

МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ЭЛЛИПТИЧЕСКИЙ ФИЛЬТР С РЕАЛИЗАЦИЕЙ НА РЕЗОНАТОРАХ ОДИНАКОВОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДЛИНЫ

Ф.С.А. Авгари¹, А.Р. Кубалова^{2*}, А.П. Максимов²

¹Аденский университет, г. Аден, Йемен

²Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

*Адрес для переписки: kubalovaar@mail.ru

Информация о статье

УДК 621.396.67

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Авгари Ф.С.А., Кубалова А.Р., Максимов А.П. Микрополосковый эллиптический фильтр с реализацией на резонаторах одинаковой электрической длины // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 5–15.

Аннотация: Представлен новый метод проектирования эллиптического полосно-пропускающего СВЧ-фильтра с реализацией на решетке связанных микрополосковых линий одинаковой электрической длины. Предложена методика его расчета с применением симулятора электромагнитного поля. Представлены результаты экспериментального исследования макета фильтра.

Ключевые слова: эллиптический фильтр, СВЧ-фильтр, микрополосковая линия, электрическая длина, связанные микрополосковые линии, полосно-пропускающий фильтр, многопроводная линия, электромагнитное моделирование.

Введение

В последнее время в связи с повышением степени интеграции радиотехники СВЧ все большее внимание уделяется устройствам на микрополосковых линиях передачи (МПЛ). Устройства на МПЛ компактны, просты в изготовлении, обладают высокой ремонтопригодностью и удобны для монтажа твердотельных компонентов. Микрополосковая технология широко используется в мобильных и бортовых средствах радиосвязи, радиолокации и радионавигации.

Несмотря на вышеуказанные преимущества МПЛ, возможности реализации различных устройств на данном типе линии передачи ограничены. Как правило, МПЛ применяются в узлах, состоящих из одной или двух связанных линий передачи. На текущий момент разработчики избегают использовать МПЛ для реализации структур, требующих три и более связанных линии [1]. Затруднения при расчете устройств на связанных МПЛ вызваны тем, что эффективные электрические длины отрезков линий, используемых как элементы цепи, получаются различными.

Частично эту проблему можно решить, совмещая схемотехническое представление СВЧ структуры с данными электромагнитного моделирования отдельных ее элементов. В свою очередь,

электромагнитное моделирование всей структуры в целом позволяет точнее предсказывать характеристики реального устройства. Таким образом, современные методы проектирования СВЧ устройств на нескольких связанных МПЛ должны включать в себя электромагнитное моделирование на различных этапах расчета.

Частным случаем устройства, включающего в себя решетки из нескольких связанных полосковых линий, является эллиптический ступенчатый узкополосный фильтр Роудса [2, 3]. Эллиптическим называют фильтр, характеристика затухания которого пульсирует как в полосе пропускания, так и в полосе заграждения, и имеет нули передачи на конечных частотах. Данные свойства позволяют аппроксимировать характеристику идеального фильтра с применением наименьшего числа резонаторов. Ранее Роудсом была изложена методика проектирования ступенчатых ЭФ только для объемных стержневых резонаторов, поддерживающих Т-волны.

Другими способами реализации полосковых ЭФ являются фильтры со связью между не соседними резонаторами [4, 5] и фильтры на типовых звеньях [1, 6]. Достоинством фильтра Роудса по сравнению с указанными выше является большая компактность за счет реализации на решетке связанных линий

вместо каскадного соединения изолированных линий или звеньев из двух связанных линий.

В статье представлен численный пример расчета ступенчатого микрополоскового ЭФ, полученного путем модификации методики Роудса. С применением электромагнитного моделирования рассчитаны и приведены кривые для определения ширины зазора между связанными МПЛ. Представлены результаты макетирования фильтра.

Электрический расчет ЭФ

Рассмотрим порядок проектирования полосно-пропускающего ступенчатого ЭФ с реализацией на МПЛ на численном примере:

- центральная частота – $f_0 = 2,5$ ГГц;
- относительная полоса пропускания – $w = 3$ %;
- затухание в полосе заграждения – $a_s \geq 30$ дБ;
- сопротивление нагрузки – $Z_0 = 50$ Ом;
- порядок фильтра – $N = 3$.

На рисунке 1 представлены три способа реализации ступенчатого ЭФ СВЧ.

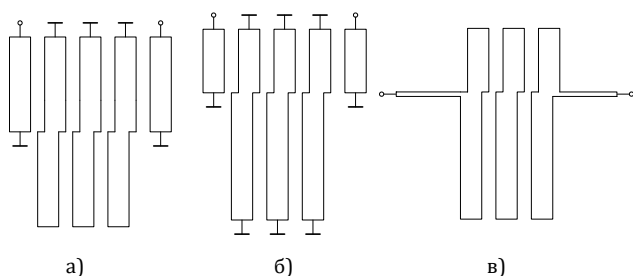


Рис. 1. Способы реализации ступенчатого ЭФ СВЧ: а) из линий одинаковой электрической длины; б) с заземленными линиями различных электрических длин; в) без заземленных линий

При проектировании узкополосного ступенчатого ЭФ на МПЛ следует остановиться на первом способе – из линий одинаковой электрической длины. Выбор продиктован тем, что погонная емкость между связанными МПЛ мала и требует масштабирования волновых сопротивлений элементов фильтра с высоким коэффициентом трансформации.

Четвертьволновые микрополосковые трансформаторы, применяемые в структуре на рисунке 1.в, высокий коэффициент трансформации обеспечить не могут. Преобразование сопротивлений с коэффициентом $b \geq 15$ можно осуществить с помощью встречно-стержневых согласующих цепей, как показано на рисунке 1.а и 1.б. Первый способ предпочтителен с точки зрения компактности.

На начальном этапе необходимо из схемы эллиптического фильтра-прототипа нижних частот (ФПНЧ) на элементах с сосредоточенными параметрами получить полосно-пропускающую цепь из элементов с распределенными параметрами; схему ФПНЧ выбирают из таблиц Заала [7].

Как показали предварительные расчеты, при реализации ЭФ на связанных МПЛ следует выбирать прототип с минимальным затуханием в полосе заграждения a_s больше требуемого на 10-15 дБ. Исходя из этого, был выбран ФПНЧ С0315-16 с $a_s = 40,8$ дБ. Схема П-секции эллиптического ФПНЧ представлена на рисунке 2, а ее АЧХ – на рисунке 3. Нормированные элементы схемы имеют следующие значения: $C'_1 = 0,9897$; $L'_1 = 1,0869$; $C'_2 = 0,0529$; $C'_3 = C'_1$. Ноль передачи схемы расположен на нормированной частоте $\Omega_\infty = 4,1688$.

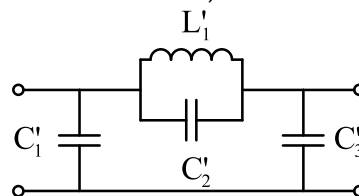


Рис. 2. П-секция эллиптического ФПНЧ

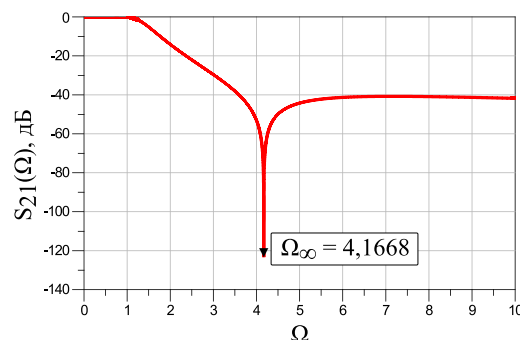


Рис. 3. АЧХ П-секции эллиптического ФПНЧ

С помощью одной П-секции можно реализовать эллиптический полосно-пропускающий фильтр (ППФ) третьего порядка с парой нулей передачи на конечных частотах. Воспользовавшись частотным преобразованием от фильтра нижних частот (ФНЧ) к ППФ и преобразованием Ричардса [8, 9]:

$$\Omega_{\text{НЧ}} \rightarrow a \cdot \left(\frac{\text{tg}(\theta)}{\text{tg}(\theta_0)} - \frac{\text{tg}(\theta_0)}{\text{tg}(\theta)} \right),$$

где $\text{tg}(\theta)$ – новая частотная переменная; θ_0 – электрическая длина линий на f_0 ; a – масштабный частотный коэффициент,

переходим от ФПНЧ на сосредоточенных элементах к ППФ на элементах с распределенными параметрами одинаковой электрической длины. При этом параллельный колебательный контур из элементов L'_1 и C'_2 на рисунке 2 преобразуется в два параллельных колебательных контура, включенных последовательно, из элементов с волновыми сопротивлениями Z_{A2} , Z_{B2} и Z_{A3} , Z_{B3} на рисунке 4.

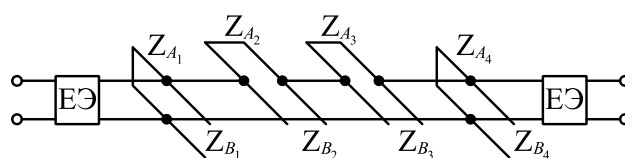


Рис. 4. П-секция эллиптического ППФ 3-го порядка на элементах с распределенными параметрами

Полученную на рисунке 4 схему можно представить как параллельное соединение двух лестничных подсхем: *A* из закороченных и *B* из разомкнутых элементов. Единичные элементы, соединяющие внутреннюю часть фильтра с источником и нагрузкой, в дальнейшем преобразуются в трансформирующие секции встречно-стержневых связанных линий электрической длины θ_0 на f_0 и включаются в подсхему *A*.

От величины θ_0 зависят физические размеры фильтра. Поскольку фильтр представляет собой параллельное соединение двух решеток связанных линий, ширины зазоров и полосков должны обеспечить реализуемость такого соединения. С этой целью θ_0 следует задавать $\theta_0 = \pi/4$, тогда ширины зазоров и полосков обеих подсхем будут примерно равны.

Масштабный частотный коэффициент a зависит от полосы пропускания и θ_0 . При $w \leq 5\%$ можно применить масштабный частотный коэффициент для узкополосного случая:

$$a = \frac{|\sin(2\theta_0)|}{2\theta_0} \cdot \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{1}{1,5708} \times \frac{2,5 \cdot 10^9}{2,4625 \cdot 10^9 - 2,5375 \cdot 10^9} = 21,221,$$

где: f_0 – центральная частота фильтра; Δf – полоса пропускания фильтра, $\Delta f = f_2 - f_1$.

Задав θ_0 и рассчитав a , переходим к расчету волновых сопротивлений элементов полосно-пропускающей цепи на рисунке 4. Подсхемы *A* и *B* реализуются решетками связанных полосковых линий, двумерное представление которых с указанием граничных условий изображено в виде диаграмм погонных емкостей на рисунке 5, где: $C_{i,i+1}$ – взаимные погонные емкости, C_{gi} – погонные емкости узлов на землю ($i = 0, 1, \dots, N$).

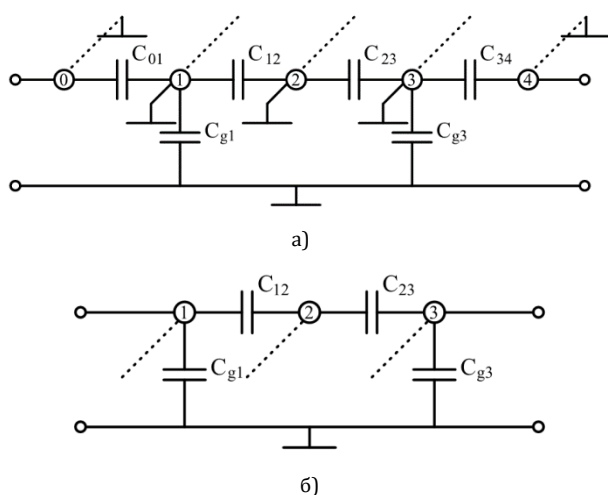


Рис. 5. Исходная емкостная диаграмма решетки связанных линий передачи: а) подсхемы *A*; б) подсхемы *B*

На рисунке 5 итоговой структурой будет параллельное соединение в соответствующих узлах двух решеток связанных линий общей электрической длины $\pi/2$ на f_0 .

Исходные значения волновых сопротивлений элементов получим по расчетным формулам [2, 8]:

$$\begin{aligned} \lambda_+ &= \sqrt{\left(\frac{\Omega_\infty}{2a}\right)^2 + 1} + \frac{\Omega_\infty}{2a} = \\ &= \sqrt{\left(\frac{4,1688}{2 \cdot 21,221}\right)^2 + 1} + \frac{4,1688}{2 \cdot 21,221} = 1,103; \\ \lambda_- &= \sqrt{\left(\frac{\Omega_\infty}{2a}\right)^2 + 1} - \frac{\Omega_\infty}{2a} = \\ &= \sqrt{\left(\frac{4,1688}{2 \cdot 21,221}\right)^2 + 1} - \frac{4,1688}{2 \cdot 21,221} = 0,9066; \\ Z_{B1} &= \frac{Z_0 \cdot \operatorname{tg}(\theta_0)}{a \cdot C_1'} = \frac{50}{21,221 \cdot 0,9897} = 2,3807 \text{ Ом}; \\ Z_{A1} &= \frac{Z_{xx1}}{\operatorname{tg}(\theta_0)^2} = 2,3807 \text{ Ом}; \\ Z_{B2} &= \frac{Z_0 \cdot \operatorname{tg}(\theta_0)}{a \cdot C_2' \cdot (1 + \lambda_-^2)} = \\ &= \frac{50}{21,221 \cdot 0,0529 \cdot (1 + 1,103^2)} = 24,428 \text{ Ом}; \\ Z_{B3} &= \frac{Z_0 \cdot \operatorname{tg}(\theta_0)}{a \cdot C_2' \cdot (1 + \lambda_+^2)} = \\ &= \frac{50}{21,221 \cdot 0,0529 \cdot (1 + 0,9066^2)} = 20,078 \text{ Ом}; \\ Z_{A2} &= \frac{Z_{B3}}{\operatorname{tg}(\theta_0)^2} = 20,078 \text{ Ом}; \\ Z_{A3} &= \frac{Z_{B2}}{\operatorname{tg}(\theta_0)^2} = 24,428 \text{ Ом}, \\ Z_{B4} &= Z_{B1}; \quad Z_{A4} = Z_{A1}. \end{aligned}$$

Решетки связанных линий удобно характеризовать матрицами собственных и взаимных узловых проводимостей или погонных емкостей.

Исходные матрицы узловых проводимостей подсхем *A* и *B* приведены ниже. В исходных матрицах у нулевого и четных узлов отсутствуют проводимости на землю. Для того чтобы внутреннюю часть фильтра стало возможным реализовать связанными микрополосками, необходимо произвести преобразование матриц проводимостей [9], умножив третью строчку и столбец обеих матриц на коэффициент $k > 1$. Коэффициент k подбирается так, чтобы суммы столбцов были больше 0 и примерно равны. Для данного примера был выбран коэффициент $k = 2,55$.

$$[Y]'_A = \begin{bmatrix} 1/Z_0 & -1/Z_0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/Z_0 & 1/Z_0 + (1/Z_{A1}) + (1/Z_{A2}) & -1/Z_{A2} & 0 & 0 \\ 0 & -1/Z_{A2} & (1/Z_{A2}) + (1/Z_{A3}) & -1/Z_{A3} & 0 \\ 0 & 0 & -1/Z_{A3} & (1/Z_{A3}) + (1/Z_{A4}) + 1/Z_0 & -1/Z_0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/Z_0 & 1/Z_0 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} 0,02 & -0,02 & 0 & 0 & 0 \\ -0,02 & 0,4899 & -0,0498 & 0 & 0 \\ 0 & -0,0498 & 0,0907 & -0,0409 & 0 \\ 0 & 0 & -0,0409 & 0,4810 & -0,02 \\ 0 & 0 & 0 & -0,02 & 0,02 \end{bmatrix} \text{ См,}$$

$$[Y]'_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1/Z_{B1}) + (1/Z_{B2}) & -1/Z_{B2} & 0 & 0 \\ 0 & -1/Z_{B2} & (1/Z_{B2}) + (1/Z_{B3}) & -1/Z_{B3} & 0 \\ 0 & 0 & -1/Z_{B3} & (1/Z_{B3}) + (1/Z_{B4}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,4610 & -0,0409 & 0 & 0 \\ 0 & -0,0409 & 0,0907 & -0,0498 & 0 \\ 0 & 0 & -0,0498 & 0,4699 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0 & 0 \end{bmatrix} \text{ См.}$$

В случае узкополосных фильтров все проводимости узлов оказывается слишком высокими. Уровень волновых проводимостей снижается делением всех элементов матриц, кроме $[Y]_{A11}'$ и $[Y]_{A55}'$, на положительный коэффициент b .

Согласующие трансформаторы волновых сопротивлений реализуются встречно-стержневыми связанными МПЛ; при этом одна из линий с отрицательным волновым сопротивлением поглощается первой и последней линиями внутренней части подсистемы А.

С точки зрения теории цепей мы производим преобразование, представленное на рисунке 6.

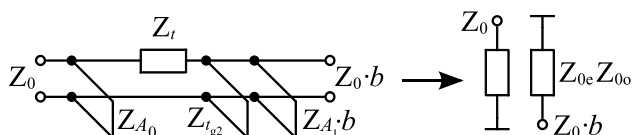


Рис. 6. Преобразование согласующей встречно-стержневой цепи подсистемы А

При $b = 18,142$ имеем:

$$Z_t = \sqrt{Z_0 \cdot Z_0 \cdot b} = 212,97 \text{ Ом;}$$

$$Z_{A0} = \frac{Z_t \cdot Z_0}{Z_t - Z_0} = 65,34 \text{ Ом;}$$

$$Z_{t_{g2}} = \frac{Z_t \cdot Z_0 \cdot b}{Z_t - Z_0 \cdot b} = -278,3 \text{ Ом.}$$

Отрицательное $Z_{t_{g2}}$ поглощается первой линией внутренней части подсистемы А:

$$Z_{A1t} = \frac{Z_{A1} \cdot b \cdot Z_{t_{g2}}}{Z_{A1} \cdot b + Z_{t_{g2}}}.$$

Значение b взято таким, чтобы связанные линии согласующих секций имели равные волновые сопротивления на землю. Тогда физические размеры входной встречно-стержневой секции можно определить через ее четные и нечетные волновые сопротивления.

Четное волновое сопротивление составляет:

$$Z_{0e} = Z_{A0} = Z_{A1t} = 65,34 \text{ Ом,}$$

а нечетное:

$$Z_{0o} = \frac{Z_{0e} \cdot Z_t}{2 \cdot Z_{0e} - Z_t} = 40,493 \text{ Ом.}$$

Электрические длины всех элементов на рисунке 6 должны составлять θ_0 на f_0 .

Далее по заданным четным и нечетным волновым сопротивлениям с помощью формул Киршинга и Янсена [10] или электромагнитного моделирования получаем физические размеры входной согласующей секции. Для материала Rogers R04003C с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 3,55$, толщиной подложки $h = 1,524$ мм, толщиной металлизации $\tau = 35$ мкм были получены ширины микрополосков $W_{A0} = W_{A1} = 3$ мм, ширина зазора $S_{A01} = 0,45$ мм. Физические длины будут рассчитаны на этапе определения длин микрополосков подсистем А и В с учетом эффективных относительных диэлектрических проницаемостей для каждой из подсистем. Размеры выходной согласующей цепи определяются аналогичным образом.

Полностью преобразование матрицы проводимостей А и матрицы проводимостей В приведено ниже. Полученные матрицы проводимостей определяют волновые сопротивления или погонные емкости четных и нечетных электромагнитных мод в связанных МПЛ.

$$\begin{aligned}
[Y]_A &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k/\sqrt{b} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sqrt{b} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot [Y]'_A \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k/\sqrt{b} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sqrt{b} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \\
&= \begin{bmatrix} 0,02 & -0,0047 & 0 & 0 & 0 \\ -0,0047 & 0,027 & -0,007 & 0 & 0 \\ 0 & -0,007 & 0,0325 & -0,0058 & 0 \\ 0 & 0 & -0,0058 & 0,0265 & -0,0047 \\ 0 & 0 & 0 & -0,0047 & 0,02 \end{bmatrix} \text{ См.} \\
[Y]_B &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k/\sqrt{b} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sqrt{b} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot [Y]'_B \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k/\sqrt{b} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/\sqrt{b} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \\
&= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,0254 & -0,0058 & 0 & 0 \\ 0 & -0,0058 & 0,0325 & -0,007 & 0 \\ 0 & 0 & -0,007 & 0,0259 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ См.}
\end{aligned}$$

В результате данных преобразований, не меняющих входные и выходные характеристики всего четырехполюсника, мы получаем преобразованные емкостные диаграммы *A* и *B*, в которых у всех узлов есть проводимости на землю (рис. 7).

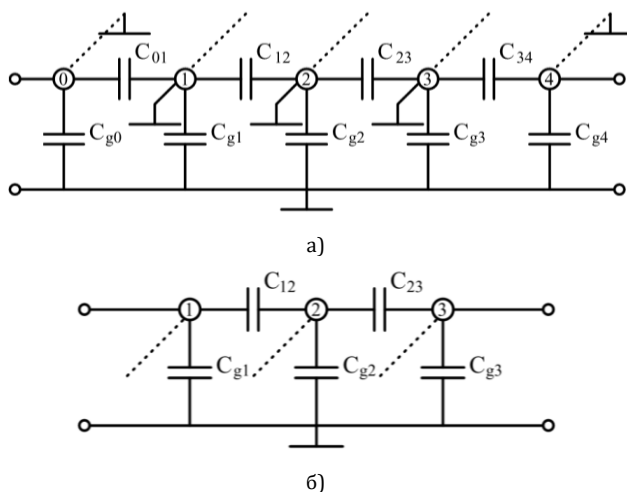


Рис. 7. преобразованная емкостная диаграмма решетки связанных линий передачи: а) подсхемы *A*; б) подсхемы *B*

Конструктивный расчет ЭФ

Определение физических размеров связанных МПЛ сводится, во-первых, к нахождению эффективных диэлектрических проницаемостей подсхем *A* и *B* в присутствии всех микрополосков, и, во-вторых, к вычислению краевых погонных емкостей четного и нечетного возбуждений связанных линий на центральной частоте фильтра f_0 для заданного материала подложки.

Была построена модель многопроводной связанной МПЛ (рисунок 8) и проведен анализ в симуляторе электромагнитного поля методом конечных элементов.

В результате анализа структуры из трех связанных МПЛ на частоте f_0 была найдена эффективная относительная диэлектрическая проницаемость подсхемы *B* $\epsilon_{\text{reff}B} = 3,1$, а также физическая длина подсхемы без учета сосредоточенной емкости на концах полосков $l_B = 8,5$ мм. Для подсхемы *A* из пяти связанных МПЛ $\epsilon_{\text{reff}A} = 3,24$, $l_A = 8,3$ мм без учета металлизированных отверстий.

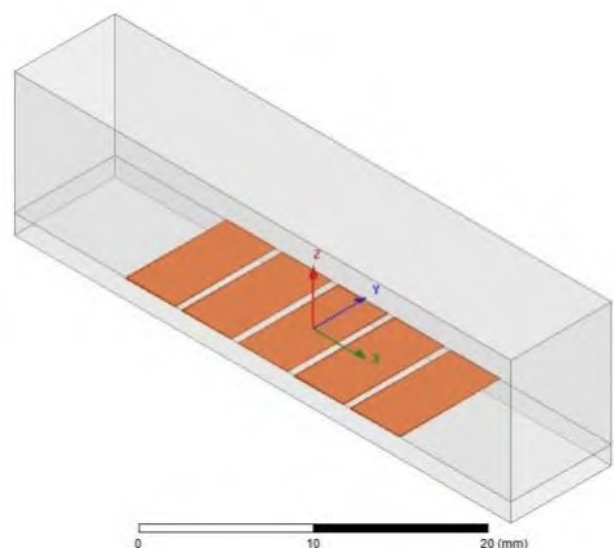


Рис. 8. Модель многопроводной связанной МПЛ для анализа в симуляторе электромагнитного поля

Для удобства последующих расчетов физических размеров с применением метода краевых емкостей следует преобразовать матрицы проводимостей в матрицы нормированных погонных емкостей:

$$[C/\varepsilon_0]_{A,B} = \frac{\eta_0 \cdot \varepsilon_{\text{reff}}}{\sqrt{\varepsilon_{\text{reff}}}} \cdot [Y]_{A,B},$$

где: $[C/\varepsilon_0]_{A,B}$ – матрица нормированных погонных емкостей подсистемы A или B ; ε_0 – электрическая постоянная, $\varepsilon_0 = 8,85418 \cdot 10^{12}$ (Ф/м); $\varepsilon_{\text{reff}}$ – эффективная относительная диэлектрическая проницаемость; η_0 – импеданс свободного пространства, $\eta_0 = 120 \cdot \pi$ (Ом); $[Y]_{A,B}$ – матрица волновых проводимостей подсистемы A или B .

Для погонных емкостей элементов подсистемы A и подсистемы B на землю за $\varepsilon_{\text{reff}}$ принимаются, соответственно, $\varepsilon_{\text{reff}A}$ и $\varepsilon_{\text{reff}B}$, а для взаимных элементов – $\varepsilon_m = (\varepsilon_r + 1)/2 = 2,275$. В результате получаем следующие матрицы нормированных погонных емкостей:

$$[C/\varepsilon_0]_A = \begin{bmatrix} 13,055 & -2,67 & 0 & 0 & 0 \\ -2,67 & 17,036 & -3,9806 & 0 & 0 \\ 0 & -3,9806 & 20,667 & -2,529 & 0 \\ 0 & 0 & -3,2717 & 16,841 & -2,67 \\ 0 & 0 & 0 & -2,67 & 13,055 \end{bmatrix},$$

$$[C/\varepsilon_0]_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 16,318 & -3,2717 & 0 & 0 \\ 0 & -3,2717 & 20,374 & -3,9806 & 0 \\ 0 & 0 & -3,9806 & 16,524 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Требуемые значения нормированных погонных емкостей узлов на землю получают из сумм столбцов матриц. Недиagonальные элементы матриц по модулю равны требуемым значениям взаимных погонных емкостей.

Рассмотрим далее применение анализа связанных линий методом краевой емкости для нахождения ширин полосков и зазоров. На рисунке 9 схематически показаны емкостные компоненты четного и нечетного возбуждений связанных МПЛ.

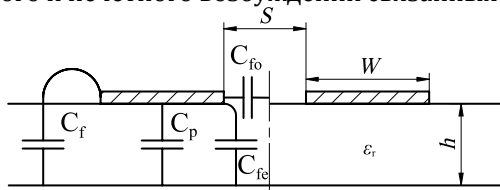


Рис. 9. Микрополосковые связанные линии при четном и нечетном возбуждениях

Емкости четного и нечетного возбуждений связанного микрополоска можно записать как суммы емкости параллельного конденсатора и краевых емкостей [11]:

$$C_e = C_p + C_f + C_{fe},$$

$$C_o = C_p + C_f + C_{fo},$$

где: C_p – емкость плоского конденсатора; C_f – краевая емкость микрополоска вне области связи; C_{fe} , C_{fo} – краевые емкости в области связи при четном и нечетном возбуждениях.

Найдем нормированную краевую емкость C_f/ε_0 изолированного микрополоска шириной $W_0 = 3$ мм. Для этого с помощью электромагнитного моделирования на центральной частоте фильтра f_0 определим $\varepsilon_{\text{reff}} = 2,8$. Затем вычислим полную нормированную погонную емкость изолированного микрополоска:

$$C/\varepsilon_0 = \frac{\eta_0 \cdot \varepsilon_{\text{reff}}}{\sqrt{\varepsilon_{\text{reff}}}} \cdot \frac{1}{Z_0} = \frac{120 \cdot 3,14 \cdot 2,74}{\sqrt{2,74}} \cdot \frac{1}{52,7} = 11,8.$$

Нормированная емкость плоского конденсатора, образованного микрополоском и металлизацией обратной стороны подложки:

$$C_p/\varepsilon_0 = \frac{W_0 \cdot \varepsilon_r}{h} = \frac{3 \cdot 10^{-3} \cdot 3,55}{1,524 \cdot 10^{-3}} = 7.$$

Тогда нормированная краевая емкость изолированного микрополоска:

$$C_f/\varepsilon_0 = \frac{1}{2}(C/\varepsilon_0 - C_p/\varepsilon_0) = \frac{1}{2}(11,8 - 7) = 2,4.$$

Проведем двухмодовый электромагнитный анализ связанных МПЛ шириной $W_0 = 3$ мм при различных величинах зазора S на центральной частоте f_0 (рисунок 10).

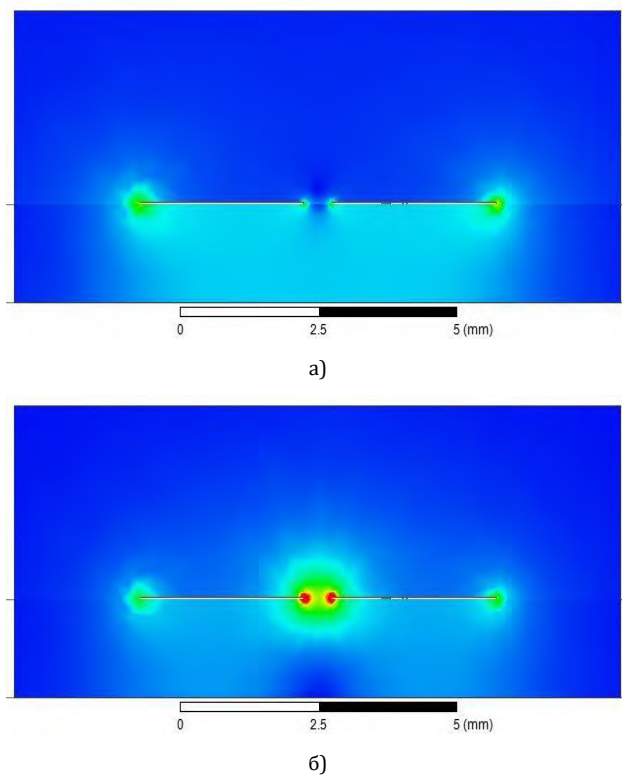


Рис. 10. Модуль напряженности электрического поля в связанных МПЛ при: а) четном возбуждении; б) нечетном возбуждении

В результате анализа получим кривые зависимостей эффективных относительных диэлектрических проницаемостей четного и нечетного возбуждений $\varepsilon_{\text{reff},e}$ и $\varepsilon_{\text{reff},o}$, и волновых сопротивлений четного и нечетного возбуждений Z_{0e} и Z_{0o} от ширины зазора между линиями S .

Вычислим нормированные погонные емкости связанных МПЛ при четном и нечетном возбуждениях при различных S по формулам:

$$C_e/\varepsilon_0(S) = \frac{\eta_0 \cdot \varepsilon_{\text{reff},e}(S)}{\sqrt{\varepsilon_{\text{reff},e}(S)}} \cdot \frac{1}{Z_{0e}(S)},$$

$$C_o/\varepsilon_0(S) = \frac{\eta_0 \cdot \varepsilon_{\text{reff},o}(S)}{\sqrt{\varepsilon_{\text{reff},o}(S)}} \cdot \frac{1}{Z_{0o}(S)}.$$

Вычислим нормированную взаимную емкость связанных МПЛ:

$$C_M/\varepsilon_0(S) = \frac{1}{2}(C_o/\varepsilon_0(S) - C_e/\varepsilon_0(S)),$$

и нормированную краевую емкость в области связи при четном возбуждении:

$$C_{fe}/\varepsilon_0(S) = C_e/\varepsilon_0(S) - C_p/\varepsilon_0 - C_f/\varepsilon_0.$$

На рисунке 11 представлены зависимости C_M/ε_0 и C_{fe}/ε_0 от ширины зазора S для связанных МПЛ.

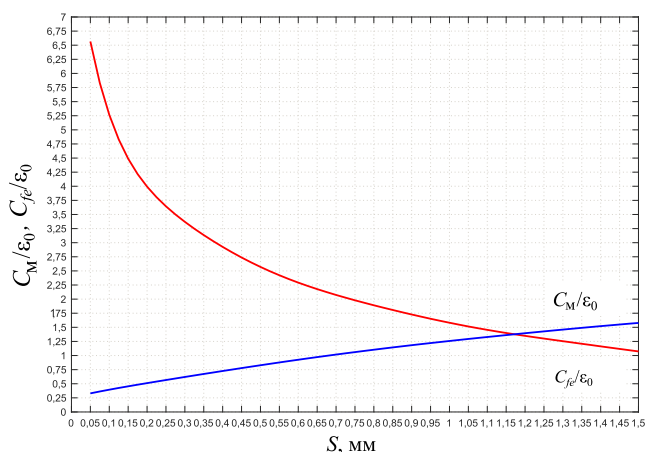


Рис. 11. C_M/ε_0 и C_{fe}/ε_0 в зависимости от S для связанных МПЛ $W_0 = 3$ мм на материале RO4003C с $\varepsilon_r = 3,55$, $h = 1,524$ мм на f_0 , полученные с помощью электромагнитного моделирования методом конечных элементов

С помощью рисунка 11 можно получить приблизительные значения зазоров S , обеспечивающие нормированные взаимные емкости матриц $C_M/\varepsilon_{0A,B}$, и краевые емкости в области связи $C_{feA,B}/\varepsilon_0$ при соответствующем значении S :

- 1) $S_{A01} = 0,46$ мм, $C_{feA1} = 0,8$; $S_{A12} = 0,2$ мм, $C_{feA2} = 0,5$; $S_{A23} = 0,3$ мм, $C_{feA3} = 0,62$; $S_{A34} = S_{A01}$, $C_{feA4} = C_{feA1}$;
- 2) $S_{B12} = 0,3$ мм, $C_{feB1} = 0,62$; $S_{B23} = 0,2$ мм, $C_{feB2} = 0,5$.

Выразим приблизительные значения ширины микрополосков подстроек A и B , используя формулы для емкости плоского конденсатора:

$$W_{A0} = \frac{h}{\varepsilon_r} (C_{gA0}/\varepsilon_0 - C_f/\varepsilon_0 - C_{feA1}/\varepsilon_0) = \frac{1,524 \cdot 10^3}{3,55} (10,385 - 2,4 - 0,8) = 3,08 \text{ мм};$$

$$W_{A1} = \frac{h}{\varepsilon_r} (C_{gA1}/\varepsilon_0 - C_{feA1}/\varepsilon_0 - C_{feA2}/\varepsilon_0) = \frac{1,524 \cdot 10^3}{3,55} (10,385 - 0,8 - 0,5) = 3,9 \text{ мм};$$

$$W_{A2} = \frac{h}{\varepsilon_r} (C_{gA2}/\varepsilon_0 - C_{feA2}/\varepsilon_0 - C_{feA3}/\varepsilon_0) = \frac{1,524 \cdot 10^3}{3,55} (13,415 - 0,5 - 0,62) = 5,28 \text{ мм};$$

$$W_{A3} = \frac{h}{\varepsilon_r} (C_{gA3}/\varepsilon_0 - C_{feA3}/\varepsilon_0 - C_{feA4}/\varepsilon_0) = \frac{1,524 \cdot 10^3}{3,55} (10,9 - 0,62 - 0,8) = 4,07 \text{ мм};$$

$$W_{A4} = \frac{h}{\varepsilon_r} (C_{gA4}/\varepsilon_0 - C_{feA4}/\varepsilon_0 - C_f/\varepsilon_0) = \frac{1,524 \cdot 10^3}{3,55} (10,385 - 0,8 - 2,4) = 3,08 \text{ мм};$$

$$W_{B1} = \frac{h}{\varepsilon_r} (C_{gB1}/\varepsilon_0 - C_f/\varepsilon_0 - C_{feB1}/\varepsilon_0) = \frac{1,524 \cdot 10^3}{3,55} (13,047 - 2,4 - 0,62) = 4,304 \text{ мм};$$

$$W_{B2} = \frac{h}{\varepsilon_r} (C_{gB2}/\varepsilon_0 - C_{feB1}/\varepsilon_0 - C_{feB2}/\varepsilon_0) = \frac{1,524 \cdot 10^3}{3,55} (13,122 - 0,62 - 0,5) = 5,152 \text{ мм};$$

$$W_{B3} = \frac{h}{\varepsilon_r} (C_{gB3}/\varepsilon_0 - C_{feB2}/\varepsilon_0 - C_f/\varepsilon_0) = \frac{1,524 \cdot 10^3}{3,55} (12,544 - 0,5 - 2,4) = 4,14 \text{ мм}.$$

Полученные размеры служат исходными данными при последующей корректировке топологии на этапе электромагнитного моделирования всей структуры фильтра.

Исходная топология ступенчатого ЭФ на МПЛ представлена на рисунке 12, а геометрические размеры сведены в таблицу 1, в которой длины l_A и l_B указаны с учетом заземляющих металлизированных отверстий и оконечной емкости разомкнутых элементов.

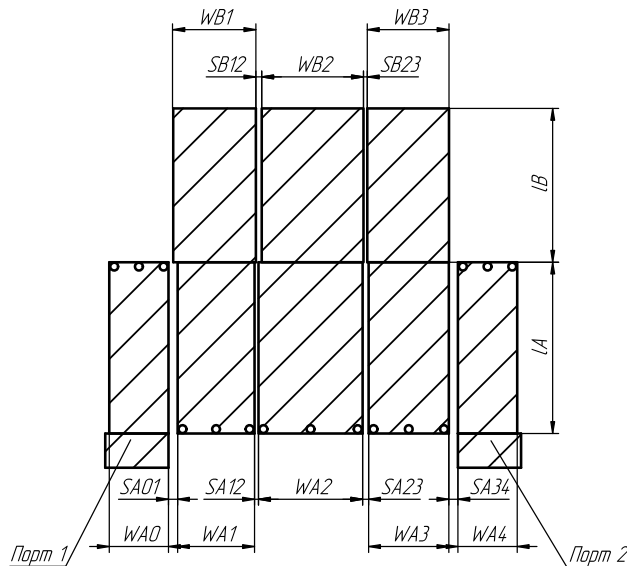


Рис. 12. Исходная топология микрополоскового ступенчатого ЭФ

ТАБЛИЦА 1. Исходные геометрические размеры микрополоскового ступенчатого ЭФ, мм

Подсхема	Геометрические размеры					
A	I_A	W_{A0}	W_{A1}	W_{A2}	W_{A3}	W_{A4}
		3,08	3,9	5,28	4,07	3,08
	8,7	S_{A01}	S_{A12}	S_{A23}	S_{A34}	
		0,46	0,2	0,3	0,46	
B	I_B		W_{B1}	W_{B2}	W_{B3}	
			4,3	5,15	4,14	
	7,8		S_{B12}	S_{B23}		
			0,3	0,2		

Аналитическое исследование полученной структуры, которое бы учитывало все неоднородности и их взаимное влияние, не представляется возможным. Поэтому была построена трехмерная модель фильтра для анализа методом конечных элементов (рисунок 13) в симуляторе электромагнитного поля.

Результаты моделирования исходной топологии представлены на рисунке 14 (для сравнения на рисунке пунктиром показана АЧХ фильтра на идеальных элементах). Результаты моделирования демонстрируют, что нули передачи фильтра смещены в сторону высоких частот. Смещение нулей передачи объясняется неоднородностью среды распространения электромагнитных волн в связанных микрополосковых линиях. Эффективная электрическая длина взаимных элементов цепи, реализуемых зазорами между линиями, всегда оказывается короче электрической длины самих линий.

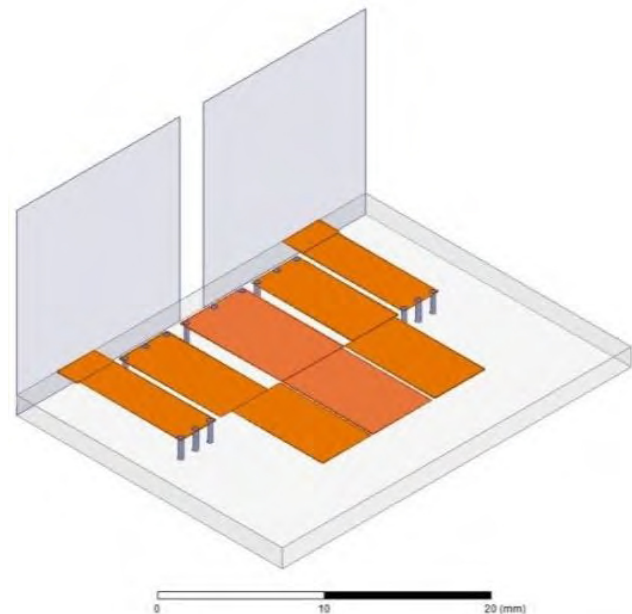


Рис. 13. Трехмерная модель микрополоскового ступенчатого ЭФ для анализа в симуляторе электромагнитного поля методом конечных элементов

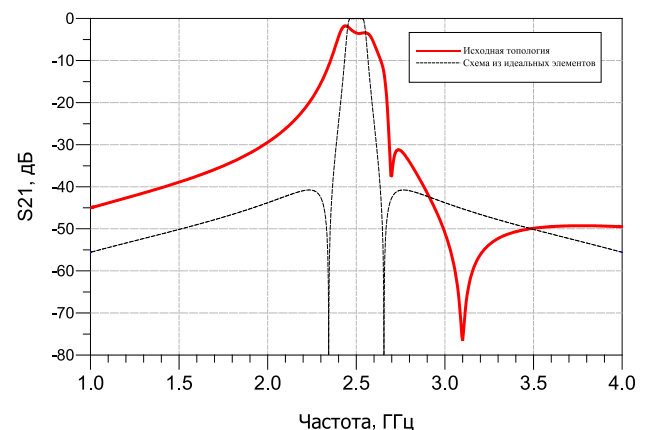


Рис. 14. Сравнение АЧХ фильтра на идеальных элементах с АЧХ исходной топологии ступенчатого ЭФ резонаторами на МПЛ

Известно, что входное сопротивление отрезка линии передачи на некоторой частоте определяется как электрической длиной, так и волновым сопротивлением линии. Следовательно, частотой, на которую попадают нули передачи, можно управлять, изменяя ширины зазоров. Смещение в сторону нижних частот первого нуля передачи достигается уменьшением зазора S_{B23} и увеличением S_{A23} . Для коррекции положения второго нуля передачи необходимо уменьшать S_{B12} и увеличивать S_{A12} .

На рисунке 15 представлены кривые АЧХ ступенчатого микрополоскового ЭФ при увеличении зазоров S_{A12} и S_{A23} в 3 и в 4 раза.

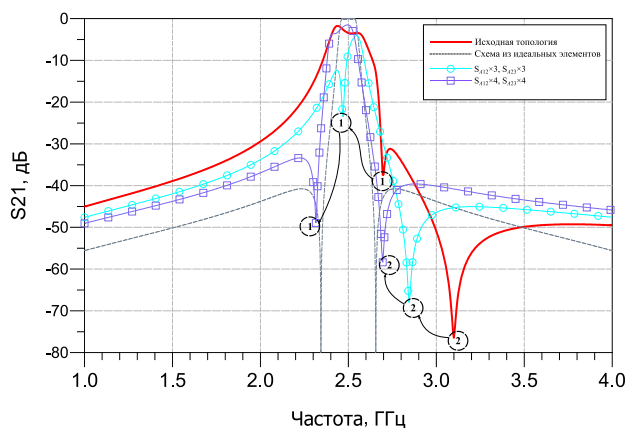


Рис. 15. Компенсация сдвига нулей передачи ступенчатого микрополоскового ЭФ с расширением зазоров S_{A12} и S_{B12}

При увеличении зазора S_{A12} в три раза наблюдается смещение второго нуля передачи на 250 МГц в область нижних частот, а при увеличении зазора S_{A12} в четыре раза наблюдается смещение второго нуля передачи примерно на 400 МГц в область нижних частот. Разность между смещениями второго нуля передачи при увеличении зазора S_{A12} составляет 150 МГц. Соответственно, при увеличении зазора S_{A23} в три раза наблюдается смещение первого нуля передачи на 250 МГц в область нижних частот, а при увеличении зазора S_{A23} в четыре раза наблюдается смещение первого нуля передачи примерно на 400 МГц в область нижних частот. Разность между смещениями первого нуля передачи при увеличении зазора S_{A23} составляет 150 МГц.

В результате систематических корректировок зазоров и значений ширин микрополосков была получена новая структура фильтра, топология которой представлена на рисунке 16.

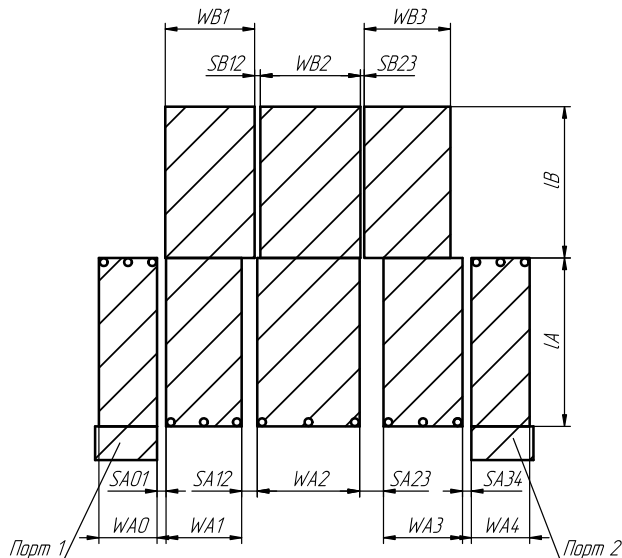


Рис. 16. Скорректированная топология ступенчатого ЭФ с незаземленными резонаторами

АЧХ новой структуры фильтра представлена на рисунке 17.

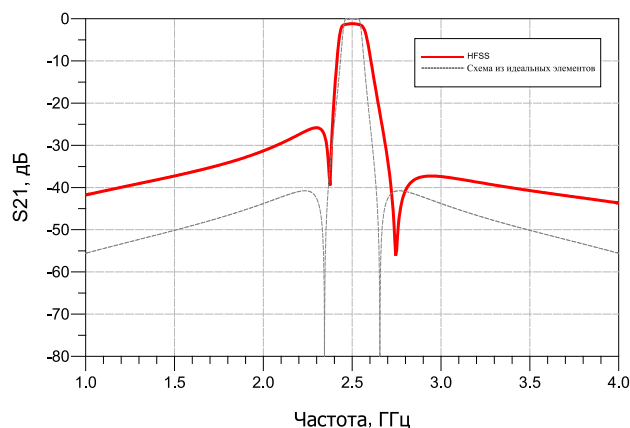


Рис. 17. АЧХ скорректированной топологии ступенчатого микрополоскового ЭФ

Потери на центральной частоте скорректированной топологии микроволнового ЭФ составили 1,25 дБ. Относительная полоса пропускания по ослаблению 1,25 дБ скорректированной топологии микроволнового ЭФ равна 4,8 %.

Размеры новой топологии сведены в таблицу 2.

ТАБЛИЦА 2. Скорректированные геометрические размеры ступенчатого ЭФ, мм

Подсхема	Геометрические размеры					
	l_A	W_{A0}	W_{A1}	W_{A2}	W_{A3}	W_{A4}
A	3,1	3,1	3,9	5,2	4,1	3,1
	8,7	S_{A01}	S_{A12}	S_{A23}	S_{A34}	
B		0,46	0,8	1,3	0,46	
	l_B	W_{B1}	W_{B2}	W_{B3}		
7,8		4,3	5,2	4,2		
		S_{B12}	S_{B23}			
		0,3	0,2			

Был изготовлен экспериментальный образец ступенчатого микрополоскового ЭФ СВЧ (рисунок 18).

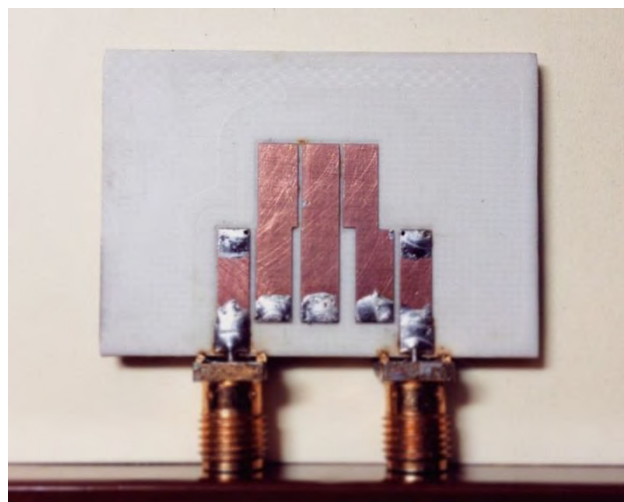


Рис. 18. Экспериментальный образец микрополоскового ступенчатого ЭФ СВЧ

Конструктивно фильтр состоит из подложки, на которой сформированы топология и металлизированные отверстия. Измерения проводились на измерителе комплексных коэффициентов передачи «Обзор-304/1» в полосе частот 1–3 ГГц.

Рассчитанные и измеренная АЧХ ступенчатого микрополоскового ЭФ СВЧ представлены на рисунке 19.

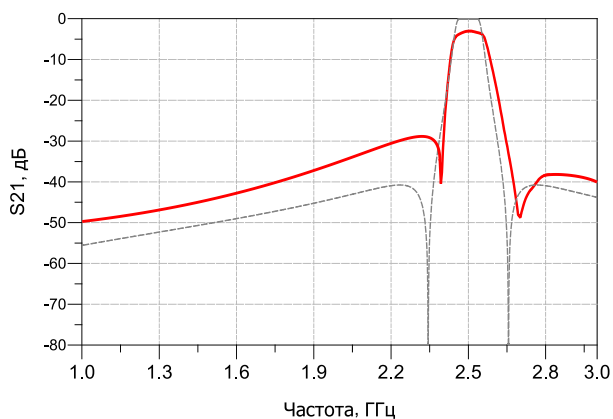


Рис. 19. АЧХ экспериментального образца ступенчатого микрополоскового ЭФ СВЧ

Сравнение рисунков 17 и 19 показывает, что частотная характеристика ППФ с реализацией на МПЛ теряет симметрию относительно центральной частоты.

Сравнение АЧХ фильтра, смоделированного на идеальных линиях передачи, и с учетом потерь показывает, насколько существенное влияние на форму АЧХ оказывают потери в диэлектрике. Потери на центральной частоте экспериментального образца микроволнового ЭФ составили 3 дБ.

Заключение

В результате исследований микрополосковых ступенчатых ЭФ было выявлено, что из-за неоднородности диэлектрической среды нули передачи АЧХ фильтра сдвигаются в область высоких частот. Положение нулей передачи можно компенсировать путём параметрической оптимизации на этапе электромагнитного моделирования фильтра. Однако перебор физических параметров и многократный анализ резонансной структуры в симуляторе электромагнитного поля предъявляет слишком высокие требования к ресурсам ЭВМ, в связи с чем возникла необходимость модифицировать стандартные расчётные формулы.

Вышеизложенный материал позволяет констатировать, что разработан новый метод синтеза

компактных микрополосковых ступенчатых ЭФ. В качестве примера рассчитана топология ступенчатого ЭФ с центральной частотой $f_0 = 2,5$ ГГц и заданной относительной полосой пропускания $w = 3\%$ на диэлектрической подложке из материала RogersR04003C с $\epsilon_r = 3,55$ и толщиной $h = 1,524$ мм.

Также представлен метод расчета физических размеров решеток связанных линий в неоднородной диэлектрической среде. Данный метод может быть использован для проектирования сходных устройств на связанных линиях, таких как гребенчатые фильтры или фильтры на встречных стержнях.

Представлены результаты макетирования фильтра. Потери на центральной частоте составили 3 дБ, относительная полоса пропускания по ослаблению 3 дБ – 5% при габаритах фильтра $21,8 \times 16,1 \times 1,524$ мм. Электромагнитное моделирование фильтра показало, что неоднородности в точках соединения подсхем и на концах резонаторов, а также неравенство фазовых скоростей четной и нечетной мод в МПЛ оказывают существенное влияние на частотные характеристики устройства. Эти эффекты необходимо компенсировать путем укорочения длин резонаторов и систематической коррекцией зазоров и значений ширин микрополосков при моделировании всей структуры в симуляторе электромагнитного поля.

Анализ и оптимизация ряда ступенчатых ЭФ для различных частотных диапазонов и материалов подложки показали, что затухания в полосе заграждения фильтров на МПЛ значительно хуже затуханий в полосе заграждения фильтров на идеальных элементах. Поэтому при инженерном расчёте фильтра следует выбирать ФПНЧ с параметром a_s на 10–15 дБ выше заданного.

Эксперимент демонстрирует хорошее совпадение с теорией. Использование симулятора электромагнитного поля на различных этапах расчета существенно снижает трудоемкость расчета ЭФ СВЧ и позволяет удовлетворительно предсказывать характеристики реального фильтра, что создает дополнительные предпосылки для ускорения темпов внедрения устройств данного типа в радиоэлектронную промышленность.

Реализация такого фильтра представляет интерес с точки зрения миниатюризации сложных СВЧ-устройств и особенно актуальна для мобильных и бортовых средств радиосвязи, радиолокации и радионавигации [12].

Список используемых источников

1. Кубалова А.Р., Максимов А.П. Эллиптический полосно-заграждающий СВЧ-фильтр на типовых звеньях с реализацией на микрополосковой линии // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3, С. 66–74.
2. Rhodes J.D. The Stepped Digital Elliptic Filter // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. 1969. Vol. 17. PP. 78–174.

3. Rhodes J.D. The Half-Wave Stepped Digital Elliptic Filter // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. 1969. Vol. 17. PP. 1102–1107
4. Jia-Sheng Hong, Lancaster M.J. Design of Highly Selective Microstrip Bandpass Filters with a Single Pair of Attenuation Poles at Finite Frequencies // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. 2000. Vol. 48. Iss. 7. PP. 1098–1107.
5. Chi-Feng Chen, Ting-Yi Huang, Ruey-Beei Wu. Compact Microstrip Cross-Coupled Bandpass Filters Using Miniaturized Stepped Impedance Resonators // Proc. Sea-Pacific Microwave Conference (APMC 2005). 2005. Vol. 1.
6. Кубалова А.Р., Томашевич С.В. Синтез и конструирование миниатюрных микроволновых эллиптических фильтров из типовых звеньев с реализацией на микрополосковой линии // Телекоммуникации. 2010. № 7. С. 45–51.
7. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров. М.: Радио и связь, 1983. 752 с.
8. Кубалова А.Р., Томашевич С.В. Анализ и синтез микроволновых эллиптических фильтров. СПб: СПбГУТ, 2013. 367 с.
9. Richards P.I. Resistor-Transmission-Line Circuits // Proceedings of the IRE. 1948. Vol. 36. PP. 217–220.
10. Kirschning M., Jansen R.H. Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. 1984. Vol. 32. Iss. 1. PP. 83–90.
11. Wenzel R.J. Theoretical and Practical Applications of Capacitance Matrix Transformations to TEM Network Design // G-MTT International Symposium Digest. 1966. Vol. 66. Iss. 1.
12. Орлов О.С., Бабушко С.А. Пути миниатюризации некоторых устройств СВЧ и КВЧ диапазонов // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. Серия: Радиофизика. 2014. № 1. С. 58–62.

* * *

MICROSTRIP ELLIPTIC FILTER WITH IMPLEMENTATION ON THE RESONATORS OF SAME ELECTRIC LENGTH

F.S.A. Awgari¹, A. Kubalova², A. Maksimov²

¹University of Aden, Aden, Yemen

²The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: Awgari F.S.A., Kubalova A., Maksimov A. Microstrip Elliptic Filter with Implementation on the Resonators of Same Electric Length // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 4. PP. 5-15.

Abstract: *A novel design method of stepped elliptic band pass microwave filter on the meter range with implementation on the lattice of associated microstrip lines is proposed. The method of a filter calculation using electromagnetic simulation is proposed. The results of the experimental study of the filter layout are presented.*

Keywords: *elliptic filter, microwave filter, microstrip line, electric length, coupled microstrip line, bandpass filter, multiconductor line, electromagnetic simulation.*