

Синтез диплексера L -диапазона для работы на высоком уровне мощности

© К.В. Кобрин, М.Б. Мануилов

Южный федеральный университет,
344090 Ростов-на-Дону, Россия
e-mail: m_manuilov@sfedu.ru

Поступило в Редакцию 28 декабря 2023 г.
В окончательной редакции 28 декабря 2023 г.
Принято к публикации 28 декабря 2023 г.

Изложена эффективная комбинированная методика синтеза диплексера L -диапазона для работы на высоком уровне мощности, что актуально, например, для применения в составе радиолокационных систем. Оригинальная модификация диплексера реализована на основе объемных коаксиальных резонаторов со скачком волнового сопротивления. Выбранная грибовидная конструкция коаксиального резонатора обеспечивает компактный размер за счет укорочения электрической длины резонатора и пригодна для работы на высоком уровне мощности. В качестве согласующей цепи диплексера предложена оригинальная конструкция коаксиально-полоскового разветвления на основе симметричной полосковой линии. Синтез диплексера включает применение аппарата матриц связи, решение задач на собственные значения для одиночного и связанных резонаторов, электродинамическое моделирование на основе метода конечных элементов. В результате синтеза достигнуты высокие электрические характеристики диплексера. В полосах пропускания 1024–1036/1084–1096 МГц коэффициент отражения $S_{11} < -22$ dB, изоляция каналов не хуже -70 dB, вносимые потери -0.4 dB, допустимая рабочая мощность 2 kW. Предложенная конструкция диплексера применима для реализации в диапазонах мобильной и спутниковой связи.

Ключевые слова: диплексер, полосно-пропускающий фильтр, фильтр на коаксиальных резонаторах, коаксиально-полосковый переход, матрица связи, матрица рассеяния, задача на собственные значения.

DOI: 10.61011/JTF.2024.03.57389.316-23

Введение

Диплексеры являются базовым элементом различных систем связи и радиолокации, в которых они используются для частотного разделения каналов передачи и приема. Диплексер содержит два канальных полосно-пропускающих фильтра и согласующую цепь, что позволяет осуществлять прием и передачу сигналов, используя одну антенну. При этом имеет место сильное электромагнитное взаимодействие между канальными фильтрами, которое существенно усложняет задачу проектирования данного класса устройств. Ключевыми параметрами при разработке диплексеров являются вносимые потери, изоляция каналов, согласование, допустимый уровень мощности, интермодуляционные искажения, габариты устройства. Низкие вносимые потери в тракте приема важны, так как это позволяет снизить общий коэффициент шума в приемном тракте. В тракте передачи величина потерь также важна, поскольку от нее зависит энергетическая эффективность системы. Необходимый уровень развязки трактов передачи и приема предотвращает просачивание мощного сигнала от передатчика в приемный тракт. Таким образом, в каждом случае электродинамическое проектирование диплексеров представляет собой поиск компромисса между вносимыми потерями, изоляцией каналов, согласованием и размерами устройства.

Выбор структуры диплексера и типа резонаторов определяется рабочими диапазонами частот и предъявляемыми требованиями к электрическим и другим характеристикам, которые зависят от конкретных приложений. Широкое применение в системах беспроводной связи находят диплексеры на коаксиальных резонаторах различного типа [1–6], на встречно-штыревых резонаторах [7–11], на диэлектрических резонаторах [1,12–15], полосковые [16] и волноводные конструкции [17] диплексеров.

Разнообразные конструкции диплексеров и фильтров на коаксиальных резонаторах применяются в основном в радиочастотном диапазоне [1–6]. Достоинством данного типа структур являются низкие вносимые потери, гибкие возможности реализации характеристик с широкими, средними и узкими полосами пропускания, работа на повышенном уровне мощности. В настоящее время для данного класса устройств проводятся исследования, направленные на совершенствование их конструкции и разработку методов синтеза. Недостатком является относительная сложность конструкции.

Современные разработки в области высококачественных диэлектрических материалов обеспечили успехи в создании диплексеров и фильтров на диэлектрических резонаторах, в которых удается реализовать высокие значения ненагруженной добротности [12–15]. Частотно-селективные структуры на диэлектрических резонаторах

применяются в системах мобильной и спутниковой связи. Однако к числу недостатков этих структур относятся более высокие потери, чем в фильтрах на объемных резонаторах.

Актуальной является задача разработки диплексеров для базовых станций мобильной связи. В частности, в [7–9] предложены новые конструкции диплексеров на встречно-штыревых резонаторах, а в [16] — новые полосковые конструкции фильтров и диплексеров для применения в антеннах базовых станций мобильной связи. Помимо частотного разделения каналов передачи и приема в антеннах базовых станций мобильной связи, диплексеры используются для реализации многодиапазонной работы (*dipole reuse technology*). Предложенные в [7–9,16] диплексеры обеспечивают низкие вносимые потери (0.2–0.5 dB) в полосе пропускания, низкие интермодуляционные искажения, имеют компактную технологичную конструкцию, пригодную для массового производства.

Отметим, что структуры на встречно-штыревых резонаторах с помощью современных технологий (аддитивные технологии, 3D-печать) [10,11] реализуются и применяются в сантиметровом и миллиметровом диапазонах, что позволяет их рассматривать в качестве базового элемента для использования в системах мобильной связи 5G. Наиболее широкое применение в сантиметровом и миллиметровом диапазонах находят волноводные диплексеры, например, в [17] предложена новая компактная модификация волноводного диплексера на гребневых секциях и продольных диафрагмах в *E*-плоскости волновода.

В настоящей работе рассмотрена задача синтеза диплексера *L*-диапазона для работы на высоком уровне мощности, что актуально, например, в радиолокационных системах управления воздушным движением. Исходя из предъявляемого комплекса требований, ниже предложена модифицированная конструкция диплексера на коаксиальных резонаторах и комбинированная методика его синтеза.

1. Конструкция диплексера

При постановке задачи предполагалось, что рабочие диапазоны диплексера 1024–1036/1084–1096 МГц максимальная мощность составляет 2 kW, изоляция каналов должна быть не хуже –60 dB, диплексер должен иметь низкие вносимые потери и высокое согласование. Портami диплексера являются стандартные 50-омные коаксиальные разъемы для высокого уровня мощности (*N*-тип).

С учетом данного комплекса требований была исследована модифицированная структура диплексера, изображенная на рис. 1. В качестве базового элемента канальных фильтров использован резонатор с коаксиальным проводником грибовидной формы. Каждый резонатор представляет собой полость прямоугольной формы

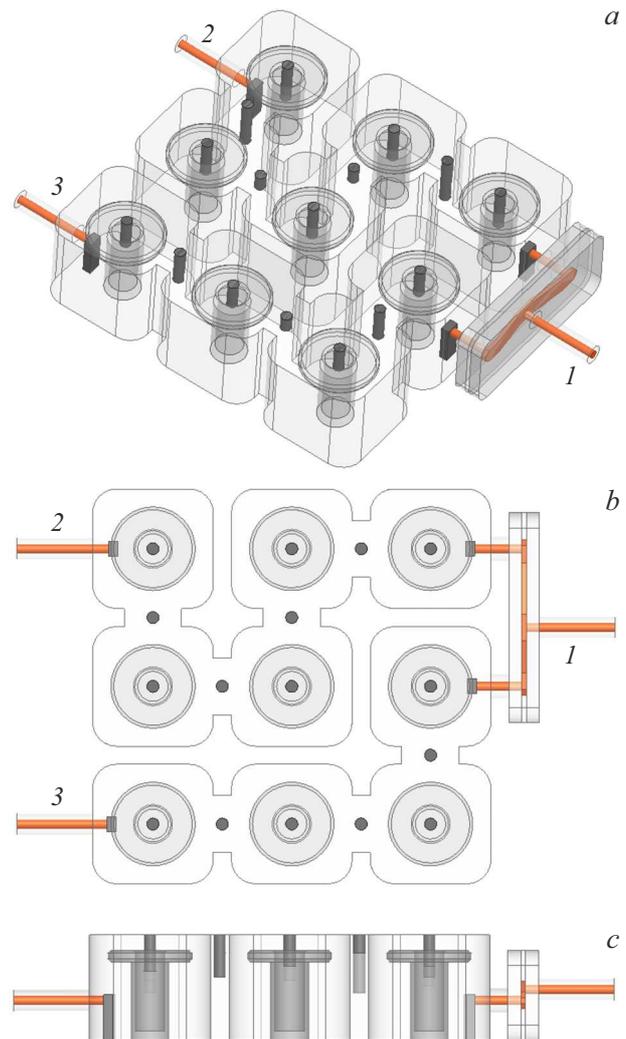


Рис. 1. Трехмерная модель диплексера диапазона 1024–1036/1084–1096 МГц (а), вид сверху (б), боковая проекция (с).

со скругленными углами в металлическом корпусе диплексера. В центре полости располагается коаксиальный проводник в виде полого цилиндра с расширением в виде диска на конце, который соответствует скачку волнового сопротивления. Такой выбор резонатора позволяет существенно сократить длину коаксиального цилиндра для заданной резонансной частоты резонатора и избежать возникновения в структуре узких зазоров с высокой напряженностью поля, что позволяет избежать электрического пробоя при работе на высоком уровне мощности. Кроме того, каждый резонатор имеет настроечный металлический винт, который помещен на металлической крышке, закрывающей сверху корпус диплексера. При настройке резонансной частоты винт может погружаться вовнутрь полого цилиндра, что расширяет диапазон настройки резонатора.

Резонаторы работают на ТЕМ-волне и связаны между собой боковыми окнами связи, в каждом из которых так-

же присутствует настроечный металлический винт, помещенный на верхней металлической крышке диплексера. Такое количество настроечных элементов обеспечивает возможность оперативной настройки характеристик диплексера при наличии погрешностей изготовления и сборки.

Возбуждение крайних резонаторов в каждом фильтре осуществляется с помощью магнитной петли связи, реализуемой с помощью вертикальных штырей, соединенных с сигнальным проводником коаксиальных линий. Цифрами 1–3 обозначены коаксиальные порты диплексера. Порт 1 соединен с T -разветвлением симметричной полосковой линии с волновым сопротивлением 50Ω , плечи которого с помощью 50-омных коаксиальных линий соединены с входами канальных фильтров.

Таким образом, диплексер состоит из металлического корпуса с объемными резонаторами, полых коаксиальных цилиндров, которые крепятся к корпусу винтами, плоской крышки с настроечными винтами и согласующей цепи на основе T -разветвления полосковой линии с коаксиально-полосковыми переходами.

2. Методика синтеза

Синтез диплексера осуществлялся на основе комбинированной методики, включающей следующие этапы: (i) синтез канальных фильтров на основе матриц связи; (ii) решение задачи на собственные значения для одиночного и двух связанных резонаторов; (iii) электродинамическая оптимизация канальных фильтров, полученных в результате синтеза на основе матриц связи; (iv) электродинамическая оптимизация диплексера.

Положим, что канальные фильтры имеют характеристики чебышевского типа, а также зададим максимальный допустимый уровень коэффициента отражения в полосах пропускания ($S_{11} < -20$ dB). Исходя из этого, определим порядок фильтров ($n_1 = 5$ для диапазона 1024–1036 МГц, $n_2 = 4$ для диапазона 1084–1096 МГц).

Далее воспользуемся аппаратом матриц связи. Полосно-пропускающий фильтр на основе коаксиальных резонаторов может быть представлен в виде эквивалентной схемы [1], где каждому резонатору соответствует колебательный контур. Матрица связи \mathbf{M} имеет размерность $n \times n$, где n — количество резонаторов, а ее элемент M_{ij} определяет связь резонаторов с номерами i , j . В рассматриваемом случае коаксиальные резонаторы работают на основном типе колебаний, который соответствует ТЕМ-волне коаксиальной линии. Соседние резонаторы связаны между собой окнами связи, и между ними существует сильное электромагнитное взаимодействие, которое может регулироваться размером окна связи и глубиной погружения настроечного винта. Связь с более удаленными резонаторами будет значительно более слабой, поэтому в матрице связи учтем только

элементы, описывающие взаимодействие соседних резонаторов. Таким образом, учтем элементы матрицы связи, которые определяются следующим образом [1,7]:

$$M_{j,j+1} = M_{j+1,j} = \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}}, \quad j = 1, 2, \dots, n-1, \quad (1)$$

$$R_1 = \frac{1}{g_0 g_1}, \quad R_n = \frac{1}{g_n g_{n+1}}, \quad (2)$$

где g_i — элементы эквивалентной схемы фильтра-прототипа нижних частот [18], а R_1, R_n — нормированные импедансы генератора и нагрузки. Элементы матрицы рассеяния фильтра определяются с учетом (1), (2) следующими соотношениями:

$$S_{11} = 1 + 2jR_1[w\mathbf{I} - j\mathbf{R} + \mathbf{M}]_{11}^{-1}, \quad (3)$$

$$S_{21} = -2j\sqrt{R_1 R_n}[w\mathbf{I} - j\mathbf{R} + \mathbf{M}]_{n1}^{-1}, \quad (4)$$

$$w = \frac{f_0}{\Delta f} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right),$$

где \mathbf{I} — единичная матрица n -го порядка; \mathbf{R} — матрица, в которой отличны от нуля два элемента $[\mathbf{R}]_{11} = R_1$, $[\mathbf{R}]_{nn} = R_n$, определяемые выражениями (2); f_0 — центральная частота полосы пропускания; Δf — полоса пропускания фильтра.

Из соотношений (1) для фильтра 1 (1024–1036 МГц, $n_1 = 5$) и фильтра 2 (1084–1096 МГц, $n_2 = 4$) получим следующие матрицы связи:

$$M_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0.9068 & 0 & 0 & 0 \\ 0.9068 & 0 & 0.6533 & 0 & 0 \\ 0 & 0.6533 & 0 & 0.6533 & 0 \\ 0 & 0 & 0.6533 & 0 & 0.9068 \\ 0 & 0 & 0 & 0.9068 & 0 \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$M_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0.96 & 0 & 0 \\ 0.96 & 0 & 0.7268 & 0 \\ 0 & 0.7268 & 0 & 0.96 \\ 0 & 0 & 0.96 & 0 \end{pmatrix} \quad (6)$$

На следующем этапе решаем задачу расчета собственных частот резонатора. Постановка задачи на собственные значения для одиночного коаксиального резонатора приведена на рис. 2. Задача решается методом конечных элементов в Ansys HFSS [19]. В результате моделирования найдены геометрические размеры резонатора, которые соответствуют центральным частотам рабочих диапазонов диплексера 1030 и 1090 МГц. Полный коаксиальный цилиндрический проводник с диаметром 13 мм помещен в резонатор с размерами $40 \times 40 \times 35$ мм. Длина коаксиального цилиндра равна 30 мм, диаметр диска на конце цилиндрического проводника равен 28 мм. Таким образом, величина зазора между концом коаксиального цилиндра грибовидной формы и верхней поверхностью полости резонатора составляет 5 мм. Резонаторы, настроенные на частоты 1030 или 1090 МГц

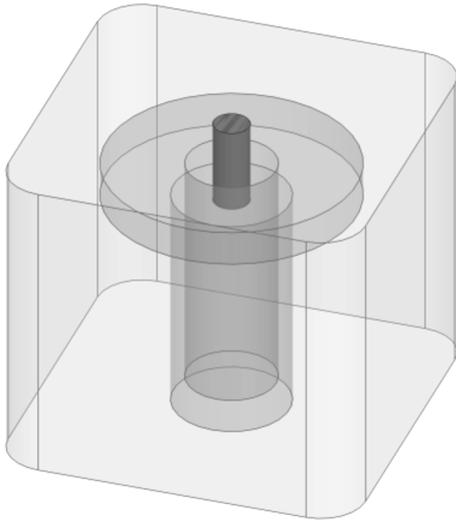


Рис. 2. Одиночный коаксиальный резонатор (задача на собственные значения).

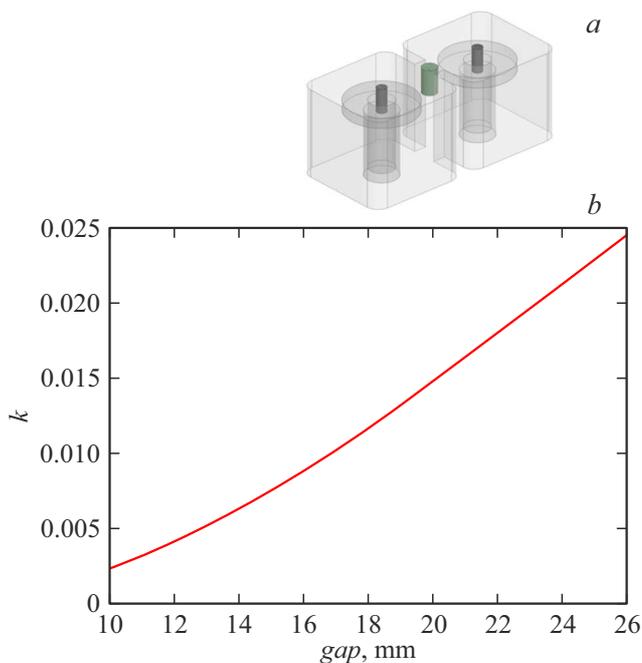


Рис. 3. Расчет коэффициентов связи двух резонаторов: постановка задачи на собственные значения для двух связанных резонаторов (а), зависимость коэффициента связи от ширины окна связи (b).

имеют одинаковые размеры и отличаются глубиной погружения настроечного винта. При решении задачи на собственные значения размеры резонатора выбирались таким образом, чтобы достичь максимальной величины собственной (ненагруженной) добротности резонатора, так как это позволяет в дальнейшем обеспечить минимальные вносимые потери диплексера.

Далее необходимо рассчитать зависимость коэффициента связи между двумя соседними резонаторами

от геометрических размеров окна связи. Для двух связанных резонаторов, изображенных на рис. 3, а, решается задача на собственные значения и вычисляется коэффициент связи при различной ширине окна связи и фиксированной длине настроечного винта. Поскольку в выбранной конструкции диплексера (рис. 1) расстояния между резонаторами одинаковы, настройка связи между резонаторами возможна с помощью ширины окна связи и глубины погружения настроечного винта. На рис. 3, б приведена зависимость коэффициента связи от ширины окна связи при фиксированной глубине погружения настроечного винта, равной 10 мм. Величина коэффициента связи возрастает при увеличении ширины окна связи и глубины погружения настроечного винта.

На основе полученных матриц связи (5), (6) канальных фильтров рассчитаем коэффициенты связи для всех резонаторов, входящих в состав фильтров:

$$k_{ij} = \frac{\Delta f}{f_0} M_{ij}.$$

Для пятирезонаторного фильтра 1 с рабочим диапазоном 1024–1036 МГц получаем

$$k_{12} = k_{45} = 0.010565, \quad k_{23} = k_{34} = 0.0076118.$$

Для четырехрезонаторного фильтра 2 с рабочим диапазоном 1084–1096 МГц коэффициенты связи равны

$$k_{12} = k_{34} = 0.010569, \quad k_{23} = 0.0080011.$$

Исходя из вычисленных значений коэффициентов связи, определим размеры окон связи в фильтрах с помощью зависимости на рис. 3, б.

3. Численные результаты

Изложенная выше методика синтеза фильтров позволяет рассчитать частотные характеристики канальных фильтров диплексера по формулам (3), (4). Кроме того, результатом синтеза на первом этапе являются начальные размеры для построения трехмерных электродинамических моделей фильтров. На данном этапе были рассмотрены линейные конструкции фильтров, которые в дальнейшем были трансформированы в более компактные, с учетом предложенной структуры диплексера на рис. 1.

На рис. 4, 5 приведены трехмерные модели фильтров и их частотные характеристики, рассчитанные с помощью матриц связи (3), (4) и в строгой электродинамической постановке методом конечных элементов в Ansys HFSS [18]. Для пятирезонаторного фильтра 1 (рис. 4) имеет место очень хорошее совпадение характеристик, рассчитанных в рамках приближенной теории по формулам (3), (4) и на основе трехмерной электродинамической модели — после численной оптимизации фильтра. Необходимо отметить, что в трехмерной модели (рис. 4, а) помимо самих резонаторов добавлены

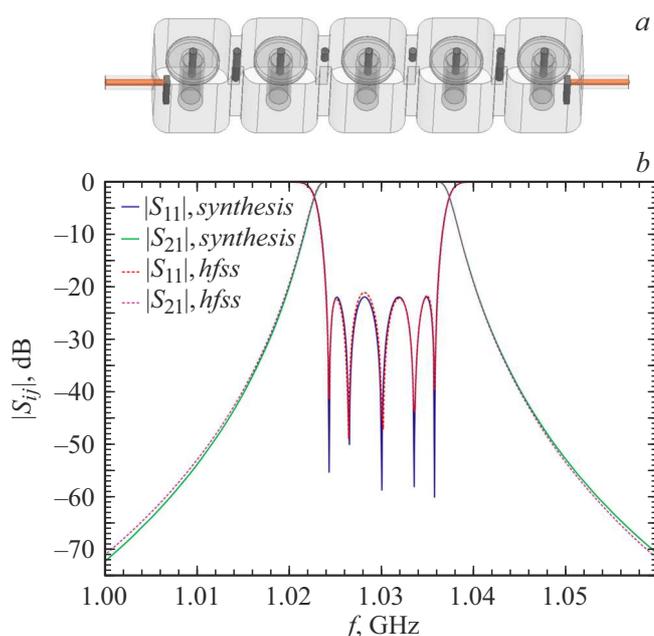


Рис. 4. Фильтр диапазона 1024–1036 МГц: трехмерная модель (а), частотные характеристики фильтра, рассчитанные в результате синтеза и электродинамического моделирования (б).

входные коаксиальные волноводы с возбуждающими вертикальными стержнями. Для четырехрезонаторного фильтра 2 (рис. 5) синтезированные по формулам (3), (4) характеристики и характеристики трехмерной электродинамической модели расходятся несколько сильнее, так как в процессе численной оптимизации достигнуто более высокое согласование, чем в приближенной модели. В качестве изменяемых параметров при оптимизации характеристик фильтров использовались ширина окон связи между резонаторами и длина настроечных стержней в резонаторах и окнах связи. Остальные размеры всех резонаторов оставались неизменными в процессе моделирования.

С учетом требования работы на повышенном уровне мощности была предложена оригинальная конструкция согласующей цепи диплексера на основе T -разветвления полосковой линии с коаксиальными портами (рис. 6, а). Центральный проводник симметричной полосковой линии расположен в прямоугольной полости между двумя диэлектрическими пластинами с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 2.2$. Толщина пластины выбирается так, чтобы обеспечить резьбовое соединение с сигнальными проводниками коаксиальных линий. Данная конструкция технологична и не содержит узких зазоров с высокой напряженностью поля, где может возникать риск электрического пробоя.

Для получения приближенной оценки параметров согласующей цепи был использован аппарат теории цепей. На рис. 6, б приведена соответствующая блок-схема диплексера, в которой каналные фильтры изображены

в виде блоков F1, F2. Рассчитанные ранее частотные характеристики S -параметров фильтров импортируются в модель на рис. 6, б для описания блоков, соответствующих фильтрам 1 и 2. В рамках данной приближенной модели используется одноволновое приближение, т. е. не учитывается взаимная связь по высшим типам волн между каналными фильтрами. Приближенный расчет позволил определить в качестве начального приближения размеры T -соединения. Волновое сопротивление полосковой линии составляет 50Ω , длины плеч равны 33,8, 28 мм.

Строгий электродинамический расчет диплексера с полученными исходными размерами показывает, что из-за наличия сильного взаимодействия каналов характеристики диплексера существенно деградируют. На рис. 7 наложены характеристики диплексера, рассчитанные

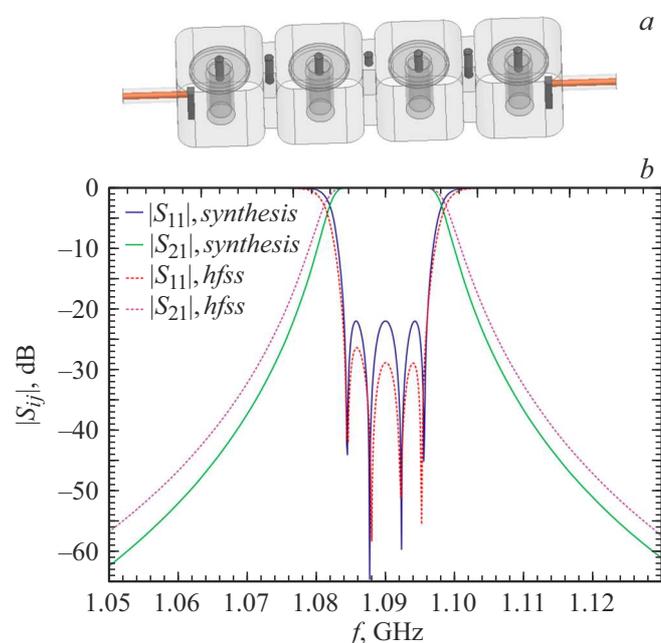


Рис. 5. Фильтр диапазона 1084–1096 МГц: трехмерная модель (а), частотные характеристики фильтра, рассчитанные в результате синтеза и электродинамического моделирования (б).

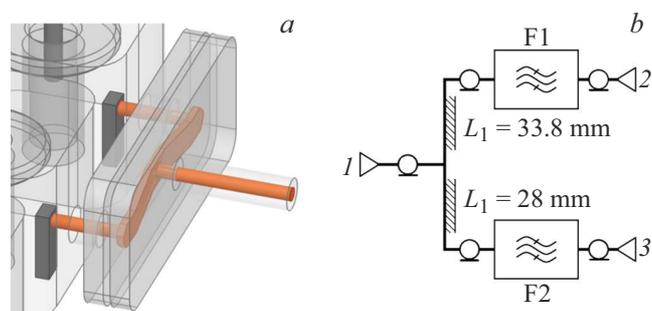


Рис. 6. Согласующая цепь на основе T -разветвления (а) и блок-схема диплексера при моделировании на основе теории цепей (б).

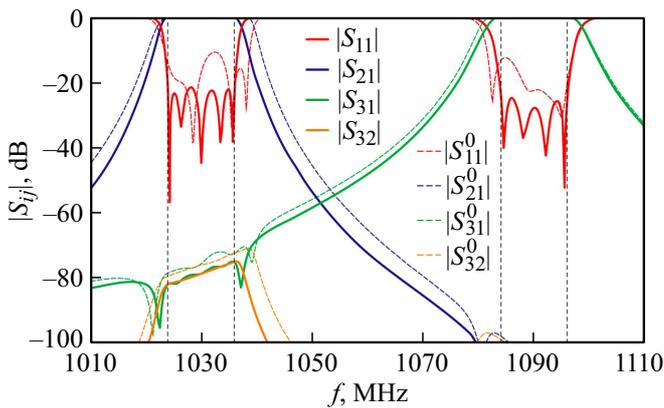


Рис. 7. Частотные характеристики диплексера, рассчитанные на основе теории цепей (сплошные линии) и методом конечных элементов (штриховые линии).

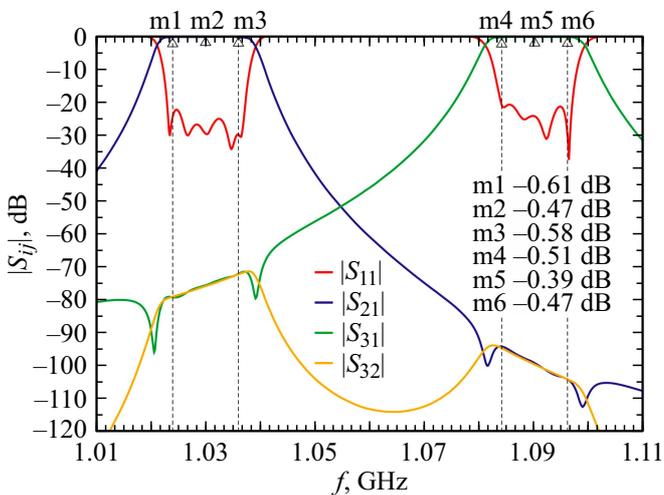


Рис. 8. Частотные характеристики диплексера после электродинамической оптимизации (метками обозначены значения вносимых потерь в dB).

с помощью теории цепей по упрощенной модели (рис. 6, *b*) и характеристики, рассчитанные электродинамическим методом. Последние значительно отличаются от характеристик, рассчитанных без учета взаимной связи каналов, по полосам пропускания, изоляции, существенно хуже согласование в рабочих диапазонах частот ($S_{11} > -10$ dB). Таким образом, необходима дальнейшая численная оптимизация диплексера уже на основе полного электродинамического моделирования.

В качестве начального приближения при проведении многопараметрической оптимизации использовалась геометрия диплексера, полученная на основе упрощенной модели на рис. 6, *b*. Вектор параметров оптимизации включает размеры и положение прямоугольных стержней, соединенных с коаксиальными портами, а также длину настроечных стержней в окнах связи и резонаторах. В результате оптимизации были получены характеристики диплексера, при-

веденные на рис. 8. Полосы пропускания диплексера 1024–1036/1084–1096 MHz, коэффициент отражения в полосах пропускания $S_{11} < -22$ dB (коэффициент стоячей волны КСВ < 1.2), изоляция каналов $S_{32} = -70$ dB.

Для оценки вносимых потерь в полосе пропускания в электродинамическую модель была включена проводимость серебряного покрытия всех внутренних поверхностей диплексера. В полосе пропускания пятирезонаторного фильтра 1024–1036 MHz потери составили в центре -0.47 dB, а на границах полосы соответственно -0.61 и -0.58 dB (рис. 8). Для четырехрезонаторного фильтра в центре рабочей полосы 1084–1096 MHz потери составляют по расчету -0.39 dB, а на краях диапазона -0.51 , -0.41 dB. Таким образом, в центре рабочих полос диплексера вносимые потери составляют около -0.4 dB, что соответствует требованию низких вносимых потерь. Данный уровень потерь был подтвержден экспериментально для аналогичной конструкции диплексера с несколько измененными рабочими диапазонами частот, для которой имеет место совпадение расчетных и экспериментальных характеристик диплексера.

Для оценки допустимой максимальной рабочей мощности диплексера в исследуемой электродинамической модели на входе 1 диплексера была установлена мощность 2 kW. Полученное при этом значении входной мощности распределение напряженности электрического поля в диплексере приведено на рис. 9. Как видно из полученного распределения, максимальное значение напряженности электрического поля достигается в зазорах между торцами коаксиальных резонаторов и верхней крышкой диплексера (красный цвет). По расчету $E_{\max} \cong 2.44 \cdot 10^6$ V/m, что меньше известного значения пробивной напряженности электрического поля для воздуха ($3 \cdot 10^6$ V/m). Следовательно, данная конструкция диплексера позволяет вести работу на высоких уровнях мощности, что необходимо, например, в системах радиолокации. Предложенный диплексер характеризуется компактными размерами ($132 \times 148 \times 35$ mm) и технологичной конструкцией, которая хорошо подходит также для проектирования диплексеров в различных диапазонах мобильной и спутниковой связи. Сравнение разработанного диплексера с известными мировыми аналогами показывает, что по ряду характеристик (вносимые потери, согласование, уровень мощности) он превосходит доступные на рынке аналоги [20,21].

Заключение

В работе предложена оригинальная конструкция диплексера *L*-диапазона на коаксиальных резонаторах для работы на высоком уровне мощности, что необходимо, например, в радиолокационных системах. Диплексер с рабочими диапазонами 1024–1036/1084–1096 MHz реализован на объемных резонаторах с коаксиальными полыми цилиндрами грибовидной формы. Такая форма коаксиальных цилиндров обеспечивает существенное со-

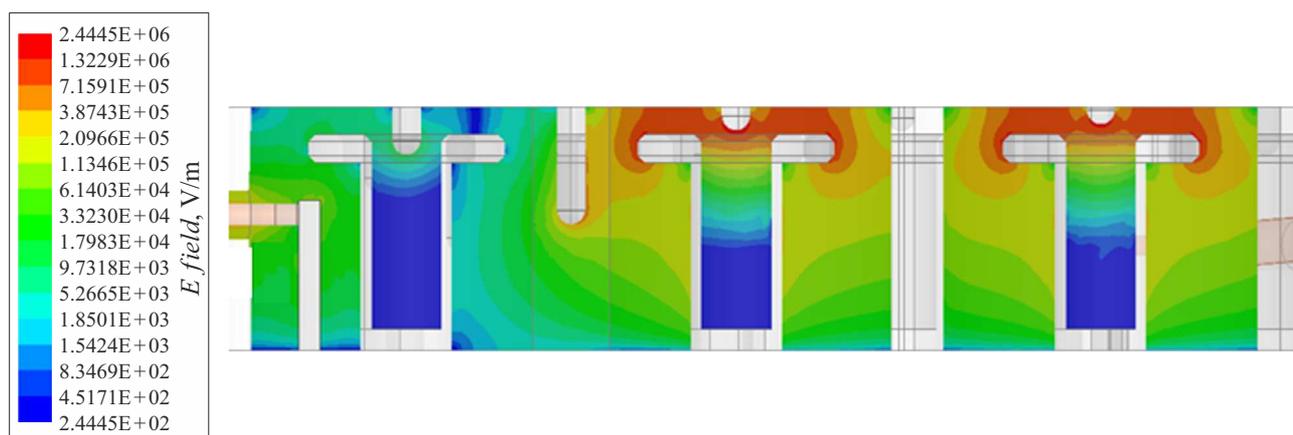


Рис. 9. Распределение напряженности электрического поля в диплексере при подаче на его вход 1 мощности 2 kW.

крашение высоты резонаторов и диплексера в целом. Диплексер содержит оригинальную конструкцию согласующей цепи на основе T -сочленения полосковой и коаксиальных линий.

Синтез диплексера выполнен на основе эффективной комбинированной методики, включающей использование аппарата матриц связи, решение задач на собственные значения для одиночного и двух связанных коаксиальных резонаторов, синтез согласующей цепи, электродинамическое моделирование канальных фильтров и диплексера в целом методом конечных элементов. По результатам электродинамического моделирования диплексера в полосах пропускания коэффициент отражения не превышает $S_{11} < -22$ dB, изоляция каналов $S_{32} = -70$ dB. Вносимые потери в полосах пропускания равны -0.4 – -0.6 dB, допустимый уровень входной мощности составляет 2 kW. Предложенная конструкция диплексера технологична, имеет компактные размеры и может применяться для создания диплексеров мобильных и спутниковых систем связи. Рассмотренная методика синтеза может быть использована для различных соотношений рабочих частот во всем радиочастотном и микроволновом диапазонах.

Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

Список литературы

- [1] R.J. Cameron, C.M. Kudsia, R.R. Mansour. *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications* (Hoboken, NJ: Wiley, 2018)
- [2] R.R. Mansour. *Proc. Radio and Wireless Conf. RAWCON'03*. (Boston, USA, 2003), p. 373–376, DOI: 10.1109/RAWCON.2003.1227970
- [3] I.C. Hunter, L. Billonet, B. Jarry, P. Guillon. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech.*, **50** (3), 794 (2002). DOI: 10.1109/22.989963
- [4] G. Macchiarella, S. Tamiazzo. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech.*, **58** (12), 3732 (2010). DOI: 10.1109/TMTT.2010.2086570
- [5] P. Zhao, K.L. Wu. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)* (Tampa, FL, USA, 2014), p. 1–3, DOI: 10.1109/MWSYM.2014.6848399
- [6] J.B. Thomas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech.*, **51** (4), 1368 (2003). DOI: 10.1109/TMTT.2003.809180
- [7] K. Kobrin, V. Rudakov, V. Sledkov, Z. Li, M. Manuilov. *Conf. Proc. Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW-2019)*, (Divnomorskoe, Russia, 2019), p. 148–151, DOI: 10.1109/RSEMW.2019.8792810
- [8] K.V. Kobrin, V.A. Rudakov, Z. Li, M.B. Manuilov. *J. Electromagn. Waves Appl.*, **35** (2), 1273 (2021). doi.org/10.1080/09205071.2021.1886998
- [9] K. Kobrin, V. Rudakov, Z. Li, V. Sledkov, M. Manuilov. *2020 7th All-Russian Microwave Conference (RMC-2020)*, (Moscow, Russia, 2020), p. 176–179, DOI: 10.1109/RMC50626.2020.9312259
- [10] J.P. Venter, R. Maharaj, T. Stander. *IEEE Trans. on Components, Packaging and Manufacturing Technol.*, **10** (4), 686 (2020). DOI: 10.1109/TCPMT.2020.2967807
- [11] J. Li, G. Huang, T. Yuan, J. Xu, H. Li. *Proc. IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation* (Boston, USA, 2018), p. 1439.
- [12] S.J. Fiedziuszko, I.C. Hunter, T. Itoh, Y. Kobayashi, T. Nishikawa, S.N. Stitzer, K. Wakino. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech.*, **50** (3), 706 (2002). DOI: 10.1109/22.989956
- [13] Z.C. Zhang, Q.X. Chu, S.W. Wong, S.F. Feng, L. Zhu, Q.T. Huang, F.-C. Chen. *IEEE Trans. on Components, Packaging and Manufacturing Technol.*, **6** (3), 383 (2016). DOI: 10.1109/TCPMT.2016.2516820
- [14] K.L. Wu. *Proc. Asia Pacific Microwave Conf. APMC 2012*. (Kaohsiung, Taiwan, 2012), p. 388–390, DOI: 10.1109/APMC.2012.6421607
- [15] L. Pelliccia, F. Cacciamani, A. Cazzorla, D. Tiradossi, P. Vallerotonda, R. Sorrentino, W. Steffè, F. Vitulli, E. Picchione, J. Galdeano, P. Martin-Iglesias. *Proc. 49th European Microwave Conf.* (Paris, France, 2019), p. 61–64, DOI: 10.23919/EuMC.2019.8910684

- [16] V. Rudakov, V. Sledkov, Z. Li, V. Taranenko, M. Manuilov. *Proc. 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves, RSEMW 2023*, (Divnomorskoe, Russia, 2023), p. 80–83, DOI: 10.1109/RSEMW58451.2023.10202146
- [17] M.B. Manuilov, K.V. Kobrin. *Radiophys. Quant. Electron.*, **59** (4), 301 (2016). DOI: 10.1007/s11141-016-9698-2
- [18] Д.Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс. *Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи* (Связь, М., 1971), т. 2.
- [19] Электронный ресурс. ANSYS Electromagnetics Suite. Режим доступа: <https://www.ansys.com>
- [20] Электронный ресурс. Режим доступа: <http://cernexwave.com/filters-diplexers-2/>
- [21] Электронный ресурс. Режим доступа: https://rlcelectronics.com/products/filters/high_power_and_standard_cellular_duplexers/