
Моделирование и САПР антенных и фидерных устройств

УДК 621.372.543.2

Разработка полосового квазиэллиптического фильтра на воздушных коаксиальных резонаторах для LTE диапазона частот

© Авторы, 2018

© ООО «Издательство «Радиотехника», 2018

Р. Е. Семерня – аспирант, МГТУ имени Н.Э. Баумана; мл. науч. сотрудник, НИИРЭТ МГТУ имени Н.Э. Баумана; вед. инженер-разработчик, ООО «Радиокомп»
E-mail: semernyare@gmail.com

С. Л. Чернышев – д.т.н., профессор, МГТУ имени Н.Э. Баумана

А. Р. Виленский – к.т.н., доцент, МГТУ имени Н.Э. Баумана; вед. инженер, ООО «Исследовательский центр Самсунг»

В. В. Кувшинов – к.т.н., начальник отдела «Микроволновые фильтры», ООО «Радиокомп»

Приведен алгоритм разработки полосового квазиэллиптического фильтра для LTE диапазона (2170–2200 МГц) с повышенным подавлением сигналов сотовой связи диапазона 3G. Выполнен аналитический синтез матрицы коэффициентов связи с использованием рекуррентных соотношений. На основе синтезированной структуры предложена удобная конструкция для повышения электрической связи воздушных коаксиальных резонаторов с большим поперечным сечением с использованием подвешенной печатной платы. Приведены результаты расчета параметров рассеяния фильтра в программе электродинамического моделирования Ansys HFSS. Проведено макетирование, а также экспериментальное исследование электрических характеристик опытного образца. Представлены результаты климатических испытаний и анализа температурной стабильности электрических характеристик фильтра.

Ключевые слова: квазиэллиптический полосовой фильтр, LTE, 3G, связанные воздушные коаксиальные резонаторы, матрица связи, перекрестные связи, электродинамическое моделирование.

The design procedure of quasi-elliptic passband filters for the LTE band (2170–2200 MHz) with high 3G band rejection has been presented. The general coupling matrix has been synthesized by applying a dedicated recursive technique. We propose a practical design for electrical coupling enhancement between air cavity combine resonators using a suspended substrate with printed conducting strips. First, scattering parameters of the designed filters have been obtained during simulations in Ansys HFSS. Next, a filter prototype has been fabricated and measured. Experimental and simulated results demonstrate perfect agreement. Finally, we have explored temperature stability of filter electrical performance.

Keywords: quasi-elliptic bandpass filter, LTE, 3G, coupled air coaxial resonators, coupling matrix, cross couplings, electromagnetic simulation.

DOI: 10.18127/j03209601-201810-05

Повышение числа базовых станций сотовых операторов, более плотное использование частотных диапазонов, а также появление новых стандартов связи накладывает новые, более жесткие требования к частотно-селективным устройствам [1–7], выполняющим функцию развязки радиоэлектронных систем по частоте. В частности, для полосовых фильтров возрастают требования к коэффициенту прямоугольности, форме амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), вносимым потерям и массогабаритным характеристикам, а также к стойкости к температурным воздействиям.

Указанные повышенные требования к АЧХ сегодня встречаются и при разработке полосовых фильтров на воздушных коаксиальных резонаторах (ВКР) для частотного диапазона высокоскоростной передачи данных мобильных сетей LTE [7] с граничными частотами пропускания 2170–2200 МГц (полоса 1,4%). Требуемые в таких системах низкий уровень потерь в узкой полосе пропускания, а также жесткие эксплуатационные характеристики (использование в комплексе мачтового оборудования) обуславливают использование конструкций фильтров на основе ВКР. Повышенные требования к электри-

ческим характеристикам фильтров в данном случае связаны с тем, что основные помехи при работе в диапазоне LTE оказывают соседние сотовые станции 3G, функционирующие в диапазоне частот 2110–2160 МГц. Ввиду высоких уровней мощности сигналов базовых станций диапазона 3G для корректной работы систем связи LTE требуется получить подавление сигнала на частотах ниже 2160 МГц на уровне 40 дБ и обеспечить потери не хуже 1,6 дБ в области полосы пропускания.

Классические реализации полосовых фильтров Чебышева на ВКР не обеспечивают заданных повышенных требований к АЧХ в области запыриания и зачастую требуют большого числа резонаторов для обеспечения требуемой крутизны, что неминуемо ведет к повышению уровня вносимых потерь в полосе пропускания фильтра. Поэтому для эффективного подавления сигнала в заданной области запыриания при минимизации уровня вносимых потерь применяют квазиэллиптические фильтры (КЭФ) [8–10]. На рис. 1 приведено сравнение АЧХ для фильтров пятого порядка с чебышевской и квазиэллиптической характеристикой с добротностью резонаторов, равной 2500.

Из рис. 1 видно, что при одинаковом порядке, а следовательно, при сопоставимом уровне потерь в полосе пропускания КЭФ в отличие от фильтра Чебышева позволяет получить значительную крутизну спада коэффициента передачи в нижней области частот, удовлетворяя техническому требованию. Улучшение избирательных свойств КЭФ по сравнению с фильтром Чебышева связано с наличием полюсов затухания вблизи полосы пропускания фильтра (два полюса затухания слева), что приводит к появлению пульсаций в полосе заграждения. Изменяя положение и количество полюсов затухания, можно независимо регулировать уровни режекции фильтра в разных полосах частот, что в итоге позволяет реализовать полосовой фильтр с высокими требованиями к крутизне спада коэффициента прохождения. Для краткости в соответствие с порядком фильтра и количеством нулей коэффициента прохождения вблизи полосы пропускания для КЭФ принято обозначение $5\pi 2н$.

Несмотря на очевидные достоинства КЭФ по сравнению с классическими фильтрами Чебышева, разработка КЭФ является значительно более трудоемкой задачей ввиду необходимости расчета не только «прямых» коэффициентов связи резонаторов фильтра, но и «кроссовых», отвечающих за появление полюсов затухания [1, 8, 9]. Поиск значений элементов матрицы коэффициентов связи для КЭФ обычно выполняют с помощью оптимизационных методов, используя в качестве начальных условий синтеза коэффициенты связи в фильтре Чебышева [10]. Однако ввиду большого числа параметров и локальных минимумов целевой функции поиск решения представляет собой громоздкую вычислительную задачу. Поэтому большой интерес при синтезе КЭФ представляет разработка метода расчета матрицы коэффициентов связи с помощью рекуррентных соотношений [8, 9], позволяющего за N итераций, где N – порядок фильтра, найти все элементы матрицы связи.

Следует отметить, что разработка фильтров на основе ВКР в настоящее время посвящен достаточно широкий круг работ. Так, в [7] рассматривается создание КЭФ на ВКР, который обладает улучшенными потерями в полосе пропускания за счет минимизации числа острых краев конструкции в областях повышенной концентрации силовых линий распределения тока и заменой их плавными скруглениями, позволяющими повысить добротность ВКР. Однако в качестве недостатков предложенной конструкции следует отметить конструктивные трудности при получении электрических связей более 1% относительно центральной частоты при сохранении внешних габаритных размеров резонаторов.

В [12, 13] авторы предложили использовать трубчатую конструкцию на ВКР с регулировкой связи вращением резонаторов относительно оси симметрии трубки. Такая конструкция удобна для минимизации поперечного габаритного размера фильтра, однако не позволяет попарно настроить коэффициенты связи в КЭФ, что существенно усложняет настройку фильтра во временной области.

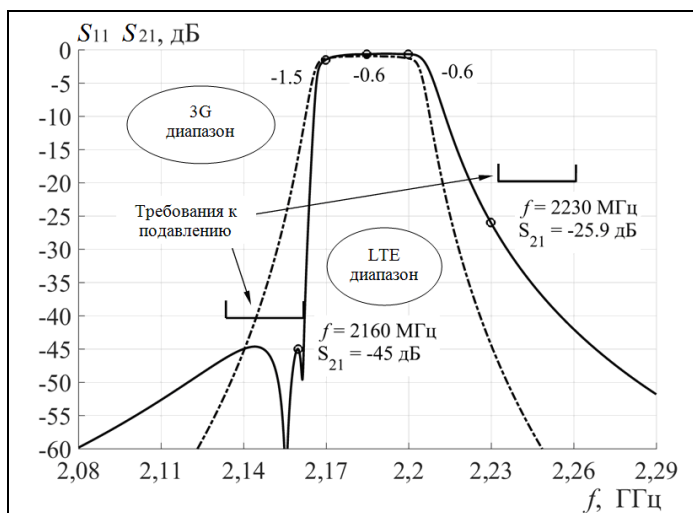


Рис. 1. Графическое представление сравнения АЧХ фильтра Чебышева и КЭФ пятого порядка

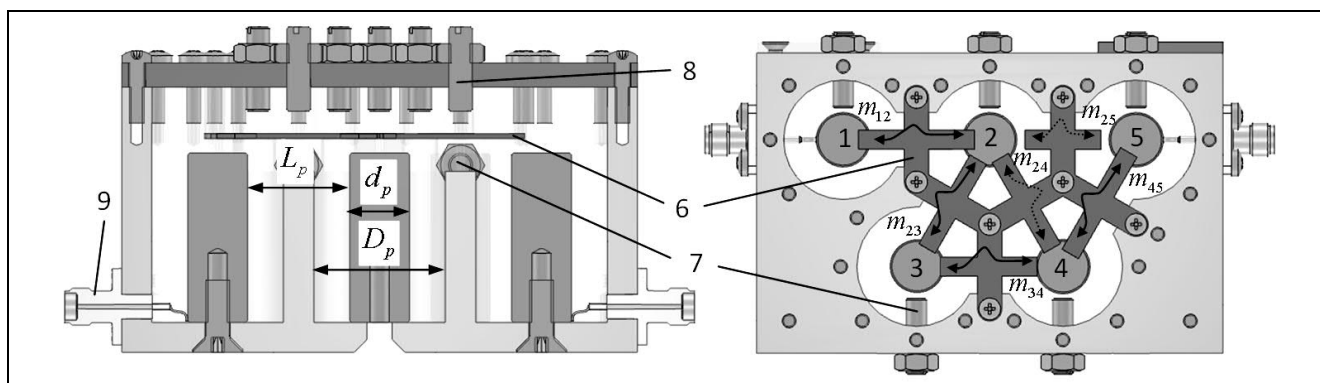


Рис. 2. Конструкция полосового КЭФ на ВКР: 1–5 – ВКР; 6 – плата с печатными проводниками связи; 7, 8 – подстроечные винты для регулировки собственной частоты резонатора и коэффициентов связи соответственно; 9 – разъемы SMA

В [14] был реализован КЭФ по технологии substrate integrated waveguide (SIW), а перекрестная связь выполнена с помощью копланарной полосковой линии. Использование технологии SIW позволило получить минимальные габаритные размеры фильтра за счет укорочения длины волны в материале подложки, однако резонаторы на таком типе линии обладают низкой добротностью и, как будет показано далее, не обеспечивают требуемого уровня потерь в полосе пропускания.

Ц е л ь р а б о т ы – разработка алгоритма синтеза матриц связи КЭФ и на основе него создание КЭФ пятого порядка на ВКР с полосой пропускания 2170–2200 МГц, обладающего двумя полюсами затухания слева от полосы пропускания. Такая форма АЧХ позволит получить подавление сигнала на частотах ниже 2160 МГц более 40 дБ при сохранении низких вносимых потерь (менее 1,6 дБ в полосе).

Для преодоления недостатков существующих КЭФ на ВКР, описанных выше, и реализации КЭФ с АЧХ, представленной на рис. 1, была предложена конструкция на основе ВКР, показанная на рис. 2.

Важная особенность данного конструктивного решения заключается в использовании эквидистантного расположения резонаторов в узлах равносторонней треугольной сетки, что позволяет создать электромагнитную связь одного резонатора с несколькими одновременно. Обеспечение данной конфигурации является необходимым условием для получения требуемой структуры связей резонаторов КЭФ. Ввиду большого расстояния между D_p для увеличения электрической связи между ВКР было предложено ввести печатную плату 6 с проводниками на обратной стороне. Как будет показано далее, подбором геометрических параметров полосковых проводников можно эффективно настраивать коэффициент связи между ВКР.

Статья состоит из нескольких разделов: в разделе 1 обсуждается алгоритм синтеза матриц связи; в разделе 2 проводится анализ коэффициентов связи ВКР; раздел 3 посвящен экспериментальным исследованиям; в заключении обобщаются основные результаты работы и делаются выводы.

1. Синтез матрицы коэффициентов связи КЭФ и анализ добротности. Обычно при разработке полосовых КЭФ с высокими требованиями к форме АЧХ и уровню вносимых потерь стремятся отыскать такой минимальный порядок фильтра N , при котором с помощью заданного расположения полюсов затухания $\omega_n = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_{N_z}]$ вблизи полосы пропускания удастся удовлетворить специальным требованиям технического задания. Здесь и далее через ω обозначается круговая частота низкочастотного фильтра-прототипа [8, 11]. Для поиска положения полюсов затухания удобно воспользоваться представлением для S -параметров фильтра [8]:

$$S_{21}^2(\omega) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_N^2(\omega)}, \quad C_N(\omega) = \cosh \left[\sum_{n=1}^N \cosh^{-1}(x_n) \right], \quad x_n = \frac{\omega - 1/\omega_n}{1 - \omega/\omega_n}, \quad (1)$$

где ω – круговая частота; ε – коэффициент пульсаций в полосе пропускания; $C_N(\omega)$ – фильтрующая функция для полосового фильтра с произвольным расположением полюсов затухания ω_n .

С помощью соотношений (1) можно построить требуемую АЧХ КЭФ и, соответственно, получить начальные данные (N , N_z и ω_n) для синтеза матрицы коэффициентов связи \mathbf{M} .

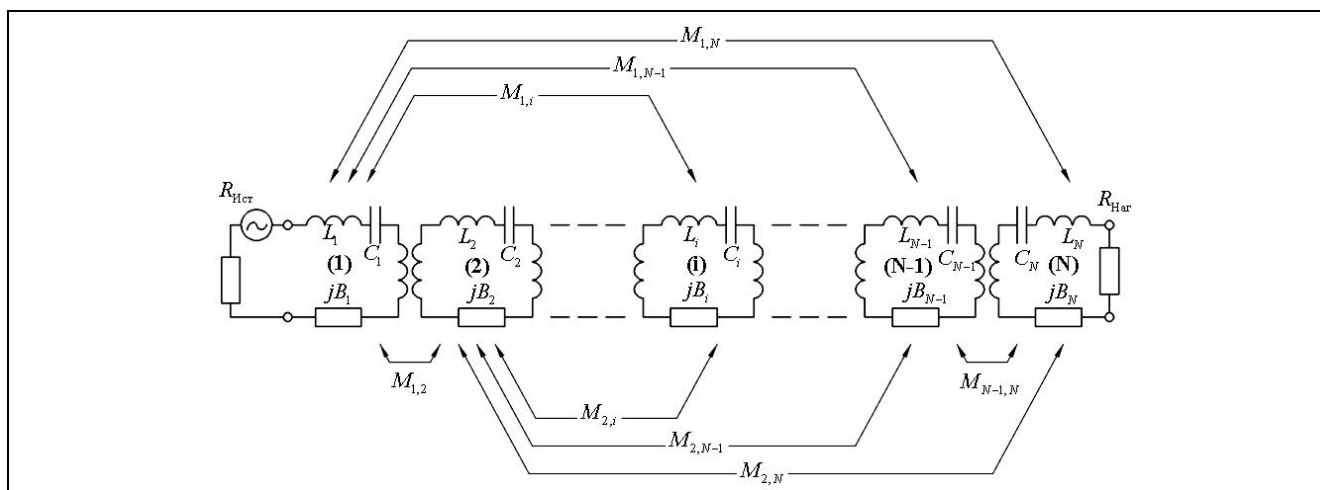


Рис. 3. Схема полосового фильтра-прототипа КЭФ, реализующего АЧХ ассиметричного типа с произвольным положением полюсов затухания

В соответствии с [8, 9] поиск элементов матрицы связи основан на выражении Y -параметров фильтра через внутренние параметры фильтра, такие как коэффициенты связи между резонаторами, а также через реактивные сопротивления, отвечающие за компенсацию расстройки собственной частоты резонаторов. Для этого удобно воспользоваться схемой полосового фильтра-прототипа с обобщенной структурой связей, показанной на рис. 3. Параметры схемы выбраны таким образом, чтобы центральная круговая частота и полоса фильтра были равны 1 рад/с. В каждый резонатор КЭФ при этом внесены частотно независимые импедансы расстройки jB , позволяющие реализовывать АЧХ произвольной формы (в том числе и ассиметричной).

Записывая уравнения для контурных токов, можно получить систему уравнений для нормированных напряжений и токов резонаторов:

$$\mathbf{e} = [j\bar{\mathbf{M}} + s\mathbf{I} + \mathbf{R}] \mathbf{i}, \quad (2)$$

где $\bar{\mathbf{M}}$, \mathbf{M} – нормированная и ненормированная матрицы коэффициентов связи КЭФ; $\bar{\mathbf{M}} = \mathbf{M}/FBW$; FBW – относительная полоса частот пропускания КЭФ; \mathbf{I} – единичная матрица; \mathbf{R} – матрица размерностью N на N с нулевыми элементами, кроме $R_{11} = R_{ист}$, $R_{NN} = R_{наг}$ – нормированные сопротивления источника и нагрузки фильтра; $s = j\omega$.

Применяя опыт короткого замыкания ($R_{ист} = R_{наг} = 0$), можно определить параметры Y -матрицы КЭФ:

$$y_{21}(s) = \frac{i_N}{e_1} = [j\bar{\mathbf{M}} + s\mathbf{I}]_{N1}^{-1}, \quad y_{22}(s) = \frac{i_N}{e_N} = [j\bar{\mathbf{M}} + s\mathbf{I}]_{NN}^{-1}. \quad (3)$$

Соотношение (3) является ключевым, так как позволяет связать параметры четырехполюсника $S_{21}(s)$, $S_{11}(s)$, $y_{21}(s)$, $y_{11}(s)$ и матрицу коэффициентов связи, определяющую физическую структуру электромагнитных связей резонаторов фильтра. Далее, пользуясь спектральным представлением, квадратную матрицу $\bar{\mathbf{M}}$ можно разложить по собственным векторам и собственным значениям:

$$-\bar{\mathbf{M}} = \mathbf{T}\mathbf{\Lambda}\mathbf{T}^T. \quad (4)$$

где $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N]$ – диагональная матрица собственных значений; \mathbf{T} – ортогональная матрица собственных векторов.

Подставляя (4) в (3) и отыскивая собственные значения обратной матрицы, получаем соотношения для проводимостей, выраженные через собственные значения матрицы \mathbf{M} :

$$y_{21}(s) = j \sum_{k=1}^N \frac{T_{N,k} T_{1,k}}{\omega - \lambda_k}, \quad y_{22}(s) = j \sum_{k=1}^N \frac{T_{N,k}^2}{\omega - \lambda_k}. \quad (5)$$

Предположим, что функции $y_{21}(s)$, $y_{22}(s)$ известны и выражены в виде отношений полиномов размерностью N , тогда в выражении (5) λ_k являются корнями знаменателя функций $y_{21}(s)$, $y_{22}(s)$, поэтому известны, а значения $T_{N,k}T_{1,k}$ и $T_{N,k}^2$ можно получить, вычисляя вычеты для функций $y_{21}(s)$, $y_{22}(s)$ для каждого полюса λ_k по формулам

$$r_{21k} = \frac{y_{21\text{числ}}(s)}{y'_{\text{знам}}(s)} \Big|_{s=j\lambda_k}, \quad r_{22k} = \frac{y_{22\text{числ}}(s)}{y'_{\text{знам}}(s)} \Big|_{s=j\lambda_k}, \quad T_{N,k} = \sqrt{r_{22k}}, \quad T_{1,k} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}}. \quad (6)$$

Вычислив значения элементов двух векторов в ортогональной матрице **T**, оставшиеся собственные вектора теперь можно отыскать с помощью процедуры ортогонализации Грамма–Шмидта. В качестве линейно независимого базиса можно взять единичную матрицу размерностью N на N и далее проводить ортогонализацию при условии, что первые два ортогональных вектора уже найдены ($T_{N,k}$ и $T_{1,k}$ соответственно). В результате будет получена матрица **T**, а далее по формуле (4) и матрица **M**.

На данном этапе матрица **M** полностью определяется через рациональные функции для входной и проходной проводимости фильтра, которые, в свою очередь, можно выразить через элементы матрицы рассеяния, определяемые следующим образом [8]:

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)/\varepsilon_R}{E(s)}, \quad S_{21}(s) = \frac{P(s)/\varepsilon}{E(s)}, \quad (7)$$

где $E(s)$, $F(s)$, $P(s)$ – полиномы N -го порядка с коэффициентами $e_0, e_1, e_2, \dots, e_N, f_0, f_1, f_2, \dots, f_N, p_0, p_1, p_2, \dots, p_N$; ε_R и ε – нормирующие коэффициенты, позволяющие приравнять старшие коэффициенты f_N, p_N и e_N к единице.

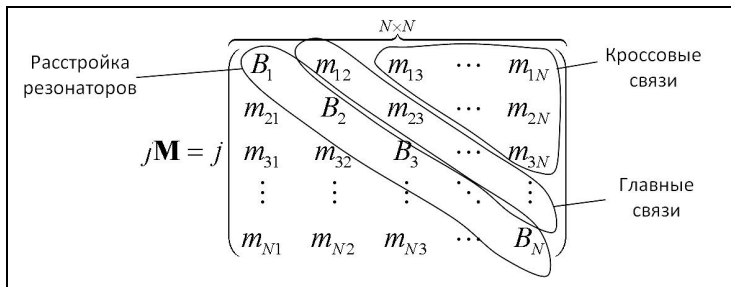


Рис. 4. Вид матрицы коэффициентов связи для общего случая

Таким образом, задача поиска матрицы коэффициентов связи сводится к поиску коэффициентов f_i, p_i и e_i для заданных начальных условий синтеза N, N_z и ω_n . Для этого применяется рекурсивная методика, предложенная в [8], которая легко обобщается и алгоритмизируется. Вид полученной в результате рекурсивного синтеза матрицы **M** для фильтра порядка N в общем случае показан на рис. 4.

Переход от низкочастотного фильтра-прототипа с частотой среза 1 рад/с к полосовому фильтру с центральной частотой ω_0 осуществляется с помощью преобразования $\omega = (\omega'/\omega_0 - \omega_0/\omega')/FBW$, где $\omega' = 2\pi f$ – круговая частота полосового фильтра [11].

Для упрощения физической реализации КЭФ требуется преобразовать матрицу до так называемой свернутой формы, в которой минимизируется общее число перекрестных связей. Для этого к матрице связи применяют оператор поворота **R**, который не изменяет собственные значения матрицы, однако при правильных подборках углов вращения, позволяет обнулять часть элементов матрицы **M**. Вид преобразования выглядит следующим образом:

$$\mathbf{M}'_r = \mathbf{R}_r \mathbf{M}_{r-1} \mathbf{R}_r^T.$$

На рис. 5 приводятся матрицы связи для реализации требуемой характеристики типа 5п2н, рассчитанные по описанной методике. Отметим, что внедиагональные элементы синтезированной матрицы

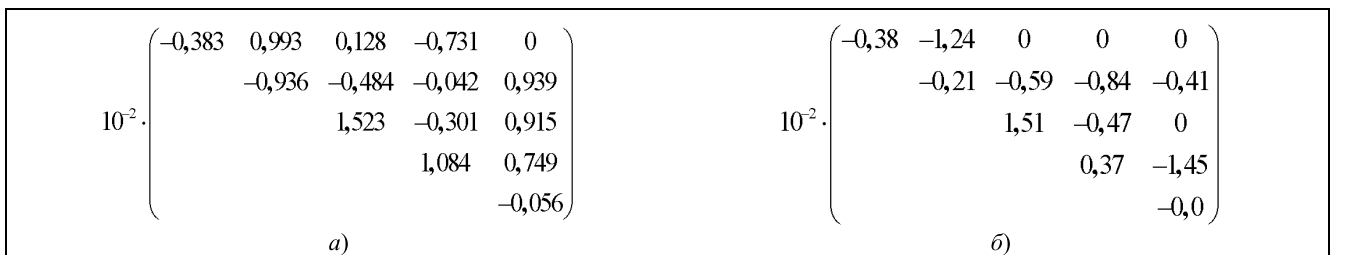


Рис. 5. Вид матрицы связи для КЭФ 5п2н до (а) и после (б) преобразования поворота

отрицательны, то есть все резонаторы КЭФ имеют электрическую связь, реализация которой для КЭФ на ВКР будет подробно рассмотрена в следующем разделе. Данный факт упрощает физическую реализацию устройства.

После получения требуемых значений коэффициентов связи необходимо оценить влияние добротности резонаторов на потери в полосе пропускания. Для этого, как показано в [8], можно воспользоваться методом предсказаний АЧХ путем смещения нулей полиномов $E(s)$, $F(s)$, $P(s)$ влево на комплексной плоскости на значение $\sigma > 0$. Связь добротности резонаторов и значения смещения нулей на комплексной плоскости выражается по следующей формуле [8]:

$$Q = \frac{f_0}{BW} \cdot \frac{1}{\sigma},$$

где f_0 – центральная частота КЭФ (2185 МГц); BW – полоса пропускания (30 МГц).

С помощью указанной методики можно оценить влияние величины добротности резонаторов на уровень потерь коэффициента передачи КЭФ (рис. 6).

Анализируя рис. 6, можно сделать вывод, что для реализации уровня потерь ниже 1,6 дБ в полосе пропускания для КЭФ типа 5п2н требуется использовать резонаторы с добротностью порядка 2500. Как показано на рис. 7, среди различных конструктивных вариантов исполнения КЭФ в заданном диапазоне частот фильтры на ВКР, на диэлектрических резонаторах (ДР) [6], а также в волноводном исполнении обладают требуемыми добротностями.

Однако по сравнению с фильтрами на ВКР наличие высших типов волн в ДР существенно снижает полосу подавления [6], в то время как волноводные конструкции в заданном диапазоне частот не обеспечивают выполнение требований, предъявляемых к массогабаритным характеристикам. При использовании фильтров на ДР также возникают технологические особенности при монтаже, повышающие требования к качеству сборки и, соответственно, стоимостные параметры фильтра. Ввиду вышесказанного выбор конструкции КЭФ на ВКР является предпочтительным для достижения требований, сформулированных в техническом задании.

2. Анализ коэффициентов связи ВКР. После проведения синтеза матрицы связи, оценки требуемой добротности резонаторов, а также выбора конструктивного исполнения для определения геометрических параметров элементов связи ВКР требуется осуществить электромагнитный анализ собственных волн структуры из двух связанных синхронных резонаторов. Ввиду незначительной полосы пропускания (1,4%) влиянием асинхронной расстройки jB на связь между резонаторами можно пренебречь. При таком упрощении коэффициент связи определяется по известной формуле через «расщепление» собственных частот [10]:

$$m = \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2}, \quad (8)$$

где f_{p1} и f_{p2} – собственные частоты системы двух связанных синхронно настроенных резонаторов.

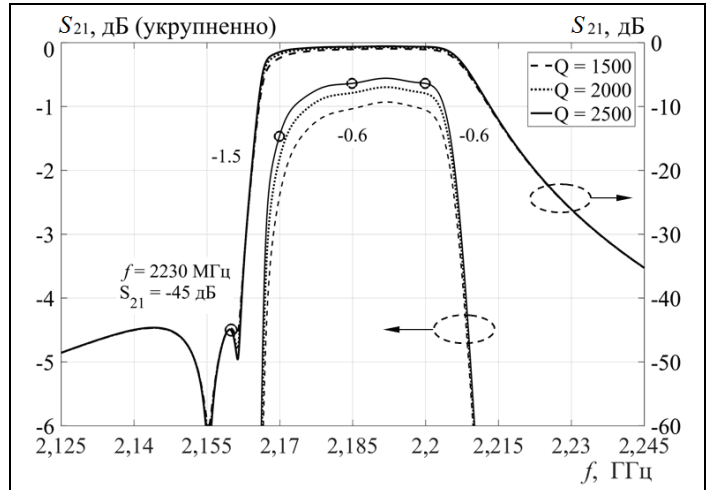


Рис. 6. Графики зависимости уровня потерь КЭФ от добротности резонаторов

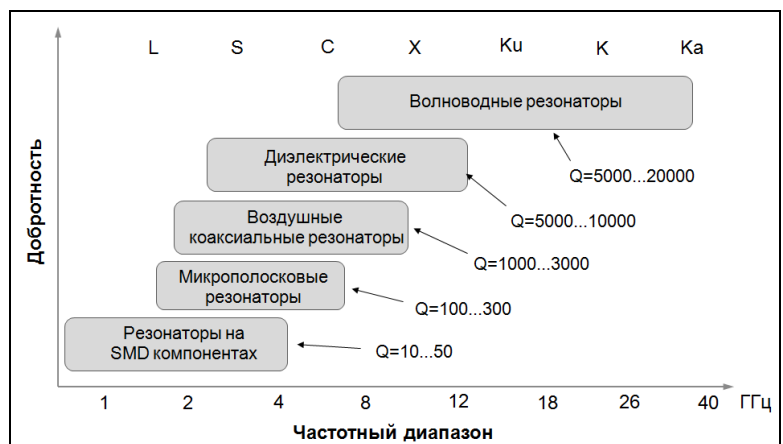


Рис. 7. Графическая иллюстрация типичных значений добротностей резонаторов для различных конструктивных исполнений

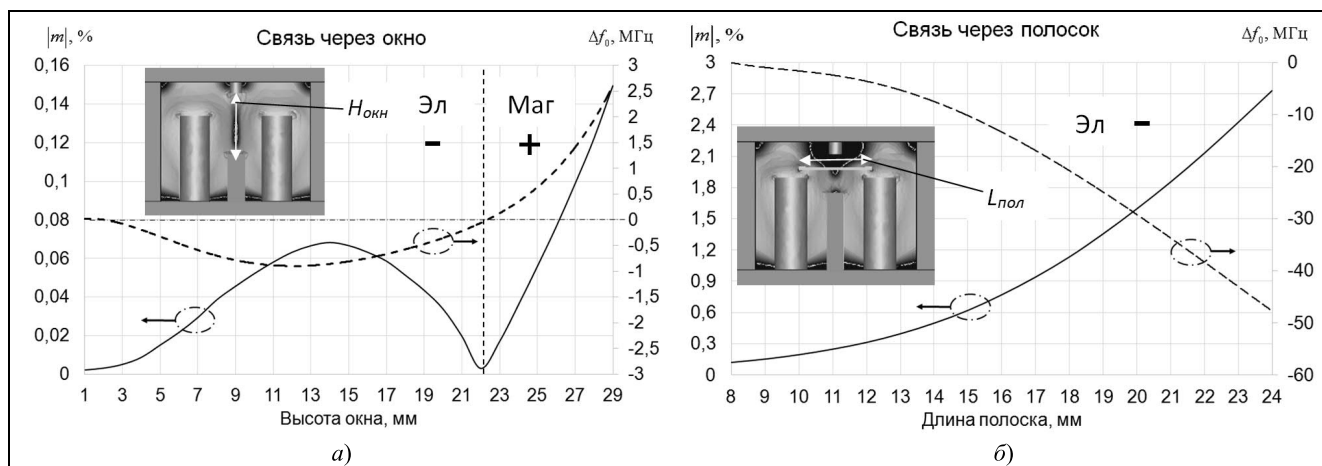


Рис. 8. Графики зависимости коэффициентов связи от геометрических параметров колебательной системы на ВКР: *а* – связь через окно; *б* – связь через окно и подвешенный полосок

С использованием формулы (8) выполнен расчет зависимости коэффициента связи от высоты окна между резонаторами для связи только через окно (рис. 8, *а*). В этом случае был проведен анализ зависимости коэффициента связи от высоты окна $H_{\text{окн}}$. Также был исследован случай связи ВКР через окно и дополнительный полосок связи, длина которого $L_{\text{пол}}$ изменялась (рис. 8, *б*). Отметим, что для данной конфигурации высота окна зафиксирована и составляет $H_{\text{окн}} = 10$ мм, при этом проводник выполнен на диэлектрической подложке толщиной 0,5 мм с относительной диэлектрической проницаемостью 3,66. Электродинамическое моделирование задачи проводилось в пакете Ansys HFSS.

Из рис. 8 следует, что для заданного внутреннего $d_p = 8$ мм и внешнего $D_p = 24$ мм диаметров резонаторов, а также расстояния между краями резонаторов $L_p = 16$ мм при традиционном [7] методе формирования электрической связи через окно в стенке между резонаторами связь оказывается недостаточной для реализации относительной полосы пропускания в 1,4%, в то время как уровень электрической связи через подвешенный в воздухе полосок позволяет получать полосы до 5%. Ввиду того, что полосок находится на нижнем слое печатной платы, связь осуществляется по эквивалентным воздушным конденсаторам без не ухудшения добротности резонаторов. На рис. 8 также приведена зависимость величины расстройки Δf ухода центральной частоты резонаторов от геометрических параметров элементов связи.

С помощью результатов, приведенных на рис. 8, *б*, можно рассчитать длины подвешенных печатных проводников, требуемые для получения найденных ранее значений элементов матрицы связи (см. рис. 5).

3. Экспериментальные исследования синтезированного КЭФ и обсуждение результатов. В результате проведенных расчетов была построена трехмерная модель КЭФ и произведена финальная оптимизация электрических характеристик в пакете Ansys HFSS. Далее был изготовлен макет разработанного КЭФ на ВКР с подвешенной печатной платой в качестве элемента связи. Вид макета с измерительными кабелями приведен на рис. 9. Для учета технологических погрешностей производства, а также конечной точности электромагнитного моделирования были предусмотрены подстроечные винты для настройки собственных частот резонаторов, а также регулировки коэффициентов связи. Так, глубиной введения подстроечного винта 8 (см. рис. 2) можно изменять величину коэффициента связи за счет шунтирования проводника связи на корпус резонатора через емкость между винтом и проводником.

На рис. 10 приводится сопоставление результатов экспериментальных исследований частотных зависимостей элементов матрицы рассеяния КЭФ на ВКР с результатами моделирования (рис. 10, *а*), а также результаты климатических испытаний (рис. 10, *б*). Как видно из сопоставления результатов, расчетные и экспериментальные кривые очень близки, а заметные различия в коэффициенте передачи отмечаются только на уровне -45 дБ. Отдельного внимания заслуживает температурная стабильность характеристик: в алюминиевом корпусе при изменении температуры в диапазоне от -45°C до +85°C смещение частотных характеристик происходит на 3 МГц, что в рассматриваемом случае является допустимым.

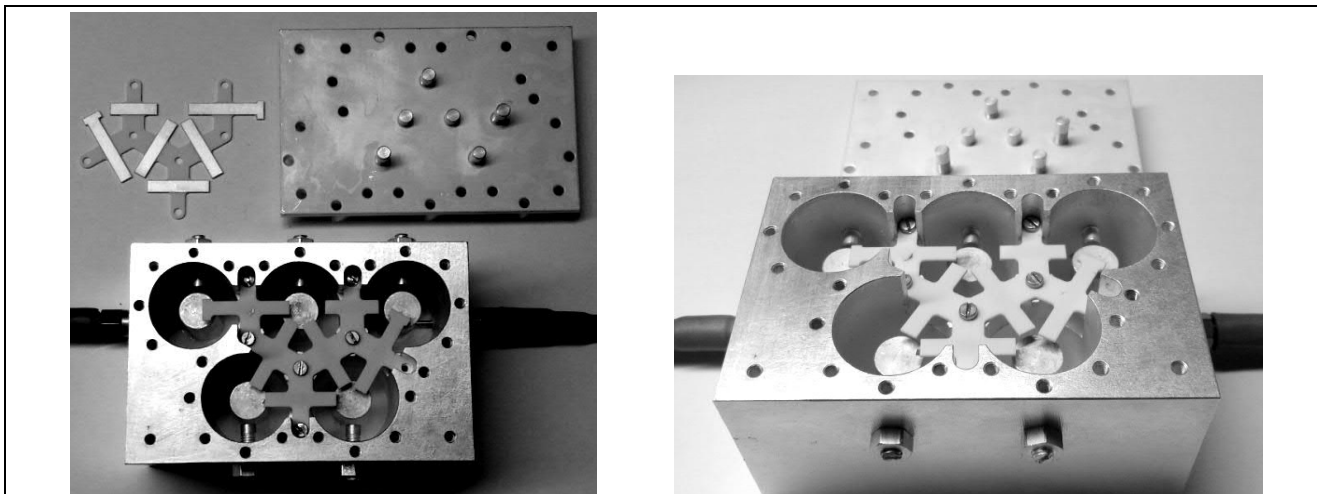


Рис. 9. Фото макета полосового КЭФ типа 5п2н на ВКР с рассчитанной матрицей связи

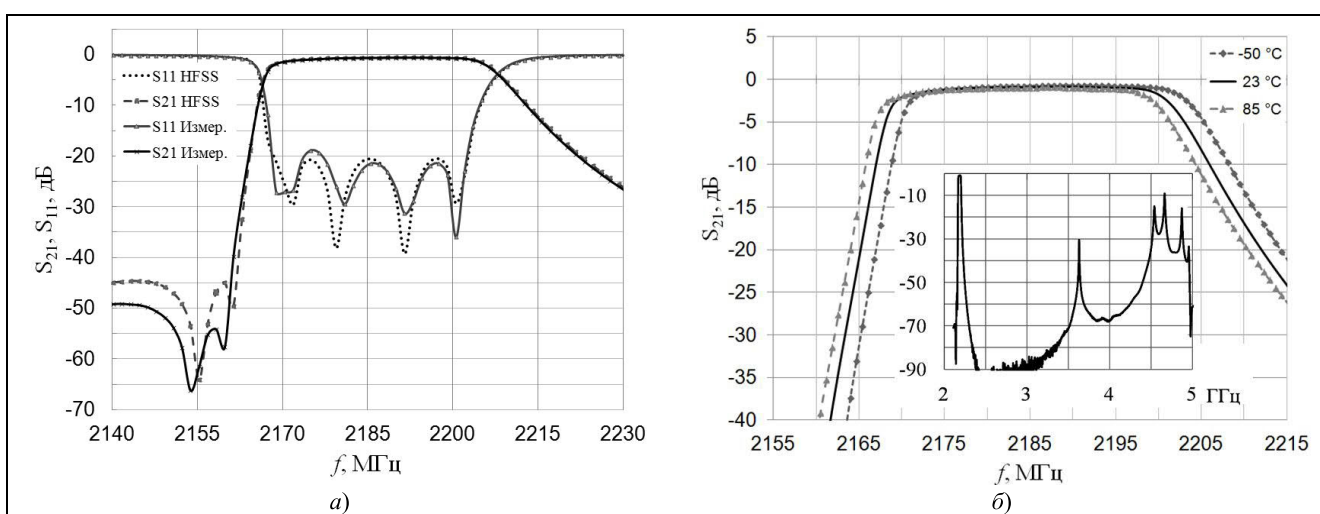


Рис. 10. Сопоставление результатов электродинамического моделирования с результатами измерений (а) и результаты климатических испытаний и АЧХ в широкой полосе частот при 23 °С (б)

В соответствии с полученными результатами экспериментальных исследований можно сделать вывод об удачной реализации конструкции КЭФ на ВКР, обладающей АЧХ типа 5п2н с полюсами, расположенными левее полосы пропускания. Такая форма АЧХ позволила добиться существенного ослабления сигнала (ниже 40 дБ) на частотах ниже 2160 МГц. Следует отметить повышенную технологичность конструкции, достигнутую за счет выполнения всех связей ВКР КЭФ на единой печатной плате с полосковыми проводниками. Также необходимо упомянуть, что в отличие от традиционных методов связи через «окно» [7] в настоящей конструкции удалось получить широкую частотную область настройки АЧХ как по смещению центральной частоты, так и по изменению ширины полосы пропускания. Такая особенность связана с возможностью изменения величины коэффициента связи в очень широком диапазоне (см. рис. 8, б), что в совокупности с применением подстроечных винтов и обеспечивает указанное техническое преимущество.

В качестве недостатка предложенной конструкции можно отметить появление паразитных полос пропускания выше 3,2 ГГц (см. врезку на рис. 10, б), что обусловлено возбуждением объема печатной платы.

- В работе успешно реализована методика синтеза КЭФ с характеристикой типа 5н2п. При этом отдельное внимание уделено рассмотрению аналитического метода синтеза КЭФ. Для определения конструктивного исполнения КЭФ был выполнен математический расчет необходимой добротности резонаторов, в результате которого удалось обосновать решение построения КЭФ на ВКР. Да-

лее была рассмотрена новая конструктивная реализация электромагнитной связи между ВКР, в основе которой лежит структура с подвешенными печатными проводниками. Показано, что применение данного подхода позволяет реализовывать широкий диапазон изменения величины коэффициента связи при сохранении высокой добротности резонаторов. В результате проведенных исследований был изготовлен опытный макет рассчитанного КЭФ. В ходе экспериментальных испытаний фильтра были получены требуемые электрические характеристики: в относительной полосе 1,4% потери в фильтре составили менее 1,6 дБ, уровень коэффициента отражения – порядка -20 дБ, затухание на частоте 2160 МГц составляет более 45 дБ.

Дальнейшее совершенствование данного класса устройств связано с подавлением паразитных полос пропускания. Расширение полосы заграждения предполагается достичь за счет внедрения режекторного фильтра в топологию подвешенных проводников.

Литература

1. Семерня Р.Е., Виленский А.Р., Чернышев С.Л., Литун В.И. Микрополосковый полосовой фильтр с квазиэллиптической характеристикой на короткозамкнутых резонаторах // Радиолокация, навигация, связь. 2016. С. 1266–1272.
2. 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.
3. Ting S.W., Tam K., Martins R.P. Compact microstrip quasi-elliptic bandpass filter using open-loop dumbbell shaped defected ground structure // Microwave Symposium Digest. IEEE MTT-S International. 2006. P. 527–530.
4. Беляев Б.А. и др. Миниатюрный полосно-пропускающий СВЧ-фильтр с подавлением уровня помех более 100 дВ в широкой полосе заграждения // Письма в Журнал технической физики. 2013. Т. 39. № 15. С. 47–55.
5. 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.
6. Бунин А.В. и др. Полосно-пропускающие фильтры Ку-диапазона на диэлектрических резонаторах. Базовая модель // Электронная техника. Сер. 1: СВЧ-техника. 2011. № 2. С. 4–12.
7. Hofst M. et al. Compact combline filter with improved cross coupling assembly and temperature compensation // Microwave Conference. APMC 2006. Asia-Pacific. 2006. P. 781–784.
8. Cameron R.J., Kudsia C.M., Mansour R. Microwave filters for communication systems. John Wiley & Sons. 2015.
9. Cameron R.J. General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions // IEEE Trans. Electron. 1999. V. 47. № 4. P. 433–442.
10. Hong J.S.G., Lancaster M.J. Microstrip filters for RF/microwave applications. John Wiley & Sons. 2004.
11. Мамтей Д.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. М.: Связь. 1971.
12. Tkadlec R., Macchiarella G. Pseudoelliptic combline filter in a circularly shaped tube // 2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium-IMS. IEEE. 2018. P. 1099–1102.
13. Wang Y., Yu M. True inline cross-coupled coaxial cavity filters // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2009. V. 57. № 12. P. 2958–2965.
14. Sirici S. et al. Quasi-elliptic filter based on SIW combline resonators using a coplanar line cross-coupling // Microwave Symposium (IMS). 2015 IEEE MTT-S International. 2015. P. 1–4.

Поступила 27 сентября 2018 г.

Design of bandpass quasi-elliptic filter on cavity combline resonators for LTE frequency band

© Authors, 2018

© Radiotekhnika, 2018

R. E. Semernya – Post-graduate student, Bauman Moscow State Technical University; Junior Research Scientist of Bauman Moscow State Technical University Research Institute, Leading Design Engineer in LLC “Radiocomp”
E-mail: semernyare@gmail.com

S. L. Chernyshev – Dr.Sc. (Eng.), Professor, Bauman Moscow State Technical University

A. R. Vilenskij – Ph.D. (Eng.), Associate Professor, Bauman Moscow State Technical University; Leading Engineer, Samsung Research Institute Russia

V. V. Kuvshinov – Ph.D. (Eng.), Head of Department of Microwave Filters, LLC “Radiocomp”

The aim of the article is to develop an effective algorithm for synthesis of bandpass quasi-elliptic filters (QEF) on air coaxial resonators (ACR), and to investigate the problem of increasing the electrical coupling between resonators with a large cross section. As an example of synthesis application we set a task to develop a bandpass filter with a relative bandwidth of 1,4% for the LTE frequency band with increased selectivity requirements and insertion loss in the bandwidth.