

DOI: 10.17516/1999-494X-0272

УДК 621.372

The Investigation of Coupling between Matching Circuit and Input Resonators of Channels in a Microstrip Diplexer

**Aleksey O. Afonin^{a*}, Andrey A. Leksikov^a,
Alexander A. Leksikov^a, Ilya V. Govorun^a,
Alexey M. Serzhantov^b and Andrey V. Ugryumov^a**

*^aKirensky Institute of Physics SB RAS
Krasnoyarsk, Russian Federation*

*^bSiberian Federal University
Krasnoyarsk, Russian Federation*

Received 16.07.2020, received in revised form 06.08.2020, accepted 15.09.2020

Abstract. This paper deals with investigation of the coupling coefficients between the matching circuit and the input resonators of channels in a microstrip diplexer. Diplexer channels are two-section filters, and matching circuit is regular non-resonant segment of a microstrip line placed between input resonators of channels. The common port is connected to outer end of the segment and its second end is opened. Research was carried out theoretically using a computer program developed on the basis of mathematical expressions obtained by means of one-dimensional models and quasi-static approximation. The results show that a value of coupling is quite large and the use of the matching circuit in a form of a non-resonant segment of a microstrip line allows to design diplexers with wide fractional bandwidth of the channels.

Keywords: microstrip diplexer, matching circuit, regular non-resonant segment of microstrip line, coupling coefficients, quasi-TEM approach.

Citation: Afonin A.O., Leksikov A.A., Leksikov A.A., Govorun I.V., Serzhantov A.M., Ugryumov A.V. The investigation of coupling between matching circuit and input resonators of channels in a microstrip diplexer, J. Sib. Fed. Univ. Eng. & Technol., 2020, 13(7), 871–881. DOI: 10.17516/1999-494X-0272

© Siberian Federal University. All rights reserved

This work is licensed under a Creative Commons Attribution-Non Commercial 4.0 International License (CC BY-NC 4.0).

* Corresponding author E-mail address: nord2492@mail.ru

Исследование связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов в микрополосковом диплексере

А.О. Афонин^а, А.А. Лексиков^а, А.А. Лексиков^а,
И.В. Говорун^а, А.М. Сержантов^б, А.В. Угрюмов^а

^аИнститут физики им. Л.В. Киренского СО РАН
Российская Федерация, Красноярск

^бСибирский федеральный университет
Российская Федерация, Красноярск

Аннотация. В данной статье приведены результаты исследования коэффициентов связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов в микрополосковом диплексере. Каналы диплексера представляют собой двухзвенные фильтры, а согласующая цепь – регулярный нерезонансный отрезок микрополосковой линии, помещенной между входными резонаторами каналов. Общий порт подключен к наружному концу отрезка, а его второй конец разомкнут. Исследования проводили теоретически с помощью компьютерной программы, разработанной на основе математических выражений, полученных применением одномерных моделей и квазистатического приближения. Результаты исследования показывают, что величина связи достаточно велика и использование согласующей цепи в виде нерезонансного отрезка микрополосковой линии позволяет проектировать диплексеры с широкими полосами пропускания каналов.

Ключевые слова: микрополосковый диплексер, согласующая цепь, регулярный нерезонансный отрезок микрополосковой линии, коэффициенты связи, квазистатическое приближение.

Цитирование: Афонин, А.О. Исследование связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов в микрополосковом диплексере / А.О. Афонин, А.А. Лексиков, А.А. Лексиков, И.В. Говорун, А.М. Сержантов, А.В. Угрюмов // Журн. Сиб. федер. ун-та. Техника и технологии, 2020. 13(7). С. 871–881. DOI: 10.17516/1999-494X-0272

Введение

Диплексеры являются важнейшими устройствами в различных двухполосных системах, в таких как, например, навигационные системы GLONASS/GPS. Основная проблема, с которой приходится сталкиваться разработчикам диплексеров, – это согласование общего входа (порта) с фильтрами каналов. Несколько основных способов используется для решения этой проблемы. В полосковой технологии к ним можно отнести комбинацию фильтров нижних частот (ФНЧ) и верхних частот (ФВЧ) [1, 2] либо комбинацию ФНЧ и полосно-пускаящего фильтра (ППФ). Часто в качестве согласующей цепи используется Т- или Y-разветвление [3, 4]. Также известен способ, основанный на использовании общего для обоих каналов двухмодового резонатора, чья первая мода настроена на частоту низкочастотного (НЧ) канала, а вторая – на частоту высокочастотного (ВЧ) [5-7].

Постоянной тенденцией в разработке микрополосковых частотно-селективных устройств считается их миниатюризация – часто именно ими в значительной мере определяются размеры аппаратуры. В последние годы появился ряд работ, в которых описаны диплексеры, использующие простой отрезок микрополосковой линии (МПЛ) в качестве согласующей цепи,

один конец которого общий порт, а второй разомкнут. Этот отрезок связан электромагнитно с входными резонаторами каналов [8, 9]. Очевидно, что такое решение перспективно с точки зрения миниатюризации устройства. Наиболее эффективным способом уменьшения микрополосковых устройств признано применение в них подложек с высоким значением относительной диэлектрической проницаемости. В этой статье мы рассматриваем микрополосковый диплексер на подложке с $\epsilon = 80$, в котором в качестве согласующей цепи (СЦ) используется простой отрезок микрополосковой линии (МПЛ), и приводим результаты исследования влияния параметров СЦ на коэффициенты связи между СЦ и входными резонаторами каналов. Подобные данные неоценимы при разработке диплексеров. Результаты проведенных исследований показали, что вопреки ожиданиям можно разрабатывать микрополосковые диплексеры с простейшей СЦ на подложках с высоким значением ϵ и относительной полосой пропускания каналов 10 % и более ($\epsilon \gg 10$).

1. Топология исследуемого диплексера

На рис. 1 приведена топология исследуемого диплексера и приведены его структурные параметры, а на рис. 2 показана его амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), полученная по результатам моделирования при следующих параметрах структуры: подложка с $\epsilon = 80$ и толщиной $h_d = 2$ мм, ее поперечные размеры 16 мм×25.5 мм. Низкочастотный канал: длина полосковых проводников резонаторов $l_1 = 17.25$ мм, $l_2 = 16.0$ мм, их ширина $w = 1$ мм, зазор между проводниками $S_1 = 2.7$ мм. Высокочастотный канал: длина полосковых проводников резонаторов $l_3 = 13.0$ мм, $l_4 = 12.8$ мм, зазор между ними $S_2 = 3.7$ мм. СЦ – полосковый проводник согласующей цепи, его длина 15.0 мм и ширина 0.2 мм. Зазор между согласующим проводником и входным резонатором низкочастотного канала равен $s_{p1} = 0.7$ мм, между входным резонатором высокочастотного канала – $s_{p2} = 0.4$ мм; длина области перекрытия СЦ и входных

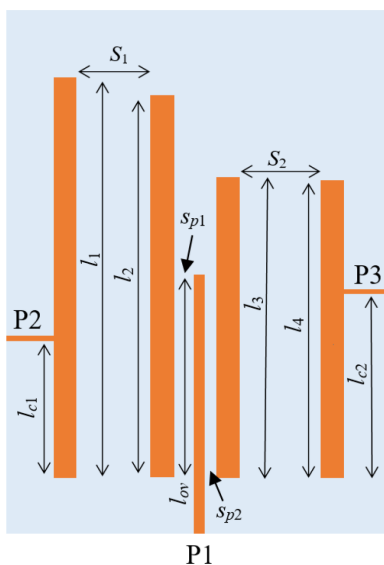


Рис. 1. Топология диплексера с обозначением структурных параметров

Fig. 1. The diplexer layout and its structural parameters

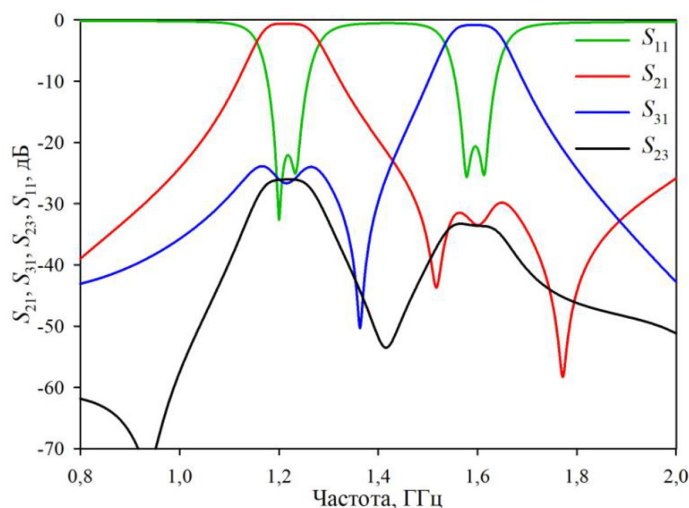


Рис. 2. АЧХ диплексера, полученная в результате моделирования

Fig. 2. Simulated frequency responses of the proposed diplexer

резонаторов $l_{ov} = 8.5$ мм. Полосковые проводники, подключающие порты P2 и P3, имеют размеры 2.0×0.2 мм. Точка подключения порта P2 локализована на расстоянии $l_{c1} = 5.8$ мм от нижнего конца резонатора в НЧ-канале. Точка подключения порта P3 локализована на расстоянии $l_{c2} = 4.55$ мм от верхнего конца резонатора в ВЧ-канале. Все резонаторы выровнены по нижнему концу.

Из данных рис. 2 могут быть получены следующие параметры АЧХ: центральные частоты каналов 1218 МГц и 1596 МГц, а их относительные ширины полос пропускания 10.4 % и 7.6 % для НЧ- и ВЧ-каналов соответственно.

2. Методика исследования

Хотя примененная согласующая цепь очень проста, тем не менее крайне полезно с точки зрения проектирования знать, как ее параметры влияют на взаимодействие с входными резонаторами каналов. С этой целью мы исследовали коэффициенты связи СЦ с входными резонаторами каналов в зависимости от ее параметров, отдельно в субструктуре «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» и субструктуре «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала». В результате получены зависимости коэффициента связи k с входными резонаторами каналов от длины и ширины проводника СЦ. Также изучено влияние длины области перекрытия (СЦ и входного резонатора) l_{ov} на коэффициент k .

Исследования проводили теоретически с использованием понятия частотно-зависимых коэффициентов связи пары взаимодействующих резонаторов, которые рассчитывали на основе энергетического подхода, описанного ранее в работах [10, 11]. В этом методе рассчитывают электромагнитные энергии, запасаемые резонаторами совместно и по отдельности, и затем из них вычисляют коэффициенты связи. Электромагнитные энергии рассчитывают с использованием распределения амплитуд высокочастотных токов и напряжений по длине проводников, которые в свою очередь определяют из системы линейных уравнений, получаемых из уравне-

ний волны (1) при условиях сохранения заряда и непрерывности напряжения на концах проводников всех регулярных отрезков.

На рис. 3 и 4 приведены схематические изображения субструктур «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» и «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала» соответственно, а также их одномерные модели.

Для построения 1-D-модели микрополосковая субструктура разбивается на отрезки многосвязанных и одиночных линий, как это показано штрихованными линиями на рис. 3 и 4. И, таким образом, НЧ-субструктура состоит из двух одиночных линий и двух двухсвязанных линий. То же самое можно сказать и о ВЧ-субструктуре. Отрезки линий соединены последовательно. В модели учтены концевые емкости разомкнутых концов отрезков.

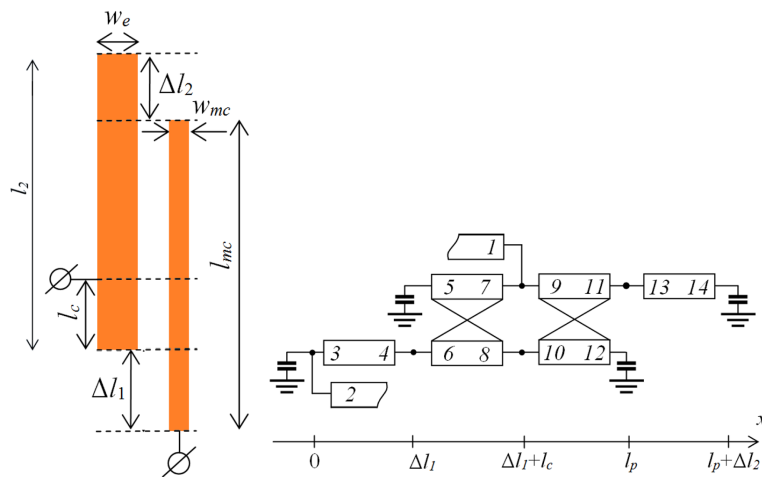


Рис. 3. Топология субструктуры «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» и ее одномерная модель
 Fig. 3. Substructure «Low-frequency channel's input resonator – matching circuit» and its 1-D model

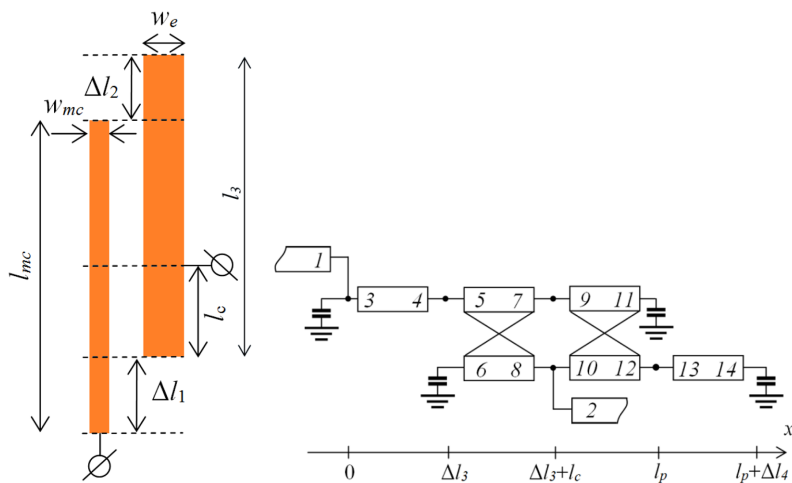


Рис. 4. Топология субструктуры «СЦ – входной резонатор НЧ-канала» и ее одномерная модель
 Fig. 4. Substructure «Matching circuit – high-frequency channel's input resonator» and its 1-D model

Для этих моделей из решения волнового уравнения (1) при условии сохранения заряда и непрерывности напряжения на концах всех отрезков проводников были получены две системы линейных уравнений. Эти системы, связывающие амплитуды проходящих и отраженных волн с амплитудой падающей волны, позволяют вычислить амплитудно-частотные характеристики, а также распределения токов и напряжений в проводниках. В вычислениях рассматривали только волны основного типа, а параметры одиночных и связанных линий рассчитывали на основе квази-ТЕМ приближения.

Токи I_i и напряжения U_i в i -м проводнике сегмента связанных микрополосковых линий (МПЛ) искали в форме решения волнового уравнения:

$$I_i(x, t) = \sum_{j=1}^n I_{ij} [X_j e^{ikx} + X_{n+j} e^{-ikx}] e^{-i\omega t}; \quad U_i(x, t) = \sum_{j=1}^n U_{ij} [X_j e^{ikx} - X_{n+j} e^{-ikx}] e^{-i\omega t}, \quad (1)$$

где x – координата; t – время; ω – частота; n – номер полоскового проводника в сегменте связанных линий; X_j – относительная амплитуда j -й нормальной волны; I_{ij} , U_{ij} – амплитуды тока и напряжения j -й нормальной волны в i -м проводнике.

На рис. 3 и 4 прямоугольниками обозначены полосковые проводники в сегменте связанных и одиночных отрезков МПЛ. Кресты в форме «X» обозначают связи. Патчи 1 и 2 на схеме означают входную и выходную линии передачи. Для каждой секции связанных МПЛ введено собственное начало координаты x , которое помещается на левом краю секции. Это означает, что амплитуды всех нормальных волн X_j устанавливаются на левом краю секций, а на правом краю они будут иметь соответствующие набеги фазы. Для определенности считается, что положительное направление тока совпадает с направлением оси x .

Числами в прямоугольниках задана непрерывная нумерация нормальных волн во всех сегментах связанных МПЛ. Числа, расположенные в левой части прямоугольников, – номера нормальных волн, распространяющихся в положительном направлении x , а справа – номера волн, распространяющихся в противоположном направлении. Отметим, что хотя номер каждой из волн фигурирует только в одном из прямоугольников, волны с таким номером распространяются во всех n связанных проводниках одновременно. Амплитуды X_j всех пронумерованных волн ($j = 1, \dots, 12$) считаются неопределенными и должны быть найдены в результате вычислений. Амплитуда падающей волны считается заданной. Система линейных алгебраических уравнений для нахождения всех пронумерованных амплитуд нормальных волн была найдена из выражения (1) и условий равенства сумм входящих сумме выходящих токов в точках соединения проводников, а также равенства напряжений в каждой паре проводников с разных сторон от точки их соединения. Полное число уравнений для всех точек соединений равно числу искомым амплитуд нормальных волн. Решение системы дает амплитуды волн, отраженных от всех портов устройства, когда волна заданной амплитуды падает на один из портов, а на всех остальных портах падающие волны отсутствуют. Более того, система позволяет определить амплитуду любой волны в любом регулярном сегменте МПЛ, а использование этих амплитуд – вычислить ток и напряжение в любой точке любого проводника.

В качестве примера рассмотрим уравнения, соответствующие соединению 1-7-9, (рис. 3). Здесь 1 – это входной фидер, имеющий импеданс 50 Ом. Уравнение для токов

$$\begin{aligned}
& [I_{inc} + X_1] + I_{11}[X_5 e^{ik_1 l_m} + X_7 e^{-ik_1 l_m}] - I_{11}[X_9 + X_{11}] + I_{21}[X_6 e^{ik_2 l_m} + X_8 e^{-ik_2 l_m}] - \\
& - I_{21}[X_{10} + X_{12}] = 0,
\end{aligned} \tag{2}$$

где k_j – электрическая длина сегмента l_m (на частоте j -й волны).

Первое уравнение для напряжений получается из равенства напряжений в проводниках ($i = 1$) левого и правого сегментов МПЛ, соединенных в точке 1-7-9 (рис. 3):

$$\begin{aligned}
& U_{11}[X_5 e^{ik_1 l_m} - X_7 e^{-ik_1 l_m}] - U_{11}[X_9 + X_{11}] + U_{21}[X_6 e^{ik_2 l_m} - X_8 e^{-ik_2 l_m}] - \\
& - U_{21}[X_{10} + X_{12}] = 0.
\end{aligned} \tag{3}$$

Уравнение для напряжений получается из равенства напряжений на входной линии и сегменте МПЛ, находящемся справа от точки 1-7-9 (рис. 3):

$$Z_0[I_{mc} - X_1] - U_{11}[X_9 + X_{11}] - U_{21}[X_{10} + X_{12}] = 0. \tag{4}$$

После записи всех уравнений для всех точек соединения в сегментах связанных МПЛ в рассматриваемой секции полученную систему линейных уравнений с комплексными коэффициентами решаем численным методом Гаусса.

Таким образом мы находим 12 неизвестных амплитуд X_i . Аналогичным способом находим и решаем уравнения для ВЧ-канала.

Для нахождения частотно-зависимых коэффициентов связи, как сказано выше, использовали энергетический подход [10, 11]. Он был разработан для расчета частотно-зависимых коэффициентов связи микрополосковых резонаторов (МПР) и постулирует коэффициент связи как отношение электромагнитной энергии, запасенной резонаторами совместно к полной энергии, запасенной резонаторами по отдельности. Поскольку распределение амплитуд СВЧ-токов и напряжений вдоль МПР зависит от частоты, их взаимодействие и коэффициенты связи тоже частотно-зависимы. Очевидно, что нет каких-либо физических причин, ограничивающих этот подход только резонаторами с одинаковыми резонансными частотами. Поэтому мы использовали его для определения коэффициентов связи согласующей цепи диплексера с входными резонаторами каналов диплексера.

Запишем выражения для энергий, запасаемых субструктурой НЧ-канала, используя токи, напряжения и погонные параметры L и C – погонные емкость и индуктивность. Они получатся интегрированием плотностей энергии по соответствующим отрезкам проводников. Магнитные и электрические энергии, запасаемые резонатором и проводником СЦ раздельно:

$$\begin{aligned}
E_{1L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_1} L_1 I_1(x) I_1^*(x) dx, \\
E_{2L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_{mc}} L_2 I_2(x) I_2^*(x) dx, \\
E_{1C} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_{mc} - \Delta l_1} (C_1 + C_{12}) U_1(x) U_1^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{\Delta l_2} C_1 U_1(x) U_1^*(x) dx, \\
E_{2C} &= \frac{1}{2} \int_0^{\Delta l_1} C_2 U_2(x) U_2^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{l_{mc} - \Delta l_1} (C_2 + C_{12}) U_2(x) U_2^*(x) dx.
\end{aligned} \tag{5}$$

Магнитные и электрические энергии, запасаемые резонатором и проводником СЦ совместно:

$$E_{12L} = \operatorname{Im} \int_0^{l_{mc} - \Delta l_1} L_{12} I_1(x) I_2^*(x) dx, \quad (6)$$

$$E_{12C} = \operatorname{Im} \int_0^{l_{mc} - \Delta l_1} C_{12} U_1(x) U_2^*(x) dx.$$

Здесь звездочка (*) означает операцию комплексного сопряжения.

$L_1, L_2, C_1, C_2, L_{12}, C_{12}$ – погонные индуктивности и емкости проводников резонатора и СЦ и их погонные взаимные индуктивность и емкость.

Окончательно частотно-зависимые коэффициенты индуктивной, емкостной и полной связи согласующей цепи с входным резонатором НЧ-канала выражаются [11]

$$k_L(f) = \frac{2E_{12L}}{E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}} \cdot \frac{1}{K}; \quad k_C(f) = \frac{-2E_{12C}}{E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}} \cdot \frac{1}{K}; \quad (7)$$

$$k(f) = \frac{k_L(f) + k_C(f)}{1 + k_L(f)k_C(f)}.$$

Здесь K – модуль коэффициента передачи по напряжению субструктуры НЧ-канала.

3. Исследование связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов

На основе вышеприведенных математических выражений была написана компьютерная программа для расчета частотно-зависимых коэффициентов связи k между СЦ и входными резонаторами каналов. Из этих зависимостей извлекали значения k , соответствующие центральным частотам каналов. Подобные зависимости рассчитывали для субструктур при вариации параметров СЦ. Такими параметрами являются: l_{mc} – длина проводника СЦ, w_{mc} – ширина проводника СЦ и l_{ov} – длина области перекрытия проводника СЦ и резонатора.

На рис. 5 приведены рассчитанные частотные зависимости коэффициента связи k , соответствующие субструктурам с параметрами топологии, как в диплексере на рис. 1. Зависимости имеют максимумы, соответствующие центральным частотам каналов. Значения в этих максимумах и исследовали в зависимости от параметров согласующей цепи.

На рис. 6 изображены зависимости коэффициента связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов от длины l_{mc} (а) и ширины w_{mc} (б) согласующего проводника.

Поведение коэффициента связи от длины l_{mc} для разных каналов отличается. Так, для ВЧ-канала кривая $k(l_{mc})$ имеет максимум в районе $l_{mc} = 12...13$ мм, в то время как связь для НЧ-канала усиливается с увеличением длины СЦ. Используя эти зависимости можно подобрать такую длину согласующей цепи, которая обеспечит необходимую величину связи и для низкочастотного, и для высокочастотного каналов. Поведение зависимостей k от ширины СЦ для обоих каналов схоже: здесь коэффициенты связи имеют максимумы при близких значениях ширины проводника СЦ $w_{mc} = 0.1...0.2$ мм. Увеличение w_{mc} приводит к уменьшению величины связи. Характер кривых $k(w_{mc})$ объясняется тем, что при росте ширины проводника СЦ уменьшается плотность тока, который в нем протекает, что и уменьшает величину взаимодействия с входными резонаторами каналов.

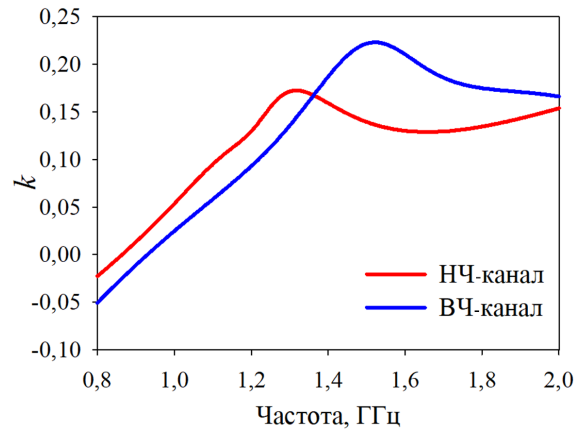


Рис. 5. Частотные зависимости коэффициентов связи для низкочастотного (красная линия) и высокочастотного (синяя линия) каналов

Fig. 5. Coupling coefficient of the matching circuit and input resonators of the low-frequency channel (red curve) and the high-frequency channel (blue) vs frequency

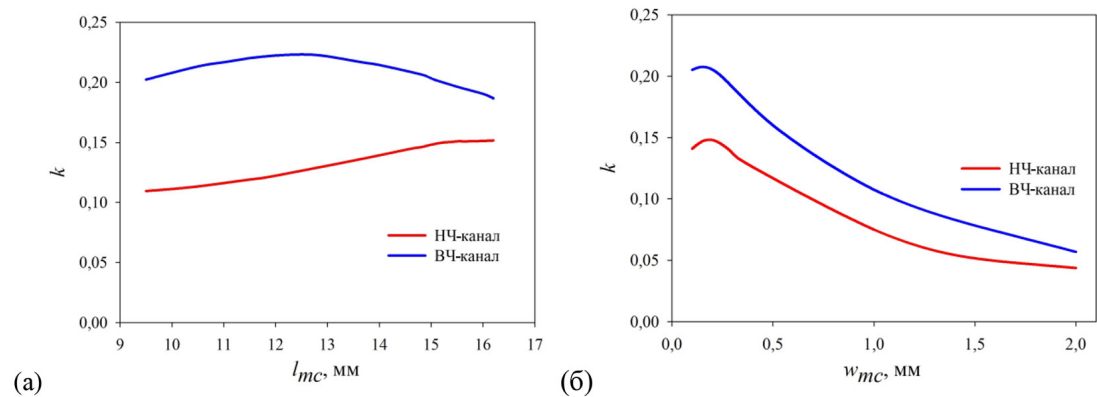


Рис. 6. Зависимости коэффициента связи от длины l_{mc} (а) и ширины w_{mc} (б) согласующего проводника

Fig. 6. Coupling coefficient k (a) vs length of the matching circuit l_{mc} ; and (б) vs width of the matching circuit w_{mc}

На рис. 7 изображены зависимости коэффициента связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов от длины области перекрытия l_{ov} между проводником СЦ и входным резонатором канала. Видно, что коэффициент связи для НЧ-канала растет при увеличении l_{ov} . Между тем в ВЧ-канале максимум k наблюдается при $l_{ov} = 10$ мм. Таким образом, подбирая величины перекрытия для каждого из каналов по отдельности, можно обеспечить необходимую величину связи. Это исследование показывает, что можно подстроить коэффициенты связи соответствующим смещением фильтров каналов диплексера вдоль проводника СЦ.

Заключение

В ходе работы была создана компьютерная программа на основе одномерных моделей субструктур каналов диплексера, с помощью которой рассчитаны частотно-зависимые ко-

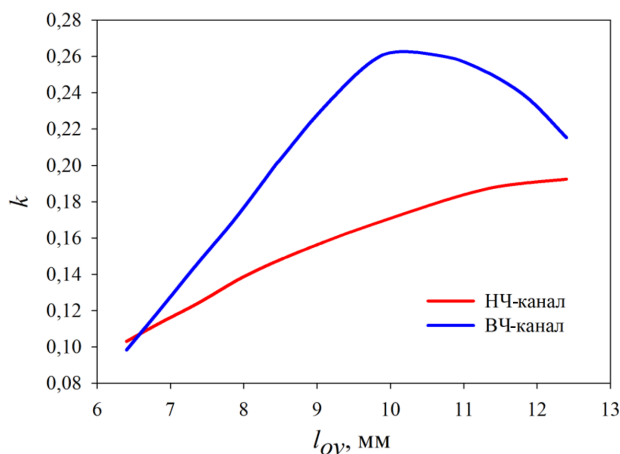


Рис. 7. Зависимости коэффициента связи от длины области перекрытия l_{ov} согласующего проводника и входного резонатора канала

Fig. 7. Coupling coefficient k vs overlap area length l_{ov} of the matching circuit and the channel input resonator

эффиценты связи, отражающие характер и величину взаимодействия в паре «согласующая цепь – входной резонатор» для низкочастотного и высокочастотного каналов. Полученные зависимости частотно-зависимых коэффициентов связи показали, что величина взаимодействия между согласующей цепью и входными резонаторами каналов достаточно велика, что подтверждает перспективность подобной конфигурации СЦ. При этом изучено влияние параметров СЦ на поведение коэффициента связи для обоих каналов. Зная поведение зависимостей коэффициента связи от параметров согласующей цепи, можно осуществлять тонкую настройку величины связи с входными резонаторами каналов, что является ключевым моментом в настройке диплексера в целом. При этом было проведено исследование, какой максимальной относительной ширины полосы пропускания каналов диплексера можно достичь, используя СЦ в виде нерезонансного отрезка МПЛ. Моделирование показало, что, используя результаты настоящего исследования, можно расширить рабочие полосы каналов как минимум в полтора раза и проектировать диплексеры со сравнительно широкими (до 15...20 %) относительными полосами пропускания каналов.

Список литературы / References

- [1] Waheed U., Imtiaz A., Shafqat M. Suspended stripline diplexer design using low pass and high pass filters, *Proceedings of 15th International Bhurban Conference on Applied Sciences & Technologies (IBCAST)*. Islamabad, 2018, 850-852.
- [2] Deng P.-H., Tsai J.-T. Design of microstrip lowpass-bandpass diplexer, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 2013, 23, 332-334.
- [3] Hsieh L.-H., Chang K. New microstrip diplexers using open-loop ring resonators with two transmission zeros, *Microw. & Opt. Technol. Lett.*, 2005, 44, 396-398.
- [4] Zhou Y.-G., Deng H.-W., Zhao Y.-J. High isolation microstrip diplexer with enhanced stopband characteristics for GSM and WLAN application, *Microw. & Opt. Technol. Lett.*, 2013, 55, 2990-2993.

[5] Chen C.-F., Huang T.-Y., Chou C.-P., Wu R.-B. Microstrip diplexers design with common resonator sections for compact size, but high isolation, *IEEE TMTT*, 2006, 54(5), 1945-1952.

[6] Chuang M.-L., Wu M.-T. Microstrip diplexer design using common T-shaped resonator, *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 2011, 21, 583-585.

[7] Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V. A microstrip diplexer based on dual-mode resonators, *Tech. Phys. Lett.*, 2012, 38, 743-746.

[8] Chen X., Yu X., Sun S. Design of high-performance microstrip diplexers with stub-loaded parallel-coupled lines, *Electronics letters*, 2017, 53(15), 1052-1054.

[9] Li Z., Tang, X., Lu, D., Yu, M. Tunable diplexer with identical passband and constant absolute bandwidth, *IEEE TMTT*, 2020, 68(2), 721-731.

[10] Belyaev B.A., Laletin N.V., Leksikov A.A. Coupling coefficients of irregular microstrip resonators and frequency-selective properties of a two-section irregular-microstrip-resonator filter, *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2002, 47, 9-17.

[11] Беляев Б.А., Сержантов А.М., Лексиков А.А. Исследование коэффициентов связи полосковых резонаторов в конструкциях фильтров на подвешенной подложке, *Радиотехника и электроника*, 2010, 55(12), 1426-1436. [Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Leksikov A.A. Investigation of the coupling coefficients of strip resonators in the design of filters on a suspended substrate, *Radiotekhnika i Elektronika*, 2010, 55(12), 1426-1436 (in Russian)]