

СЕЛЕКТИВНЫЕ СВОЙСТВА ДВУХРЕЗОНАТОРНЫХ СТРУКТУР И ВЫСОКОИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ИХ ОСНОВЕ

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-8-21-29

Аристархов Григорий Маркович,Московский технический университет связи
и информации, Москва, Россия, g.aristarkhov2010@yandex.ru**Кириллов Игорь Николаевич,**Московский технический университет связи
и информации, Москва, Россия, i.kirillov2009@Gmail.com**Кувшинов Вадим Владимирович,**ООО НПП "ФЛИКС", Москва, Россия, info@nppfliks.ru**Марковский Андрей Владимирович,**Московский технический университет связи
и информации, Москва, Россия, meth2health@gmail.com**Manuscript received** 20 June 2023;**Accepted** 27 July 2023

Ключевые слова: двухрезонаторные структуры, сонаправленные шпилечные резонаторы, нули передаточной характеристики, одно- и двухполосные полосно-пропускающие фильтры, фильтры нижних частот, разрядка спектра паразитных полос пропускания, повышенная частотная избирательность, 3D-моделирование, эксперимент

Повышение частотной избирательности микрополосковых фильтров традиционно достигается формированием в них нулей передаточной характеристики на конечных частотах. При этом заданные требования к избирательности фильтров обеспечиваются при меньшем числе резонаторов, а, следовательно, в более компактных структурах достигаются меньшие потери в полосе пропускания. Таким образом, эффективность этого подхода к синтезу микрополосковых фильтров определяется тем, какое число нулей передаточной характеристики потенциально возможно сформировать в тех или иных структурах. Одним из способов формирования нулей передаточной характеристики является введение дополнительных кросс-связей между несмежными резонаторами. Однако при синтезе высокоизбирательных фильтров на основе таких широко применяемых N-резонаторных структур формируется ограниченное число нулей, равное $N-2$. Вместе с тем известны двухрезонаторные структуры, в которых формируется значительно большее число нулей передаточной характеристики, в несколько раз превышающее количество резонаторов в них. Однако каждая из этих структур обладает своими специфическими частотно-селективными свойствами, что ограничивает области их широкого применения в качестве универсальных звеньев. Целью данной работы является синтез высокоизбирательных двухрезонаторных структур, обладающих разнообразными типами частотных характеристик, что расширяет области их применения. Исследованы частотные свойства микрополосковых двухрезонаторных структур нового типа, которые обладают широкими функциональными возможностями и повышенной частотной избирательностью. Показано, что в многоступенчатых структурах на двух полуволновых шпилечных резонаторах формируется при определенных условиях значительное число нулей передаточной характеристики, в два-три раза превышающее количество резонаторов в фильтре, а также вырождаются паразитные полосы пропускания. В зависимости от соотношения коэффициентов электромагнитного взаимодействия на разных участках длины связанных резонаторов они приобретают свойства как однополосных, так и многополосных полосно-пропускающих фильтров, а также фильтров нижних частот. Отмеченные особенности предопределяют возможность широкого применения этих структур в качестве самостоятельных компактных фильтров и базовых звеньев в составе фильтров более высокого порядка с существенно ограниченным числом резонаторов. Приводятся результаты электродинамического 3D-моделирования и экспериментальных исследований предлагаемых структур, которые находятся в хорошем соответствии.

Информация об авторах:

Аристархов Григорий Маркович, д.т.н., профессор кафедры "Электроника", МТУСИ, Москва, Россия**Кириллов Игорь Николаевич**, аспирант кафедры "Электроника", МТУСИ, Москва, Россия**Кувшинов Вадим Владимирович**, Генеральный директор, к.т.н., ООО НПП "ФЛИКС", Москва, Россия**Марковский Андрей Владимирович**, аспирант кафедры "Электроника", МТУСИ, Москва, Россия

Для цитирования:

Аристархов Г.М., Кириллов И.Н., Кувшинов В.В., Марковский А.В. Селективные свойства двухрезонаторных структур и высокоизбирательные фильтры на их основе // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №8. С. 21-29.

For citation:

Aristarkhov G.M., Kirillov I.N., Kuvshinov V.V., Markovskiy A.V. (2023) Selective properties of two-resonator structures and highly selective filters based on them. T-Comm, vol. 17, no.8, pp. 21-29. (in Russian)

Введение

Микрополосковые фильтры (МПФ) находят самое широкое применение в микроволновой технике, что определяется их совместимостью с технологией создания гибридных, монолитных и объемных интегральных схем СВЧ. Однако всевозрастающие требования, предъявляемые к габаритам, потерям в полосе пропускания и частотной избирательности МПФ, обуславливают необходимость разработки новых принципов их построения, так как традиционные структуры фильтров с такими характеристиками подошли к границам предельных значений физической реализуемости [1].

Важно отметить, что структуры фильтров, содержащие меньшее число резонаторов, обладают при прочих равных условиях более низким уровнем потерь в полосе пропускания и являются более компактными. При этом повышение частотной избирательности фильтров с ограниченным числом резонаторов достигается формированием в них нулей передаточной характеристики за счет введения кросс-связей между несмежными резонаторами [2-6], а также использованием свойств многомодовых структур [7, 8].

Однако возможности этого принципа построения фильтров также ограничены, так как число нулей передаточной характеристики в них не превышает количества резонаторов. Вместе с тем известны двухрезонаторные структуры, в которых формируется значительно большее число нулей передаточной характеристики, в несколько раз превышающее количество резонаторов в них [1, 9, 10]. Структуры, обладающие этим уникальным свойством, могут применяться в качестве как самостоятельных фильтров, так и базовых звеньев в составе фильтров более высокого порядка. Однако каждая из этих структур обладает своими специфическими частотно-селективными свойствами, что ограничивает области их широкого применения в качестве универсальных звеньев. Поэтому практический интерес представляет дальнейший синтез подобных структур, но с другими типами частотных характеристик, что позволит более оптимально решать задачи фильтрации радиосигналов.

В данной работе исследуются механизмы и условия формирования значительного числа нулей передаточной характеристики в двухрезонаторных микрополосковых структурах нового типа, обладающих широкими функциональными возможностями и повышенной частотной избирательностью.

Частотно-селективные свойства полосно-пропускающей четвертьволновой решетчатой секции

Одним из базовых звеньев микрополосковых фильтров с повышенной частотной избирательностью является четвертьволновая решетчатая секция на двух связанных микрополосковых линиях (МПЛ). В этой полосно-пропускающей секции формируется нуль передаточной характеристики вблизи полосы пропускания, который может располагаться (в зависимости от того какая связь между МПЛ является преобладающей) или в области нижних, или в области верхних частот. В случае преобладающей магнитной связи нуль передаточной характеристики формируется в области нижних частот. В [11] показано, что выполнение этой четвертьволновой решетчатой секции на основе свернутых

МПЛ обуславливает формирование еще двух дополнительных, так называемых, вторичных нулей передаточной характеристики в области верхних частот. Это обеспечивает как в двухрезонаторных, так и в многорезонаторных фильтрах с применением этой секции существенно более широкую полосу заграждения и более высокий уровень затухания в ней [11].

Исследуем условия формирования дополнительных вторичных нулей передаточной характеристики в симметричных четвертьволновых решетчатых секциях с преобладающей электрической связью между МПЛ. На рисунке 1 представлены двух- и трехступенчатые структуры таких микрополосковых секций.

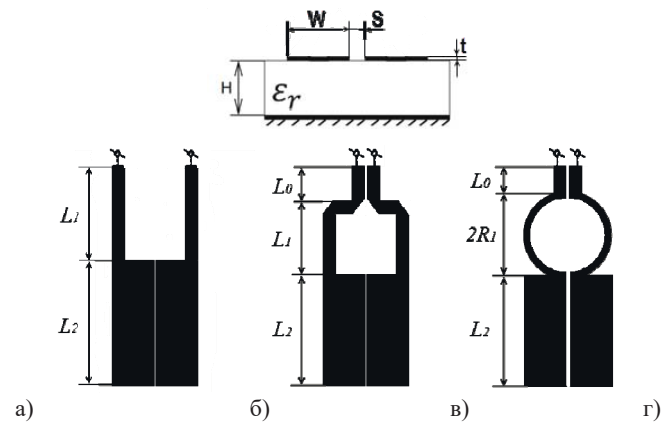


Рис. 1. Варианты исполнения двух- и трехступенчатых решетчатых секций

Механизмы и условия формирования как основных, так и вторичных нулей передаточной характеристики будем исследовать с применением метода зеркальных отображений эквивалентных четырехполюсников. На рисунке 2 приведена уравновешенная мостовая схема замещения симметричного четырехполюсника, в которой парциальные двухполюсники Z_a и Z_b представляют собой входные сопротивления эквивалентного четырехполюсника при его нечетном (θ_o) и четном (θ_e) возбуждении соответственно.

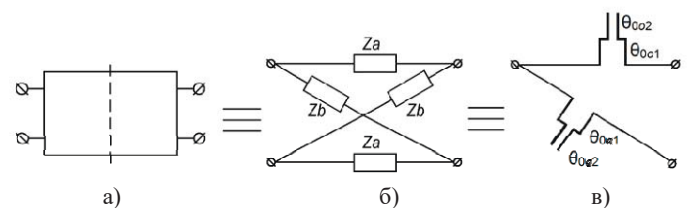


Рис. 2. Уравновешенные мостовые схемы замещения симметричного четырехполюсника и двухступенчатой решетчатой секции (в)

При этом каждой квази-Г волне, распространяющейся в системе двух связанных линий, ставится в соответствие в уравновешенной мостовой схеме замещения решетчатой секции свой резонатор с волновыми параметрами структуры при том или ином ее возбуждении (рис. 2, в). В частности, для двухступенчатой решетчатой секции парциальные двухполюсники представляются в схеме замещения в виде отрезков одиночных линий передачи со скачком волновых сопротивлений на участках длины L_1 и L_2 с электрическими длинами θ_{o1} , θ_{o2} и θ_{e1} , θ_{e2} соответственно и с волновыми сопротивлениями Z_{o1} , Z_{o2} и Z_{e1} , Z_{e2} .

Таким образом, управление частотными свойствами решетчатой секции достигается за счет задания определенных значений волновых параметров структуры по каждой из мод.

Как известно, $[Z]$ -матрица симметричного четырехполюсника определяется следующим образом:

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} Z_b + Z_a & Z_b - Z_a \\ Z_b - Z_a & Z_b + Z_a \end{bmatrix}; \quad (1)$$

Как следует из (1), условием формирования нулей передаточной характеристики на частотах f_{oi} является условие равенства нулю сопротивления связи эквивалентного четырехполюсника $Z_{12}(f_{oi})=0$, которое выполняется при балансе импедансов парциальных двухполюсников $Z_a(f_{oi})=Z_b(f_{oi})$. Необходимо отметить, что в системе связанных МПЛ проявляется вследствие неоднородности среды (подложка-воздух, рис. 1,а) эффект неравенства фазовых скоростей нормальных волн $v_{0e} \neq v_{0o}$, что эквивалентно условию неуравновешенности электрической K_C и магнитной K_L связей в связанных МПЛ $K_C \neq K_L$:

$$K_L = \frac{z_{0e} - z_{0o} \sqrt{\epsilon_{0o}/\epsilon_{0e}}}{z_{0e} + z_{0o} \sqrt{\epsilon_{0o}/\epsilon_{0e}}} \quad (2)$$

$$K_C = \frac{z_{0e} - z_{0o} \sqrt{\epsilon_{0e}/\epsilon_{0o}}}{z_{0e} + z_{0o} \sqrt{\epsilon_{0e}/\epsilon_{0o}}}, \quad (3)$$

где ϵ_{0e} , ϵ_{0o} – эффективные диэлектрические проницаемости системы двух связанных МПЛ при четном и нечетном ее возбуждении. Это является достаточным условием, при котором решетчатая секция становится полосно-пропускающей. При фазовом синхронизме волн $v_{0e} = v_{0o}$, то есть при условии уравнивания электромагнитных связей $K_C = K_L$, решетчатая секция проявляет свойства всезаграждающей цепи.

Таким образом, управление шириной полосы пропускания микрополосковой решетчатой секции и расположением основного нуля передаточной характеристики относительно нее определяется соотношением этих электромагнитных связей. Учитывая распределение плотности тока в четвертьволновой секции, можно выделить в ней области с преобладающей электрической и магнитной связями между МПЛ. Следовательно, управление частотными характеристиками секций может быть обеспечено за счет скачка электромагнитного взаимодействия на разных участках ее длины (L_1 и L_2 на рис. 1,б).

На рисунке 3,а представлена частотная зависимость передаточной характеристики (пунктирная кривая) двухступенчатой четвертьволновой решетчатой секции с преобладающей электрической связью между МПЛ. В данной секции условие баланса импедансов парциальных двухполюсников выполняется без учета потерь в МПЛ ($Z_{a,b} = jX_{a,b}$) только на единственной частоте f_{o1} в области верхних частот (рис. 3,б).

Так как в четвертьволновой решетчатой секции характеристическое сопротивление $Z_c = \sqrt{-X_a X_b}$ в первой области $\Delta f_{c1} = |f_{b1} - f_{a1}|$ его вещественных значений является низкоомным, то сопротивление портов (сопротивление генератора и

нагрузки) задавалось при моделировании равным 1,5 Ом. Здесь f_{b1} и f_{a1} – граничные частоты характеристической полосы пропускания Δf_{c1} четвертьволновой решетчатой секции, т. е. первые резонансные частоты парциальных двухполюсников $Z_b(f_{b1})=0$ и $Z_a(f_{a1})=0$ ее схемы замещения.

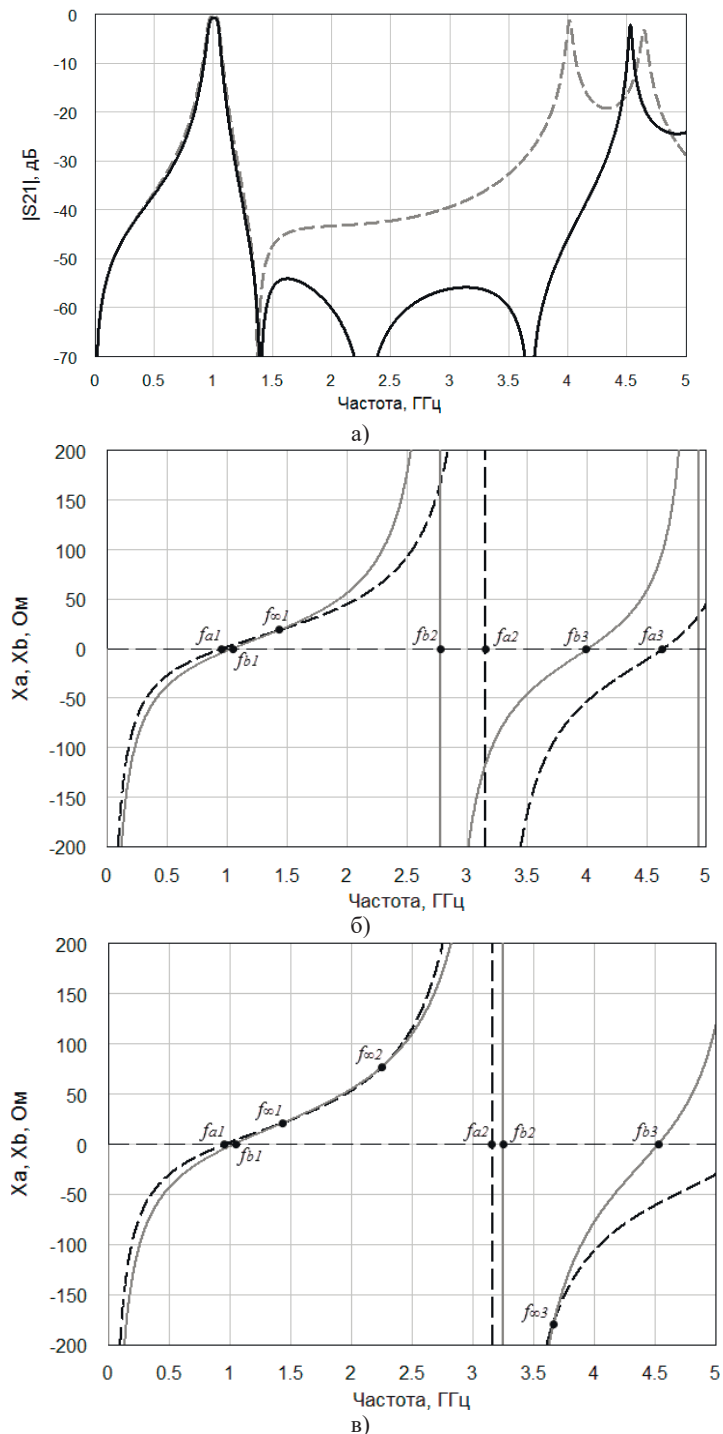


Рис. 3. Частотные зависимости передаточной характеристики и импедансов парциальных двухполюсников решетчатых секций (X_a – пунктир; X_b – сплошная кривая)

Наряду с этой низкоомной областью Z_c в секции формируются и другие низкоомные и высокоомные области вещественных значений Z_c с граничными частотами f_{ai} и f_{bi} (рис. 3,б).

При создании фильтров с применением этой секции в этих областях частот могут сформироваться, если не принять особых мер, паразитные полосы пропускания.

Очевидно, чтобы выполнить условие формирования дополнительных полюсов рабочего затухания и обеспечить при этом вырождение паразитных областей вещественных значений Z_c , необходимо придать частотным зависимостям парциальных двухполюсников определенное поведение, при котором условие их баланса должно одновременно выполняться на нескольких частотах (рис. 3,в). Для этого усилим в решетчатой секции электромагнитное взаимодействие между МПЛ в локальной области L_0 , топологически образуя "горлышко" (рис. 1,в).

В полученной таким образом трехступенчатой решетчатой структуре возможно формирование двух дополнительных нулей передаточной характеристики, обеспечивающих повышенный уровень затухания в полосе заграждения и разрядку спектра паразитных полос пропускания. Следует отметить, что этот эффект достигается при условии минимального электромагнитного взаимодействия между МПЛ на среднем участке их длины L_1 . Это условие легко реализуется при выполнении отрезков МПЛ на этом участке, например, в виде двух полуколец (рис. 1,г).

На рисунке 3, а представлена для этой структуры частотная зависимость ее передаточной характеристики (сплошная кривая) при тех же условиях согласования. Решетчатая секция выполнена на подложке толщиной $H=1$ мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=9,8$. Расстояния между МПЛ S_0 в области "горлышка" и в области (L_2) с преобладающей электрической связью $S_0=S_2=0,1$ мм. Минимальная и максимальная ширины МПЛ, а также геометрические длины отрезков связанных МПЛ и радиус полуколец равны соответственно: $W_{\min}=0,4$ мм; $W_{\max}=3,9$ мм; $L_0=1,0$ мм; $L_2=10,23$ мм; $R_1=2,34$ мм. Заметим, что выбирая отмеченные выше геометрические параметры структуры, которая обладает повышенной односторонней частотной избирательностью, можно в широких пределах управлять положением полюсов рабочего затухания на частотной оси, а также выполнить условие вырождения паразитной области вещественных значений Z_c . На рисунке 4 представлены результаты синтеза такой секции, в которой $f_{a2}=f_{b2}=f_{\infty 3}$. Это достигается за счет ослабления электромагнитного взаимодействия в решетчатой секции в области "горлышка" ($S_0=0,17$ мм).

Перераспределим на частотной оси нули передаточной характеристики так, чтобы один из них формировался в области нижних частот. Это достигается усилением магнитного взаимодействия между МПЛ решетчатой секции в области "горлышка" за счет увеличения его длины ($L_0=5,45$ мм), а также увеличением радиуса полуколец ($R_1=2,9$ мм). При этом электрическое взаимодействие уменьшается, что обеспечивает требуемый баланс электрического и магнитного взаимодействия между МПЛ.

На рисунке 5 представлена структура и результаты моделирования решетчатой секции, обеспечивающей повышенную крутизну передаточной характеристики в области нижних частот.

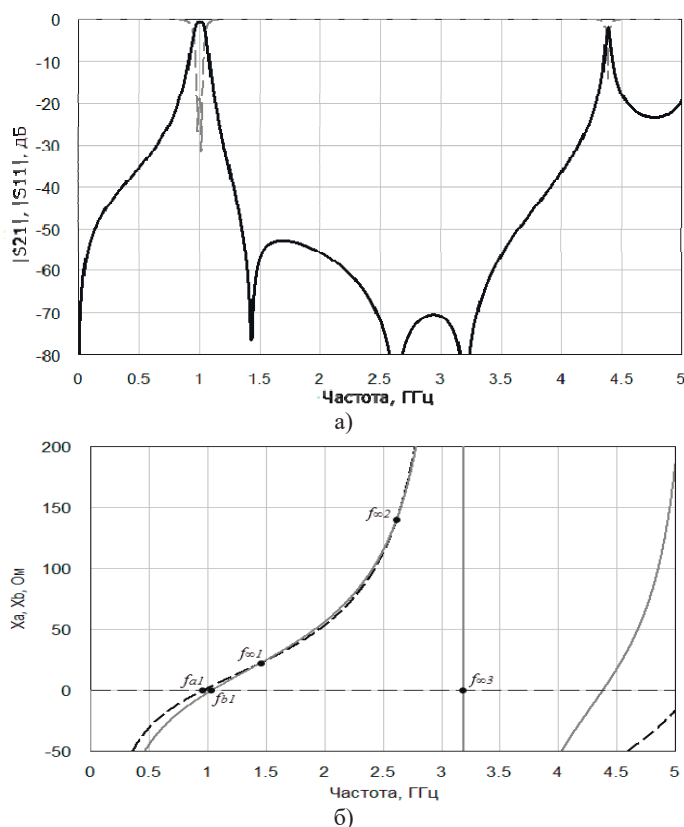
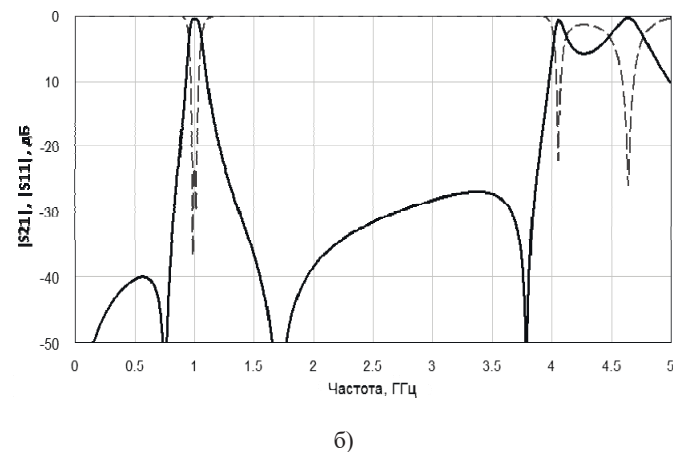


Рис. 4. Частотные зависимости передаточной характеристики и импедансов парциальных двухполюсников решетчатой секции с вырожденной паразитной полосой пропускания



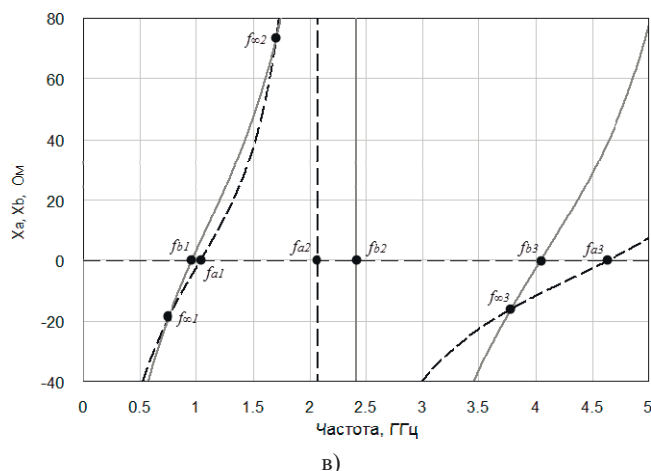


Рис. 5. Частотные зависимости передаточной характеристики и импедансов парциальных двухполноусников решетчатой секции с повышенной частотной избирательностью в области нижних частот

При этом электрическая длина секции при ее четном возбуждении больше, чем при нечетном ($f_{b1} < f_{a1}$), то есть в структуре в частотной области полосы пропускания, преобладающей является магнитная связь между МПЛ.

Отличительная особенность этой структуры состоит в том, что в ней возможно более близкое расположение нулей передаточной характеристики к полосе пропускания. Структура физически реализуема, так как $S_{\min}=0,2$ мм. Выбор того или иного режима работы четвертьволновой решетчатой секции, применяемой в составе фильтров более высокого порядка, будет определяться требованиями, предъявляемыми к их частотной избирательности.

Двухрезонаторные полосно-пропускающие МПФ

Обеспечим условие согласования трехступенчатой четвертьволновой решетчатой секции с нагрузкой ($R_n=50$ Ом) с помощью К-инверторов, выполненных в виде Т-соединения. В результате формируется микрополосковая структура на двух полуволновых сонаправленных шпильчатых резонаторах, которая представлена на рисунке 6,а.

Отличительной особенностью этой структуры от ранее известных является выполнение центральной решетчатой секции с усиленной локальной магнитной связью между МПЛ в области “горлышка”. Каждый из уединенных шлейфов согласующих Т-соединений формирует свой нуль передаточной характеристики, расщепление которых в общей структуре МПФ достигается электромагнитным взаимодействием между плечами в каждом из резонаторов, которое имеет преобладающую электрическую связь.

На рисунке 6, б-в представлены результаты электродинамического 3D-моделирования двухрезонаторного МПФ. Механизмы формирования нулей передаточной характеристики и вырождения паразитных полос пропускания удобно исследовать на основе анализа сопротивления связи $Z_{12}(f) = jX_{12}(f) = j0.5(X_b(f) - X_a(f))$ эквивалентного симметричного четырехполноусника без учета потерь в МПЛ.

На частотах $f_{\infty i}$, на которых выполняется условие баланса импедансов парциальных двухполноусников схемы замещения, формируются нули передаточной характеристики. При этом на частотах $f_{\infty 1}$, $f_{\infty 2}$ и $f_{\infty 3}$ нули формируются в основном решетчатой секцией.

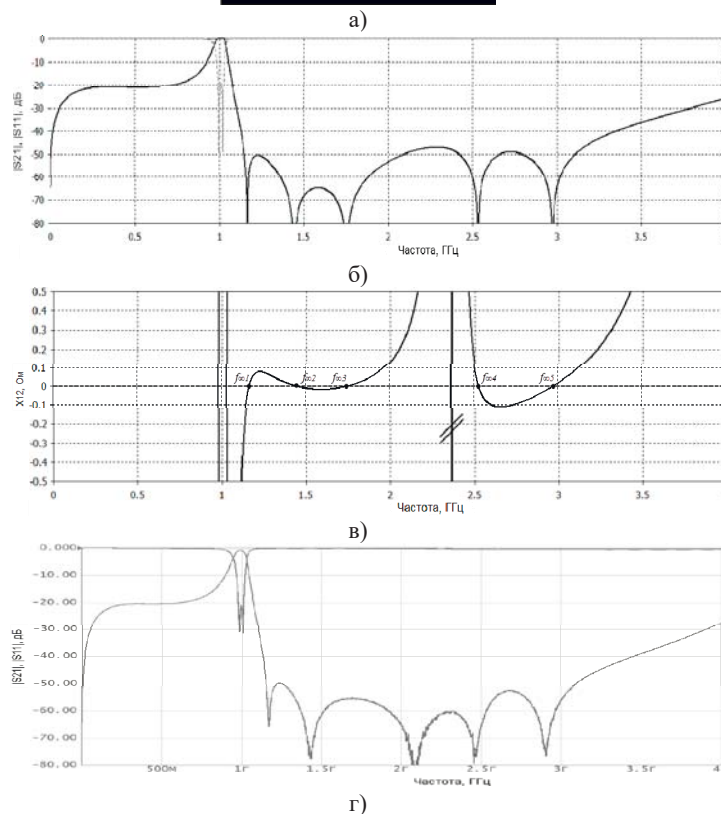
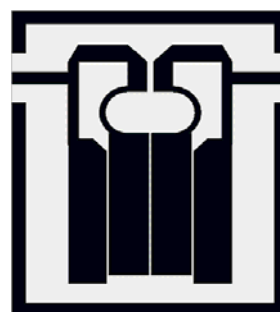


Рис. 6. Двухрезонаторный МПФ и частотные зависимости его рабочего затухания (б – теория, г – эксперимент), возвратных потерь (пунктирные кривые), и сопротивления связи

Расщепленные нули передаточной характеристики $f_{\infty 3}$ и $f_{\infty 4}$ формируются Т-соединениями. Паразитная полоса пропускания МПФ вырождена, что отмечено двумя косыми чертами на рисунке 6,в. Это достигается тем, что в этой области частот электромагнитные связи между МПЛ уравновешены и ширина паразитной характеристической полосы пропускания равна нулю.

Необходимо отметить, что эффективные нули передаточной характеристики в многопроводных многомодовых структурах формируются только при условии выполнения определенного баланса электромагнитных связей между всеми МПЛ. Неправильное распределение нулей передаточной характеристики на частотной оси за счет их смещения и тем более пережатия обуславливает их частичное или

полное вырождение. Таким образом, в рассматриваемой двухрезонаторной структуре формируется $2N+1$ нулей передаточной характеристики, что обеспечивает повышенную одностороннюю частотную избирательность и разрядку спектра паразитных полос пропускания.

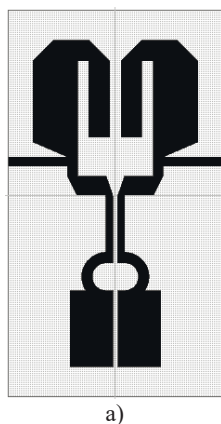
На рисунке 6,г представлены результаты экспериментальных исследований рассматриваемого двухрезонаторного МПФ, выполненного в виде закрытой структуры. Расстояние от подложки до крышки составляет $h=3$ мм. Боковые стенки крышки припаиваются к металлизированному контуру, выполненному по периметру подложки, который, в свою очередь, соединен по торцам подложки с металлизацией ее обратной стороны. МПФ изготовлен по толсто пленочной технологии на подложке толщиной $H=1$ мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=9.8$. Минимальное расстояние между связанными МПЛ $S_{\min}=0.2$ мм.

Минимальная и максимальная ширины отрезков МПЛ равны $W_{\min}=0.4$ мм и $W_{\max}=2.9$ мм соответственно. Площадь подложки, занимаемая топологией структуры МПФ, составляет 12×19 мм, т. е. $0.016\lambda^2$, где λ – длина квази-Т волны на центральной частоте полосы пропускания МПФ. Отметим, что результаты экспериментальных исследований хорошо согласуются с результатами 3D-моделирования (рис. 6,б и 6,г). Относительная ширина полосы пропускания фильтра, определяемая по уровню возвратных потерь минус 23 дБ, равна 5%. Вносимые потери на центральной частоте полосы пропускания совместно с потерями в разъемах составили 0.95 дБ.

Покажем, что перераспределение полюсов рабочего затухания в решетчатой секции (см. рис. 5) обеспечивает возможность повышения частотной избирательности двухрезонаторного МПФ и в области нижних частот.

На рисунке 7 представлены результаты электродинамического 3D-моделирования такой двухрезонаторной структуры при минимальном расстоянии между МПЛ $S_{\min}/H=0.48$. Расстояние от подложки до крышки составляет 3 мм. При этом расщепление вторичных нулей передаточной характеристики, формируемых решетчатой секцией, и нулей, формируемых шлейфами согласующих Т-сочленений, достигается при условии электрического взаимодействия между шлейфами.

В результате этого топология структуры двухрезонаторного МПФ принимает вид, показанный на рисунке 7,а. Четвертьволновая решетчатая секция формирует нули передаточной характеристики на частотах $f_{\infty 1}$, $f_{\infty 4}$ и $f_{\infty 5}$, а шлейфы Т-сочленений – на частотах $f_{\infty 2}$, $f_{\infty 3}$.



а)

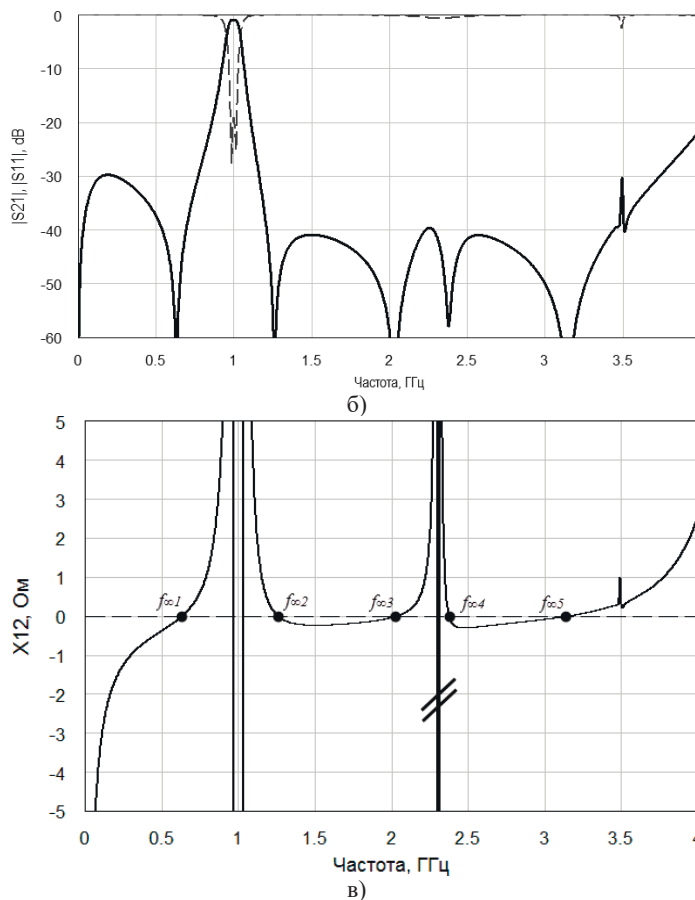


Рис. 7. Двухрезонаторный МПФ с повышенной частотной избирательностью в области нижних частот

Двухполосные МПФ

Расширим функциональные возможности двухрезонаторной структуры, перераспределив нули передаточной характеристики на частотной оси, формируемых шлейфами, располагая их в области нижних частот, применив прием "рокировки" [6]. При этом основной нуль передаточной характеристики, формируемый трехступенчатой решетчатой секцией, располагается посередине полосы пропускания, образуя двухполосную амплитудно-частотную характеристику. Вторичные нули передаточной характеристики решетчатой секции обеспечивают широкую полосу заграждения в области верхних частот.

На рисунке 8 представлены результаты синтеза такого фильтра в виде структуры на двух полуволновых сонаправленных шпилечных резонаторах, выполненных на подложке толщиной 1 мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=20$.

Отличительной особенностью рассматриваемой структуры является формирование в ней значительного числа нулей передаточной характеристики, что обеспечивает по сравнению с известными схемами [4, 12] при тех же полосах пропускания повышенную частотную избирательность фильтра при минимальном числе полуволновых резонаторов. Ширина полосы пропускания в каждом из каналов составляет не менее 70 МГц.

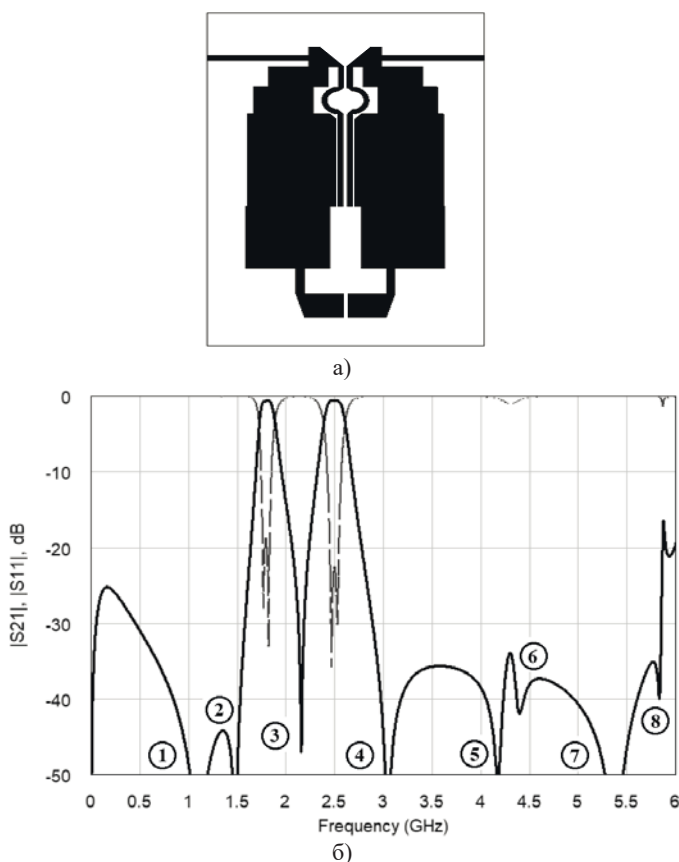


Рис. 8. Двухрезонаторный двухполосный МПФ и его частотные характеристики

Двухрезонаторные фильтры нижних частот

Преобразуем двухрезонаторную полосно-пропускающую структуру в структуру фильтра нижних частот (ФНЧ). Для этого введем между смежными плечами сонаправленных полуволновых шпилечных резонаторов перемычку, в результате чего центральная решетчатая секция преобразуется в Y-звено (рис. 9,а), что обеспечивает передачу в фильтре постоянной составляющей входного сигнала. Результирующая двухрезонаторная многоступенчатая микрополосковая структура ФНЧ приобретает вид, который представлен на рисунке 9,б. Все элементы четырехпроводной структуры электромагнитно взаимосвязаны между собой. Выявим условия формирования в структуре множества нулей передаточной характеристики.

На рисунке 9,в представлена частотная зависимость передаточной характеристики одного из вариантов реализации рассматриваемой структуры ФНЧ. При существенно ограниченном числе резонаторов многоступенчатая структура обеспечивает высокий уровень затухания в широкой полосе заграждения, а также высокую крутизну рабочего затухания в его переходной области.

Микрополосковая структура реализуется на подложке толщиной $H=1$ мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=9,8$. Минимальная ширина микрополосковых линий в структуре $W_{\min}=0,3$ мм, а минимальное расстояние между связанными МПЛ $S_{\min}=0,3$ мм. Площадь подложки, которую занимает топология ФНЧ, составляет 10×24 мм, т.е. $0,017\lambda^2$, где λ – длина квази-Т волны на частоте среза ФНЧ.

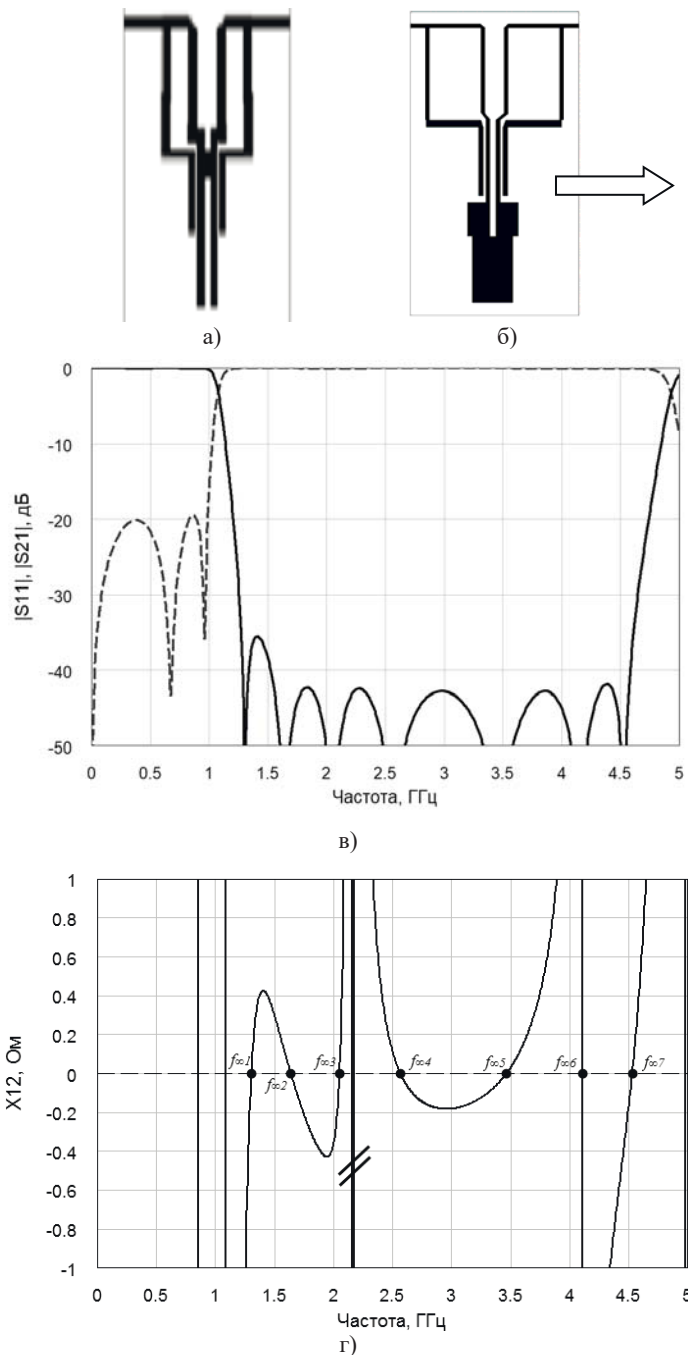


Рис. 9. Топология многоступенчатого двухрезонаторного микрополоскового ФНЧ и ее частотные зависимости

Механизм формирования значительного числа нулей передаточной характеристики в многоступенчатой двухрезонаторной структуре иллюстрирует частотная зависимость сопротивления связи эквивалентного реактивного четырехполосника $Z_{12}(f)$, которая представлена на рисунке 9,г. Паразитные полосы пропускания на второй, третьей и четвертой гармониках вырождены, так как электромагнитные связи на этих частотах уравновешены и области вещественных значений Z_c не формируются. Как видим, условие баланса импедансов $X_a(f_{\infty i})=X_b(f_{\infty i})$ выполняется на семи частотах $f_{\infty i}$.

В целом в полосе заграждения сопротивление связи $|X_{12}|$ эквивалентного четырехполосника имеет низкое значение ($\leq 0,4$ Ом), что свидетельствует о том, что связь между пор-

тами ФНЧ в этом диапазоне частот очень слабая и это обеспечивает рабочее затухание порядка 40 дБ в широкой полосе заграждения.

Заключение

Двухрезонаторные многоступенчатые структуры на сонаправленных шпилечных резонаторах обладают широкими функциональными возможностями, так как на их основе реализуются при определенных условиях одно- и двухполосные полосно-пропускающие фильтры с различными типами частотных характеристик, а также фильтры нижних частот. Определены условия, при которых эти структуры обладают повышенной частотной избирательностью за счет формирования значительного числа нулей передаточной характеристики, в несколько раз превышающего количество резонаторов в фильтре, а также разрядки спектра паразитных полос пропускания. Отмеченные селективные свойства двухрезонаторных структур определяют возможность их широкого применения как в качестве самостоятельных фильтров, так и базовых звеньев в составе МПФ более высокого порядка.

Литература

1. Аристархов Г.М., Гуляев Ю.В., Дмитриев И.Н., Зайченко К.В., Комаров В.В. и др. Фильтрация и спектральный анализ радиосигналов. Алгоритмы. Структуры. Устройства. Монография / Под ред. Ю.В. Гуляева. М.: Радиотехника. 2020. 504 с.
2. Роудз Дж.Д. Теория электрических фильтров: Пер. с англ. / Под ред. А.М. Трахтмана. М.: Сов. радио, 1980. 240 с.
3. Hong J. G. and Lancaster M. J. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications // Microwave Applications. N. Y.: Wiley, 2001.
4. Brand T.G., Crnojevic-Bengin V., Csehyuszka N. et al. Advances in Multi-Band Microstrip Filters. Edited by Vesna Crnojevic-Bengin // Cambridge University Press, 2015, 318 с.
5. Захаров А.В., Розенко С.А. Микрополосковые полосно-пропускающие фильтры с паразитными связями, содержащие четвертьволновые и П-образные резонаторы // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64, №4. С. 409-418.
6. Захаров А.В., Розенко С.А., Литвинцев С.Н. Микрополосковый полосно-пропускающий фильтр четвертого порядка со смешанной перекрестной связью // Радиотехника и электроника. 2021. Т.66, №2. С. 190-198.
7. Ходенков С.А., Беляев Б.А., Бальва Я.Ф., Аплеснин С.С., Бандурина О.Н. // Микрополосковый широкополосный фильтр // Актуальные проблемы авиации и космонавтики. 2016. Т.1. С. 414-416.
8. Беляев Б.А., Ходенков С.А., Говорун И.В., Сержантов А.М. Широкополосный высокоселективный микрополосковый фильтр на двухмодовых резонаторах // Доклады Российской Академии наук. Физика, технические науки. 2022. Т. 503, №1. С. 57-62.
9. Аристархов Г.М., Звездинов Н.В. // Высокоизбирательные одно- и двухрезонаторные микрополосковые фильтры. // Радиотехника и электроника. 2017. Т.62, №8. С. 819-824.
10. Aristarkhov G.M., Grebennikov A. and Zvezdinov N.V. High-Selectivity Microstrip Filters Based on Structures With a Limited Number of Hairpin Resonators // IEEE Microwave Magazine, Nov. 2019, vol. 20, no.11, pp. 22-31, doi:10/1109/MMM.2019.2935362.
11. Аристархов Г.М., Кириллов И.Н., Корчагин А.И., Кувшинов В.В. Компактные высокоизбирательные микрополосковые фильтры на свернутых сонаправленных шпилечных резонаторах // Радиотехника. 2021. Т.85. №4. С. 126-137. doi: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202104-14>.
12. Wang X., Wang J., Zhu L., Choi W.-W., Wu W. "Compact Stripline Dual-Band Bandpass Filters With Controllable Frequency Ratio and High Selectivity Based on Self-Coupled Resonator"// IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020, vol. 68, no.1, pp. 102-110, doi:10/1109/TMTT.2019.2945768.

SELECTIVE PROPERTIES OF TWO-RESONATOR STRUCTURES AND HIGHLY SELECTIVE FILTERS BASED ON THEM

Grigory M. Aristarkhov, MTUCI, Moscow, Russia, g.aristarkhov2010@yandex.ru

Igor N. Kirillov, MTUCI, Moscow, Russia, i.kirillov2009@gmail.com

Vadim V. Kuvshinov, LLC SPE "FLIX", Moscow, Russia, info@nppfliks.ru

Andrey V. Markovskiy, South West State University, Kursk, Russia, meth2health@gmail.com

Abstract

An increase in the frequency selectivity of microstrip filters is traditionally achieved by forming transient response zeros at final frequencies. In this case, the specified requirements for the selectivity of filters are provided with a smaller number of resonators, and, consequently, lower losses in the passband are achieved in more compact structures. Thus, the effectiveness of this approach to the synthesis of microstrip filters is determined by the number of transient response zeros that can potentially be formed in various structures. One way to form damping transient response zeros is to introduce additional cross-couplings between non-adjacent resonators. However, when synthesizing highly selective filters based on such widely used N-resonator structures, a limited number of transient response zeros equal to N-2 is formed. At the same time, two-resonator structures are known in which a much larger number of transient response zeros is formed, which is several times greater than the number of resonators in them. However, each of these structures has its own specific frequency-selective properties, which limits the scope of their wide application as universal links. The aim of this work is the synthesis of highly selective two-cavity structures with various types of frequency characteristics, which expands the scope of such structures. The frequency properties of microstrip two-resonator structures of a new type, which have broad functionality and increased frequency selectivity, are studied. It is shown that in multistage structures on two half-wave hairpin resonators, under certain conditions, a signif-

icant number of transient response zeros is formed, which is two to three times greater than the number of resonators in the filter, and parasitic transmission bands also degenerate. Depending on the ratio of the coefficients of electromagnetic interaction in different sections of the length of the coupled resonators, they acquire the properties of both single-band and multi-band bandpass filters, as well as low-pass filters. The noted features predetermine the possibility of wide application of these structures as both independent compact filters and basic units as part of higher-order filters with a significantly limited number of resonators. The results of electrodynamic 3D modeling and experimental studies of the proposed structures are presented, which are in good agreement.

Keywords: dual resonator structures, co-directional hairpin resonators, transient response zeros, one- and two-band bandpass filters, low-pass filters, discharge of the spectrum of spurious bands, increased frequency selectivity, 3D modeling, experiment

References

1. G.M. Aristarkhov, Yu.V. Gulayev, I.N. Dmitriev, K.V. Zaichenko, V.V. Komarov and etc. (2020). Filtering and spectral analysis of radio signals. Algorithms. Structures. Devices. Ed. Yu.V. Gulyaev. Moscow: Radio engineering.
2. J. D. Rhodes (1980). Theory of Electrical Filters. USA: John Wiley and Sons.
3. J. G. Hong (2011). Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. *Microwave Applications*. Hoboken, New Jersey: John Wiley and Sons.
4. T.G. Brand, V. Crnojevic-Bengin, N. Cselyuska, et al. (2015). Advances in Multi-Band Microstrip Filters. Edited by Vesna Crnojevic-Bengin. Cambridge University Press.
5. A.V. Zakharov, S.A. Rozenko (2019). Microstrip spurious-coupling band-pass filters with quarter-wavelength and Π -shaped resonators. *Journal of Communications Technology and Electronics*, no. 64 (4), pp. 430-438.
6. A.V. Zakharov, S.A. Rozenko, S.N. Litvintsev (2021). Fourth-order microstrip band-pass filter with mixed cross-coupling. *Journal of Communications Technology and Electronics*, no. 66 (2), pp. 211-219.
7. S.A. Khodenkov, B.A. Belyaev, Ya. F. Balva, S.S. Aplesnin, O.N. Bandurina (2016). The microstrip wideband filter. *Actual problems of aviation and astronautics*, no. 1, pp. 414-416.
8. B.A. Belyaev, S.A. Khodenkov, I.V. Govorun, A.M. Serzhantov (2022). Highly selective wideband bandpass microstrip dual-mode filter. *Reports of the Russian Academy of Sciences. Physics, technical sciences*, no. 503 (1), pp. 57-62.
9. G.M. Aristarkhov, N.V. Zvezdinov (2017). High-selectivity single- and dual-resonator microstrip filters. *Journal of Communications Technology and Electronics*, no. 62 (8), pp. 916-920.
10. G.M. Aristarkhov, A. Grebennikov, N.V. Zvezdinov (2019). High-Selectivity Microstrip Filters Based on Structures With a Limited Number of Hairpin Resonators. *IEEE Microwave Magazine*, no. 20 (11), p. 22. doi:10.1109/MMM.2019.2935362.
11. G.M. Aristarkhov, I.N. Kirillov, A.I. Korchagin, V.V. Kuvshinov (2021). Compact highly selective microstrip filters based on coiled codirectional hairpin resonators. *Radio engineering*, no. 85 (4), pp. 126-137. doi: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202104-14>.
12. X. Wang, J. Wang, L. Zhu, W.-W. Choi, W. Wu. (2020). Compact Stripline Dual-Band Bandpass Filters With Controllable Frequency Ratio and High Selectivity Based on Self-Coupled Resonator. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, no. 68 (1), pp. 102-110. doi:10.1109/TMTT.2019.2945768.

Information about authors:

Grigory M. Aristarkhov, d. t. s., Professor of the Department of Electronics, MTUCI, Moscow, Russia

Igor N. Kirillov, postgraduate student of the Department of Electronics, MTUCI, Moscow, Russia

Vadim V. Kuvshinov, CEO, c. t. s., LLC SPE "FLIX", Moscow, Russia

Andrey V. Markovskiy, postgraduate student of the Department of Electronics, MTUCI, Moscow, Russia