

11.1

Полосно-пропускающий фильтр на микрополосковых резонаторах с дополнительной гальванической связью

© Б.А. Беляев^{1,2}, А.М. Сержантов^{1,2}, Т.Ю. Шумилов^{2,3}, Я.Ф. Бальва³,
А.А. Александровский³, С.А. Ходенков¹

¹ Сибирский государственный университет науки и технологий им. акад. М.Ф. Решетнева, Красноярск, Россия

² Сибирский федеральный университет, Красноярск, Россия

³ Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН, ФИЦ КНЦ СО РАН, Красноярск, Россия

E-mail: belyaev@iph.krasn.ru

Поступило в Редакцию 17 июня 2024 г.

В окончательной редакции 14 июля 2024 г.

Принято к публикации 25 июля 2024 г.

Получено выражение для коэффициента связи микрополосковых резонаторов с индуктивным, емкостным, а также гальваническим взаимодействием, обусловленным дополнительным индуктивным элементом. Показано, что коэффициент емкостной связи имеет знак, противоположный знаку коэффициента гальванической связи, а коэффициент индуктивной связи может иметь как положительный, так и отрицательный знак. Теоретически и экспериментально на двухзвенных микрополосковых фильтрах, имеющих одинаковую топологию проводников, продемонстрирована возможность значительного увеличения ширины полосы пропускания за счет введения гальванической связи, а также взаимной компенсации трех типов связей, приводящей к исчезновению первой полосы пропускания. Полосно-пропускающий фильтр шестого порядка на четвертьволновых микрополосковых резонаторах с дополнительной гальванической связью обладает высокими частотно-селективными характеристиками благодаря появлению двух полюсов затухания по обе стороны от полосы пропускания. Разработанный фильтр изготовлен на подложке (толщиной 2 mm и размером 25 × 50 mm) с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 80$. Центральная частота полосы пропускания фильтра $f_0 = 0.5$ GHz, а ее относительная ширина по уровню -3 dB $\Delta f/f_0 = 15\%$.

Ключевые слова: подложка, микрополосковый резонатор, коэффициенты связи, мода колебаний.

DOI: 10.61011/PJTF.2024.22.59132.20023

Как правило, полосно-пропускающие СВЧ-фильтры N -порядка конструируют из N последовательно связанных резонаторов. При этом для улучшения частотно-селективных характеристик без изменения числа резонаторов в фильтре обычно используют дополнительные связи между несоседними резонаторами [1–3], которые приводят к образованию полюсов затухания по обе стороны полосы пропускания. Такой подход используется в устройствах на полосковых [2], коаксиальных [4,5], волноводных [3,6] резонаторах и, конечно, в фильтрах на квазисосредоточенных индуктивных (L) и емкостных (C) элементах [7]. Симметричное расположение полюсов затухания справа и слева от полосы пропускания, при котором наблюдается максимальная крутизна склонов амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), достигается за счет дополнительной емкостной связи либо между входом и выходом в микрополосковом фильтре четвертого порядка [1], либо между резонаторами 2 и 5 в фильтрах шестого порядка [1,2]. В волноводном фильтре двенадцатого порядка [3] созданы четыре дополнительные связи, две из которых емкостные (между парами несоседних резонаторов 4 и 9, 3 и 10) и две индуктивные (между резонаторами 5 и 8, 2 и 11).

Видно, что во всех рассмотренных конструкциях для улучшения частотно-селективных характеристик фильтров используются либо емкостные, либо индуктивные

дополнительные связи между несоседними резонаторами. Однако в микрополосковых конструкциях полосно-пропускающих фильтров, в которых соседние резонаторы связаны друг с другом электромагнитно, можно организовать дополнительную гальваническую связь с помощью индуктивного элемента даже между соседними резонаторами. В этом случае индуктивный элемент соединяет определенные точки на проводниках соседних резонаторов. Исследованию дополнительной гальванической связи в четвертьволновых микрополосковых резонаторах, а также фильтра шестого порядка на их основе посвящена настоящая работа.

Для количественного описания взаимодействия пары микрополосковых резонаторов (МПР), как правило, используют коэффициенты емкостной (k_C), индуктивной (k_L) и полной связи (K). Эти коэффициенты для одинаковых МПР с максимальной областью связи проводников вблизи резонансных частот определяются из погонных характеристик взаимодействующих микрополосковых линий, образующих резонаторы [8]:

$$k_L = \frac{L_{12}}{L}, \quad k_C = \frac{C_{12}}{C + C_{12}}, \quad K = \frac{k_L - k_C}{1 - k_L k_C}, \quad (1)$$

где L и C — погонная индуктивность и емкость одиночной микрополосковой линии, а L_{12} и C_{12} — погонная взаимная индуктивность и емкость связанных

регулярных микрополосковых линий. Важно отметить, что в этом случае при относительной диэлектрической проницаемости подложки $\varepsilon = 1$ коэффициенты k_C и k_L равны друг другу, а при $\varepsilon > 1$ всегда выполняется неравенство $k_L > k_C$ [8].

Хорошо известно, что пара электромагнитно связанных микрополосковых резонаторов на частотах первой полосы пропускания описывается эквивалентной схемой из двух связанных колебательных контуров. Известно также, что относительная ширина полосы пропускания двухзвенных фильтров, построенных на любых электродинамических резонаторах, как и на контурах, пропорциональна полному коэффициенту связи, который может быть выражен через собственные частоты четной (f_e) и нечетной (f_o) мод связанных колебаний [8–10]:

$$K = \frac{f_e^2 - f_o^2}{f_e^2 + f_o^2}. \quad (2)$$

Для сравнения в таблице приведены известные выражения для частот f_e , f_o и коэффициентов связи колебательных контуров с индуктивным (1), емкостным (2) и индуктивно-емкостным (3) взаимодействием. Здесь же представлены полученные выражения для контуров с дополнительной гальванической связью, создаваемой посредством индуктивности G_{12} (4), а также с гальваническо-емкостной (5), гальваническо-индуктивной (6) и смешанной (7) связями. Отметим, что коэффициент полной связи контуров при наличии одновременно индуктивного и емкостного взаимодействия принимает разные значения при сонаправленном и встречно направленном включении индуктивных элементов, как и при включении в схему дополнительной гальванической связи. В таких случаях на резонансной частоте контуров всегда можно добиться компенсации всех взаимодействий ($K = 0$). При этом на месте полосы пропускания фильтра на таких контурах наблюдается полюс затухания. В микрополосковых двухзвенных секциях такой эффект достигается, если регулярные полосковые проводники сделать нерегулярными [11] для уменьшения коэффициента индуктивной связи k_L до емкостной k_C (1). Отметим, что компенсация полной связи микрополосковых резонаторов на частоте первой моды колебаний используется в устройстве защиты от мощного радиоимпульса на пленке высокотемпературного сверхпроводника [12], а также в различных сенсорных устройствах [13,14].

При введении дополнительного гальванического взаимодействия между контурами коэффициент полной связи может быть равен нулю в случае наличия только гальваническо-емкостной, гальваническо-индуктивной и, конечно, смешанной связи. Это видно из приближенной формулы, полученной в случае малых значений индуктивного, емкостного и гальванического взаимодействия контуров, когда можно пренебречь величинами второго порядка малости в формуле полного коэффициента связи:

$$K \approx k_G \pm k_L - k_C. \quad (3)$$

Знак „плюс“ соответствует сонаправленному, а знак „минус“ — встречно направленному включению индуктивностей в контурах. Из формулы (3) видно, что коэффициенты гальванической k_G и емкостной k_C связи имеют противоположные знаки, в то время как коэффициент индуктивной связи k_L изменяет свой знак в зависимости от способа включения индуктивности.

Для подтверждения обнаруженной закономерности были изготовлены четыре конструкции двухзвенных микрополосковых структур на четвертьволновых резонаторах, различающиеся типом связи МПР. Для объективности сравнения все микрополосковые структуры изготавливались на подложках из высокочастотной керамики ТБНС толщиной 2 мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 80$. При этом резонаторы имели одинаковую длину $l_R = 18$ мм и ширину $w_R = 6$ мм полосковых проводников, а также одинаковую величину зазоров между проводниками $s_R = 1$ мм. Первые две традиционные конструкции на сонаправленных и встречно направленных резонаторах настраивались как полосно-пропускающие фильтры подбором точек кондуктивного подключения линий передачи с волновым сопротивлением 50Ω к полосковым проводникам так, чтобы уровень отражений $S_{11}(f)$ в полосе пропускания не превышал -20 dB. Относительная ширина полос пропускания фильтров, измеренная по уровню 3 dB от минимальных потерь, $\Delta f/f_0 = 19\%$ ($K \approx k_L - k_C = 0.134$) и $\Delta f/f_0 = 24\%$ ($K \approx -k_L - k_C = -0.170$). При этом точки подключения SMA-разъемов к полосковым проводникам от их свободных концов располагаются на расстоянии 7.65 мм для первой и на расстоянии 5.65 мм для второй конструкции.

Третья конструкция на сонаправленных резонаторах (рис. 1, а) настраивалась также как полосно-пропускающий фильтр перемещением проводника дополнительной гальванической связи от замкнутых на экран концов полосковых проводников на расстояние 3.35 мм, но при подключении линий передачи к свободным концам проводников МПР. В четвертой конструкции (рис. 1, б) все три коэффициента связи (k_G , k_L и k_C) компенсируют друг друга, поэтому вместо полосы пропускания на АЧХ наблюдается полюс затухания. Однако в этом случае увеличение или уменьшение дополнительной гальванической связи резонаторов приводит к появлению полосы пропускания с полюсом затухания слева либо справа от нее, что значительно повышает крутизну соответствующего склона АЧХ. Отметим, что центральная частота полос пропускания всех фильтров попадает в интервал $f_0 = 510\text{--}550$ МГц, а ширина проводников дополнительной гальванической связи $s_G = 0.3$ мм.

На рис. 1 показаны не только АЧХ устройств, но и топологии проводников исследованных структур с гальванической связью, а также представлены фотографии образцов, изготовленных по конструктивным параметрам, полученным параметрическим синтезом 3D-моделей в программе электродинамического анализа

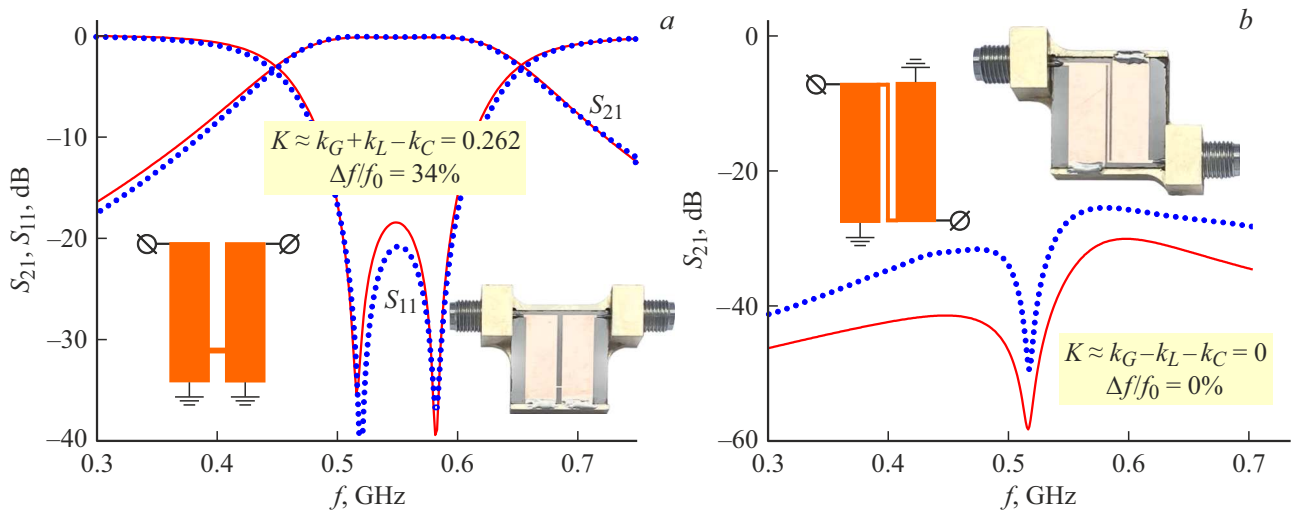


Рис. 1. Амплитудно-частотные характеристики исследованных микрополосковых двухрезонаторных структур. Сплошные линии — расчет на основе эквивалентных схем 6 и 7 (см. таблицу), пунктирные линии — результаты измерений. На вставках приведены топологии проводников и фотографии изготовленных образцов.

Собственные частоты и коэффициенты связи двух контуров с различными типами взаимодействия

Тип связи	Частоты мод колебаний и коэффициенты связи
<p>1.</p>	$f_e = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{(L+L_{12})C}}, f_o = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{(L-L_{12})C}},$ $K = k_L = \frac{L_{12}}{L}$
<p>2.</p>	$f_e = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}}, f_o = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L(C+2C_{12})}},$ $K = k_C = \frac{C_{12}}{C+C_{12}}$
<p>3.</p>	$f_e = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{C(L+L_{12})}}, f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{12}+2(L-L_{12})}{L_{12}(L-L_{12})(C+2C_{12})}},$ $K = \frac{\pm k_L - k_C}{1 \mp k_L k_C}$
<p>4.</p>	$f_e = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}}, f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G_{12}+2L}{G_{12}CL}},$ $K = k_G = \frac{L}{L+G_{12}}$
<p>5.</p>	$f_e = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}}, f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G_{12}+2L}{G_{12}L(C+2C_{12})}},$ $K = \frac{k_G - k_C}{1 - k_G k_C}$
<p>6.</p>	$f_e = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{C(L \pm L_{12})}}, f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G_{12}+2(L \mp L_{12})}{G_{12}(L \mp L_{12})C}},$ $K = \frac{k_G \pm k_L \mp k_G k_L - k_G k_L^2}{1 - k_G k_L^2}$
<p>7.</p>	$f_e = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{C(L \pm L_{12})}}, f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G_{12}+2(L \mp L_{12})}{G_{12}(L \mp L_{12})(C+2C_{12})}},$ $K = \frac{k_G \pm k_L - k_C \mp k_G k_L - k_G k_L^2 + k_G k_L^2 k_C}{1 - k_G k_C \mp k_L k_C - k_G k_L^2 \pm k_G k_L k_C + k_G k_L^2 k_C}$

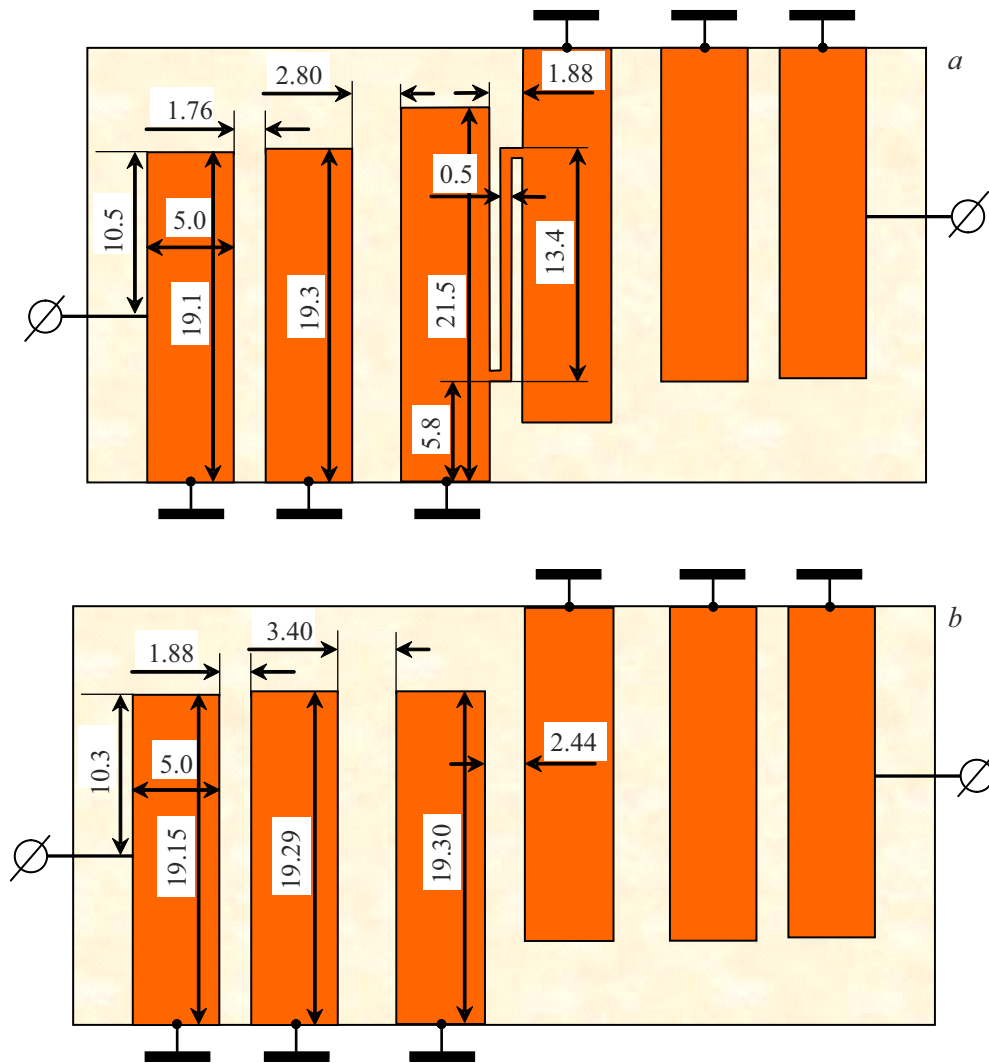


Рис. 2. Топология проводников фильтра шестого порядка на четвертьволновых микрополосковых резонаторах с дополнительной гальванической связью между резонаторами 3 и 4 (а) и без дополнительной связи (б). Размеры представлены в миллиметрах.

„CST Studio Suite“. Сплошными линиями (рис. 1) представлены АЧХ эквивалентных схем на сосредоточенных элементах 6 и 7 (см. таблицу), подключенных к линиям передачи с волновым сопротивлением 50Ω . Номиналы элементов определялись с использованием одномерных моделей связанных микрополосковых линий, погонные параметры которых вычислялись в квазистатическом приближении. Полученные таким образом значения элементов эквивалентных схем ($C = 23.3 \text{ pF}$, $L = 4.06 \text{ nH}$, $C_{12} = 0.427 \text{ pF}$, $L_{12} = 0.617 \text{ nH}$, $G_{12} = 22.7 \text{ nH}$ для сонаправленных и 23.4 nH для встречно направленных резонаторов) обеспечивают качественное совпадение рассчитанных и измеренных АЧХ (рис. 1). Расчет АЧХ в программе электродинамического анализа 3D-моделей „CST Studio Suite“ хорошо совпадает с результатами измерений, поэтому указанные АЧХ не приводятся, чтобы не загромождать рисунок. Важно отметить, что увеличение индуктивности дополнительной гальванической

связи приводит к уменьшению взаимодействия контуров в отличие от L_{12} , из-за этого G_{12} более чем на порядок превышает взаимную индуктивность L_{12} .

Для оценки избирательности фильтров с дополнительной гальванической связью между резонаторами был синтезирован и изготовлен фильтр шестого порядка, размеры топологии проводников которого представлены на рис. 2, а. В нем дополнительная гальваническая связь организована только между резонаторами 3 и 4. Фильтр настраивался на центральную частоту полосы пропускания $f_0 = 500 \text{ MHz}$ и ее относительную ширину $\Delta f/f_0 = 15\%$. Минимальные потери в полосе пропускания устройства 1 dB . В конструкции фильтра предусмотрена верхняя крышка на высоте 20 mm от поверхности подложки. Для сравнения был синтезирован и изготовлен аналогичный фильтр, но без дополнительной связи, размеры топологии проводников которого представлены на рис. 2, б. Амплитудно-частотные характери-

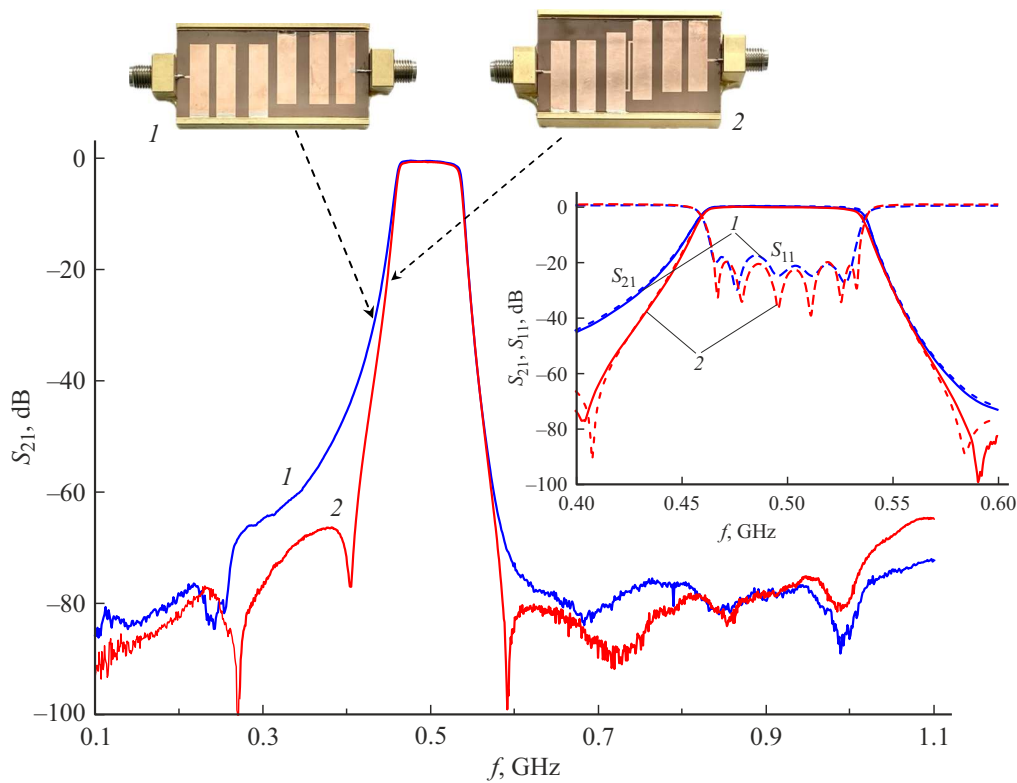


Рис. 3. Характеристики опытных образцов фильтров в широком и узком диапазонах частот. Сплошные линии — результаты измерений, пунктирные и штриховые линии — расчет. На вставках приведены фотографии устройств. Номера кривых соответствуют номерам устройств на вставках.

стики фильтров представлены на рис. 3. Видно, что при введении даже одной дополнительной гальванической связи между центральными резонаторами возникают полюса затухания вблизи полосы пропускания, которые существенно повышают частотно-селективные характеристики фильтра.

Таким образом, включение дополнительного гальванического взаимодействия между соседними резонаторами микрополосковой структуры, во-первых, позволяет значительно повысить частотную избирательность многозвенных фильтров за счет образования полюсов затухания по обе стороны от полосы пропускания. Во-вторых, такое гальваническое взаимодействие в двухзвенных секциях позволяет скомпенсировать все коэффициенты связи на частотах первой полосы пропускания даже в структуре на регулярных микрополосковых резонаторах. Это дает возможность создавать различные высокочувствительные датчики на „скомпенсированных“ микрополосковых структурах с использованием сегнетоэлектрических или магнитных пленок, а также устройства защиты от мощного радиоимпульса с использованием высокотемпературного проводника.

И наконец, в-третьих, использование гальванической связи в микрополосковых структурах позволяет значительно увеличить полный коэффициент связи резонаторов, а следовательно, расширить полосу пропускания фильтров на их основе. Это позволяет проектировать

миниатюрные широкополосные и сверхширокополосные полосно-пропускающие фильтры в микрополосковом исполнении.

Финансирование работы

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (государственное задание FEFE-2023-0004). При проведении работ использовано оборудование Учебного центра коллективного прототипирования пассивной электроники антенно-фидерного тракта ФИЦ КНЦ СО РАН.

Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

Список литературы

- [1] J-S. Hong, *Microstrip filters for RF/microwave applications* (John Wiley & Sons, 2011).
- [2] В.А. Беляев, А.М. Сержантов, Я.Ф. Бал'ва, В.В. Туурнев, А.А. Лексиков, R.G. Galeev, *Microwave Opt. Technol. Lett.*, **56** (9), 2021 (2014). DOI: 10.1002/mop.28507
- [3] Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, И.Е. Бурлаков, Ан.А. Лексиков, Я.Ф. Бал'ва, А.А. Александровский, С.Д. Крёков, С.А. Ходенков, *Письма в ЖТФ*, **50** (15), 6 (2024). DOI: 10.61011/PJTF.2024.15.58432.19927 [В.А. Беляев,

- A.M. Serzhantov, I.E. Burlakov, A.A. Leksikov, Ya.F. Bal'va, A.A. Alexandrovsky, S.D. Krekov, S.A. Khodenkov, Tech. Phys. Lett., **50** (8), 4 (2024).]
- [4] R.M. Kurzrok, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., **14** (6), 295 (1966). DOI: 10.1109/TMTT.1966.1126254
- [5] Y. Wang, M. Yu, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., **57** (12), 2958 (2009). DOI: 10.1109/TMTT.2009.2034221
- [6] M. Latif, G. Macchiarella, F. Mukhtar, IEEE Access., **8** (7), 107527 (2020). DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3000847
- [7] B.A. Belyaev, A.M. Serzhantov, Y.F. Bal'va, R.G. Galeev, An.A. Leksikov, IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol., **12** (7), 1186 (2022). DOI: 10.1109/TCPMT.2022.3183581
- [8] В.В. Тюрнев, Б.А. Беляев, Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ, № 4 (428), 25 (1990).
- [9] G.L. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks and coupling structures* (McGraw–Hill, N.Y., 1964).
- [10] J.-S. Hong, M.J. Lancaster, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., **45** (12), 2358 (1997). DOI: 10.1109/22.643844
- [11] Б.А. Беляев, М.М. Титов, В.В. Тюрнев, Изв. вузов, Радиофизика, **43** (8), 722 (2000). [B.A. Belyaev, M.M. Titov, V.V. Tyurnev, Radiophys. Quantum Electron., **43** (8), 649 (2000). DOI: 10.1023/A:1004813504573].
- [12] Б.А. Беляев, И.В. Говорун, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов, Письма в ЖТФ, **38** (5), 19 (2012). [B.A. Belyaev, I.V. Govorun, A.A. Leksikov, A.M. Serzhantov, Tech. Phys. Lett., **38** (3), 211 (2012). DOI: 10.1134/S1063785012030066].
- [13] А.М. Сержантов, Н.А. Дрокин, Изв. вузов. Физика, **51** (9/2), 211 (2008).
- [14] А.М. Сержантов, Изв. вузов. Физика, **51** (9/2), 262 (2010).