение комбинационных составляющих в спектре обусловлено влиянием внешнего сигнала, частота которого отличается от частоты генерации на несколько процентов. Поэтому для выбора расстройки

частот необходимо знать характеристики сигнала клистрона, проходящего через магнетрон в предгенерационном его режиме.

Такой режим получается следующим образом. На реактивный вывод магнетрона после срыва генерации с клистронного генератора подается управляющий сигнал. Частота этого сигнала меняется в диапазоне, близком к паспортной частоте генерации магнетрона. При этом максимум мощности приходится на частоту 13230 МГц и составляет 0,27 мВт. После этого магнетрон переводится в режим генерации и опыт повторяют.

При подаче управляющего сигнала с частотой 13210 МГц, соответствующей крайней границе диапазона частот сигналов, взаимодействие которых приводит к возникновению комбинационных составляющих. Основная гармоника в спектре, уровень которой приблизительно равен -14 дБ, соответствует частоте 13238 МГц генерирующего магнетрона. Уровень гармоники управляющего сигнала мало отличается от уровня шума и составляет приблизительно -48 дБ.

Приближение частоты управляющего сигнала к частоте генерирующего магнетрона приводит к росту уровней комбинационных составляющих. При этом уровень самого управляющего сигнала мало отличается от уровня шума. Дальнейшее увеличение частоты приводит к повышению уровня комбинационных составляющих и захвату частоты – уровень гармоники, соответствующей управляющему сигналу резко возрастает. При этом число комбинационных составляющих в спектре возрастает. На рисунке 2 показан спектр, возникающий при подаче управляющего сигнала 13230 МГц. Уровень гармоники с такой частотой составляет – 26 дБ. Основная пара комбинационных составляющих имеет частоты 13235 МГц и 13242 МГц. Интересно, что уровень высокочастотной составляющей в этой паре остается примерно постоянным, а у низкочастотной составляющей заметно растет, и в рассматриваемом случае составляет уже – 30 дБ.

Частоты второй пары комбинационных составляющих - 13225 МГц и 13248 МГц. Но их уровни (приблизительно – 46 дБ и – 53 дБ соответственно) приближаются к уровню шума.

В этом спектре можно выделить и третью пару комбинационных составляющих. Но в этой паре только низкочастотная гармоника (13221 МГц) имеет уровень отличный от уровня шума.

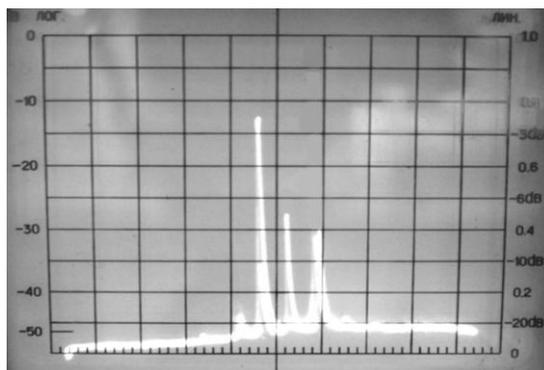


рис.2 Спектр магнетрона с тремя парами комбинационных составляющих.

Подводя итоги проведенных экспериментов, следует сделать вывод о возможности управления уровнями и частотами спектральных составляющих сигнала магнетрона при воздействии на внешнего управляющего сигнала, если частота такого сигнала попадает в резонансную полосу магнетрона. Однако для более точного понимания этого процесса необходимо рассмотрение электронно-волнового механизма возбуждения комбинационных составляющих, что возможно только в численных экспериментах с использованием математических моделей магнетронных генераторов.

## **Отражающие свойства композиционных материалов на основе многостенных углеродных нанотрубок на микроволнах**

**Соколов Виталий Васильевич**

*Кротов Степан Игоревич, Доценко Ольга Александровна*

*Томский государственный университет*

*Доценко Ольга Александровна, к.ф.-м.н.*

*[SokolovVV@sibmail.com](mailto:SokolovVV@sibmail.com)*

В целях борьбы с радиолокационным обнаружением различных объектов военной техники используются специфические радиоматериалы, снижающие их радиолокационную заметность. Эти материалы различаются коэффициентом отражения, рабочей частотой и частотным интервалом. По способу снижения радиозаметности

материалы делятся на интерференционные, поглощающие и рассеивающие. В основе теории снижения радиозаметности лежит электродинамическая задача по отражению электромагнитного излучения от слоя с электромагнитными характеристиками, отличными от среды распространения [1].

В последние годы обсуждается возможность применения углеродных нанотрубок в качестве поглотителей электромагнитной энергии. Однако приведенные в литературе сведения не полны и, зачастую, противоречивы.

В связи с этим поставлена цель: исследовать отражающие свойства композитов на основе многостенных углеродных нанотрубок.

Коэффициент отражения и прохождения рассчитываются по следующим соотношениям [1]:

$$R = \left| \rho \frac{1 - e^{-i2kd}}{1 - \rho^2 e^{-i2kd}} \right| \quad T = \left| \frac{(1 - \rho^2) e^{-ikd}}{1 - \rho^2 e^{-i2kd}} \right|,$$

где  $\rho = (Z-1)/(Z+1)$  – коэффициент отражения от передней грани,  $Z = \sqrt{\mu^* / \varepsilon^*}$  – комплексное волновое сопротивление материала,  $k = \frac{2\pi f \sqrt{\varepsilon^* \mu^*}}{c}$  – комплексное волновое число,  $\omega$  – круговая частота электромагнитного излучения;  $c$  – скорость света;  $\varepsilon^* = \varepsilon' - i\varepsilon''$  и  $\mu^* = \mu' - i\mu''$  – комплексные диэлектрическая и магнитная проницаемости, соответственно,  $d$  – толщина слоя.

Исследование отражающих свойств композитов углеродных нанотрубок производилось на измерителе модуля коэффициента передачи и отражения Р2М-04 фирмы «Микран» [2] в коаксиальной ячейке. Коаксиальная ячейка выбрана потому, что электромагнитное поле в ней взаимодействует с исследуемым образцом так же, как в свободном пространстве.

Рассматривались композиционные материалы на основе многостенных углеродных нанотрубок разного размера и связующего, в качестве которого использован полиметилметакрилат. Толщина образцов 0,1-0,2 мм. Образец приклеивался к пенопластовой шайбе внешним диаметром –  $d_1=16$  мм, внутренним –  $d_2=6,95$  мм. Калибровка установки производилась при наличии пенопластовой шайбы, с одной поверхностью, смазанной клеем без образца.

Коэффициент отражения измерялся в диапазоне 0,01-4 ГГц. На рисунке 1 приведены результаты исследования микроволновых свойств нанотрубок разного размера в связующем. Исследовались разные размеры нанотрубок: толстые ( $d \sim 23.55$  нм) – маркировка оканчивается на С2, средние ( $d \sim 10.94$  нм) – М(3+8) и тонкие ( $d \sim 7.45$  нм) – А3.

На рисунке 2 представлены отражающие свойства материала P3FCC2\_e3p с различной концентрацией углеродных нанотрубок. Из графиков видно: при увеличении концентрации нанотрубок коэффициент прохождения уменьшается. Коэффициенты прохождения и отражения в сумме дают единицу, то есть поглощения на этих частотах не отмечается.

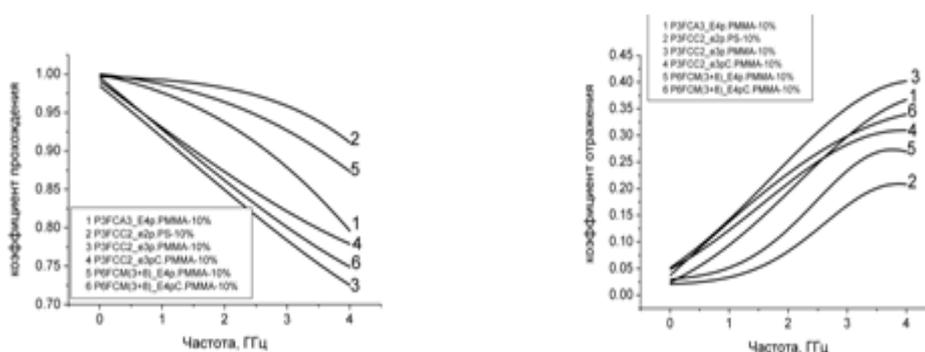


рис.1 Коэффициент прохождения и отражения материалов на основе углеродных нанотрубок. Массовая доля нанотрубок 10%

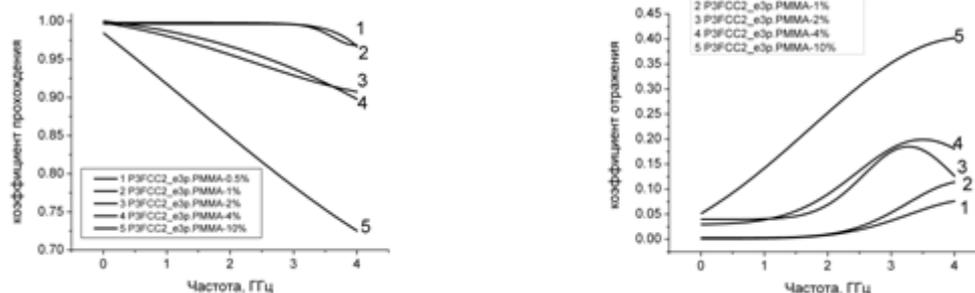


рис. 2 Коэффициент прохождения и отражения материала P3FCC2\_e3p с массовыми долями нанотрубок 0.5,1,2,4 и 10%

#### Выводы:

1. Проведены исследования электромагнитного отклика от слоя композита на основе многостенных углеродных нанотрубок. Показано, что с увеличением частоты происходит падение коэффициента прохождения. Поглощения в материале не обнаружено, так как коэффициент отражения в сумме с коэффициентом прохождения дает приближенно единицу.

2. Увеличение концентрации нанотрубок приводит к уменьшению коэффициента прохождения (рис. 2). Все образцы с низким содержанием нанотрубок почти прозрачны во всем частотном диапазоне. Для образцов одинаковой толщины и с одинаковой концентрацией нанотрубок (рис.1) отражающие свойства оказались наилучшими для толстых нанотрубок, затем тонких и последнее для средних. Некоторые из композитов были изготовлены из нанотрубок обработанных  $\text{SOCl}_2$ . Исследование таких образцов показало, что отражающие свойства материала с толстыми нанотрубками в отличии от аналогичного композита без обработки уменьшились, а со средними увеличились. Для выявления какой-либо зависимости необходимо провести дополнительные исследования.

#### Список публикаций:

[1] Бреховских Л. М. Волны в слоистых средах / Л.М. Бреховских.– М.: Наука, 1973.– 343с.

[2] Измеритель модуля коэффициента передачи и отражения P2M-04 // Руководство по эксплуатации. Часть 1. Томск: – ООО «НПФ «МИКРАН»». – 17 с.

### Холловский дефектоскоп

Станкевич Дмитрий Александрович

Волгоградский государственный университет

Игнатьев Вячеслав Константинович, д.ф.-м.н.

[dimon50002004@ya.ru](mailto:dimon50002004@ya.ru)

В настоящее время актуальна проблема неразрушающего контроля различных металлических конструкции, а также сварных швов, поскольку от их качества зависит надежность установки или конструкции в целом. Большинство современных методов ограничены в своем применении. Так, для акустических дефектоскопов необходима предварительная обработка поверхности, а так же непосредственный контакт, рентгеноскопия неприменима для проверки толстостенных труб, порошковый метод не оперативен. Для многих магнитных методов необходимо предварительное намагничивание детали, что не всегда возможно. Предлагаемый дефектоскоп свободен от многих недостатков. Принцип его работы основан на изменении нормальной компоненты поля вблизи дефекта. Деталь не нужно предварительно намагничивать, чувствительности прибора достаточно для работы в поле Земли. Датчиками являются преобразователи Холла, которые являются пассивными и не изменяют поля вокруг себя. Кроме того, прибор обладает малыми габаритами и массой.

Существующие методы магнитной дефектоскопии основаны на изучении распределения поля вблизи поверхности контролируемого изделия, в предположении, что изделие намагничено однородно. Такой метод применим при сильном намагничивании внешними индукторами, что исключает оперативность и автоматизацию контроля. Для слабых же полей экспериментально показано, что металл намагничен неоднородно, и в основу теории дефектоскопии приповерхностных дефектов должна быть положена микротопология намагниченности в ближайшей окрестности дефекта [1]. Кроме того, с матрицей напряжений необходимо связывать не одну компоненту поля рассеяния, а тензорные величины этого поля, причем для анизотропной и неоднородной среды это будет тензор третьего ранга вторых производных.

Изучение микрополюгии даже одной компоненты магнитного поля – очень сложная задача. Феррозонды не обладают достаточным разрешением, кроме того, существует взаимное влияние феррозондов друг на друга. Для этой цели лучше подходит датчик Холла, который обладает как высокой чувствительностью, так и малыми габаритами, кроме того, он является пассивным.

Измерительная часть прибора (рис.1) состоит из трех идентичных блоков К1-К3. Каждый из блоков содержит: датчик Холла ДХ, источник тока ИТ, предварительный усилитель У, систему коммутации SA1-SA10 и контроллер МК1-МК3 со встроенным АЦП. Система коммутации реализует алгоритм измерения, защищенный патентом РФ [2]. Сигнал с датчика усиливается, оцифровывается и передается основному контроллеру МК4, который отправляет данные через оптическую развязку ОР на дальнейшую обработку в ПК.

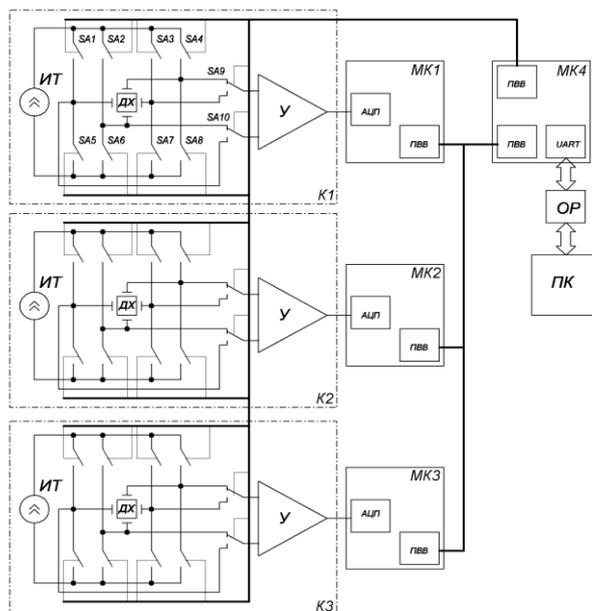


рис.1 Структурная схема прибора

Этот контроллер также управляет переключением ключей SA1-SA10. Гальваническая оптическая развязка обеспечивает защиту прибора от помех, проникающих по цепи питания компьютера. В данном случае применение трансформаторных развязок недопустимо, поскольку они имеют значительную проходную емкость.

Тестирование дефектоскопа проводилось на цельнолитом полом цилиндра (внешний диаметр 153 мм, внутренний – 85, высота – 157 мм), предварительно обработанном на токарном станке. Ультразвуковая дефектоскопия показала наличие в детали дефекта. При обследовании заготовки по внешней поверхности холловским дефектоскопом была обнаружен дефект, который оказался трещиной с внутренней поверхности цилиндра. На рис. 2 приведена фотография дефекта, а также распределение поля по окружности цилиндра.

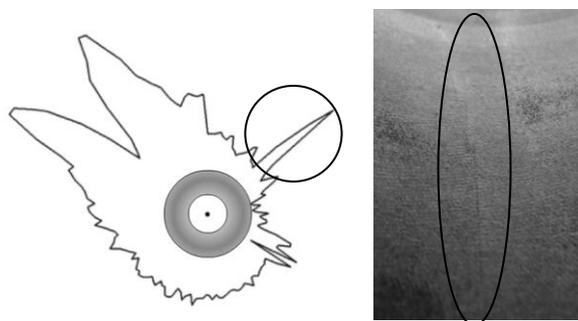


рис.2 Магнитодефектограмма образца

Список публикаций:

[1] Янус Р.И. Магнитная дефектоскопия. М.: Гостехиздат, 1946. 172 с.

[2] Игнатъев В. К. Способ уменьшения погрешностей холловского магнитометра. Патент РФ № 2311655, 2007. 5 с.

## Спектральное разрешение двумерных частот методом Прони

*Ступацкий Олег Иванович*

*Волгоградский государственный университет*

*Захарченко Владимир Дмитриевич, д.т.н.*

*[Olgerd89@yandex.ru](mailto:Olgerd89@yandex.ru)*

В ряде прикладных задач для спектрального разрешения экспериментальных данных зачастую пользуются одномерными моделями. Однако некоторые приложения требуют описания исследуемых данных более высокой размерности, например, в задачах двумерного спектрального анализа (обработка изображений). При обобщении одномерных методов на двумерные часто возникают трудности из-за различий в теории одномерных и двумерных линейных систем, особенно это относится к невозможности разложить двумерный полином по одномерным полиномам.

В результате, только периодограммный и коррелограммный методы и метод на основе минимума дисперсии применяются практически [1]. Однако и двумерный метод Прони (2) – метод моделирования выборочных данных в виде линейной комбинации двумерных экспонент на интервалах  $t_1 \in [0, T_1]$  и  $t_2 \in [0, T_2]$ , также не содержит факторизацию двумерного полинома.

$$x(t_1, t_2) = \sum_{i=1}^N A_i \exp([\alpha_{1i} + j\omega_{1i}]t_1) \exp([\alpha_{2i} + j\omega_{2i}]t_2), \quad (1)$$

где  $N$  – заранее известный порядок разложения,  $A_i$ ,  $\alpha_{1i}$ ,  $\alpha_{2i}$ ,  $\omega_{1i}$ ,  $\omega_{2i}$  – константы. Таким образом, можно полностью восстановить сигнал (1), наблюдая его ограниченный фрагмент на интервалах  $[0, T_1]$  и  $[0, T_2]$ .

Существует множество возможных спектров двумерного метода Прони в зависимости от принятых допущений относительно вида колебаний вне интервала наблюдения. Одно из допущений состоит в том, что сумма экспонент в уравнении (1) определяется на интервалах  $-\infty \leq l \leq \infty$  и  $-\infty \leq m \leq \infty$  как односторонняя функция следующего вида:

$$\hat{x}_1[l, m] = \begin{cases} \sum_{i=1}^N A_i d_{1i}^l d_{2i}^m, & l, m \geq 0; \\ 0, & l, m < 0; \end{cases} \quad (2)$$

где  $d_{1i} = \exp([\alpha_{1i} + j\omega_{1i}]\Delta t_1)$ ,  $d_{2i} = \exp([\alpha_{2i} + j\omega_{2i}]\Delta t_2)$ . Двумерное  $z$ -преобразование имеет вид [2, 3]:

$$\hat{X}_1(z_1, z_2) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{(1 - d_{1i}z_1^{-1})(1 - d_{2i}z_2^{-1})}, \quad (3)$$

Альтернативной интерпретацией экспоненциальной модели является двусторонняя функция вида:

$$\hat{x}_2[l, m] = \begin{cases} \sum_{i=1}^N A_i d_{1i}^l d_{2i}^m, & l, m \geq 0; \\ \sum_{i=1}^N A_i (d_{1i}^*)^{-l} (d_{2i}^*)^{-m}, & l, m < 0; \end{cases} \quad (4)$$

где  $(d_{1i}^*)^{-1} = \exp[-\alpha_{1i} + j\omega_{1i}]\Delta t_1)$ ,  $(d_{2i}^*)^{-1} = \exp[-\alpha_{2i} + j\omega_{2i}]\Delta t_2)$ .  $Z$ -преобразование этой модели будет следующим:

$$\hat{X}_2(z_1, z_2) = \sum_{i=1}^N A_i \left( \frac{1}{1 - d_{1i}z_1^{-1}} - \frac{1}{1 - (d_{1i}^*)^{-1}z_1^{-1}} \right) \left( \frac{1}{1 - d_{2i}z_2^{-1}} - \frac{1}{1 - (d_{2i}^*)^{-1}z_2^{-1}} \right), \quad (5)$$

Спектральная плотность мощности (СПМ) для рассмотренных моделей вычисляется как:

$$\hat{S}_{1,2}(\omega_1, \omega_2) = \Delta t_1 \Delta t_2 \left| \hat{X}_{1,2}(z_1, z_2) \right|^2. \quad (6)$$

Подводя итог, отметим следующие результаты: предложен алгоритм приведения двумерного метода Прони к классическому одномерному случаю [2] и выведены формулы для вычисления спектральной плотности мощности (СПМ) двумерного метода Прони: (3), (5).

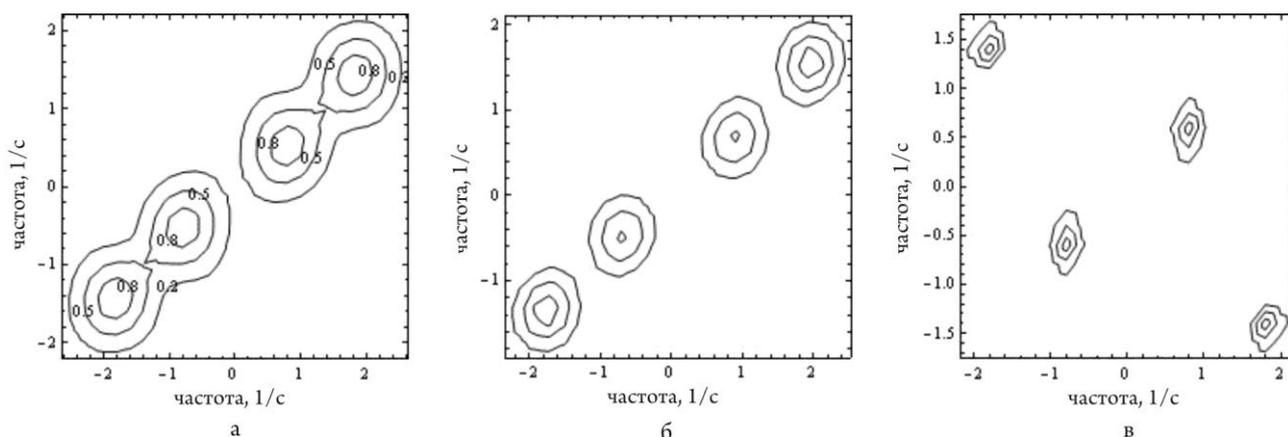


рис.1 Относительная СПМ: а - периодограммный метод; б – коррелограммный метод; в – двусторонняя модель Прони.

Для двумерного сигнала, состоящего из двух двумерных комплексно-сопряженных экспонент, имитирующих сигнал от гидролокатора, проведено исследование спектрального разрешения. При определении спектрального разрешения использовался критерий Релея. Результаты моделирования показали, что двусторонняя модель двумерного метода Прони лучше разрешает спектральные пики, чем классические методы и позволяет добиться предельного разрешения в 0,495 Гц при теоретически возможном в 0,5 Гц (рис.1).

Тем самым можно считать перспективным дальнейшее исследование и сравнение его с двумерным авторегрессионным методом, который является наиболее используемым среди параметрических методов.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 08-07-00175-а и 10-07-97012-р-Поволжье-а).

Список публикаций:

- [1] Марпл. – мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
- [2] Верстаков Е. В., Захарченко В. Д., Ступацкий О. И. Оценка точности обработки двумерных сигналов методом Прони // Физика и технические приложения волновых процессов: материалы докладов VIII Международной научно-технической конференции: Приложение к журналу “Физика волновых процессов и радиотехнические системы” / Под ред. В. Ф. Дмитрикова, В. А. Неганова, Г. П. Ярового и А. С. Ястребова. – СПб.: Политехника, 2009. – 386 с.
- [3] Даджион Д., Мерсеро Р. Цифровая обработка многомерных сигналов: Пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 488 с.

## Оценка коэффициента диффузии винеровского случайного процесса с равномерным сносом

**Тараканова Мария Владимировна**  
**Филимонов Владимир Александрович**

*Нижегородский государственный университет им Н.И. Лобачевского*

*Саичев Александр Иванович*  
[martenok86@mail.ru](mailto:martenok86@mail.ru)

Одной из важнейших задач прикладной статистической радиофизики является построение оптимальных оценочных формул различных измерений. В случае если объектом измерений является случайный процесс, как правило, возможность получить информацию представляется лишь из нескольких реализаций процесса, а иногда используя лишь некоторые отсчеты внутри одной реализации. В этом случае оценочные формулы содержат максимум информации о параметрах измеряемого случайного процесса и при этом, очевидно, предпочтение отдается несмещённым оценкам, обладающим наименьшей дисперсией. В данной работе предлагается новый метод оценки параметров случайных процессов, на примере оценки коэффициента диффузии винеровского случайного процесса с равномерным сносом.

В общем случае исследуемый процесс может быть представлен в следующем виде:

$$X(t) = ct + \sigma W(t), \tag{1}$$

где  $W(t)$  - винеровский процесс с нулевым средним и корреляционной функцией  $\langle W(t_1)W(t_2) \rangle = \min(t_1, t_2)$ ,  $\sigma^2$ -диффузия, а  $c$  – постоянная скорость сноса процесса.

Для оценки параметров процесса воспользуемся тремя отсчетами процесса  $x_i$ , взятыми через равные промежутки времени  $t_i = iT/n$ , где  $T$  – длительность реализации, а  $n$  – количество отсчетов, в данной работе рассмотрим случай трех отсчетов, а так же введем безразмерную скорость сноса

$$\gamma = \frac{c\sqrt{T}}{\sigma}. \quad (2)$$

Будем искать оценку коэффициента диффузии для заданной (известной или ранее определенной) скорости сноса  $\gamma_0$  в классе однородных функций:

$$\hat{s}^2(x_1, x_2, x_3, \gamma_0) = R^2 f(\theta, \phi, \gamma_0), \quad (3)$$

здесь,

$$R = \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2}, \phi = \arctan\left(\frac{x_1}{x_2}\right), \theta = \arctan\left(\frac{x_3}{\sqrt{x_1^2 + x_2^2}}\right). \quad (4)$$

Для того чтобы эта оценка была наиболее эффективной, потребуем ее несмещенности и минимизируем ее дисперсию. В результате вычислений было получено явное выражение для наименьшего возможного значения дисперсии оценки, которое не было определено ни в одном методе, ранее применявшемся для получения однородных оценок.

$$V(\gamma_0) = \frac{1}{\varepsilon_0} - 1, \varepsilon_0 = \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} d\varphi \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{g_2^2(\theta, \varphi; \gamma_0)}{g_4(\theta, \varphi; \gamma_0)} \cos\theta d\theta, \quad (5)$$

где

$$g_n(\theta, \varphi, \gamma_0) = \int_0^{\infty} r^{2+n} f(R, \theta, \varphi, \gamma) dr. \quad (6)$$

Вид наиболее эффективной оценки коэффициента диффузии винеровского процесса с равномерным сносом

$$f(\theta, \varphi, \gamma_0) = \frac{1}{\varepsilon_0} \frac{g_2(\theta, \varphi, \gamma_0)}{g_4(\theta, \varphi, \gamma_0)}. \quad (7)$$

Сравнение, которое было проведено, с результатами, полученными другими, традиционными методами оценок параметров случайных процессов, такими как метод наименьших квадратов и метод наибольшего правдоподобия, показало преимущество нового, предложенного метода. Для подтверждения результатов, теории был поставлен численный эксперимент, в ходе которого была построена модель винеровского случайного процесса и проведена оценка его параметров различными способами. Результаты данного эксперимента наглядно подтвердили эффективность нового метода (рис. 1).

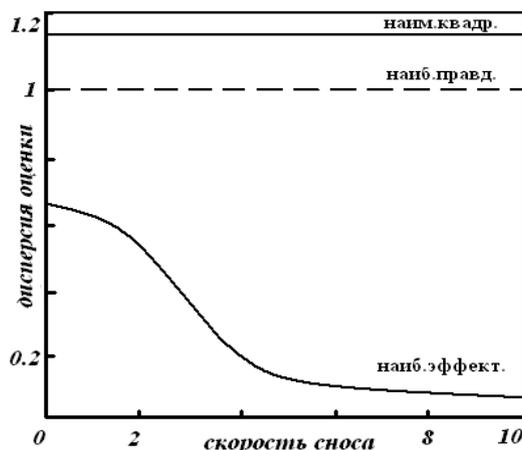


рис.1 зависимость дисперсии оценки коэффициента диффузии винеровского случайного процесса от скорости сноса для трех отсчетов, полученная тремя различными методами: верхняя линия-метод наименьших квадратов, средняя линия-метод наибольшего правдоподобия, нижняя- метод наиболее эффективной оценки.

Поскольку, данная теория была проверена на классе винеровских процессов в случае известных трех значений процесса, в дальнейшем планируется обобщение на случай большего количества точек, а так же приложение к более широкому классу процессов. Целью дальнейшей работы является построение универсальной формы оценки параметров случайных процессов.

## Вариации интенсивности космических лучей во время возмущений электрического поля атмосферы

Тимофеев Лев Владиславович

Якутский государственный университет им. М. К. Амосова

Козлов В.И., к.ф.-м.н.

[bananasheaven@yandex.ru](mailto:bananasheaven@yandex.ru)

Использовался доработанный нами электростатический флюксметр EZ НМЛС 411124000 производства НИРФИ. Доработка состояла в замене микросхем на микросхемы с автоматической установкой нуля для уменьшения наблюдавшегося дрейфа. Проведена калибровка флюксметра, на различных дистанциях от калибровочной пластины (25-110мм) в искусственном электрическом поле (до +/-1200В/м).

Для выявления предполагаемой теорией корреляции между электрическим полем и интенсивностью КЛ проведено сравнение данных вариаций электрического поля с данными Якутского спектрографа космических лучей (КЛ) (нейтронного монитора и мюонного телескопа) ИКФИА СО РАН.

За период с 1 мая 2009 года по 31 августа 2009 года было зарегистрировано 25 случаев прохождения грозового фронта, либо фронта мощных кучевых облаков, при которых напряженность электрического поля существенно увеличивалась (более +/-5 кВ/м). В семи случаях изменение поля в одну сторону (около +/-5 кВ/м) было долговременным (около 9 часов) и в одном случае до 20 кВ/м около 1 часа (07-08:11:07:2009). Эти 8 событий и были рассмотрены.

На Рис. 1 изображено событие с изменением электрического поля до 20 кВ/м. В 08:00 (UT) произошел достоверный ( $P < 0,05$ ) спад счета нейтронов на 1-1,8% совпадающий по времени с резким скачком электрического поля. В мюонах малых энергий так же наблюдается реакция порядка 0,3-0,8%. В мюонах с большей энергией реакции не наблюдается. Схожие результаты получили на Тянь-Шаньской (ФИ РАН) и Баксанской установках (ИЯИ РАН).

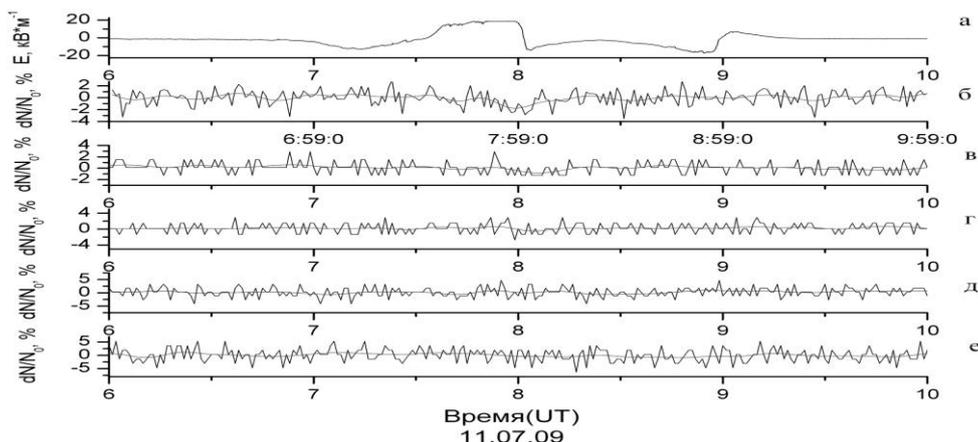


рис.1 а) электрическое поле б) изменение темпа счета нейтронов с пороговой энергией=1.65ГэВ  
медианой=15ГэВ в) изменение темпа счета мюонов с энергиями: пороговая=3 ГэВ медианная =60ГэВ г)  
изменение темпа счета мюонов с энергиями: пороговая=4.5ГэВ медианная=77ГэВ д) изменение темпа счета  
мюонов с энергиями: пороговая=9ГэВ медианная=110ГэВ е) изменение темпа счета мюонов с энергиями:  
пороговая=15ГэВ медианная=146ГэВ

Для анализа 4-х случаев повышения поля и 3-х случаев понижения был применен метод наложения эпох с часовым усреднением, для получения необходимой точности и получения достоверной вариации. Данные для наложения эпох брались за 2 часа до и до 10 часов после начала события (продолжительное повышение электрического поля в одну сторону). Обнаруженное уменьшение темпа счета нейтронов на 0,3% не зависит от знака отклонения атмосферного электрического поля (при любом знаке поля интенсивность КЛ уменьшается). Аналогично ведет себя мягкая компонента КЛ (пороговая энергия ~3 ГэВ, медианная ~60 ГэВ) в электрическом поле (+/-5 кВ/м). Уменьшение темпа счета мюонов составляет порядка 0,3-0,5% и так же не зависит от знака, более жесткая компонента (пороговая энергия ~4,5 ГэВ, медианная ~77 ГэВ) не реагирует.

Возможно объяснение наблюдаемой вариации КЛ дополнительным поглощением водой, содержащейся в дождевых облаках. Однако кучево-дождевая облачность наблюдалась на протяжении всех представленных периодов, а не только во время появления скачков вариации КЛ. Это говорит о необходимости привлечения для объяснения наблюдаемого эффекта влияния электрического поля.

Работа выполнена в рамках НОЦ «Космофизика» и поддержана грантами РФФИ 08-02-00348-а, 09-05-98540-р\_восток\_а и программами Президиума РАН 16 и АВЦП проект № РНП 2.1.1/2555 и ФАНИ г.к.02.740.11.0248.

## Моделирование фотошаблонов и исследование способов повышения разрешения на слое фоторезиста

*Толстолюцкая Елена Сергеевна*  
*Южный федеральный университет*  
*Лерер Александр Михайлович, д.ф.-м.н.*  
*[e\\_tolstolutskaya@mail.ru](mailto:e_tolstolutskaya@mail.ru)*

Для уменьшения минимального характеристического размера элементов интегральных схем в микроэлектронике используют часть видимого, ультрафиолетовый и ближний вакуумно-ультрафиолетовый диапазоны электромагнитного излучения. Однако повысить разрешение можно, например, введением прозрачного диэлектрика между маской и подложкой с фоторезистом, или применением фазосдвигающих фотошаблонов, позволяющих изменять фазу излучения так, чтобы повысить его разрешение на слое фоторезиста. Поэтому целью работы является: разработка математической модели фазосдвигающих масок, рассмотрение возможности применения метода Кирхгофа для расчета ближнего электромагнитного поля, теоретическое исследование способов повышения разрешения фотолитографии - введение прозрачного диэлектрика между маской и подложкой с фоторезистом и применение фазосдвигающих фотошаблонов.

Рассматриваемая структура – бесконечно длинная в направлении оси  $z$  щель, расположенная в идеально проводящем экране, которая является простейшей формой фотошаблона. Ширина щели  $L$ . Между щелью и подложкой вводится диэлектрический слой толщиной  $b_1$  с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_1$ . Второй слой диэлектрика толщиной  $b_2$  с проницаемостью  $\varepsilon_2$  позволяет учесть воздушный зазор или слой с иммерсионной жидкостью. Сверху нормально к фотошаблону падает свет. Исследование дифракции падающей электромагнитной волны на щели в экране проводилось в два этапа. На первом этапе изучено распределение интенсивности излучения при одиночной щели. На втором этапе рассмотрена структура, состоящая из двух щелей – две бесконечно длинные в направлении оси  $z$  щели в идеально проводящем экране (рис.1). Размеры щелей  $L$  одинаковы. Расстояние между центрами щелей –  $s$ . Диэлектрические проницаемости – комплексные. В задаче рассмотрен общий случай синфазного и противофазного возбуждения полей в щелях.

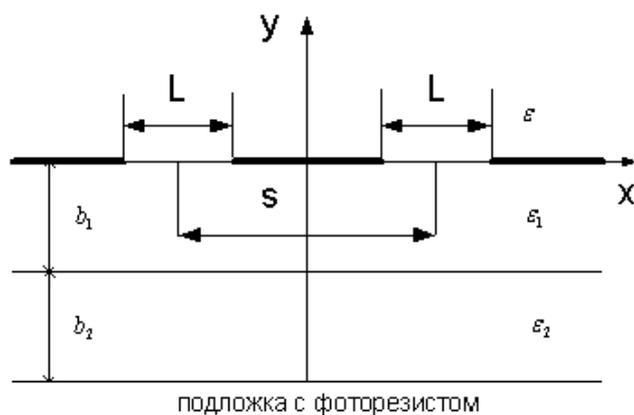


рис.1 Исследуемая структура.

Основные этапы решения:

1. Решение краевой задачи сведено к решению парных интегральных уравнений (ПИУ)
2. ПИУ решены двумя методами. Первый – метод Галеркина. Второй – метод Кирхгофа. При решении ПИУ методом Галеркина использовался базис, учитывающий условие на ребре – взвешенные полиномы Чебышева - первого рода для  $H$  – поляризации, второго рода для  $E$  – поляризации.
3. При решении использовалась регуляризация ПИУ, основанная на выделении и аналитическом преобразовании статической части ядер ПИУ [1].

Для расчета напряженности электромагнитного поля на резистивном слое разработана программа на языке C, которая учитывает немонохроматический характер излучения. Спектр излучения источника света имеет форму распределения Гаусса с центром  $\lambda=0,248$  мкм. При расчете освещенности суммировалось излучение волн двух поляризаций в заданном диапазоне длин волн.

В результате проведенной работы обосновано применение метода Кирхгофа для расчета ближнего электромагнитного поля. Исследования внутренней сходимости показали высокую эффективность и точность метода. Время расчета одного варианта фотошаблона – десятые доли секунды.

Анализируя результаты исследований, можно сделать следующие выводы:

1. Введение диэлектрика в зазор между щелью и подложкой уменьшает длину волны, тем самым увеличивает электрический размер щели. Наилучший вариант – диэлектрик полностью заполняет зазор. Этот эффект особенно заметен для узких щелей.

2. Для реальных подложек, имеющих при  $\lambda=0,248$  мкм большие потери, кривые интенсивности изображения на подложке с фоторезистом практически не зависят от диэлектрической проницаемости.

3. При увеличении ширины щели влияние дифракционных эффектов уменьшается, поэтому относительная ширина изображения уменьшается, а знакопеременное поле, по сравнению с постоянным полем на щели, дает лучший результат.

4. Исследуя распределение интенсивности при синфазном возбуждении двух щелей шириной 0,25 мкм, расположенных на достаточно большом расстоянии друг от друга (1 мкм между центрами), можно наблюдать три находящихся под щелью максимума, крайние из которых – ярко выражены. При сближении щелей центральный максимум возрастает, и при дальнейшем уменьшении расстояния становится выше боковых. А при  $s$ , близких к размеру самой щели ( $L$ ), можно наблюдать полное подавление боковых лепестков. Также обнаружено, что центральный максимум изображения, полученного в результате синфазного возбуждения двух щелей, является более узким по сравнению с шириной максимума, полученного для постоянного поля на одиночной щели такого же размера.

5. На расстояниях между центрами щелей, близких к размеру самой щели, при противофазном возбуждении влияние дифракционных эффектов уменьшается. Такой же результат получается при больших расстояниях  $s$  ( $> 1$  мкм). Однако уже при  $s = 0,7$  мкм и выше (до 1 мкм включительно), лучшие результаты дает синфазное возбуждение, дающее уменьшение относительной ширины изображения.

Разработанная математическая модель позволяет исследовать ближнее поле, рассеянное системой щелей в экране. Предложенная модель может использоваться в технологии производства полупроводниковых приборов и монолитных ИС СВЧ с субмикронными размерами. Разработанный математический аппарат – основа для исследований трехмерных фазосдвигающих фотошаблонов и коррекции эффектов оптической близости.

Список публикаций:

[1] Калинин Г.А., Лерер А.М. Электродинамическое моделирование диэлектрических решеток с помощью объемных интегральных уравнений., *Радиотехника и электроника*, т.48, №11, С. 1330-1336, (2003).

**Поверхностное возбуждение объёмных волн в ниобате лития**  
**Трушин Арсений Сергеевич**  
*Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова*  
[a.trushin@physics.msu.ru](mailto:a.trushin@physics.msu.ru)

Во многих областях науки и техники возникает задача управления характеристиками лазерного излучения. Есть несколько физических эффектов, позволяющих решить эту задачу. Среди них особое место занимает акустооптическое взаимодействие. С помощью акустооптического взаимодействия удаётся создавать такие приборы как фильтры, дефлекторы и модуляторы. Акустооптические устройства компактны, допускают электронную регулировку параметров, обладают широкими функциональными возможностями и работают при малых управляющих мощностях. Среди отраслей, в которых акустооптические устройства нашли широкое применение можно упомянуть спектроскопию, медицину, оптику, а также военную технику.

Обычно акустооптическое устройство состоит из кристаллического материала, в котором происходит акустооптическое взаимодействие и пьезопреобразователя, позволяющего преобразовать электрические сигналы в акустические волны. Главным недостатком современных акустооптических устройств является их высокая стоимость. Высокая стоимость обусловлена технологией изготовления пьезопреобразователя и крепления его к акустооптической ячейке. Неоднократно предпринимались попытки найти более дешёвый способ изготовления акустооптических устройств.

Многие кристаллы, которые в настоящее время используются для изготовления акустооптических устройств, обладают пьезоэлектрическими свойствами. Среди них можно упомянуть кварц, ниобат лития, парателлуриит [1,2,3]. В данной работе исследовалась возможность использования пьезоэлектрических свойств акустооптических кристаллов для возбуждения ультразвука. Прототип устройства был сделан из кристалла ниобата лития. На поверхность кристалла, параллельную плоскости OZY были нанесены электроды, к которым

через цепь согласования подводилось управляющее напряжение. Управляющий сигнал формировался с помощью импульсного генератора и генератора высокой частоты. Форма импульса контролировалась с помощью осциллографа, который служил и для регистрации эхо импульсов. Для исследования акустооптического взаимодействия использовался твердотельный лазер, работавший на длине волны 532 нм. Зависимость интенсивности дифрагированного излучения от времени наблюдалась с помощью быстродействующего полупроводникового фотодетектора. Сигнал с фотодетектора регистрировался осциллографом.

Исследование дифракционной картины на выходе из кристалла показало что включение управляющего напряжения приводило к появлению на выходе из акустооптической ячейки лучей, распространяющихся в шести различных направлениях. Такое большое количество световых пучков было обусловлено взаимодействием с тремя акустическими волнами, одновременно распространявшихся с различными скоростями в ниобате лития. Для каждой из этих волн наблюдалась дифракция в первом и минус первом порядках. По углу отклонения дифрагированного света были определены скорости распространения акустических волн в ниобате лития, которые находились в хорошем согласии с значениями, известными из литературы.

Длина области взаимодействия света и звука была оценена исходя из ширины угловой зависимости интенсивности дифракции. Оценки показали, что размер области акустооптического взаимодействия составил величину ~10 мм.

Интерпретация зависимостей интенсивности звуковых волн от смещения вдоль оси кристалла была затруднена из-за неправильной формы электродов. Отклонение границы электродов от прямой линии достигало ~100 мкм. Интенсивность звуковой волны сильно менялась в пространстве. Ультразвуковой пучок в акустооптической ячейке был весьма узок. Поэтому отклонение формы электродов от прямой приводило к искривлению ультразвукового пучка и уменьшению эффективной длины акустооптического взаимодействия. Согласно наблюдениям эффективная длина области взаимодействия составляет ~10 мм, что согласуется с оценкой эффективной длины взаимодействия по угловым зависимостям интенсивности дифракции.

В работе были изучены характеристики акустооптической ячейки из кристалла ниобата лития с поверхностным возбуждением акустической волны. Ячейка характеризовалась эффективностью дифракции 4% при одном ватте управляющей электрической мощности и длине волны света 532 нм.

Список публикаций:

- [1] V.B.Voloshinov, K.B.Yushkov // *Journal of Communication Technology and Electronics*, v. 52, N 6, pp. 678-683, 2007.
- [2] V.B.Voloshinov, K.B.Yushkov, B.B.J.Linde // *Journal of Optics A: Pure and Applied Optics*, v.9, p.341-347, 2007.
- [3] L.N.Magdich, K.B.Yushkov, V.B.Voloshinov // *Quantum Electronics*, 2009, v. 39, N 4, pp. 347-352.

## **Особенности поведения полного электронного содержания и их отражение в модели ионосферы**

*Чинь Куанг Тхай*

*Южный федеральный университет*

*Мальцева Ольга Алексеевна, д.ф.-м.н.*

*[thai\\_tq@mail.ru](mailto:thai_tq@mail.ru)*

Полное электронное содержание (ПЭС, международный термин - ТЕС) ионосферы является ключевым параметром, характеризующим состояние окружающей среды. Этот параметр имеет огромное значение для многих приложений: телекоммуникации, навигации и позиционирования, геодезии и астрометрии, радиоастрономических интерферометров нового поколения, слежения за сейсмическими явлениями. В геофизике ТЕС важно для изучения эффектов воздействия космической погоды на окружающую среду.

Для решения задач в этих приложениях могла бы быть полезной эмпирическая модель ТЕС. Такой модели нет, но существуют модели ионосферы, в которых определяется N(h)-профиль, а по нему можно рассчитать ТЕС. Среди многочисленного набора моделей выделяется модель IRI [1, 2], которая является результатом международного сотрудничества ученых многих стран и включает значения основных параметров ионосферы foF2, hmF2, M3000F2, получаемые на основе накопления и обработки экспериментальных данных.. Она дает не только среднемесячные (медианные) значения, но и значения параметров в реальном времени (real-time), а также осуществляет коррекцию на возмущенные условия с помощью ST фактора. Существует несколько версий этой модели, отражающих этапы ее модификаций (IRI79, IRI90, IRI95, IRI2001, IRI2007). Значения ТЕС, даваемые этой моделью, не являются эмпирическими в смысле получения по данным

измерений, поскольку они рассчитываются из модельных N(h)-профилей ионосферы. Поэтому важным является вопрос, отражают ли модели IRI особенности поведения TEC.

В данной работе мы искали ответ на этот вопрос путем сравнения экспериментальных и модельных значений TEC. Отличием данной работы является то, что такое сравнение проводилось с помощью коэффициентов  $K(TEC)$ ,  $K(Nm)$ ,  $K(\tau)$ , связанных друг с другом по формуле:

$$K(TEC) = K(Nm) \cdot K(\tau), \quad (1)$$

где  $K(TEC) = TEC(obs)/TEC(IRI)$ ,  $K(Nm) = NmF2(obs)/NmF2(IRI)$ ,  $K(\tau) = \tau(obs)/\tau(IRI)$ , “obs” обозначает экспериментальное значение, а “IRI” соответствует модельному значению [3]. В качестве экспериментальных значений использовались значения из баз данных SPIDR и IONEX доступные через интернет.

Такой подход помог: во-первых, определить корректирующий множитель, во-вторых, определить вклад различий двух факторов Nm и  $\tau$  в общее расхождение. При этом необходимо отметить, что при проведении коррекции модели по текущему значению foF2 коэффициент  $K(Nm)$  тождественно равен 1.

Сравнение модельных и экспериментальных медиан TEC производилось для трёх китайских станций: Beijing, Chongqing, Guangzhou (апрель 2000 года). При этом также была рассмотрена связь коэффициентов  $K(TEC)$ ,  $K(Nm)$ ,  $K(\tau)$  между собой. Результаты показали, что модельные значения превышают экспериментальные, и основной вклад в расхождение вносит параметр  $\tau$ . Мы также рассмотрели поведение TEC и коэффициентов в спокойный день 3 апреля 2000 (DST индекс больше -1 и Kp индекс меньше 3.5). Основной вклад в вариацию  $K(TEC)$  внес снова коэффициент  $K(\tau)$ . Однако наибольший интерес представляет сравнение экспериментальных и модельных значений во время возмущений магнитного поля, но, как правило, для дней возмущений отсутствуют данные по foF2, поэтому трудно оценить  $K(\tau)$ , хотя это очень важно. Для времени возмущений (6-7 апреля 2000 года) мы рассмотрели поведение TEC и foF2, при этом, поскольку в это время отсутствуют foF2, мы восстановили значения foF2 с помощью медианных значений  $K(\tau)$ , рассчитываемых за предыдущий месяц. Алгоритм метода восстановления заключается в следующем: восстановленные значения foF2 вычисляются по формуле:

$$foF2_{вос} = \sqrt{\frac{TEC(obs)}{\tau_{med}}} \quad (2)$$

где  $\tau_{med} = K(\tau)_{med} \cdot \tau(IRI)$  (3)

Здесь “med” обозначает медианные значения,  $K(\tau)_{med}$  есть медианные значения  $K(\tau)$ , рассчитываемые за предыдущий месяц. В тех случаях, когда есть экспериментальные значения foF2 (экспериментальные значения foF2 присутствовали только для 3-х дней: 3, 6 и 9 апреля), восстановленные практически совпадали с ними. Правильность восстановления подтверждена также примером станции. Ташкент во время возмущения конца октября 2003 года.

Рисунок 1а) дает представление о том, насколько отличаются широтные вариации TEC. Из этих данных видно, что расхождения имеют место не только по величине, а и по характеру поведения. Использование экспериментальных значений  $\tau$  дает представление, насколько могут отличаться реальные и модельные широтные распределения концентрации. Рис.1б) показывает сравнение между модельными и восстановленными значениями foF2 по широте. Из данных, представленных на рис.1б), следует, что восстановленные значения неплохо отражают характер поведения foF2.

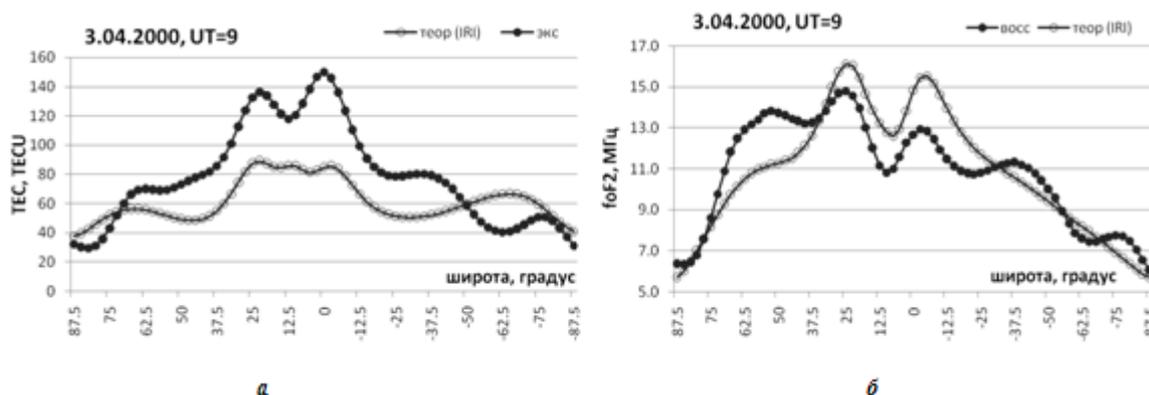


рис.1 Широтное распределение TEC и foF2

Полученные результаты показали, что модель IRI может играть роль эмпирической модели TEC при использовании эмпирической модели эквивалентной толщины ионосферы. Для построения такой модели могут использоваться данные глобальных карт TEC.

Список публикаций:

[1] Bilitza, D. // *Radio Sci.* 2001. V. 36. No. 2. P. 261.

[2] Bilitza, D., B.W. Reinisch, S.M. Radicella, S. Pulinets, T. Gulyaeva and L. Triskova// *Radio Sci.* 2006. V. 41. RS5S15.

[3] Мальцева О.А., Полтавский О.С., Чинь Куанг Т.// *Электромагнитные волны и электронные системы.* 2009. Т. 14. №6, 34.