

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-41-53

УДК 621.372.543.2

**Р. Е. Семерня, С. Л. Чернышев, А. Р. Виленский, Э. О. Можаров**  
Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана  
2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, Москва, 105005, Россия

## РАЗРАБОТКА ТОПОЛОГИИ КОМПАКТНЫХ КВАЗИЭЛЛИПТИЧЕСКИХ ПОЛОСОВЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ

**Аннотация.** Микроволновые фильтры являются неотъемлемым базовым элементом генераторов, синтезаторов частот, приемо-передающих модулей антенных систем с электрическим сканированием. Актуальной задачей остается разработка миниатюрных и технологичных микроволновых фильтров с повышенными требованиями к форме амплитудно-частотной характеристики, а также поиск новых методов для их анализа и расчета. Реализация алгоритмов для трехмерного расчета требует значительных временных ресурсов и представляет достаточно сложную задачу.

Цель работы заключается в разработке упрощенного алгоритма анализа коэффициентов связи между микрополосковыми резонаторами и создании на его основе топологии полосовых квазиэллиптических фильтров шестого порядка с относительной полосой пропускания 10 % для X- и L-диапазонов частот.

С помощью рекурсивного метода проводится расчет матрицы коэффициентов связи, а также выбор наиболее компактной и удобной для физической реализации топологии связей. Предложен метод анализа и расчета собственных частот связанных микрополосковых резонаторов. Метод основан на численном решении электродинамической задачи. С помощью представленного алгоритма исследуются особенности поведения модуля и знака коэффициента связи для базовых структур из связанных микрополосковых резонаторов с четырьмя различными взаимными расположениями. На основе проведенных исследований строятся топологии квазиэллиптических фильтров для дальнейшей оптимизации в пакете электродинамического моделирования Ansys HFSS.

В результате проведенных расчетов были изготовлены макеты квазиэллиптических микрополосковых полосовых фильтров и измерены частотные характеристики их S-параметров. Результаты экспериментальных исследований показывают, что достигнуты заданные положения нулей затухания, а также требуемые уровни режекции.

**Ключевые слова:** квазиэллиптический полосовой фильтр, связанные микрополосковые линии, матрица связи, перекрестные связи, электродинамическое моделирование, метод моментов в спектральной области, собственные частоты

**Для цитирования:** Разработка топологии компактных квазиэллиптических полосовых микрополосковых фильтров / Р. Е. Семерня, С. Л. Чернышев, А. Р. Виленский, Э. О. Можаров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 41–53. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-41-53

**Roman E. Semernya, Sergey L. Chernyshev, Artem R. Vilenskiy, Eduard O. Mozharov**  
Bauman Moscow State Technical University  
5, 2nd Baumanskaya Str., 105005, Moscow, Russia

## DESIGN OF COMPACT BANDPASS QUASI-ELLIPTIC MICROSTRIP FILTERS

**Abstract.** This paper considers an algorithm for development of the sixth order compact microstrip bandpass filters with quasi-elliptic characteristics. The proposed technique is applied for synthesis of two filters for the L- and X-band. The recursive computational approach is employed to obtain the coupling matrix with simple topological implementation. Next, the full-wave transmission line analysis based on spectral-domain method of moments is applied for calculation of coupled microstrip resonator eigen frequencies. This approach is then used to compute magnitude and sign of the coupling coefficient for basic coupled resonator configurations. Finally, two quasi-elliptic filter topologies are synthesized and structure optimization in Ansys HFSS is performed. As a result, prototypes of the developed microstrip filters are manufactured and measured.

**Key words:** quasi-elliptic band-pass filter, coupled microstrip lines, coupling matrix, cross-coupling, electromagnetic modeling, the method of moments in the spectral region, eigen frequencies

**For citation:** Semernya R. E., Chernyshev S. L., Vilenskiy A. R., Mozharov E. O. Design of Compact Bandpass Quasi-Elliptic Microstrip Filters. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 6, pp. 41–53. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-41-53 (In Russian)

**Введение.** Ввиду быстрого развития радиоэлектронных систем навигации, связи и телеметрии гражданского и специального назначения разрешенных для работы частотных диапазонов становится все меньше, а требования по электромагнитной совместимости систем ужесточаются. Одним из способов уменьшить паразитное взаимодействие двух радиоэлектронных систем является развязка их по частоте. Такую функцию выполняют частотно-селективные устройства – микроволновые фильтры.

Будучи неотъемлемым базовым элементом таких устройств, как генераторы, синтезаторы частот, а также приемо-передающие модули антенных систем с электрическим сканированием, микроволновые фильтры могут присутствовать в аналоговой части радиоэлектронных комплексов в больших количествах, зачастую оказывая значительное влияние на общие электрические, массогабаритные, а также стоимостные параметры системы. Приведенный факт обуславливает актуальность разработки миниатюрных и технологичных микроволновых фильтров с повышенными требованиями к форме амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), а также поиска новых методов для их анализа и расчета.

Ввиду широкого распространения и развитости технологии производства СВЧ печатных плат большой интерес представляет реализация полосовых фильтров на микрополосковых линиях (МПЛ). Известно, что классические реализации микрополосковых полосовых фильтров Чебышева не обеспечивают заданных высоких требований к форме АЧХ в полосе заграждения и обычно требуют большого числа реактивных звеньев для формирования требуемой крутизны спада коэффициента передачи, что неминуемо ведет к повышению уровня вносимых потерь в полосе пропускания фильтра [1]–[3]. Поэтому для улучшения частотно-избирательных свойств в заданной полосе частот при минимизации потерь в полосе пропускания применяют полосовые квазиэллиптические фильтры (КЭФ).

Известно [1]–[5], что полосовые КЭФ обладают более высокими частотно-селективными свойствами по сравнению с фильтрами Чебышева

того же порядка в заданной полосе частот за счет наличия полюсов затухания и, как следствие, пульсаций коэффициента передачи в полосе заграждения фильтра. На рис. 1 показано сравнение АЧХ фильтров шестого порядка: пунктирная линия – фильтр Чебышева; сплошная – КЭФ для Х-диапазона; штрих-пунктирная – КЭФ для L-диапазона. Для двух КЭФ с одинаковой шириной относительной полосы пропускания в 10 % и разным положением полюсов затухания можно получать существенно разные формы АЧХ, с разным уровнем подавления и крутизной спада коэффициента передачи, что является существенным преимуществом КЭФ перед фильтрами Чебышева, позволяя более гибко настраивать формы АЧХ. Регулировка уровней заграждения фильтра, которые показаны сплошными прямоугольниками на рис. 1, в разных полосах частот происходит за счет изменения положений и количества полюсов затухания, что зачастую позволяет выполнить требования технического задания при минимальном числе реактивных звеньев полосового фильтра [1], уменьшая тем самым уровень вносимых потерь.

Однако по сравнению с классическими фильтрами Чебышева, разработка КЭФ значительно более трудоемка ввиду необходимости расчета не только "прямых", но и "перекрестных" (в зарубежной литературе – "cross couplings") коэффициентов связи, отвечающих за появление полюсов затухания [1], [2]. В таком случае использование оптимизационных подходов [5] для поиска коэффициентов связи становится неэффективным из-

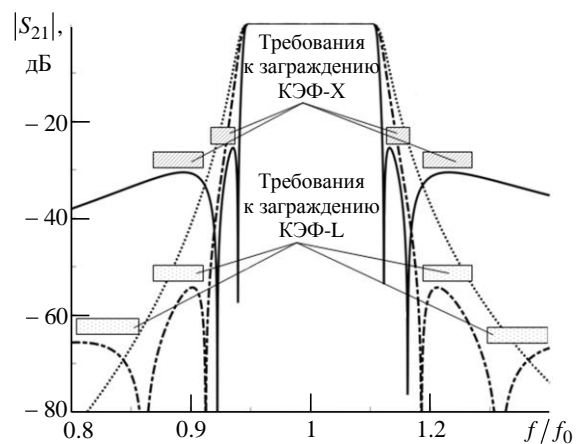


Рис. 1

за большого числа параметров оптимизации, а также множества локальных минимумов целевой функции. Поэтому при разработке КЭФ целесообразно использовать алгоритмы синтеза, основанные на рекурсивных методах, позволяющих синтезировать матрицы связи полосового фильтра для требуемого вида АЧХ за  $N$  итераций синтеза, где  $N$  – порядок фильтра. Такой подход позволяет в замкнутой форме обобщить и алгоритмизировать поиск и анализ структурной схемы связей полосового КЭФ.

Разработка микрополосковых КЭФ только средствами коммерческих пакетов электродинамического моделирования требует сравнительно длительного времени расчета, особенно при проведении многопараметрической оптимизации. В связи с этим большой интерес представляет проектирование микрополосковых КЭФ на основе специально разработанных методик, совмещающих в себе электродинамический анализ и схемотехнический подход. Точность выходных характеристик такого метода, конечно, несколько ниже в сравнении с использованием трехмерного электродинамического анализа, однако ошибки расчета обычно можно легко скомпенсировать внедрением в топологию фильтра элементов подстройки. При этом известно, что настройка коэффициентов связи между микрополосковыми резонаторами, например с помощью коррекции зазоров между МПЛ, гораздо более сложна, трудоемка и нетехнологична, чем настройка собственных частот резонаторов. Поэтому при разработке алгоритмов расчета геометрии стоит уделять повышенное внимание точности оценки модулей и знаков коэффициентов связи.

Следует отметить, что в настоящее время разработке полосовых КЭФ на МПЛ, а также методам расчета и анализа коэффициентов связи между микрополосковыми резонаторами посвящен целый ряд работ. Так, в [6]–[8] представлены топологии КЭФ на резонаторах с несколькими скачками волнового сопротивления вдоль длины резонатора. Такие структуры позволяют регулировать частотное положение полюсов затухания фильтра за счет изменения соотношения магнитной и электрической связи, сохраняя параллельное взаимное расположение резонаторов, что приводит к уменьшению общих габаритов фильтра. Однако организация большого числа перекрестных связей при параллельном взаимном расположении резонаторов затруднительна, поэтому приведенные конструкции при высоком порядке фильтров не позволяют получать боль-

шое число полюсов затухания, что ограничивает их частотно-селективные свойства.

При рассмотрении методик расчета коэффициентов связи между микрополосковыми резонаторами следует отметить [9]–[11]. Данные исследования посвящены разработке численных алгоритмов трехмерного электродинамического анализа микрополосковых резонансных структур проекционными методами. К несомненным достоинствам указанных методов можно отнести относительно высокую точность расчета геометрических параметров топологии, связанную с учетом особенностей поведения электромагнитного поля в областях неоднородностей формирующих линий передачи. Однако реализация алгоритмов для трехмерного расчета требует значительных временных ресурсов и представляет достаточно сложную задачу.

**Цель работы.** Разработка упрощенного алгоритма анализа коэффициентов связи между микрополосковыми резонаторами и создании на его основе топологий полосовых КЭФ шестого порядка с относительной полосой пропускания 10 % для Х- и L-диапазонов частот (далее КЭФ-Х и КЭФ-L). Требования к полосе заграждения обоих фильтров схематично указаны на рис. 1. В дальнейшем будет показано, что для удовлетворения заданных требований к частотно-селективным свойствам целесообразно использовать фильтры шестого порядка с четырьмя полюсами затухания, расположенными симметрично относительно центральной частоты (рис. 1, АЧХ типа бп4н).

**Анализ матрицы связи и структуры КЭФ.** В соответствии с рекурсивной методикой, описанной в [1], [2], с помощью синтеза полиномов  $N$ -го порядка для числителя и знаменателя элементов матрицы рассеяния КЭФ можно получить матрицу коэффициентов связи  $M$ , и, как следствие, схему связей фильтра, общий вид которых для КЭФ порядка  $N$  представлен на рис. 2, а и б соответственно.

На рис. 2, б сплошными линиями показаны главные связи, а штриховыми – перекрестные. В качестве элементов главной диагонали матрицы связи выступают частотно независимые импедансы расстройки  $jB$ , позволяющие реализовывать АЧХ произвольной формы (в том числе и асимметричную). Из анализа матрицы связи и структурной схемы, показанных на рис. 2, видно, что в общем случае результатом синтеза становится фильтр, который содержит большое количество перекрестных связей (все резонаторы связаны со

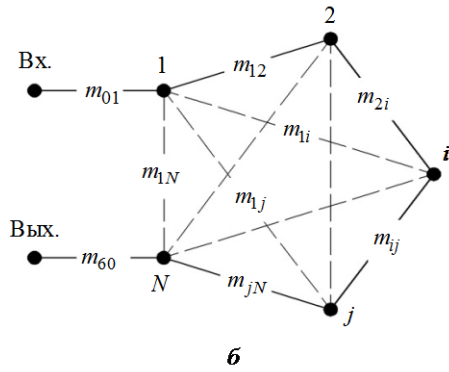
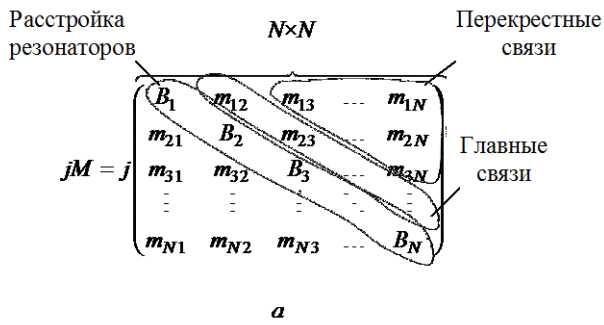


Рис. 2

всеми). Поэтому для упрощения физической реализации КЭФ требуется преобразовать матрицу до так называемой свернутой формы, в которой минимизируется общее число перекрытых связей. Для этого к матрице связи  $r$  раз применяют оператор поворота  $R$ , который не изменяет собственные значения матрицы, однако при правильных подборах углов вращения позволяет обнулять часть элементов матрицы  $M$ . Преобразование выглядит следующим образом [2]:

$$M'_r = R_r M_{r-1} R_r^T.$$

Как уже было сказано, целью исследования служит разработка двух КЭФ на МПЛ со специальными формами АЧХ типа бп4н. Положения полюсов затухания представим в виде отстройки от центральной частоты  $f_0$ . Для обеспечения требуемых частотно селективных свойств для КЭФ-Л положения полюсов затухания заданы как  $f_1=f_0(1+0.09)$ ;  $f_2=f_0(1-0.09)$ ;  $f_3=f_0(1+0.15)$  и  $f_4=f_0(1-0.15)$ , а для КЭФ-Х –  $f_1=f_0(1+0.065)$ ;  $f_2=f_0(1-0.065)$ ;  $f_3=f_0(1+0.08)$ ;  $f_4=f_0(1-0.08)$ , где  $f_i$  – частота  $i$ -го полюса в ГГц.

Пользуясь рекурсивной методикой синтеза, описанной в [1], [2], были получены свернутые формы матриц коэффициентов связи для КЭФ-Х и КЭФ-Л. Ввиду того, что синтезируемые фильтры взаимные, матрицы коэффициентов связи – симметричны (элементы ниже главной диагонали не приводятся):

$$\begin{pmatrix} 0 & 0.081 & 0 & 0 & 0 & 0.0126 \\ & 0 & 0.047 & 0 & -0.043 & 0 \\ & & 0 & 0.086 & 0 & 0 \\ & & & 0 & 0.047 & 0 \\ & & & & 0 & 0.081 \\ & & & & & 0 \end{pmatrix}_X;$$

$$\begin{pmatrix} 0 & 0.083 & 0 & 0 & 0 & 0.001 \\ & 0 & 0.059 & 0 & -0.012 & 0 \\ & & 0 & 0.068 & 0 & 0 \\ & & & 0 & 0.059 & 0 \\ & & & & 0 & 0.083 \\ & & & & & 0 \end{pmatrix}_L.$$

Анализ полученных матриц связи КЭФ показывает, что для реализации фильтра шестого порядка с симметричной АЧХ типа бп4н требуется реализовать две перекрытые связи с противоположными знаками (связь электрического и магнитного типов), структурная схема связей приводится на рис. 3.

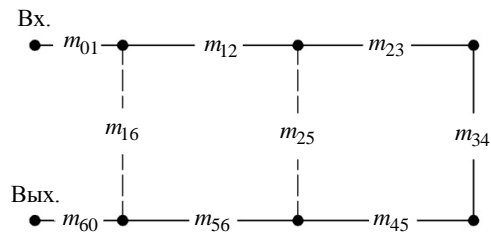


Рис. 3

Все диагональные элементы матрицы связи равны нулю, что говорит об одинаковой собственной частоте всех резонаторов в уединенном положении (несвязанные резонаторы). Также следует отметить тот факт, что полученные матрицы связи состоят из шести коэффициентов связи с положительным знаком (связь магнитного или смешанного типа) и только одного – с отрицательным (связь электрического типа), что, как будет показано дальше, позволяет упростить физическую реализацию данной структурной схемы связей.

**Схемотехнический анализ моделей связанных резонаторов.** Процедура построения топологий полосовых фильтров, реализующих полученную ранее структуру матрицы коэффициентов связи, непосредственно связана с анализом упрощенных моделей связанных резонаторов. Упрощение заключается в том, что в подавляю-

в большинстве случаев для описания структуры связей в микроволновых фильтрах достаточно рассмотреть попарно связи всех резонаторов для вариантов взаимного расположения, показанных на рис. 4: исследуемые базовые элементы полосового КЭФ с перекрестными связями, реализующие разные типы электромагнитной связи (*a* – электрическая, *b* – магнитная, *в* – смешанная, *г* – электрическая) за счет емкости торцов резонаторов. Представлены наиболее компактные варианты взаимного расположения связанных распределенных резонаторов, тип связи которых может быть приближенно определен с использованием методики, описанной в [5]. Связь между резонаторами в базовых блоках КЭФ, приведенных на рисунке, осуществляется либо за счет обмена энергии между связанными отрезками линий (рис. 4, *a–в*), либо за счет торцевой емкости между краями резонаторов (рис. 4, *г*).

Следует отметить, что типы связи для базовых элементов, показанные на рис. 4, *a* и *b*, сильно зависят от погонных характеристик связанных линий и нагруженных шлейфов ( $Z_{чет}, Z_{неч}$  и  $Z_{шл}$ ), а также от соотношения электрических длин связанной области ( $\theta_{чет}, \theta_{неч}$ ) и нагруженных шлейфов ( $\theta_{шл}$ ), суммарная электрическая длина которых равна  $90^\circ$ . Как будет показано далее, знак коэффициента связи для схем рис. 4, *a* и *b* при определенных геометрических параметрах линий может отличаться от номинального названия схемы, однако для большинства геометрических соотношений тип доминирующей связи совпадает с названием схем.

Отдельно следует отметить базовый элемент, приведенный на рис. 4, *в*. Данное взаимное расположение связанных четвертьволновых резонаторов широко используется в построении классических фильтров со встречно-стержневой конструкцией. В дальнейшем будет показано, что структура данного вида обладает самыми большими коэффициентами связи ввиду сложения коэффициентов связи магнитного и электрического типов, что может быть полезно для реализации фильтров с широкой относительной полосой пропускания (до 25 % [3], [4]) или для реализации входных коэффициентов связи полосовых КЭФ.

Известно, что модуль коэффициента связи произвольно расположенных синхронно настроенных резонаторов можно определить через собственные частоты связанной колебательной системы из соотношения [3]

$$|m| = \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2},$$

где  $f_{p1}$  и  $f_{p2}$  – нижняя и верхняя собственные частоты колебательной системы из двух связанных синхронно настроенных резонаторов.

Пользуясь условием резонанса, поиск собственных частот колебательной системы в приближении теории длинных линий можно свести к нахождению нулей мнимой составляющей адмиттанса в любом сечении колебательной системы  $\text{Im}(Y_{вх}) = 0$ . В качестве такого сечения можно, например, выбрать один из входов восьмиполосника, нагруженного с трех выходов соответствующими идеальными отражателями (холостой ход (XX) или короткое замыкание (КЗ)). Так, на рис. 5 показана эквивалентная схема связанных резонаторов для определения входного адмиттанса  $Y_{вх}$  для случая, представленного на рис. 4, *б*.

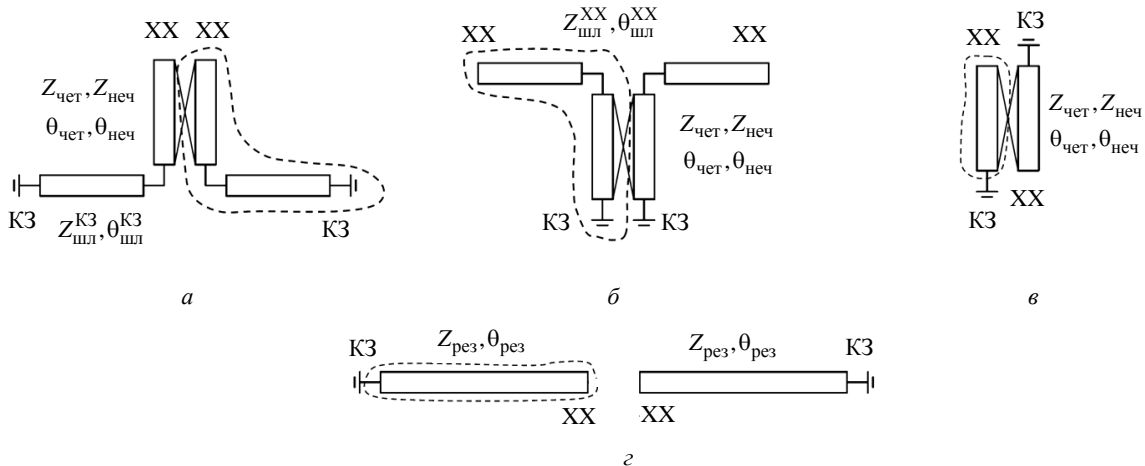


Рис. 4

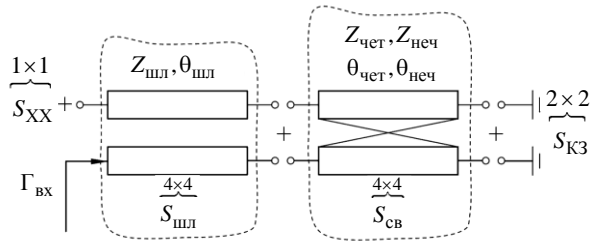


Рис. 5

Для определения  $Y_{ВХ}$  можно воспользоваться методом объединения  $S$ -матриц шлейфов  $S_{шл}$  и связанных отрезков линий  $S_{св}$ . Последовательно нагружая полученный восьмиполусник справа на короткое замыкание (КЗ), а слева – на холостой ход (ХХ) и уменьшая тем самым порядок многополусника до единицы, получаем коэффициент отражения  $\Gamma_{ВХ}$ , с помощью которого можно определить  $Y_{ВХ}$  по известной формуле

$$Y_{ВХ} = Y_0 \left( \frac{1 - \Gamma_{ВХ}}{1 + \Gamma_{ВХ}} \right),$$

где  $Y_0$  – входная проводимость, к которой нормируются элементы матриц рассеяния.

Далее поиск нулей осуществляется в соответствии с одним из удобных методов, например с методом касательных. Для повышения точности расчета концевые нагрузки резонаторов, представленные ранее в виде идеального ХХ или КЗ, могут быть заменены на комплексные сопротивления соответствующих типов неоднородностей МПЛ [12].

Следует отметить, что проведенные на данном этапе расчеты определяют искомым коэффициент связи как некоторую функцию от электрических параметров эквивалентной схемы, показанной на рис. 5:

$$m = f(Z_{чет}, Z_{неч}, Z_{шл}, \theta_{чет}, \theta_{неч}, \theta_{шл}). \quad (5)$$

Один из ключевых элементов в эквивалентных схемах, показанных на рис. 4, *a–в*, – область связанных линий, которая в общем случае представляет собой симметричный восьмиполусник. В соответствии с методом зеркальных изображений элементы матрицы рассеяния связанных линий выражаются через электрические параметры четырехполусников, соответствующих четному и нечетному типам возбуждения исходного симметричного восьмиполусника, по следующим формулам [12]:

$$S_{св} = \begin{bmatrix} X_{чет} + X_{неч} & Y_{чет} + Y_{неч} & X_{чет} - X_{неч} & Y_{чет} - Y_{неч} \\ & X_{чет} + X_{неч} & Y_{чет} - Y_{неч} & X_{чет} - X_{неч} \\ & & X_{чет} + X_{неч} & Y_{чет} + Y_{неч} \\ & & & X_{чет} + X_{неч} \end{bmatrix},$$

$$X_{чет}(f) = (Z_{чет}^2 - Z_0^2) \sinh(j\beta_{чет}L_{св}) / 2D_{чет}(f);$$

$$X_{неч}(f) = (Z_{неч}^2 - Z_0^2) \sinh(j\beta_{неч}L_{св}) / 2D_{неч}(f);$$

$$Y_{чет}(f) = Z_{чет}Z_0 / 2D_{чет}(f);$$

$$Y_{неч}(f) = Z_{неч}Z_0 / 2D_{неч}(f);$$

$$D_{чет}(f) = 2Z_{чет}Z_0 \cosh(j\beta_{чет}L_{св});$$

$$D_{неч}(f) = 2Z_{неч}Z_0 \cosh(j\beta_{неч}L_{св}),$$

где  $\beta_{чет}$ ,  $\beta_{неч}$  – постоянные распространения четного и нечетного типов волн в связанных микрополосковых линиях;  $l_{св}$  – длина связанных линий;  $Z_0 = 1/Y_0$  – нормировочное волновое сопротивление. Следует отметить, что в общем случае для печатных линий, расположенных в композитной диэлектрической среде с разными диэлектрическими проницаемостями слоев,  $\beta_{чет} \neq \beta_{неч}$  [13].

В соответствии с [3] определение типа (знака) коэффициента связи можно проводить на основе опыта с электрической и магнитной стенками, при котором, если собственная частота колебания резонатора с граничным условием в виде электрической стенки в области связи  $f_э$  оказывается ниже  $f_{p1}$ , а частота колебания резонатора с граничным условием в виде магнитной стенки  $f_м$  больше  $f_{p2}$ , то в исследуемой системе из двух резонаторов доминирует электрический тип связи, в противном случае – магнитный. Кратко данное правило можно записать системой неравенств:

$$f_{p2} > f_{p1}, \begin{cases} f_э < f_{p1} \text{ и } f_м > f_{p2} \Rightarrow \text{электрическая;} \\ f_э > f_{p1} \text{ и } f_м < f_{p2} \Rightarrow \text{магнитная.} \end{cases}$$

Однако в большинстве случаев при схемотехническом анализе знака коэффициента связи более практичным может быть метод на основе определения значения сдвига фазы коэффициента передачи от одного резонатора к другому при возбуждении колебательной системы слабосвязанными портами. Данный метод проиллюстрирован рис. 6, на котором показаны частотные зависимости модуля (штриховая линия) и фазы коэффициента передачи для связанных резонаторов при магнитном (сплошная) и электрическом (штрих-пунктирная) типах связи. В этом случае собственные частоты колебательной системы из двух резонаторов определяются максимумами модуля коэффициента передачи, а тип связи – фазой коэффициента передачи:  $90^\circ$  для магнитной и  $-90^\circ$  для электрической связи.

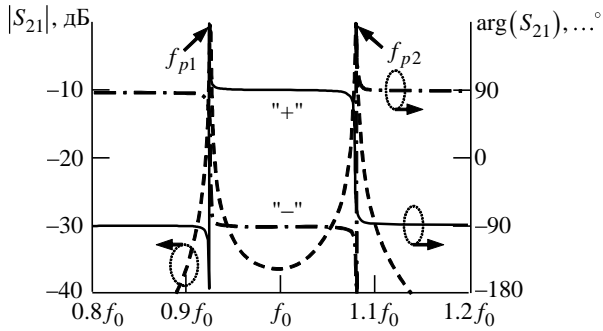


Рис. 6

Отметим, что на данном этапе построение эквивалентной схемы связанных резонаторов завершено, и ключевой задачей предложенного метода оказывается задача отыскания характеристик собственных волн связанных микрополосковых линий [13], [14].

**Расчет характеристик связанных резонаторов с использованием метода интегральных уравнений в спектральной области.** Алгоритм расчета геометрии связанных печатных резонаторов приведем для колебательной системы, показанной на рис. 4, а (связанные Г-образные резонаторы с доминирующей электрической связью). Для других конфигураций расчет выполняется аналогично.

Вид топологии, а также определяемые геометрические параметры показаны на рис. 7, где  $L_{ш}$  – длина короткозамкнутого шлейфа;  $L_{св}$  – длина связанных МПЛ;  $S$  – зазор между МПЛ,  $W$  – ширина резонаторов на МПЛ;  $h_d$  – толщина подложки с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_1$ .

Определение электрических характеристик связанных и одиночных МПЛ, входящих в колебательную систему, происходит при решении задачи отыскания постоянной распространения  $\beta$ , а также распределения токов собственных волн линий по методу интегральных уравнений.

В соответствии с [13]–[17] для двумерной электромагнитной задачи с сечением, приведенным на рис. 8, а, состоящим из двух связанных МПЛ,

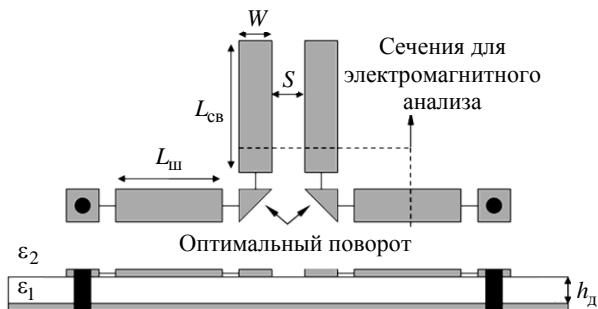


Рис. 7

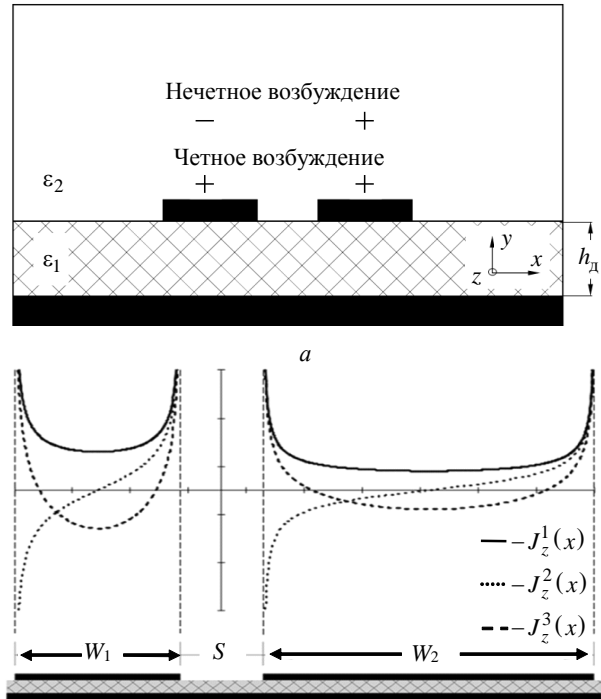


Рис. 8

окруженных металлическим экраном, формулируется система интегральных уравнений вида

$$\begin{aligned} & \int [Z_{zz}(x-x', d)J_z(x') + \\ & + Z_{zx}(x-x', d)J_x(x')] dx' = E_z(x); \\ & \int [Z_{xz}(x-x', d)J_z(x') + \\ & + Z_{xx}(x-x', d)J_x(x')] dx' = E_x(x), \end{aligned} \quad (1)$$

где  $Z_{zz}$ ,  $Z_{zx}$ ,  $Z_{xz}$  и  $Z_{xx}$  – двумерные функции Грина [14];  $J_z$ ,  $J_x$ ,  $E_z$ ,  $E_x$  – продольные и поперечные составляющие поверхностных токов и напряженности электрических полей соответственно в слое  $y = h_d$ . Зависимость функций Грина от параметра  $\beta$  здесь и далее опущена для компактности.

Численное решение (1) проводится методом моментов, что позволяет свести задачу к системе линейных однородных уравнений. Для увеличения скорости расчета применяется метод Галеркина в спектральной области. Переход осуществляется через преобразование Фурье приведенных ранее выражений:

$$\begin{aligned} \varphi(\alpha) &= \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(x) e^{j\alpha x} dx \rightarrow \\ & \rightarrow \begin{cases} \tilde{Z}_{zz}(\alpha, h_d) \tilde{J}_z(\alpha, h_d) + \tilde{Z}_{zx}(\alpha, h_d) \tilde{J}_x(\alpha, h_d) = \tilde{E}_z(\alpha, h_d); \\ \tilde{Z}_{xz}(\alpha, h_d) \tilde{J}_z(\alpha, h_d) + \tilde{Z}_{xx}(\alpha, h_d) \tilde{J}_x(\alpha, h_d) = \tilde{E}_x(\alpha, h_d), \end{cases} \end{aligned}$$

где знак "~" обозначает преобразование Фурье.

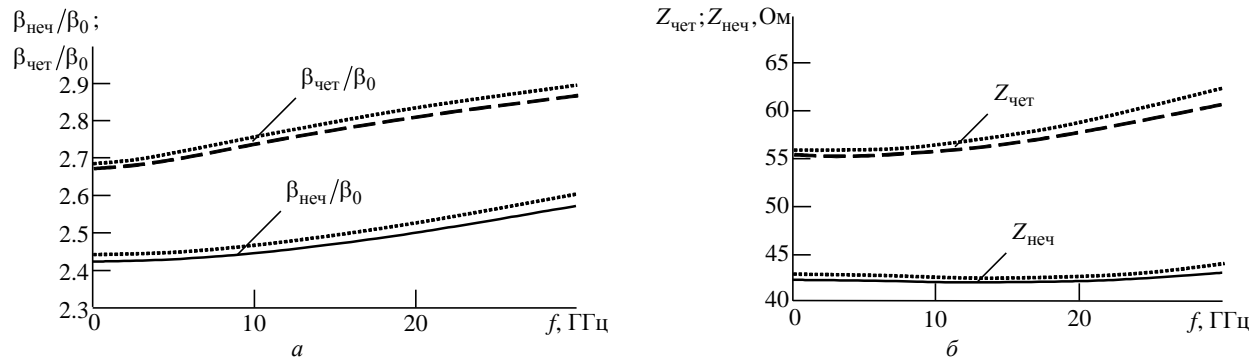


Рис. 9

Физически это преобразование означает переход из геометрической области в область плоских волн, распространяющихся с коэффициентом распространения  $\alpha$  в направлении оси  $x$ .

Как показано в [13], [15], для повышения скорости сходимости задачи в качестве базисных функций, описывающих продольную компоненту тока  $J_z^i$  на МПЛ, следует использовать функции Чебышева, нормированные к ширине полоска (рис. 8, б), где  $i$  – номер базисной функции.

На рис. 9 приводятся электрические характеристики связанных МПЛ ( $a$  – нормированные постоянные распространения;  $b$  – волновые сопротивления для четного и нечетного типов возбуждения), рассчитанные для диэлектрической подложки со следующими параметрами: относительная диэлектрическая проницаемость 9.8, толщина подложки  $h_d = 0.5$  мм, толщина линий 0.5 мм, зазор между проводниками 0.5 мм. Для расчета использовался набор из 3 базисных функций для продольной и поперечной компонент тока МПЛ. Здесь же даны результаты расчета параметров указанной структуры, полученные при моделировании в Ansys HFSS методом конечных элементов (пунктирная линия).

Из рис. 9 следует, что оба метода дают практически идентичные результаты расчета, что позволяет применять предложенный алгоритм для расчета погонных электрических характеристик (волновые сопротивления и постоянные распространения) связанных и одиночных МПЛ. Отметим, что, как показано в [13], [15], применение функций Грина плоскостной структуры и базиса поверхностных токов специальной формы позволяет получать высокую скорость сходимости решаемой задачи.

Используя предложенный алгоритм поиска характеристик связанных линий, а также асимптотические выражения, описывающие в квазистатическом приближении поведение емкости в торцевом зазоре МПЛ [18], рассчитали зависимости коэф-

фициентов связи от зазора между полосками при различном соотношении электрических длин связанных областей к суммарной электрической длине резонатора. На рис. 10 представлены зависимости коэффициентов связи от зазора между связанными МПЛ для базовых схем с рис. 4,  $a$ – $b$  и от торцевого зазора между встречно направленными резонаторами – рис. 4,  $z$  соответственно. На рис. 10,  $z$  расчет представлен сплошной линией, HFSS – штриховой. Для получения зависимостей были использованы следующие характеристики МПЛ: толщина подложки 0.5 мм, диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_1 = 9.8$ ;  $\epsilon_2 = 1$ , ширины проводников 0.5 мм, частота анализа 10 ГГц.

Для верификации метода вычисления коэффициентов связи печатных резонаторов были сопоставлены результаты расчета с результатами, полученными при трехмерном электродинамическом моделировании в Ansys HFSS. Полученные зависимости модуля коэффициента связи от зазора и вид модели в Ansys HFSS приводятся на рис. 11  $a$ ,  $b$  соответственно.

Из рис. 10,  $z$  и рис. 11,  $a$  видно, что семейство кривых, построенных с помощью предложенного алгоритма, качественно совпадает с кривыми из Ansys HFSS. Ошибка определения зазора между резонаторами при фиксированном коэффициенте связи в структурах, показанных на рис. 4,  $a$  и  $z$ , составила менее 100 мкм, что позволяет использовать данную методику для построения первого приближения топологии полосового фильтра с целью дальнейшей финальной оптимизации в программах трехмерного электродинамического анализа или для практической доработки и настройки топологии.

Следует отметить немонотонный вид зависимости модуля коэффициента связи для базовой схемы рис. 11,  $a$ . Параметр зазора, при котором модуль коэффициента связи становится равным нулю, соответствует ситуации, когда электриче-



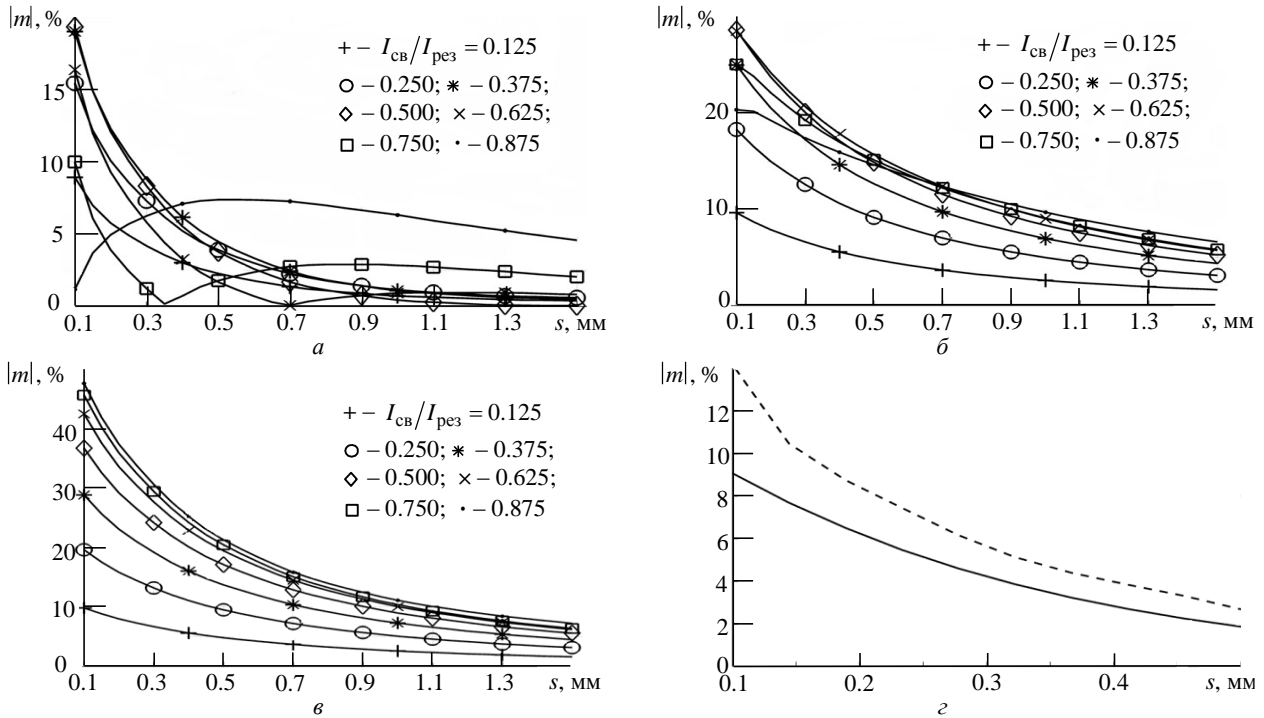
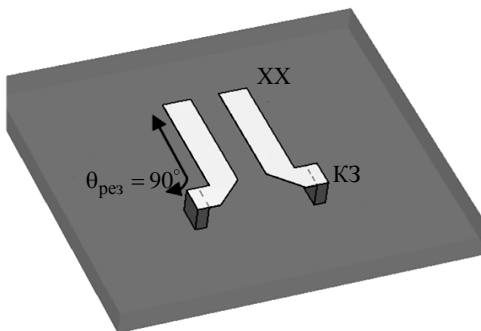
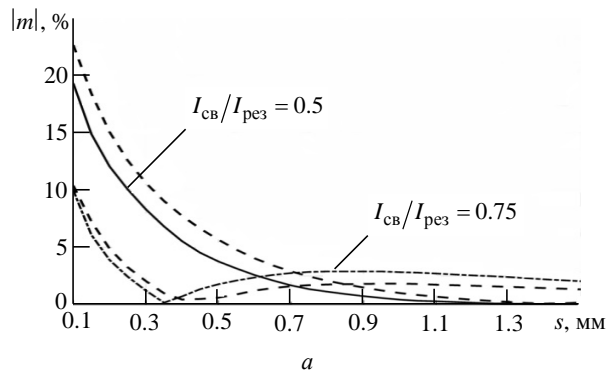


Рис. 10

ская и магнитная связи равны по модулю, но противоположны по знаку, в результате чего происходит взаимная компенсация и передача энергии на заданной частоте не происходит. Данный эффект напрямую зависит от геометрических параметров связанных МПЛ и следует из неравенства фазовых скоростей собственных волн четного и нечетного типов связанных МПЛ.



б  
Рис. 11

**Экспериментальные исследования макетов.** В качестве демонстрации применения разработанной методики синтеза топологии печатных КЭФ были рассчитаны топологии двух фильтров 6-го порядка с относительной полосой пропускания 10 % для L- и X-диапазонов частот. Отметим, что КЭФ для X-диапазона был выполнен на поликорковой подложке с толщиной 0.5 мм по толсто пленочной технологии, а КЭФ для L-диапазона был изготовлен на поликорковой подложке толщиной 1 мм по технологии вакуумного осаждения меди (PVD – physical vapour deposition).

После получения приближенной топологии по указанной методике была построена трехмерная модель и проведена оптимизация длин микрополосковых резонаторов в Ansys HFSS. Полученная модель, вид топологии, а также вид изготовленного макета КЭФ-Х в измерительной оснастке представлены на рис. 12, а–в соответственно.

На рис. 12, б пунктирными линиями показано конструктивное исполнение перекрестных связей. Следует отметить, что в соответствии с рис. 10, б магнитная перекрестная связь между первым и шестым резонаторами при заданных общих габаритах платы обеспечивает слишком высокий модуль коэффициента связи даже при малом соотношении длин связанной области и нагрузочного шлейфа. Поэтому для уменьшения магнитной связи в конструкции КЭФ-Х было введено металлизированное отверстие между первым и шестым резонаторами.

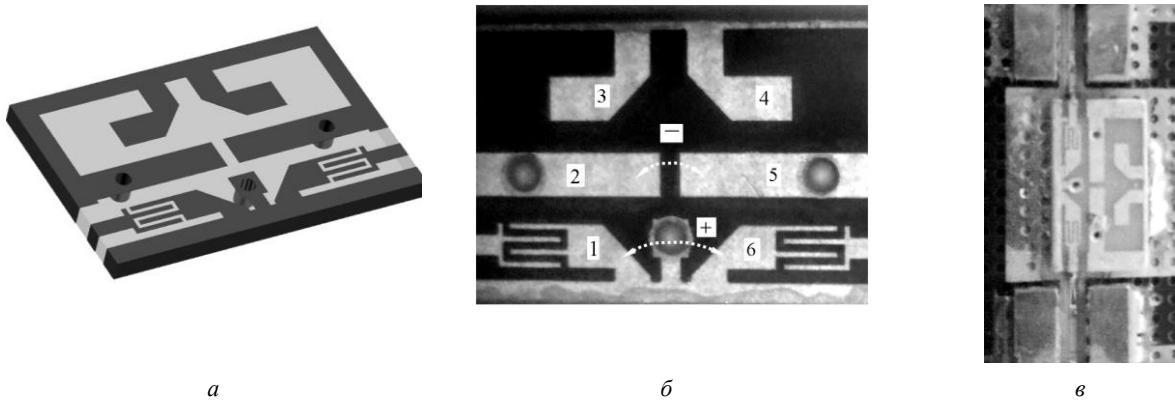


Рис. 12

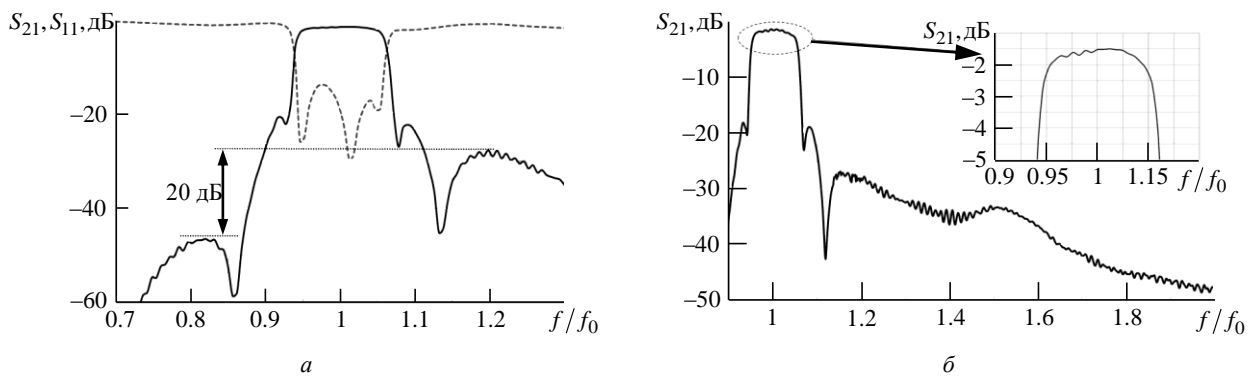


Рис. 13

На рис. 13 приводятся измеренные частотные характеристики  $S$ -параметров для изготовленного макета КЭФ-Х в узком (а) и широком (б) частотных диапазонах.

Анализируя результаты измерений частотных зависимостей  $S$ -параметров, можно сделать вывод, что для изготовленного макета КЭФ-Х удалось получить заданную форму АЧХ с некоторыми неточностями. Так, например, частоты полюсов затухания располагаются симметрично относительно центральной частоты, однако уровни затухания в нижней частотной области отличаются от уровней в верхней на 20 дБ. Данная асимметрия АЧХ вызвана неучтенной частотной зависимостью коэффициентов связи [19]. Небольшие отличия АЧХ, измеренных в узком и широком диапазонах частот, связаны с технологическими

особенностями монтажа макета на измерительную оснастку.

Для компенсации неравномерности АЧХ был предложен практический способ, основанный на введении дополнительной перекрестной связи электрического типа между первым и третьим, а также, для сохранения симметрии конструкции, между четвертым и шестым резонаторами. Данный метод был применен при разработке КЭФ-Л. Модифицированная структурная схема связей с учетом коррекции АЧХ, а также виды модели и макета КЭФ-Л приведены на рис. 14: а – конструкция КЭФ-Л; б – фотография изготовленного макета; в – вид модифицированной структурной схемы.

На рис. 15 продемонстрированы результаты измерений частотных зависимостей  $S$ -параметров КЭФ-Л в узком и широком диапазонах частот.

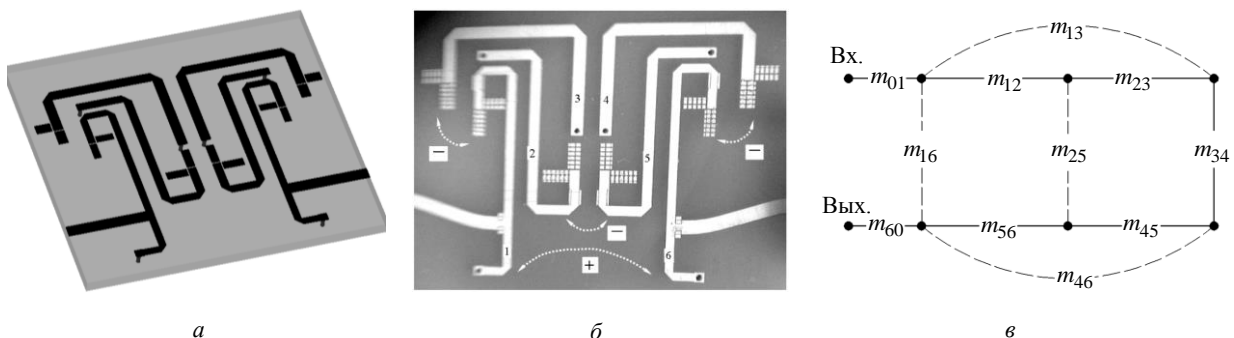


Рис. 14

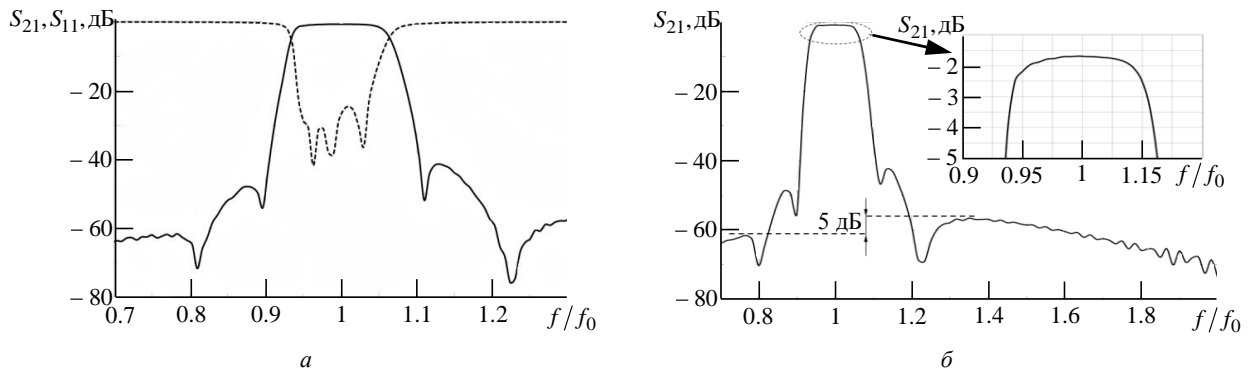


Рис. 15

Проводя сравнение измеренных частотных зависимостей  $S$ -параметров для КЭФ-Х и КЭФ-Л, можно сделать вывод о том, что предложенное решение по внедрению дополнительной перекрестной связи электрического типа между первым и третьим и, соответственно, между четвертым и шестым резонаторами позволило получить АЧХ для КЭФ-Л с неравномерностью максимумов АЧХ в нижней и верхней областях частот зоны подавления на уровне 5 дБ.

**Заключение.** В данной статье была предложена новая методика разработки топологии печатных фильтров, реализующих квазиэллиптическую форму коэффициента передачи. Особенность методики заключается в процедуре получения первого приближения геометрических пара-

метров топологии, в частности зазоров и ширинок полосков связанных печатных линий. Предложенный подход позволяет точно оценить геометрию связанных областей МПЛ. В результате удастся осуществить быструю оптимизацию топологии в программах трехмерного электродинамического моделирования, акцентируясь на подборе длин резонаторов. Были рассчитаны, промоделированы, а также изготовлены КЭФ типа бп4н для L- и X-диапазонов частот. Результаты экспериментальных исследований показывают, что достигнуты заданные положения нулей затухания, а также требуемые уровни режекции. Найдена структурная схема связей КЭФ, позволяющая получать симметричную АЧХ.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Cameron R. J., Kudsia C. M., Mansour R. Microwave filters for communication systems. New York: John Wiley & Sons, 2015. 897 p.
2. Cameron R. J. General coupling matrix synthesis methods for chebyshev filtering functions // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1999. Vol. 47, № 4. P. 433–442.
3. Hong J. S. G., Lancaster M. J. Microstrip filters for RF/microwave applications. Vol. 167. New York: John Wiley & Sons, 2004. 471 p.
4. Маттей Д. Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. М.: Связь, 1971. 438 с.
5. Микрополосковый полосовой фильтр с квазиэллиптической характеристикой на короткозамкнутых резонаторах / Р. Е. Семерня, А. Р. Виленский, С. Л. Чернышев, В. И. Литун // Радиолокация, навигация, связь. 2016. С. 1266–1272. doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959543.
6. Аринин О. В., Аристархов Г. М. Сверхминиатюрные высокоизбирательные фильтры СВЧ на основе шпилечных резонаторов, нагруженных на укорачивающие конденсаторы // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2016. Т. 16, № 5. С. 150–154.
7. Kuo J. T., Hsu C. L., Shih E. Compact planar quasi-elliptic function filter with inline stepped-impedance resonators // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2007. Vol. 55. № 8. С. 1747–1755.
8. Ouyang X., Chu Q. X., Wu X. H. Compact quasi-elliptic filter using mixed EM coupling  $\lambda/4$  stepped-impedance resonators // 2012 Intern. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Shenzhen, China, 5–8 May 2012. Piscataway: IEEE, 2012. Vol. 4. P. 1–4.
9. Chang T. N., Wu K. Y. Transverse modal analysis of edge-coupled microstrip resonators // Electronics Letters. 1986. Vol. 22, № 11. P. 608–609.
10. Michalski K. A., Zheng D. Analysis of microstrip resonators of arbitrary shape // IEEE transactions on microwave theory and techniques. 1992. Vol. 40, № 1. P. 112–119.
11. Рассохина Ю. В., Крыжановский В. Г. Анализ связанных щелевых резонаторов сложной формы в металлизированной плоскости микрополосковой линии передачи методом поперечного резонанса // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2012. Т. 55, № 5. С. 29–39.
12. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. М.: Связь, 1971. С. 387.
13. Виленский А. Р. Метод анализа плоскостойких линий передачи // Электромагнитные волны и электронные системы. 2016. Т. 21, № 3. С. 3–12.
14. Семерня Р. Е., Виленский А. Р., Литун В. И. Разработка микрополосковых фильтров с применением метода моментов в спектральной области // Радиолокация, навигация, связь. 2014. С. 720–727. doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959543

15. Itoh T. Spectral domain immittance approach for dispersion characteristics of generalized printed transmission lines // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1980. Vol. 28, № 7. P. 733–736.

16. Design approach for microstrip pin-diode phase shifters with equalized losses / R. Semernya, A. Vilenskiy, V. Litun, S. Chernyshev // 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS), St. Petersburg, Russia, 22–25 May 2017. Piscataway: IEEE, 2017. P. 3835–3841.

17. Matsunaga M., Katayama M., Yasumoto K. coupled-mode analysis of line parameters of coupled microstrip lines // Progress In Electromagnetics Research. 1999. Vol. 24. P. 1–17.

18. Garg R., Bahl I., Bozzi M. Microstrip lines and slotlines. Norwood: Artech house, 2013. 560 p.

19. Сержантов А. М. Резонансные полосковые структуры и частотно-селективные устройства на их основе с улучшенными характеристиками: дис. ... д-ра техн. наук: 01.04.03 Радиофизика. Красноярск: СФУ, 2015. 316 с.

Статья поступила в редакцию 31 октября 2018 г.

**Семерня Роман Евгеньевич** – специалист по направлению "Радиоэлектронные системы и комплексы" (2014), аспирант кафедры "Радиоэлектронные системы и устройства" МГТУ им. Н. Э. Баумана, младший научный сотрудник НИИ Радиоэлектронной техники МГТУ им. Н. Э. Баумана. Ведущий инженер-разработчик ООО "Радиокомп". Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – частотно-селективные СВЧ-устройства.

E-mail: semernyare@gmail.com

**Чернышёв Сергей Леонидович** – доктор технических наук (1990), профессор (1995) кафедры "Радиоэлектронные системы и устройства", ученый секретарь МГТУ им. Н. Э. Баумана, действительный член РАЕН. Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – микроволновая и сверхширокополосная техника; системный анализ; обработка информации и управления.

E-mail: Chernshv@bmstu.ru

**Виленский Артем Рудольфович** – кандидат технических наук (2014), доцент кафедры "Радиоэлектронные системы и устройства" МГТУ им. Н. Э. Баумана. Ведущий инженер компании "Исследовательский центр Самсунг". Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – вычислительная электродинамика; теория антенн; методы анализа периодических структур.

E-mail: temaforyou@yandex.ru

**Можаров Эдуард Олегович** – специалист по направлению "Радиоэлектронные системы и комплексы" (2013), аспирант кафедры "Радиоэлектронные системы и устройства" МГТУ имени Н. Э. Баумана, младший научный сотрудник НИИ Радиоэлектронной техники МГТУ им. Н. Э. Баумана. Автор 17 научных работ. Сфера научных интересов – волноводные СВЧ-устройства и антенные измерения.

E-mail: eduardmozharov@yandex.ru

## REFERENCES

1. Cameron R. J., Kudsia C. M., Mansour R. Microwave Filters for Communication Systems. New York: John Wiley & Sons, 2015, 897 p.

2. Cameron R. J. General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1999, vol. 47, no. 4, pp. 433–442.

3. Hong J. S. G., Lancaster M. J. Microstrip filters for RF/microwave applications. Vol. 167. New York: John Wiley & Sons, 2004, 471 p.

4. Matěj D. L. Fil'try SVCh, *soglasuyushhie tsepi i tsepi svyazi* [Microwave Filters, Matching Circuits and Communication Circuits]. Moscow, *Svyaz'*, 1971, 438 p. (In Russian)

5. Semernya R. E., Vilenskii A. R., Chernyshev S. L., Litun V. I. Microstrip Bandpass Filter with Quasi-Elliptic Characteristic on Short-Circuited Resonators. *Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz'* [Radiolocation, Navigation, Communication], 2016, pp. 1266–1272. doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959543. (In Russian)

6. Arinin O. V., Aristarkhov G. M. Subminiature High-Selective Microwave Filters Based on Hairpin Resonators Loaded on Shortening Capacitors. *Fundamental'nye problemy radioelektronnogo priborostroeniya* [Fundamental

Problems of Electronic Instrument Making]. 2016, vol. 16, no. 5, pp. 150–154. (In Russian)

7. Kuo J. T., Hsu C. L., Shih E. Compact Planar Quasi-Elliptic Function Filter with Inline Stepped-Impedance Resonators. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2007, vol. 55, no. 8, pp. 1747–1755.

8. Ouyang X., Chu Q. X., Wu X. H. Compact Quasi-Elliptic Filter Using Mixed EM Coupling  $\lambda/4$  Stepped-Impedance Resonators. 2012 International Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Shenzhen, China, 5–8 May 2012. Piscataway: IEEE, 2012, vol. 4, P. 1–4.

9. Chang T. N., Wu K. Y. Transverse Modal Analysis of Edge-Coupled Microstrip Resonators. Electronics Letters. 1986, vol. 22, no. 11, pp. 608–609.

10. Michalski K. A., Zheng D. Analysis of Microstrip Resonators of Arbitrary Shape. IEEE transactions on microwave theory and techniques. 1992, vol. 40, no. 1, pp. 112–119.

11. Rassokhina Yu. V., Kryzhanovskij V. G. Analysis of Coupled Slot Cavities with Complex Shape in Metallized Plane of Microstrip Transmission Line Using Transverse Resonance Method. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Radioelektronika* [Proceedings of Higher Educational Institutions. Radioelectronics]. 2012, vol. 55, no. 5, pp. 29–39. (In Russian)

12. Fel'dshtejn A. L., Yavich L. R. *Sintez chetyrekhpolysnikov i vos'mipolysnikov na SVCH* [Synthesis of Quadripoles and Eight-Poles on Microwave]. Moscow, *Svyaz'*, 1971, pp. 387. (In Russian)

13. Vilenskiy A. R. Generalized Analysis of Multilayer Transmission. *Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy* [Electromagnetic Waves and Electronic Systems]. 2016, vol. 21, no. 3, pp. 3–12. (In Russian)

14. Semernya R. E., Vilenskii A. R., Litun V. I. Microstrip Filter Design Using Spectral Domain Method of Moments. *Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz'* [Radiolocation, Navigation, Communication], 2014, pp. 720–727. (In Russian) doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959543.

15. Itoh T. Spectral Domain Imittance Approach for Dispersion Characteristics of Generalized Printed Transmission Lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1980, vol. 28, no. 7, pp. 733–736.

Received October, 31, 2018

**Roman E. Semernya** – Postgraduate student of the Department of Radioelectronic Systems and Devices of Bauman Moscow State Technical University. Junior Research Scientist in Research Institute of Radioelectronic Technology of Bauman Moscow State Technical University. Lead R&D Engineer in LLC Radiocomp. The author of 5 scientific publications. Area of expertise: frequency selective microwave devices.

E-mail: semernyare@gmail.com

**Sergey L. Chernyshev** – D.Sc. in Engineering (1990), Professor (1995) of the Department of Radioelectronic Systems and Devices of Bauman Moscow State Technical University, Scientific Secretary of named University. Full Member of RANS. The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: microwave and ultra-wideband technology; system analysis; information processing and control.

E-mail: Chernshv@bmstu.ru

**Artem R. Vilenskiy** – Ph.D. in Engineering (2014), Associate Professor (2015) of the Department of Radioelectronic Systems and Devices of Bauman Moscow State Technical University. Lead Engineer in Samsung Research Institute. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: computational electromagnetics; antenna theory; periodic structures analysis.

E-mail: temaforyou@yandex.ru

**Eduard O. Mozharov** – Postgraduate student of the Department of Radioelectronic Systems and Devices of Bauman Moscow State Technical University. Junior Research Scientist in Research Institute of Radioelectronic Technology of Bauman Moscow State Technical University. The author of 17 scientific publications. Area of expertise: waveguide microwave devices; antenna measurements.

E-mail: eduardmozharov@yandex.ru

16. Semernya R., Vilenskiy A., Litun V., Chernyshev S. Design Approach for Microstrip Pin-Diode Phase Shifters with Equalized Losses. 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS), St. Petersburg, Russia, 22–25 May 2017. Piscataway: IEEE, 2017, pp. 3835–3841.

17. Matsunaga M., Katayama M., Yasumoto K. Coupled-Mode Analysis of Line Parameters of Coupled Microstrip Lines // *Progress In Electromagnetics Research*. 1999, vol. 24, pp. 1–17.

18. Garg R., Bahl I., Bozzi M. *Microstrip Lines and Slotlines*. Norwood: Artech house, 2013, 560 p.

19. Serzhantov A. M. *Rezonansnye poloskovyye struktury i chastotno-selektivnyye ustrojstva na ikh osnove s uluchshennymi kharakteristikami* [Resonant Strip Structures and Advanced Frequency-Selective Devices Based on them]: dis. ... D.Sc. Krasnoyarsk, 2015, 316 p. (In Russian)