

11.1

## Высокоселективный волноводный полосно-пропускающий фильтр с уровнем подавления помех более 120 dB

© Б.А. Беляев<sup>1,2</sup>, А.М. Сержантов<sup>1,2</sup>, Ан.А. Лексиков<sup>3</sup>, Я.Ф. Бальва<sup>3</sup>, А.А. Александровский<sup>3</sup>, Р.Г. Галеев<sup>1</sup><sup>1</sup> Сибирский государственный университет науки и технологий им. акад. М.Ф. Решетнева, Красноярск, Россия<sup>2</sup> Сибирский федеральный университет, Красноярск, Россия<sup>3</sup> Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН, Красноярск, Россия

E-mail: belyaev@iph.krasn.ru

Поступило в Редакцию 27 февраля 2023 г.

В окончательной редакции 24 марта 2023 г.

Принято к публикации 24 марта 2023 г.

Разработана и исследована конструкция волноводного полосно-пропускающего фильтра десятого порядка с дополнительной индуктивной связью между несмежными резонаторами. Индуктивную связь образует U-образный проводник с замкнутыми на экран концами, сформированный в крышке фильтра. Это обеспечивает не только температурную стабильность характеристик, но и технологичность изготовления конструкции. Высокая избирательность устройства обусловлена полюсами затухания, расположенными вблизи полосы пропускания, а также уровнем подавления помех в полосах заграждения, превышающим 120 dB. Потери в полосе пропускания изготовленного фильтра  $\sim 0.8$  dB при ее центральной частоте  $f_0 = 18.2$  GHz и относительной ширине  $\Delta f/f_0 = 1.5\%$ . Небольшие габариты ( $135 \times 30 \times 10$  mm) и вес (около 200 g) устройства, а главное, высокие электрические характеристики показывают перспективность его использования, например, в бортовых и наземных системах космической связи.

**Ключевые слова:** полосно-пропускающий фильтр, волновод, резонатор, дополнительная связь.

DOI: 10.21883/PJTF.2023.10.55432.19541

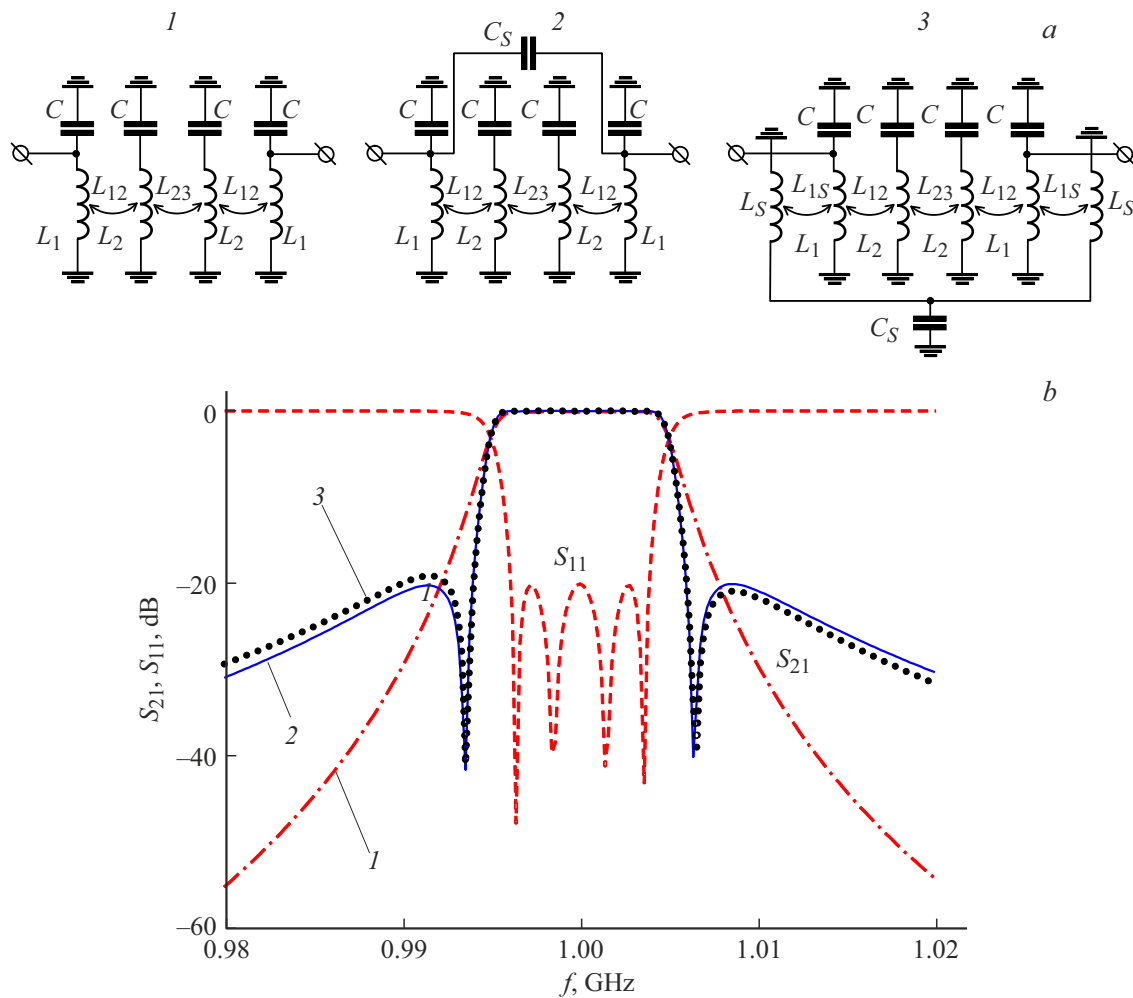
Для разделения близко расположенных каналов в спутниковых системах связи требуются СВЧ-фильтры с узкой полосой пропускания и высокой крутизной склонов амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) [1]. При этом устройства должны быть миниатюрными, иметь малые потери в полосе пропускания и стабильность характеристик при изменении температуры. Для повышения крутизны склонов АЧХ разработчики, как правило, наращивают число резонаторов в фильтре. Однако это приводит к увеличению размеров и значительному росту потерь СВЧ-мощности в узкополосных устройствах при недостаточной собственной добротности резонаторов. Малые размеры и высокую добротность имеют, как известно, микрополосковые резонаторы с проводниками из сверхпроводящих материалов [2], но их широкое применение ограничивают высокая стоимость и необходимость создания криогенных температур.

К повышению избирательности фильтра без наращивания числа звеньев приводят дополнительные связи между несоседними резонаторами, благодаря которым на АЧХ фильтра формируются полюса затухания [3,4]. Этот подход используется в устройствах на полосковых [4], коаксиальных [5,6] и волноводных [7] резонаторах, а также в фильтрах на квазисосредоточенных индуктивных  $L$  и емкостных  $C$  элементах [8]. Максимальная крутизна склонов АЧХ наблюдается при симметричном расположении полюсов затухания справа и слева от полосы пропускания, что достигается дополнительной емкостной связью либо между входом и выходом в

четырёхрезонаторной конструкции [3], либо между вторым и пятым резонаторами в фильтре шестого порядка [3,4].

Высокой собственной добротностью обладают полые резонаторы, которые широко используются в волноводных фильтрах сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн, а дополнительная емкостная связь в них наиболее просто реализуется с помощью отверстия, выполненного в широкой стенке прямоугольного волновода [7]. Однако двухъярусное расположение резонаторов в такой конструкции усложняет изготовление. Поэтому для организации емкостной связи несмежных резонаторов часто используется металлический штырь с разомкнутыми концами, который закрепляется центральной частью через отверстие в металлической стенке между резонаторами диэлектрической шайбой [8]. Но и эта конструкция имеет технологические недостатки, требует термостабильных диэлектрических материалов, а резонансы стержня снижают затухание в полосах заграждения и тем самым ухудшают частотно-селективные свойства фильтра. Названные недостатки почти нивелируются в волноводном фильтре [9], если элемент дополнительной связи выполнен в виде U-образного проводника с замкнутыми на экран концами. Однако в [9] исследованы фильтры только третьего и четвертого порядка, которые имеют низкий уровень затухания в полосах заграждения, а поэтому не могут использоваться в системах связи.

В настоящей работе с применением эквивалентных схем на сосредоточенных элементах проведен анализ



**Рис. 1.** *a* — эквивалентные схемы на сосредоточенных элементах волноводных фильтров четвертого порядка без дополнительной связи (1), с дополнительной емкостной (2) и индуктивной (3) связью; *b* — рассчитанные АЧХ указанных схем.

указанного подхода, а также предложено конструктивное решение, позволяющее повысить технологичность изготовления и температурную стабильность характеристик таких полосно-пропускающих фильтров, в том числе имеющих высокий порядок. Проведен параметрический синтез конструкции фильтра десятого порядка с использованием электродинамического анализа его 3D-модели в пакете программ CST Studio Suite.

На рис. 1, *a* показаны эквивалентные схемы на сосредоточенных элементах, соответствующие трем конструкциям волноводных фильтров четвертого порядка, резонаторы которых расположены последовательно друг за другом и взаимодействуют через индуктивные диафрагмы, выполненные в узкой стенке прямоугольного волновода. В первой конструкции (1) дополнительная связь между входным и выходным резонаторами отсутствует, во второй конструкции (2) она образована емкостью  $C_S$ , а в третьей (3) — индуктивностями  $L_S$  и емкостью  $C_S$ , которые соответствуют  $U$ -образному проводнику с замкнутыми на экран концами. На рис. 1, *b* показаны АЧХ эквивалентных схем фильтров, централь-

ная частота полосы пропускания которых  $f_0 = 1$  GHz, а ее относительная ширина  $\Delta f/f_0 = 1\%$ . При настройке фильтров максимумы потерь на отражение ( $S_{11}$ ) в полосе пропускания устанавливались на уровень  $-20$  dB. Параметры элементов эквивалентных схем приведены в таблице. Здесь коэффициенты связи резонаторов определялись по формулам

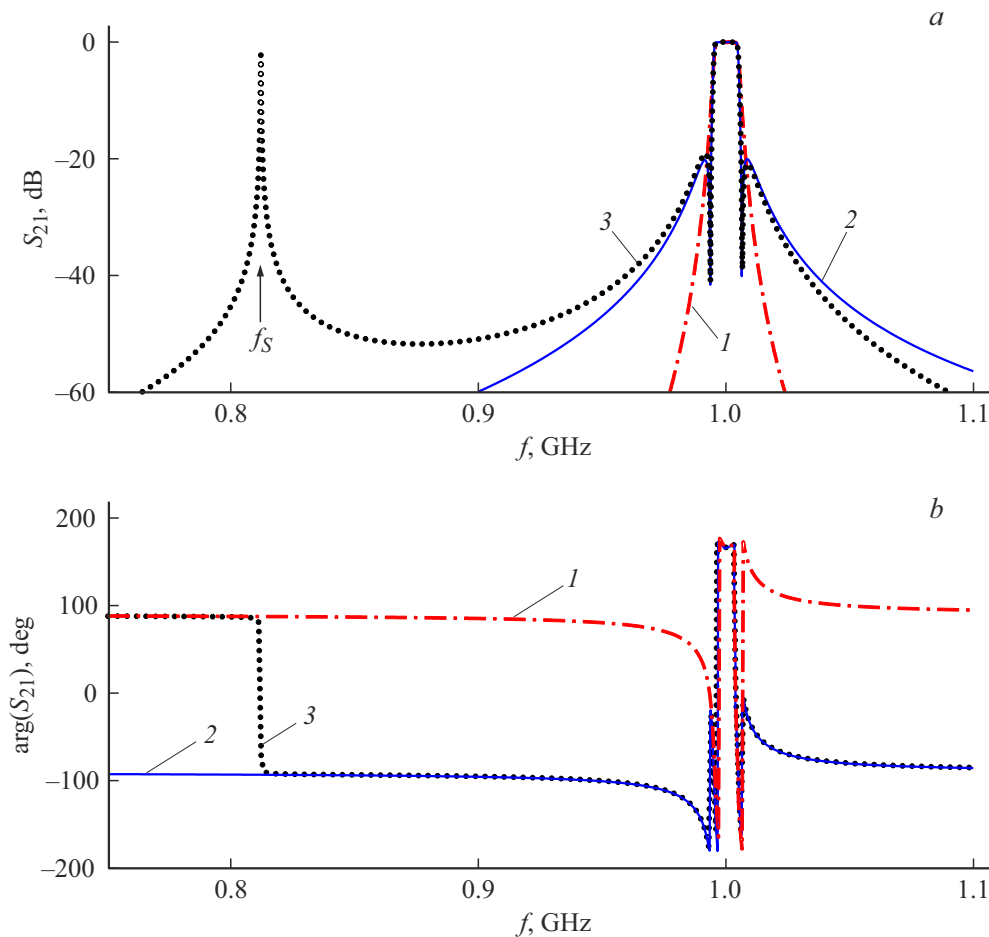
$$k_{12} = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad k_{23} = \frac{L_{23}}{L_2}, \quad k_S = \frac{L_{1S}}{\sqrt{L_S L_1}}, \quad (1)$$

где  $L_{12}$ ,  $L_{23}$  — взаимные индуктивности соответствующих резонаторов, а  $L_{1S}$  — взаимная индуктивность первого резонатора и  $U$ -образного проводника, обеспечивающего дополнительную связь.

Видно, что дополнительная связь приводит к образованию полюсов затухания вблизи полосы пропускания (нулей коэффициента передачи  $S_{21}$ ), что значительно увеличивает крутизну склонов АЧХ, причем почти одинаково для емкостной (кривая 2) и индуктивной (кривая 3) связи. Очевидно, что в схемах с дополнительной связью образуются два канала прохождения сигнала,

Номинальные значения элементов эквивалентных схем фильтров

Тип фильтра	$C$ , pF	$L_1$ , nH	$L_2$ , nH	$k_{12} \cdot 10^{-3}$	$k_{23} \cdot 10^{-3}$	$C_s$ , pF	$L_s$ , nH	$k_s \cdot 10^{-3}$
1	381.55	0.06639	0.066395	7.085	5.441	—	—	—
2	362.706	0.06964	0.06984	6.914	7.018	1.041	—	—
3	360.55	0.07067	0.07026	6.916	7.034	1081.65	0.0706	54.3

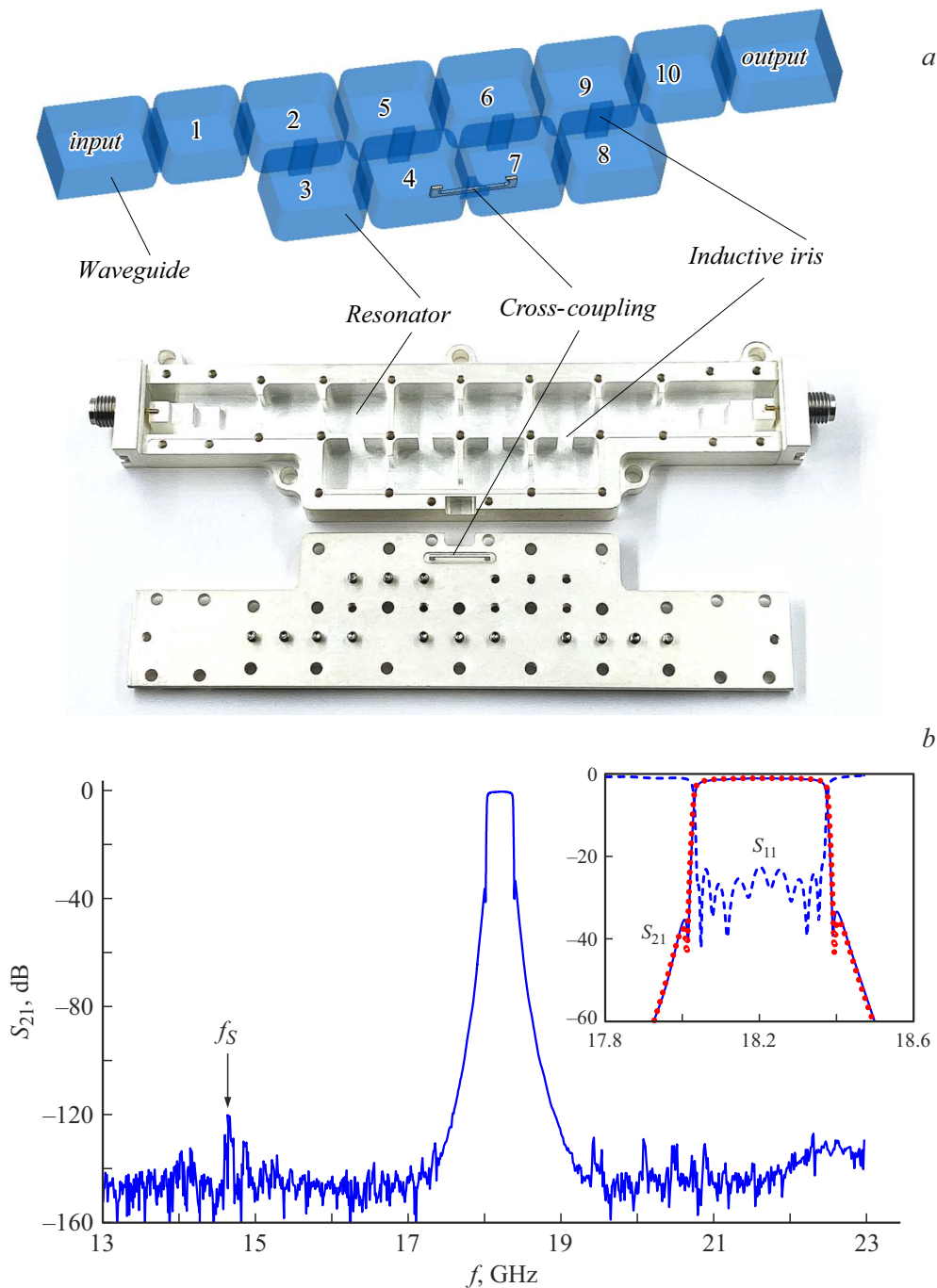


**Рис. 2.** Частотные зависимости коэффициента передачи  $S_{21}$  (а) и частотные зависимости фазы прошедшей волны (б) для рассматриваемых эквивалентных схем.

а на частотах нулей коэффициента передачи происходит противофазное сложение волн равных амплитуд. В связи с этим для объяснения эквивалентности схем 2 и 3 (рис. 1, а) рассмотрим частотные зависимости коэффициента передачи и частотные зависимости фазы прошедшей волны для трех конструкций в широком диапазоне частот (рис. 2). Для конструкции без дополнительной связи (кривая 1) видно, что фаза прошедшей волны близка к  $90^\circ$  во всей полосе частот, за исключением полосы пропускания, а значит, коэффициент передачи носит индуктивный характер. Для традиционной конструкции фильтра с емкостной дополнительной связью (кривая 2) фаза прошедшей волны близка к  $-90^\circ$  также во всей полосе частот, за исключением

полосы пропускания, а значит, коэффициент передачи носит емкостный характер. Для конструкции, в которой дополнительная связь создана U-образным проводником с замкнутыми на экран концами (кривая 3), на частоте  $f_s$  ниже полосы пропускания наблюдается ярко выраженный резонанс этого проводника. При этом частотная зависимость фазы прошедшей волны показывает, что коэффициент передачи на частотах до этого резонанса носит индуктивный характер, а за ним — емкостный, как у конструкции 2 (рис. 1, а). Именно этим объясняется хорошее совпадение АЧХ в области полосы пропускания у конструкций 2 и 3 (кривые 2 и 3 на рис. 1, б).

Известно, что для современных систем связи фильтры четвертого порядка не представляют практического



**Рис. 3.** *a* — 3D-модель фильтра (вверху) и его фотография со снятой крышкой (внизу); *b* — измеренные АЧХ в широкой и узкой полосе частот (линии) и результаты расчета (точки).

интереса, поэтому для эксперимента был изготовлен фильтр десятого порядка на отрезках полого прямоугольного волновода сечением  $10.5 \times 6.5$  mm, в котором резонаторы взаимодействуют через индуктивные диафрагмы в узкой стенке. Предварительно конструктивные параметры фильтра были получены с помощью электродинамического анализа его 3D-модели (верхний фрагмент на рис. 3, *a*) в программе CST Studio Suite по заданной центральной частоте полосы пропускания

$f_0 = 18.2$  GHz, ее относительной ширине, измеренной по уровню  $-1$  dB  $\Delta f/f_0 = 1.5\%$ , и уровню потерь на отражение в полосе пропускания не более  $-20$  dB. Дополнительную связь между четвертым и седьмым резонаторами образует U-образный проводник с замкнутыми на экран концами, изготовленный в крышке корпуса. Полосу пропускания фильтра формируют резонаторы с колебаниями типа  $H_{101}$ , а для уменьшения длины фильтра и удобства организации дополнительной связи

средняя его часть „свернута“ в структуру „змейка“. Коаксиальные разъемы на входе и выходе фильтра согласуют с волноводным трактом ступенчатые трансформаторы, а для настройки устройства используются винты, которые хорошо видны в крышке корпуса на фотографии фильтра (нижний фрагмент на рис. 3, а). Он изготовлен из суперинвара (сталь 32НКД), имеющего рекордно низкий коэффициент теплового расширения, и покрыт слоем серебра толщиной 6 мкм. В результате характеристики фильтра остаются практически неизменными в интервале температур от  $-45$  до  $+60^\circ\text{C}$ .

Представленные линиями на рис. 3, б измеренные частотные зависимости  $S_{21}$  и  $S_{11}$  изготовленного фильтра хорошо согласуются с расчетом (точки). Минимальное вносимое затухание в полосе пропускания фильтра составляет 0.8 dB, а уровень отражений в полосе пропускания не превышает  $-21$  dB. Достоинством разработанного фильтра является большой уровень подавления помех в полосах заграждения, превышающий 120 dB. Отметим, что резонанс  $U$ -образного проводника с замкнутыми на экран концами в рассмотренном фильтре наблюдается на частоте  $f_s \approx 14.7$  GHz. Он хорошо проявляется на АЧХ только при малом количестве резонаторов в конструкции, а с увеличением порядка фильтра монотонно исчезает. В разработанном фильтре десятого порядка этот резонанс виден на уровне ниже  $-120$  dB.

Важными параметрами, характеризующими частотно-селективные свойства полосно-пропускающих фильтров, являются коэффициенты крутизны низкочастотного  $k_l$  и высокочастотного  $k_h$  склонов полосы пропускания, которые несложно вычислить по формулам [10]:

$$k_l = \frac{\Delta f/2}{\Delta f_{30}^l - \Delta f/2}, \quad k_h = \frac{\Delta f/2}{\Delta f_{30}^h - \Delta f/2}, \quad (2)$$

где  $\Delta f_{30}^l$  и  $\Delta f_{30}^h$  — полосы частот, измеренные от центральной частоты до низкочастотного или высокочастотного склона АЧХ по уровню  $-30$  dB. Для разработанной конструкции эти коэффициенты оказались близкими по величине:  $k_l = 9.6$  и  $k_h = 11$ , что доказывает высокую избирательность устройства.

Таким образом, разработанная конструкция волноводного полосно-пропускающего фильтра десятого порядка с дополнительной индуктивной связью между несмежными резонаторами обладает большим уровнем подавления помех в полосах заграждения, а также высокой избирательностью благодаря двум полюсам затухания на АЧХ, расположенным симметрично относительно центра полосы пропускания. Регулировка частот полюсов затухания достигается изменением величины дополнительной связи, которая определяется положением металлического винта, установленного на боковой стенке корпуса фильтра в центральной области  $U$ -образного проводника с замкнутыми на экран концами. Это позволяет перемещать нули коэффициента передачи на требуемые частоты без нарушения параметров полосы пропускания.

Показано, что на частотах в области полосы пропускания традиционно используемая в многосвязных фильтрах дополнительная емкостная связь эквивалентна дополнительной индуктивной связи, обусловленной  $U$ -образным проводником, при условии, что частота собственного резонанса этого проводника расположена ниже полосы пропускания. Важно отметить, что при использовании дополнительной индуктивной связи конструкция фильтра существенно упрощается, так как в ней не требуется применение диэлектрических втулок для крепления в корпусе фильтра элемента, обеспечивающего дополнительную емкостную связь. Отсутствие диэлектриков в конструкции, очевидно, повышает термостабильность устройства. Кроме того, разработанная конструкция обладает высокой технологичностью при изготовлении, так как  $U$ -образный проводник с замкнутыми на экран концами фрезеруется как единое целое в крышке корпуса фильтра, что обеспечивает достаточную жесткость и устойчивость фильтра к вибрациям, а также, как уже отмечалось, высокую термостабильность характеристик.

### Финансирование работы

Работа выполнена в рамках соглашения № 470 от 30.08.22 г. между ИФ СО РАН, Краевым фондом науки и „АО „НПП „Радиосвязь“ по конкурсу научно-технических и инновационных проектов в интересах первого климатического Научно-образовательного центра „Енисейская Сибирь“.

### Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

### Список литературы

- [1] M. Yu, W.C. Tang, A. Malarky, V. Dokas, R. Cameron, Y. Wang, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., **51** (12), 2505 (2003). DOI: 10.1109/TMTT.2003.820172
- [2] И.Б. Вендик, О.Г. Вендик, К.Н. Земляков, И.В. Колмакова, М.Ф. Ситникова, П.А. Туральчук, Д.В. Мастеров, С.А. Павлов, А.Е. Парафин, Письма в ЖТФ, **37** (9), 64 (2011). [I.B. Vendik, O.G. Vendik, K.N. Zemlyakov, I.V. Kolmakova, M.F. Sitnikova, P.A. Tural'chuk, D.V. Masterov, S.A. Pavlov, A.E. Parafin, Tech. Phys. Lett., **37** (5), 421 (2011). DOI: 10.1134/S1063785011050166].
- [3] J.-S. Hong, *Microstrip filters for RF/microwave applications* (John Wiley & Sons, N.Y., 2011), p. 315.
- [4] B.A. Belyaev, Y.F. Bal'va, V.V. Tyurnev, A.A. Leksikov, R.G. Galeev, Microwave Opt. Technol. Lett., **56** (9) 2021 (2014). DOI: 10.1002/mop.28507
- [5] R.M. Kurzrok, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., **14** (6), 295 (1966). DOI: 10.1109/TMTT.1966.1126254
- [6] Y. Wang, M. Yu, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., **57** (12), 2958 (2009). DOI: 10.1109/TMTT.2009.2034221
- [7] J. Kocbach, K. Folgero, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, **3**, 1449 (2002). DOI: 10.1109/MWSYM.2002.1012128

- [8] B.A. Belyaev, A.M. Serzhantov, Ya.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
- [9] M. Latif, G. Macchiarella, F. Mukhtar, *IEEE Access*, **8** (7), 107527 (2020). DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3000847
- [10] Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, Я.Ф. Бальва, Ан.А. Лексиков, Е.О. Грушевский, *Письма в ЖТФ*, **45** (10), 11 (2019). DOI: 10.21883/PJTF.2019.10.47749.17703 [B.A. Belyaev, A.M. Serzhantov, Ya.F. Bal'va, An.A. Leksikov, E.O. Grushevskii, *Tech. Phys. Lett.*, **45** (5), 485 (2019). DOI: 10.1134/S1063785019050225].