
**НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ
СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ**

УДК 621.372.543

МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ С ПАРАЗИТНЫМИ СВЯЗЯМИ, СОДЕРЖАЩИЕ ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫЕ И П-ОБРАЗНЫЕ РЕЗОНАТОРЫ

© 2019 г. А. В. Захаров¹, *, С. А. Розенко¹¹Национальный технический университет Украины “Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского”,
Украина, 03056 Киев, просп. Победы, 37

*E-mail: azakharov217@gmail.com

Поступила в редакцию 22.06.2017 г.

После доработки 10.01.2018 г.

Принята к публикации 28.02.2018 г.

Проведен анализ микрополосковых полосно-пропускающих фильтров (ППФ) содержащих четвертьволновые резонаторы и один полуволновый П-образный резонатор, которые расположены один возле другого вдоль одной линии. Такие фильтры обладают более разнообразными частотными характеристиками за счет использования полуволнового П-образного резонатора и паразитных перекрестных связей магнитного характера. Изучается возможность описания таких фильтров с помощью матрицы связи. Приведены результаты моделирования и измерения частотных характеристик трех микрополосковых ППФ с центральной частотой 2 ГГц.

DOI: 10.1134/S0033849419040120

ВВЕДЕНИЕ

Микрополосковые полосно-пропускающие фильтры (ППФ), с фиксированной настройкой [1–5] и перестраиваемые по частоте [6–9], находят практическое применение. В микрополосковых конструкциях ППФ, в отличие от других конструкций, например полосковых [10–12], существует достаточно сильное магнитное взаимодействие между несмежными резонаторами. Это взаимодействие тем сильнее, чем толще диэлектрическая подложка и чем ближе друг к другу расположены несмежные резонаторы. Из-за перекрестных связей такие фильтры “поневоле” становятся неминимально-фазовыми [13, 14] с более крутым правым скатом АЧХ. Подтверждением сказанному служат частотные характеристики гребенчатых, решетчатых и встречно-стержневых микрополосковых фильтров, приведенные в работах [1, 15]. Чтобы ослабить это взаимодействие, в фильтрах используют особое расположение резонаторов. В фильтрах с полуволновыми резонаторами, связанными емкостными зазорами [16], резонаторы ориентированы торцами друг к другу. Такое расположение резонаторов приводит к большой длине фильтров. В конструкциях фильтров с параллельно связанными полуволновыми резонаторами смежные резонаторы смещены друг относительно друга на половину своей длины [16]. Ближайшие несмежные резонаторы смещены на всю длину, что существенно уменьшает паразитное взаимодей-

ствие между ними. Расстояние между несмежными резонаторами у фильтров с П-образными резонаторами [17] увеличено благодаря достаточно большой ширине таких резонаторов.

Цель данной статьи – показать возможность использования паразитной перекрестной связи в микрополосковых ППФ с резонаторами, расположенными вдоль одной линии, для формирования АЧХ требуемой формы. В состав фильтров включены четвертьволновые и один П-образный резонаторы. Дополнительные переемы между несмежными резонаторами, регулирующие перекрестную связь, не используются, так же как и двухъярусные конструкции ППФ [1, 18].

1. ТРЕХРЕЗОНАТОРНЫЕ ППФ

Рассмотрим трехрезонаторный ППФ (рис. 1а). Все связи между резонаторами k_{ij} (основные и перекрестная) носят магнитный характер, они представлены индуктивностями. Этот фильтр симметричный $k_{12} = k_{23}$. Отрезки линий передачи резонаторов имеют характеристическое сопротивление Z_0 и электрическую длину θ . Крайние резонаторы фильтра одинаковые, они четвертьволновые с $\theta_0 = \pi/2$, один их конец короткозамкнут. Средний резонатор фильтра полуволновый с $\theta_0 = \pi$. Он включен в фильтр как четырехполюсник и является резонатором проходного типа. В условном представлении трехрезонаторного фильтра с пе-

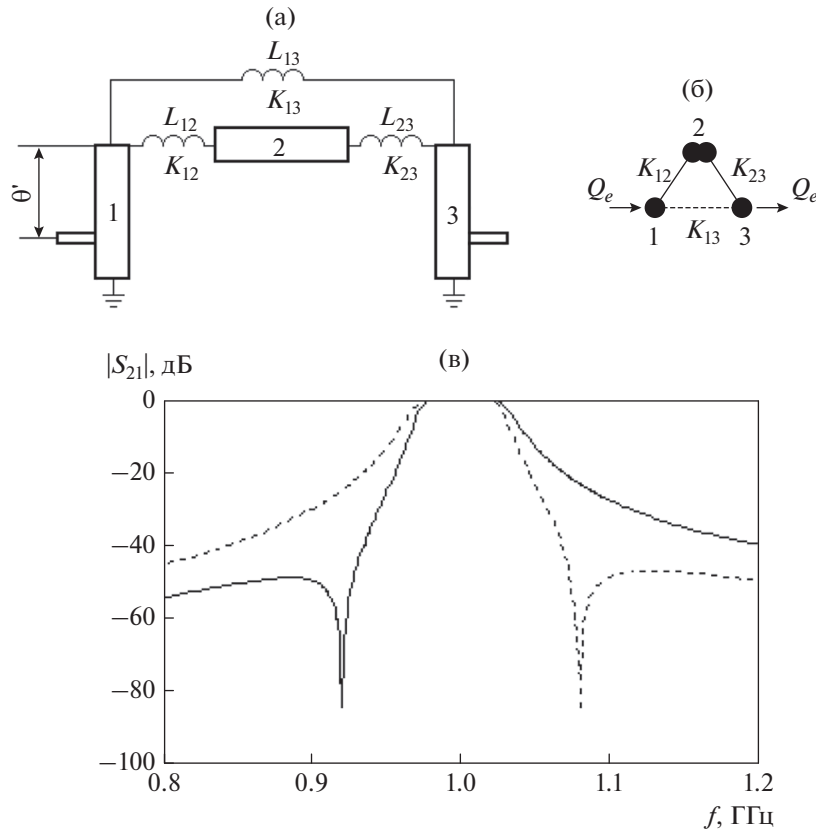


Рис. 1. Трехрезонаторный ППФ с проходным резонатором: а – схема; б – условное представление; в – частотные характеристики для случая $k_{12} = k_{23} = 0.04$, $k_{13} = 0.01$; сплошная кривая – для резонатора № 2 проходного типа, штриховая кривая – для резонатора № 2 отражательного типа.

рекрестной связью, показанном на рис. 1б, этот резонатор обозначен двойным кружком.

Для анализа частотных характеристик фильтра будем использовать коэффициенты связи и внешнюю добротность крайних резонаторов Q_e . Воспользуемся общим выражением для коэффициента связи двух резонаторов параллельного типа [16] $k = J/\sqrt{b_1 b_2}$, где b_1 и b_2 – параметры крутизны проводимости первого и второго резонаторов, J – параметр инвертора проводимости.

Для индуктивной (магнитной) связи имеем $J = 1/2\pi f L$ и

$$k_L \approx 1/2\pi f L \sqrt{b_1 b_2}, \quad (1)$$

для емкостной (электрической) связи – $J = 2\pi f C$ и

$$k_e \approx -2\pi f C / \sqrt{b_1 b_2}. \quad (2)$$

Коэффициенту электрической связи (2) приписан знак минус. Выражения (1), (2) являются приближенными, что связано с заменой идеального элемента связи (инвертора) индуктивностью или емкостью. Параметры b_1 и b_2 резонаторов на основной резонансной частоте определены в работе [16]: $b_1 = \pi/4Z_0$ – для четвертьволнового резонатора; $b_2 =$

$\pi/2Z_0$ – для полуволнового резонатора. Внешняя добротность крайних резонаторов фильтра в данном случае определяется формулой

$$Q_e = R_L b = R_L \pi/4Z_0 \cos^2 \theta',$$

где θ' – координата кондуктивного подключения нагрузок входа и выхода (см. рис. 1а), $R_L = 50$ Ом.

При построении частотных характеристик фильтра (см. рис. 1в) было принято, что резонаторы являются четвертьволновыми и полуволновыми на частоте $f_0 = 1$ ГГц, значение $Z_0 = 10$ Ом для четвертьволновых резонаторов и $Z_0 = 20$ Ом для полуволнового резонатора, основные коэффициенты связи $K_{12} = K_{23} = 0.04$, коэффициент перекрестной связи $K_{13} = 0.01$. Используя выражение (1), переходим от заданных коэффициентов связи к соответствующим значениям индуктивностей: $L_{12} = L_{23} = 50.66$ нГ; $L_{13} = 202.64$ нГ. Зададим координату подключения нагрузок к крайним резонаторам $\theta' = 65^\circ$, что приводит к значению внешней добротности $Q_e = 21.99$. Указанным выше данным соответствует частотная характеристика, приведенная на рис. 1в сплошной линией. Она имеет нуль передачи f_{z1} , расположенный слева от

центральной частоты полосы пропускания f_0 : $f_{z1} = f_0 - 80$ МГц. Если полуволновый проходной резонатор фильтра заменить четвертьволновым, включенным на отражение, то фильтр будет иметь нуль передачи f_{z1} , расположенный справа от f_0 : $f_{z1} = f_0 + 80$ МГц (см. рис. 1 в штриховая линия).

При описании трехрезонаторных ППФ используют нормированные коэффициенты связи $m_{ij} = K_{ij}/\text{FBW}$ ($i \neq j$) и комплексную переменную $s = \sigma + j\Omega$, где $\Omega = (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)/\text{FBW}$ – нормированная частота ($\text{FBW} = \text{BW}/f_0$ – относительная ширина полосы пропускания, BW – ширина полосы пропускания). Ось $j\Omega$ соответствует вещественным частотам. Значение $\Omega = 0$ соответствует частоте f_0 , а значение $\Omega = 1$ – частоте на правом краю полосы пропускания $f_0 + \text{BW}/2$. Нормированная частота Ω_1 соответствует нулю передачи f_{z1} . Оба этих значения выражаются через коэффициенты связи:

$$\Omega_1 = \pm m_{12}^2/m_{13}, \quad f_{z1} = f_0 \pm (f_0/2)k_{12}^2/k_{13}, \quad (3)$$

где знаки “+” и “–” означают фильтры со средним резонатором отражательного [19] и проходного типа соответственно.

Имеющееся различие можно пояснить следующим образом. Если трехрезонаторный ППФ со всеми резонаторами отражательного типа является несимметричным ($k_{12} \neq k_{23}$), то расположение его нуля передачи определяется более общими выражениями:

$$\Omega_1 = m_{12}m_{23}/m_{13}, \quad f_{z1} = f_0 + (f_0/2)k_{12}k_{23}/k_{13}. \quad (4)$$

Выражения (4) показывают, что изменение знака k_{12} или k_{23} приводит к тому, что нуль передачи f_{z1} будет располагаться слева от f_0 . Это также приводит к знаку минус в выражениях (3) для симметричного фильтра ($k_{12} = k_{23}$) с проходным резонатором, напряжения на концах которого находятся в противофазе и который трансформирует положительную связь в отрицательную.

Далее используем матрицу связи трехрезонаторного фильтра при синхронной настройке [1]

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & m_{12} & m_{13} \\ m_{12} & 0 & m_{23} \\ m_{13} & m_{23} & 0 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Матрица (5) симметрична относительно главной диагонали $m_{ij} = m_{ji}$. Элементы главной диагонали m_{ii} представляют собой нормированные резонансные частоты резонаторов [1]

$$m_{ii} = \Omega_{oi} = \frac{f_{oi} - f_0}{\text{BW}/2}.$$

При синхронной настройке все $m_{ii} = 0$, поскольку резонансные частоты всех резонаторов одинаковые $f_{o1} = f_{o2} = f_{o3} = f_0$. Условие синхронной настройки может быть осуществлено при использовании инверторов в качестве элементов связи, так как инверторы не смешивают резонансные частоты резонаторов. Условие синхронной настройки является идеализированным, но оно придает рассмотрению общность. Для описания фильтра также используется нормированная внешняя добротность крайних резонаторов $q_e = Q_e \text{FBW}$.

Положительные значения m_{ij} соответствуют магнитным (индуктивным) связям, а отрицательные значения m_{ij} – электрическим (емкостным) связям. В матрице (5) все значения m_{ij} положительные, что является характерным для трехрезонаторного ППФ со всеми магнитными связями.

Матрица связи $[m]$ получена из матрицы сопротивлений $[Z]$ или матрицы проводимостей $[Y]$ электрической цепи с сосредоточенными элементами. П.И. Ричардс [20] ввел в электрическую цепь единичный элемент (ЕЭ). Этот элемент с двумя парами зажимов представляет короткий отрезок линии передачи, обладающий свойством трансформации сопротивлений. Включение ЕЭ, как четырехполюсника, в электрическую цепь с традиционными R, L, C -элементами не позволяет описать ее с помощью матрицы $[Z]$ или $[Y]$. Рассматриваемый фильтр (см. рис. 1а) содержит средний резонатор “проходного типа”, который осуществляет трансформацию сопротивлений. Для его описания традиционно используемая матрица связи $[m]$ в существующем виде непригодна. В нее надо искусственно ввести некоторые изменения, т.е. модифицировать.

Проведенный анализ показывает, что при описании фильтра с резонатором проходного типа (см. рис. 1а) следует у одного из двух основных коэффициентов связи, k_{12} или k_{23} , поменять знак на противоположный. Модифицированная матрица связи такого фильтра может быть записана в виде

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & -m_{12} & m_{13} \\ -m_{12} & 0 & m_{23} \\ m_{13} & m_{23} & 0 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Матрица (6) является характерной для трехрезонаторного ППФ со всеми магнитными связями и средним резонатором проходного типа. В ней изменен знак только элемента m_{12} . Также может быть изменен знак только элемента m_{23} . Показанные на рис. 2 трехрезонаторные ППФ являются эквивалентными, поскольку они имеют одинаковые частотные характеристики.

Представленный на рис. 1а фильтр характеризуется значениями $k_{12} = k_{23} = 0.04$, $k_{13} = 0.01$, $Q_e = 21.99$, $\text{FBW} = 0.0445$. В результате нормирова-

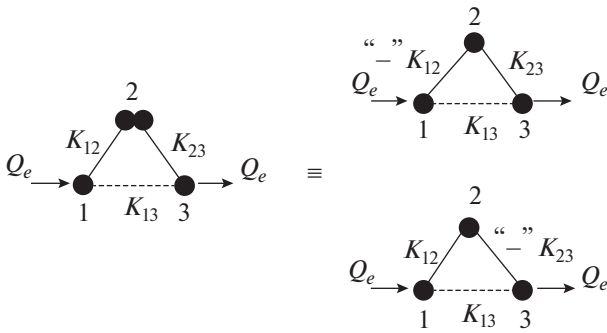


Рис. 2. Эквивалентные трехрезонаторные ППФ с перекрестной связью.

ния получим $m_{12} = 0.899$, $m_{23} = 0.899$, $m_{13} = 0.225$, $q_e = 0.978$. Изменяя знак m_{12} на противоположный, запишем матрицу связи такого фильтра при синхронной настройке:

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & -0.899 & 0.225 \\ -0.899 & 0 & 0.899 \\ 0.225 & 0.899 & 0 \end{bmatrix}, \quad q_e = 0.978.$$

Изменение знака k_{12} на противоположный равносильно замене индуктивности L_{12} на емкость C_{12} . Согласно (2) значение этой емкости $C_{12} = 0.5$ пФ.

Трехрезонаторный ППФ со средним резонатором проходного типа и всеми положительными коэффициентами связи обладает левосторонним нулем передачи f_{z1} , положение которого определяется выражением (3) со знаком “-”. В случае синхронной настройки такой фильтр может быть описан модифицированной матрицей связи (6).

2. ПОСТРОЕНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОГО ТРЕХРЕЗОНАТОРНОГО ППФ

На рис. 3а представлена топология предлагаемого микрополоскового ППФ. В качестве проходного резонатора используется полуволновый П-образный резонатор. Паразитные перекрестные связи между резонаторами носят магнитный характер. Фильтр реализован на подложке из ТММ-10i (Rogers), $\epsilon_r = 9.8$, $\text{tg} \delta = 0.002$, $h = 1.905$ мм. Короткое замыкание на концах четвертьволновых резонаторов обеспечивается с помощью металлизированных отверстий диаметром 0.4 мм.

Резонаторы имеют следующие параметры: $w_1 = 2$ мм, $L_1 = 14$ мм, $w_2 = 1$ мм, $L_2 = 16$ мм, ширина П-образного резонатора 3 мм. Резонаторы настроены на частоту 2 ГГц и разделены зазором S . Величина d характеризует смещение среднего резонатора вверх и вниз относительно крайних резонаторов. Изменяя параметры S и d , можно регулировать как коэффициенты связи k_{12} , k_{13} , так и отношение между ними k_{13}/k_{12} , что позволя-

ет при заданной ширине полосы пропускания изменять расположение нуля передачи (3).

В качестве примера определим параметры рассматриваемого фильтра, используя следующие исходные данные: $f_0 = 2$ ГГц, $\text{FBW} = 0.1$, нуль передачи расположен на частоте $f_{z1} = 1.75$ ГГц. Для построения воспользуемся упрощенной процедурой, основанной на чебышевском прототипе [16]. Зададим величину пульсаций $L_{\text{Ar}} = 0.2$ дБ и выпишем из [16] g -параметры: $g_0 = g_4 = 1$; $g_1 = g_3 = 1.2275$; $g_2 = 1.1525$. Подставляя эти значения и исходные данные в широко используемые выражения [16], находим: $k_{12} = 0.084$, $Q_e = 12.28$. Для определения k_{13} используем выражение (3). Подставляя в него значение k_{12} , частоту нуля передачи $f_{z1} = 1.75$ ГГц и f_0 , находим $k_{13} = 0.0282$. Полученные значения коэффициентов связи реализуются при $S = 1.8$ мм и $d = 0$. Значение $Q_e = 12.28$ реализовано соответствующей координатой подключения к крайним резонаторам отрезка микрополосковой линии шириной 1 мм.

Фотография фильтра с указанными выше параметрами представлена на рис. 3б. Фильтр занимает площадь 21.6×16.6 мм². Промоделированные и измеренные частотные характеристики фильтра приведены на рис. 3в. Измеренные характеристики фильтра: $f_0 = 2$ ГГц, ширина полосы пропускания $\text{BW} = 200$ МГц ($\text{FBW} = 0.1$), вносимые потери на центральной частоте $IL_0 = 0.8$ дБ, обратные потери $RL < -12.5$ дБ, частота нуля передачи $f_{z1} = 1.731$ ГГц.

Используя принятую нормировку, определяем элементы матрицы связей рассматриваемого фильтра $m_{12} = 0.840$, $m_{23} = 0.840$, $m_{13} = 0.282$ и параметр $q_e = 1.228$. Изменяя знак m_{12} на противоположный, можно записать в представлении (6) модифицированную матрицу связи этого фильтра при синхронной настройке.

Резонатор проходного типа и паразитная перекрестная связь магнитного характера обеспечивают рассмотренному микрополосковому ППФ левосторонний нуль передачи с регулируемым расположением.

3. ЧЕТЫРЕХРЕЗОНАТОРНЫЕ ППФ

Условное представление четырехрезонаторного ППФ со всеми магнитными связями показано на рис. 4а. Данный ППФ отличается от фильтра со всеми четвертьволновыми резонаторами тем, что резонатор № 2 заменен на полуволновый резонатор проходного типа. Такая замена приводит к тому, что частотные характеристики двух фильтров существенно отличаются (рис. 4б–4д). На вставках к рисункам показаны различные варианты перекрестных связей. Штриховые кривые отображают частотные характеристики фильтра

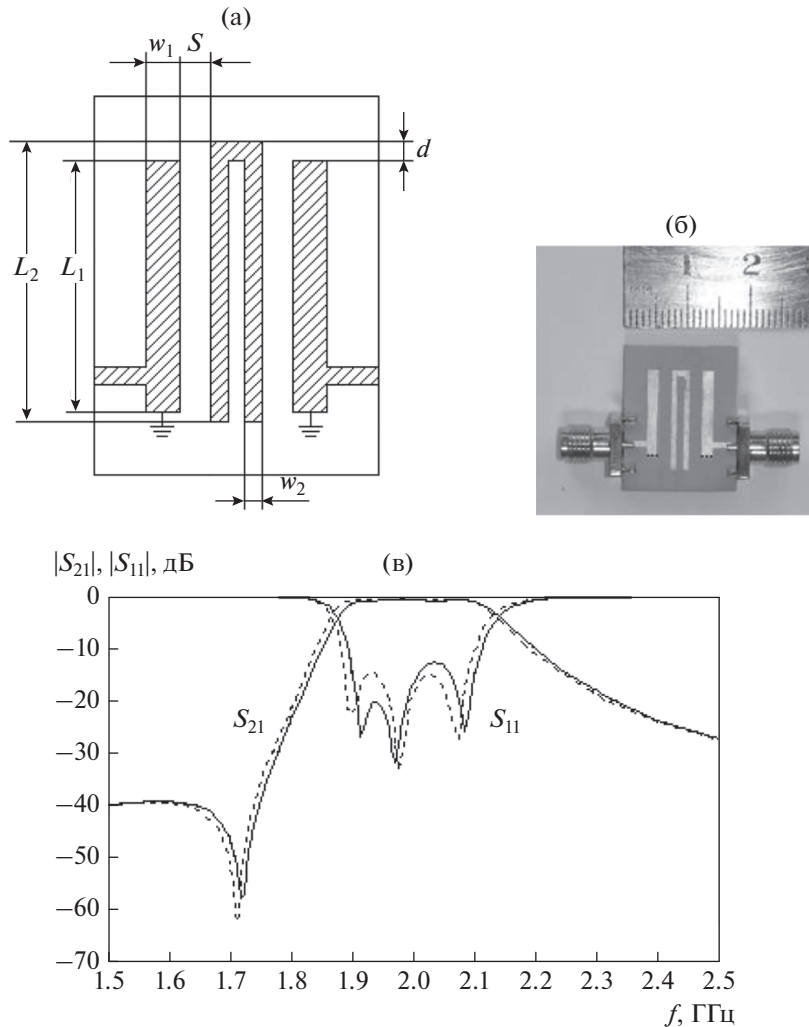


Рис. 3. Микрополосковый трехрезонаторный ППФ с резонатором проходного типа: а – топология; б – фотография; в – частотные характеристики; сплошная кривая – измерение, штриховая – моделирование.

со всеми четвертьволновыми резонаторами. При построении частотных характеристик параметры резонаторов приняты такими же, как и на рис. 1а. Основные коэффициенты связи фильтра: $k_{12} = k_{34} = 0.04$ ($L_{12} = L_{34} = 50.66$ нГ), $k_{23} = 0.032$ ($L_{23} = 63.325$ нГ); перекрестные коэффициенты связи $k_{13} = k_{24} = 0.005$ ($L_{13} = L_{24} = 405.28$ нГ), $k_{14} = 0.001$ ($L_{14} = 2026.4$ нГ); внешняя добротность $Q_e = 21.99$.

Если четырехрезонаторный ППФ имеет лишь одну перекрестную связь k_{14} (см. рис. 4б), то два его нуля передачи $S_{1,2}$ определяются выражением

$$S_{1,2}^2 = \pm m_{12}^2 m_{23} / m_{14} - m_{23}^2. \quad (7)$$

Выражение (7) со знаком “+” соответствует фильтру со всеми резонаторами отражательного типа [21, 22], со знаком “-” – фильтру со средним резонатором проходного типа. Изменение знака в (7) имеет то же самое объяснение, что и в выра-

жении (3). Выражение (7) показывает, что при всех положительных связях и резонаторах отражательного типа $S_{1,2} = \sigma_{1,2}$ ($\sigma_2 = -\sigma_1$). Такой фильтр является фильтром задержки. У фильтра с резонатором проходного типа два нуля передачи расположены на вещественных частотах, и симметрично относительно f_0 , поэтому имеем

$$S_{1,2} = j\Omega_{1,2} = \pm j\sqrt{-m_{12}^2 m_{23} / m_{14} - m_{23}^2}, \quad (8)$$

$$|f_{z1,2} - f_0| = (f_0/2)\sqrt{k_{12}^2 k_{23} / k_{14} + k_{23}^2}.$$

Подставляя принятые значения k_{ij} и f_0 в (8), получаем $|f_{z1,2} - f_0| = 0.114$ ГГц, что и отражено на рис. 4б. Выражение (8) можно положить в основу упрощенной процедуры построения четырехрезонаторных фильтров с одной перекрестной связью k_{14} .

При перекрестной связи k_{13} фильтр со всеми четвертьволновыми резонаторами имеет правосторонний нуль передачи (см. рис. 4в). У фильтра

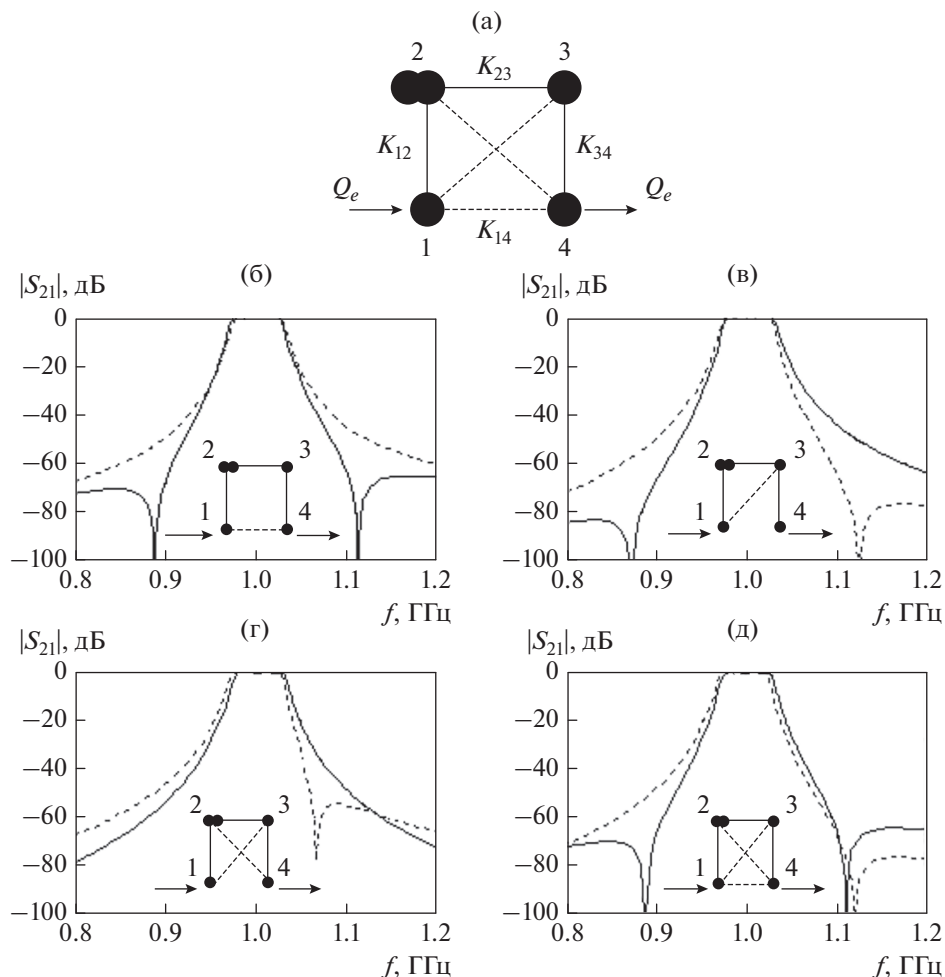


Рис. 4. Четырехрезонаторный ППФ с резонатором проходного типа: а – условное представление; б–г – частотные характеристики при различных перекрестных связях: б) $k_{14} = 0.001$; в) $k_{13} = 0.005$; г) $k_{13} = k_{24} = 0.005$; д) $k_{14} = 0.001$, $k_{13} = k_{24} = 0.005$; сплошная кривая – для резонатора № 2 проходного типа, штриховая – для резонатора № 2 отражательного типа.

с резонатором проходного типа нуль передачи расположен слева от f_0 .

При влиянии двух перекрестных связей k_{13} и k_{24} (см. рис. 4г) фильтр со всеми четвертьволновыми резонаторами имеет правосторонний нуль передачи, который расположен ближе к f_0 , чем в предыдущем случае. У фильтра с резонатором проходного типа при выполнении условия

$$k_{13} = k_{24} \quad (9)$$

отсутствуют нули передачи на вещественных частотах, а частотная характеристика является симметричной. При $k_{13} \neq k_{24}$ АЧХ не будет симметричной, а будет иметь нуль передачи f_z . Если $k_{13} > k_{24}$, то $f_z < f_0$, если же $k_{13} < k_{24}$, то $f_z > f_0$.

При влиянии всех перекрестных связей k_{13} , k_{24} и k_{14} (см. рис. 4д) частотная характеристика фильтра со всеми четвертьволновыми резонаторами

остается несимметричной с правосторонним нулем передачи. У фильтра с резонатором проходного типа при выполнении условия (9) частотная характеристика симметрична с двумя нулями передачи, равноудаленными от f_0 . Если же $k_{13} \neq k_{24}$, то частотный отклик не будет симметричным, два его нуля передачи будут по-разному удалены от f_0 .

В модифицированной матрице связи, описывающей фильтр с резонатором № 2 проходного типа (см. рис. 4а), надо изменить знак m_{12} на противоположный

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & -m_{12} & m_{13} & m_{14} \\ -m_{12} & 0 & m_{23} & m_{24} \\ m_{13} & m_{23} & 0 & m_{34} \\ m_{14} & m_{24} & m_{34} & 0 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Если проходной резонатор переместить на позиции № 3, то в модифицированной матрице свя-

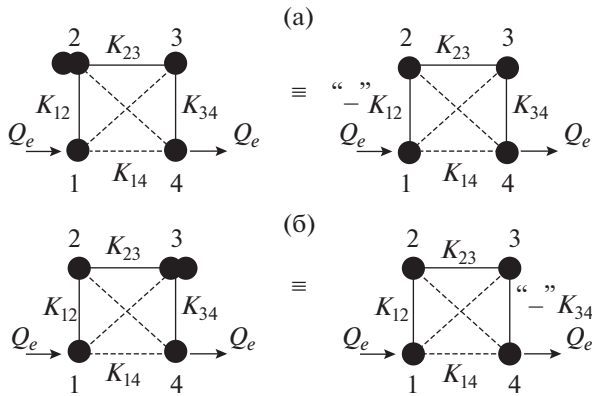


Рис. 5. Эквивалентные четырехрезонаторные ППФ с перекрестной связью: а – проходной резонатор № 2; б – проходной резонатор № 3.

зи надо изменить знак элемента m_{34} на противоположный. Отметим, что в обоих случаях нельзя изменять знак нормированного основного коэффициента связи m_{23} , поскольку это приводит к иным частотным характеристикам.

Показанные на рис. 5а, 5б четырехрезонаторные ППФ являются эквивалентными, они имеют одинаковые частотные характеристики. В правой части этих рисунков показаны модифицированные фильтры, все резонаторы которых четвертьволновые.

Частотная характеристика фильтра (см. рис. 4д) имеет относительную ширину полосы пропускания $FBW = 0.0476$. Используя принятую нормировку, определяем элементы матрицы связи рассматриваемого фильтра $m_{12} = m_{34} = 0.840$, $m_{23} = 0.672$, $m_{13} = m_{24} = 0.105$, $m_{14} = 0.021$ и параметр $q_e = 1.047$. Изменяя знак m_{12} на противоположный, запишем

модифицированную матрицу связи этого фильтра при синхронной настройке:

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & -0.840 & 0.105 & 0.021 \\ -0.840 & 0 & 0.672 & 0.105 \\ 0.105 & 0.672 & 0 & 0.849 \\ 0.021 & 0.105 & 0.840 & 0 \end{bmatrix}, \quad q_e = 1.047.$$

Микрополосковый ППФ четвертого порядка показан на рис. 6а. В качестве проходного резонатора у него используется полуволновый П-образный резонатор. Параметры резонаторов этого фильтра такие же, как у резонаторов трехрезонаторного фильтра (см. рис. 3). Эти резонаторы разделены зазорами: $S_{12} = 2.2$ мм, $S_{23} = 2.4$ мм, $S_{34} = 1.2$ мм. Фильтр занимает площадь 21.6×20.8 мм². Он характеризуется: основными связями $k_{12} = k_{34} = 0.08$, $k_{23} = 0.065$, перекрестными связями $k_{13} = 0.021$, $k_{24} = 0.014$, $k_{14} = 0.007$ и значением внешней добротности крайних резонаторов $Q_e = 12.5$.

Измеренные частотные характеристики фильтра представлены на рис. 6б. Как и предполагалось, фильтр имеет два нуля передачи, расположенных с двух сторон от f_0 . Поскольку у этого фильтра условие (9) не выполнено, то его нули передачи находятся на разном удалении от f_0 . Левосторонний нуль передачи расположен ближе к f_0 , чем правосторонний нуль передачи. Это поясняется тем, что $k_{13} > k_{24}$. Можно добиться выполнения условия (9) путем перемещения вверх и вниз резонаторов фильтра, как это показано на рис. 3а.

Измеренные характеристики фильтра: $f_0 = 2$ ГГц, ширина полосы пропускания $BW = 178$ МГц ($FBW = 0.089$), вносимые потери на центральной частоте $IL_0 = 1.2$ дБ, обратные потери $RL < -12$ дБ.

Используя принятую нормировку, определяем элементы матрицы связей рассматриваемого мик-

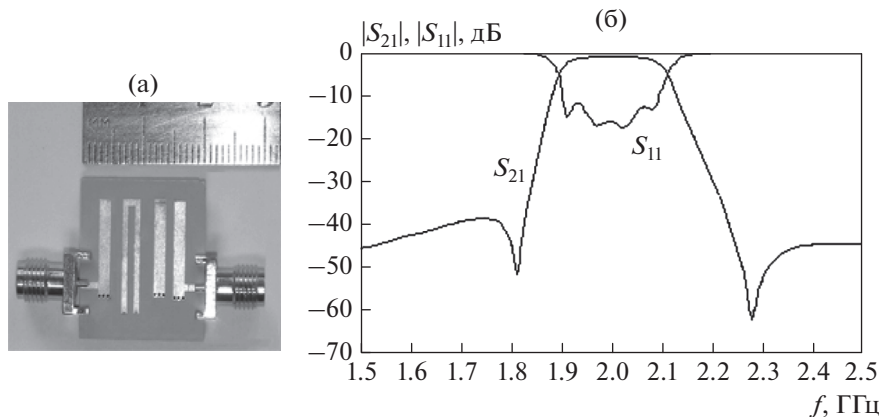


Рис. 6. Микрополосковый четырехрезонаторный ППФ с резонатором проходного типа: а – фотография; б – измеренные частотные характеристики.

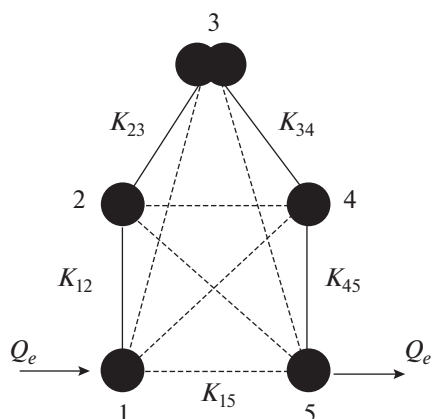


Рис. 7. Условное представление пятирезонаторного ППФ с резонатором № 3 проходного типа.

рополоскового фильтра $m_{12} = 0.899$, $m_{23} = 0.730$, $m_{34} = 0.899$, $m_{13} = 0.236$, $m_{24} = 0.157$, $m_{14} = 0.0786$ и параметр $q_e = 1.140$. Изменяя знак m_{12} на противоположный, можно записать в виде (10) модифицированную матрицу связи этого фильтра при синхронной настройке.

Четырехрезонаторный ППФ с проходным резонатором № 2 или № 3 и всеми положительными коэффициентами связи может обладать симметричной АЧХ с двумя нулями передачи, равноудаленными от f_0 . Условие симметрии определено выражением (9). В случае синхронной настройки такой фильтр может быть описан модифицированной матрицей связи (10).

4. ПЯТИРЕЗОНАТОРНЫЕ ППФ

Условное представление пятирезонаторного ППФ со всеми магнитными связями приведено на рис. 7. Резонатор проходного типа занимает позицию № 3. На рис. 8 приведены частотные отклики этого фильтра для различных перекрестных связей, которые показаны на вставках. Штриховые кривые отображают частотные характеристики фильтра со всеми четвертьволновыми резонаторами. При построении частотных характеристик на рис. 8 параметры резонаторов приняты такими же, как и в предшествующих двух случаях. Основные коэффициенты связи фильтра $k_{12} = k_{45} = 0.04$ ($L_{12} = L_{45} = 50.66$ нГ), $k_{23} = k_{34} = 0.032$ ($L_{23} = L_{34} = 63.325$ нГ); перекрестные коэффициенты связи $k_{13} = k_{24} = k_{35} = 0.005$ ($L_{13} = L_{24} = L_{35} = 405.28$ нГ), $k_{14} = k_{25} = 0.002$ ($L_{14} = L_{25} = 405.28$ нГ), $k_{15} = 0.001$ ($L_{15} = 1013.2$ нГ); внешняя добротность крайних резонаторов $Q_e = 21.99$.

Частотные характеристики на рис. 8а–8г не нуждаются в комментариях. На рис. 8д АЧХ обоих фильтров одинаковые, поэтому оба графика совпадают. При влиянии всех перекрестных свя-

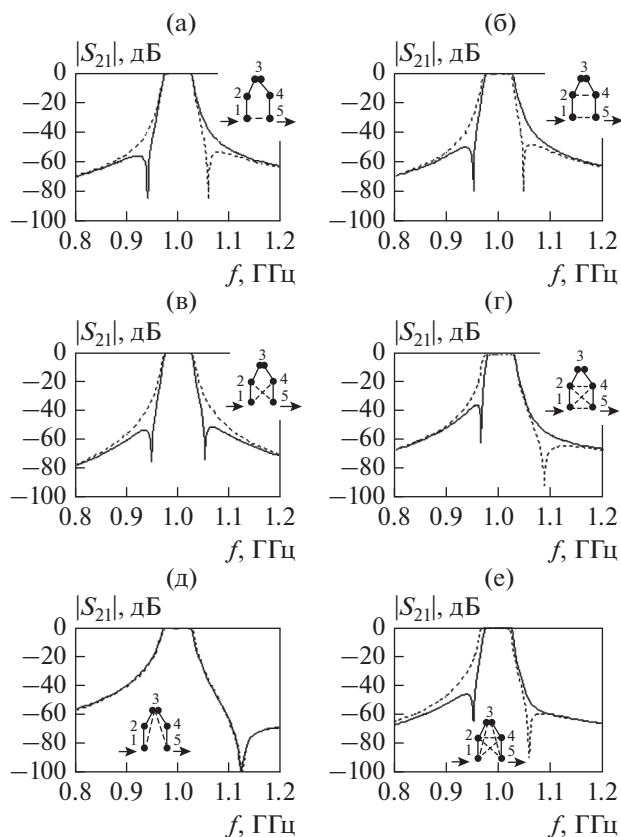


Рис. 8. Частотные характеристики пятирезонаторного ППФ с резонатором проходного типа при различных перекрестных связях: а) $k_{15} = 0.001$; б) $k_{15} = 0.001$, $k_{24} = 0.005$; в) $k_{14} = k_{25} = 0.002$; г) $k_{15} = 0.001$, $k_{24} = 0.005$, $k_{14} = k_{25} = 0.002$; д) $k_{13} = k_{35} = 0.005$; е) $k_{13} = k_{24} = k_{35} = 0.005$, $k_{14} = k_{25} = 0.002$, $k_{15} = 0.001$. Сплошная кривая – для резонатора № 3 проходного типа, штриховая – для резонатора № 3 отражательного типа.

зей (рис. 8е) частотная характеристика фильтра со всеми четвертьволновыми резонаторами не симметрична с правосторонним нулем передачи. Фильтр с резонатором № 3 проходного типа имеет частотную характеристику с более крутым левым скатом и левосторонним нулем передачи. У этого фильтра отсутствует правосторонний нуль передачи.

На рис. 9 представлена модификация ППФ пятого порядка с проходным резонатором № 3 за счет замены его резонатором отражательного типа и изменения знака коэффициента связи k_{23} . Штриховые кривые соответствуют частотным откликам фильтров с указанными выше изменениями. На рис. 9а частотные характеристики обоих фильтров при перекрестных связях k_{14} , k_{15} , k_{24} , k_{25} одинаковые, поэтому обе кривые совпадают. При перекрестных связях k_{13} и k_{35} , исходящих из резонатора № 3, частотные характеристики двух

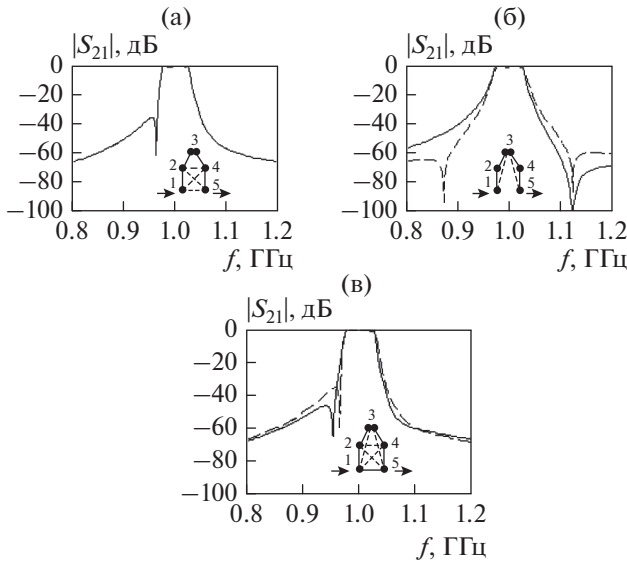


Рис. 9. Частотные характеристики двух пятирезонаторных ППФ при различных перекрестных связях: а) $k_{15} = 0.001$, $k_{24} = 0.005$, $k_{14} = k_{25} = 0.002$; б) $k_{13} = k_{35} = 0.005$; в) $k_{13} = k_{24} = k_{35} = 0.005$, $k_{14} = k_{25} = 0.002$, $k_{15} = 0.001$; сплошная кривая – для резонатора № 3 проходного типа, штриховая – для резонатора № 3 отражательного типа и $k_{23} < 0$.

фильтров существенно отличаются друг от друга (рис. 9б). Это приводит к тому, что при учете всех перекрестных связей, частотные характеристики этих фильтров не совпадают (рис. 9в).

Микрополосковый ППФ пятого порядка представлен на рис. 10а. В качестве проходного резонатора у него используется полуволновый П-образный резонатор. Параметры резонаторов этого фильтра такие же, как у предшествующих мик-

рополосковых фильтров. Резонаторы фильтра разделены зазорами: $S_{12} = S_{45} = 1.2$ мм, $S_{23} = S_{34} = 2.2$ мм. Фильтр занимает площадь 21.6×23.8 мм². Его основные коэффициенты связи $k_{12} = k_{45} = 0.08$, $k_{23} = k_{34} = 0.065$; перекрестные коэффициенты связи $k_{13} = k_{35} = 0.0014$, $k_{24} = 0.021$, $k_{14} = k_{25} = 0.007$, $k_{15} = 0.003$, внешняя добротность крайних резонаторов $Q_e = 12.5$.

Измеренные частотные характеристики фильтра представлены на рис. 10б. Как и предполагалось, фильтр имеет один левосторонний нуль передачи, который удален от f_0 на 165 МГц. Правосторонний нуль передачи у него отсутствует. Тем не менее верхняя часть частотной характеристики, ограниченная уровнем затухания 40 дБ, достаточно близка к симметричной. Измеренные характеристики фильтра: $f_0 = 2$ ГГц, ширина полосы пропускания $BW = 180$ МГц ($FBW = 0.09$), вносимые потери на центральной частоте $IL_0 = 1.5$ дБ, обратные потери $RL < -12$ дБ.

Пятирезонаторный ППФ с центральным резонатором проходного типа и всеми связями магнитного характера имеет левосторонний нуль передачи. Верхняя часть его АЧХ, ограниченная уровнем затухания 40 дБ, достаточно близка к симметричной.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе показано, что если в микрополосковом гребенчатом фильтре один из "внутренних" резонаторов заменить на полуволновый П-образный резонатор, то его частотная характеристика, имеющая правосторонний нуль передачи и повышенную крутизну правого ската, существенно изменится. Трехрезонаторный фильтр будет обладать левосторонним нулем пе-

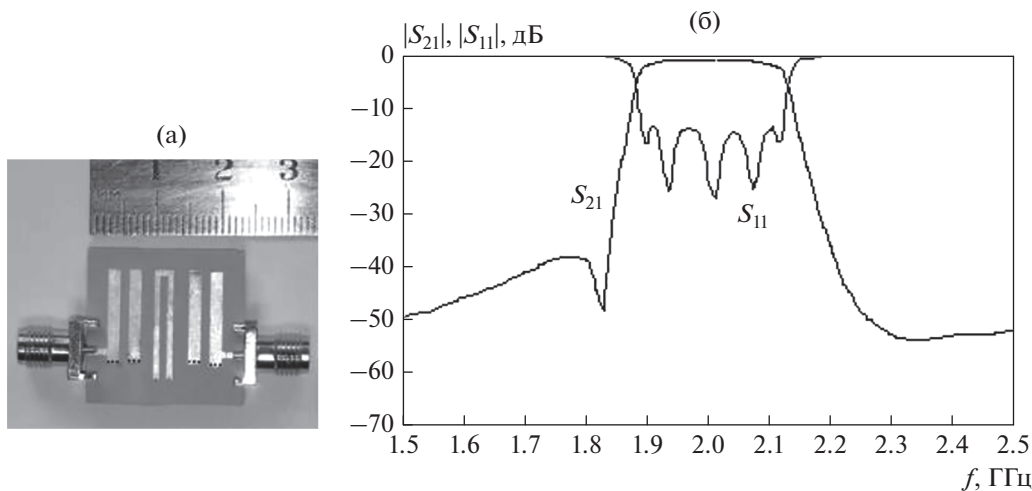


Рис. 10. Микрополосковый пятирезонаторный ППФ с резонатором проходного типа: а – фотография, б – измеренные частотные характеристики.

редачи и повышенной крутизной левого ската АЧХ. Четырехрезонаторный фильтр будет иметь два нуля передачи, которые при выполнении условия (9) равноудалены от f_0 . У пятирезонаторного фильтра будет один, левосторонний, ноль передачи, а форма верхней части его АЧХ близка к симметричной. При числе резонаторов $N = 3, 4$ и синхронной настройке такие фильтры могут быть описаны модифицированной матрицей связи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Hong J.-S.* Microstrip Filters for RF/Microwave Application. 2nd ed. N.-Y.: John Wiley & Sons, Inc., 2011.
2. *Захаров А.В., Розенко С.А., Захарова Н.А.* // РЭ. 2012. Т. 57. № 3. С. 372.
3. *Захаров А.В., Розенко С.А.* // РЭ. 2012. Т. 57. № 6. С. 713.
4. *Zhu F., Hong W., Chen J.-X., Wu K.* // IEEE Microwave Wireless Components Lett. 2014. V. 24. № 2. P. 90.
5. *Kuo J.-T., Hsu C.-L., Shih E.* // IEEE Trans. 2007. V. MTT-55. № 8. P. 1747.
6. *Захаров А.В., Ильченко М.Е.* // РЭ. 2010. Т. 55. № 12. С. 1523.
7. *Захаров А.В., Ильченко М.Е., Карнаух В.Я., Пинчук Л.С.* // РЭ. 2011. Т. 56. № 8. С. 1017.
8. *Wong P.W., Hunter I.* // IEEE Microwave Magazine. 2009. V. 10. № 6. P. 46.
9. *Kapilevich B.* // Microwave J. 2007. № 4. P. 106.
10. *Makimoto M., Yamashita S.* Microwave resonators and filters for wireless communication. Berlin: Springer Science & Business Media, 2001.
11. *Захаров А.В.* // РЭ. 2013. Т. 58. № 3. С. 300.
12. *Захаров А.В., Ильченко М.Е., Пинчук Л.С.* // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2015. Т. 58. № 6. С. 52.
13. *Atia A.E., William A.E., Newcomb R.W.* // IEEE Trans. 1974. V. CAS-21. № 5. P. 649.
14. *Cameron R.J., Kudsia C.M., Mansour R.R.* Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications. N.-Y.: John Wiley & Sons, Inc., 2007.
15. *Аристархов Г.М., Вершинин Ю.П.* // Электрон. техника. Сер. Микроэлектронные устройства. 1983. № 1. С. 21.
16. *Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т.* Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. М.: Связь, 1971.
17. *Зелях Э.В., Фельдштейн Л.Р., Явич В.С., Брилон В.С.* Миниатюрные устройства УВЧ и ОВЧ диапазонов на отрезках линий. М.: Радио и связь, 1989.
18. *Zakharov A., Pchenko M.* // IEEE Microwave Wireless Components Lett. 2017. V. 27. № 12. P. 1083.
19. *Kurzrok R.M.* // IEEE Trans. 1966. V. MTT-14. № 1. P. 46.
20. *Richards P.I.* // Proc. IRE. 1948. V. 36. № 2. P. 217.
21. *Kurzrok R.M.* // IEEE Trans. 1966. V. MTT-14. № 6. P. 295.
22. *Levy R.* // IEEE Trans. 1976. V. MTT-24. № 4. P. 172.