

11.1

## Полосковый сверхширокополосный полосно-пропускающий фильтр с уровнем подавления помех более 100 дВ

© Б.А. Беляев<sup>1,2</sup>, А.М. Сержантов<sup>2</sup>, Ан.А. Лексиков<sup>1</sup>, Я.Ф. Бальва<sup>1</sup>, Е.О. Грушевский<sup>1</sup><sup>1</sup> Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН, Красноярск, Россия<sup>2</sup> Сибирский федеральный университет, Красноярск, Россия

E-mail: belyaev@iph.krasn.ru

Поступило в Редакцию 27 апреля 2020 г.

В окончательной редакции 27 апреля 2020 г.

Принято к публикации 6 мая 2020 г.

Исследован сверхширокополосный полосно-пропускающий фильтр в виде каскадного соединения новой конструкции фильтра верхних частот (ФВЧ) и фильтра нижних частот (ФНЧ), которые выполнены на подвешенных подложках с двусторонним рисунком полосковых проводников. Высокая селективность ФВЧ обусловлена наличием нулей коэффициента передачи вблизи полосы пропускания, количество которых равно порядку фильтра. Конструкция ФВЧ второго порядка на подложке толщиной 0.5 mm с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 9.8$  была синтезирована с использованием численного электродинамического анализа его 3D-модели. Экспериментальный образец ФВЧ имеет граничную частоту  $f_b = 0.25$  GHz по уровню  $-3$  dB и протяженную полосу пропускания, которая простирается до частоты 5 GHz. Сверхширокополосный полосно-пропускающий фильтр, изготовленный каскадным соединением ФНЧ и разработанного ФВЧ, имеет относительную ширину полосы пропускания  $\Delta f/f_0 = 150\%$  с центральной частотой  $f_0 = 1$  GHz. Он обладает протяженной и глубокой высокочастотной полосой заграждения, которая по уровню подавления  $-100$  dB простирается до частоты  $7.8f_0$ .

**Ключевые слова:** полосно-пропускающий фильтр, резонатор, диэлектрическая подложка, полосковые проводники.

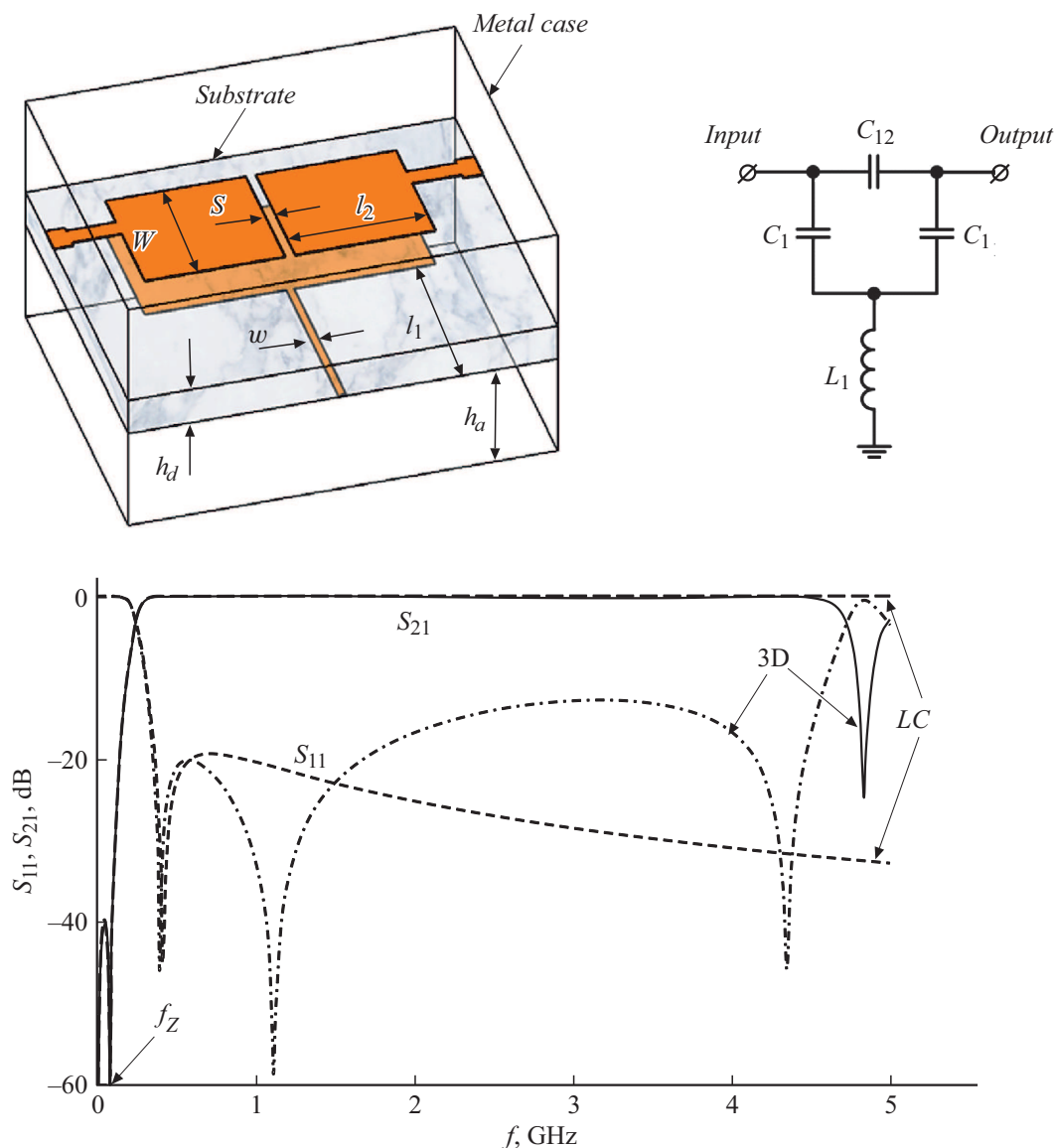
DOI: 10.21883/PJTF.2020.16.49845.18357

Частотно-селективные устройства сверхвысоких частот, в частности полосно-пропускающие фильтры (ППФ), относятся к важнейшим элементам систем связи, радиолокации, радионавигации, различной измерительной и специальной радиоаппаратуры [1,2]. В последние годы большое внимание разработчиков радиоэлектронной аппаратуры уделяется фильтрам со сверхширокими полосами (СШП) пропускания. Применение сверхширокополосных сигналов увеличивает скорость передачи информации, которая, как известно, напрямую связана с шириной полосы рабочих частот.

Один из известных подходов к созданию СШП-фильтров основан на увеличении связей между резонаторами за счет удаления части металлизации в заземляемом основании [3]. Известны также и широко применяются конструкции СШП-фильтров на основе короткозамкнутых шлейфов [4] и многомодовых резонаторов [5]. Общими недостатками названных подходов являются, во-первых, сложность реализации фильтров с относительными полосами пропускания более 120%, а во-вторых, сравнительно узкая высокочастотная полоса заграждения таких устройств, которая в лучшем случае простирается до частоты примерно  $4f_0$  при уровне затухания в ней всего  $\sim 40$  dB. Отметим также, что подавляющее большинство известных конструкций СШП-фильтров нельзя экранировать из-за возникновения близко расположенных к полосе пропускания паразитных объемных резонансов в корпусе. Неэкранированные фильтры могут взаимодей-

ствовать с другими элементами радиотехнических модулей, что приводит к электромагнитной несовместимости. Указанные выше трудности в той или иной мере можно преодолеть, используя в конструкциях СШП-фильтров каскадное соединение фильтра верхних частот (ФВЧ) и фильтра нижних частот (ФНЧ) [6,7]. Очевидно, что для достижения высоких характеристик ППФ необходимы высокоселективные конструкции ФНЧ и ФВЧ. В частности, ФНЧ должен не только иметь высокую крутизну склона амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), но и обладать протяженной и глубокой полосой заграждения, как, например, у фильтра, предложенного в работе [8]. При этом ФВЧ должен иметь протяженную полосу пропускания при высокой крутизне низкочастотного склона АЧХ.

При создании сверхширокополосного высокоселективного ППФ в настоящей работе использована новая конструкция фильтра верхних частот, выполненного на подвешенной в металлическом корпусе диэлектрической подложке с двусторонним рисунком полосковых проводников. Для понимания принципа работы этого ФВЧ рассмотрим простейший вариант разработанной конструкции фильтра (рис. 1). Он состоит из двух одинаковых прямоугольных полосковых проводников на верхней стороне подложки длиной  $l_2$  и шириной  $W$ , к которым подключены входной и выходной порты фильтра. На нижней стороне подложки точно под ними расположен также прямоугольный полосковый провод-

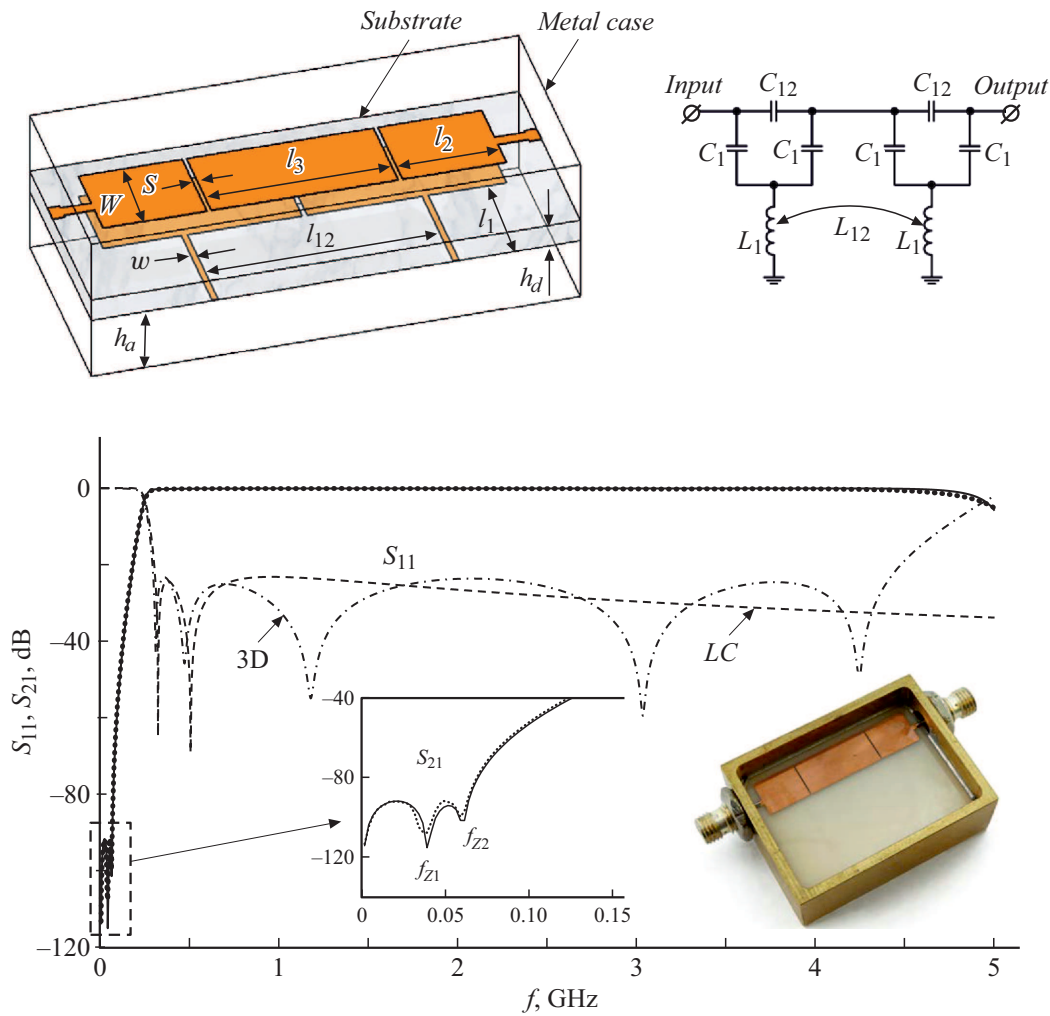


**Рис. 1.** Конструкция полоскового фильтра верхних частот и его АЧХ (сплошная и штрихпунктирная линии) и эквивалентная схема ФВЧ первого порядка и ее АЧХ (штриховые линии).

ник, к центру которого подключен узкий полосковый проводник длиной  $l_1$  и шириной  $w$ , замкнутый противоположным концом на экран, как это показано на рис. 1. Отличием предложенной конструкции от известных решений является наличие дополнительной связи между входом и выходом устройства, обусловленной небольшим емкостным зазором  $S$  между проводниками на верхней стороне подложки.

На рис. 1 сплошной линией показана АЧХ фильтра, рассчитанная с помощью численного электродинамического анализа его 3D-модели. При этом в модели использовались следующие конструктивные параметры: толщина подложки  $h_d = 0.5$  mm, ее относительная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon = 9.8$ , расстояние от верхнего и нижнего экрана до соответствующих поверхностей подложки  $h_a = 5$  mm, ширины полосковых

проводников  $w = 0.12$  mm и  $W = 6.5$  mm, их длины  $l_1 = 19$  mm и  $l_2 = 7.22$  mm, зазор между широкими проводниками  $S = 0.25$  mm. На АЧХ вблизи полосы пропускания виден полюс затухания (нуль коэффициента прохождения) на частоте  $f_z$ , значительно увеличивающий крутизну склона характеристики ФВЧ. Природу этой особенности АЧХ удобно проанализировать, используя эквивалентную схему рассматриваемого фильтра на сосредоточенных элементах, представленную также на рис. 1. Схема состоит из индуктивности и трех конденсаторов. Правомерность эквивалентной схемы доказывает практически полное совпадение частотной зависимости ее прямых потерь  $S_{21}$ , представленной штриховыми линиями, с характеристикой, полученной на основе электродинамического расчета 3D-модели фильтра. Отметим, что значения элементов эквивалентной схемы



**Рис. 2.** Конструкция и эквивалентная схема ФВЧ второго порядка и их АЧХ. Сплошная линия — рассчитанная для 3D-модели фильтра зависимость  $S_{21}(f)$ , пунктир — результаты измерений. Более подробные пояснения приведены в тексте.

ФВЧ ( $L_1 = 20.88 \text{ nH}$ ,  $C_1 = 9.41 \text{ pF}$ ,  $C_{12} = 0.5 \text{ pF}$ ) были получены с помощью анализа одномерной модели фильтра в квазистатическом приближении.

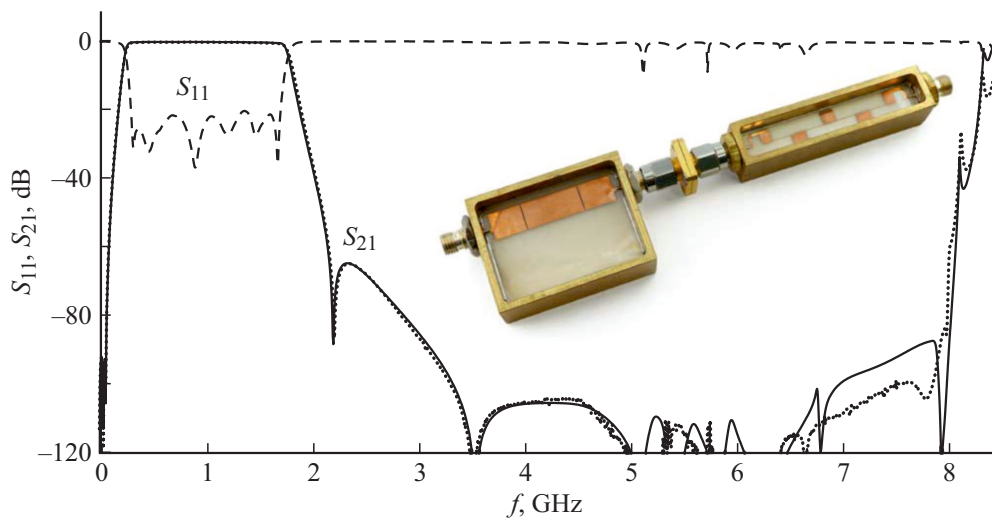
Представленная конструкция ФВЧ соответствует фильтру первого порядка, что доказывает присутствие только одного минимума на частотной зависимости потерь на отражение  $S_{11}$  в полосе пропускания эквивалентной схемы. Этот минимум совпадает с первым минимумом на частотной зависимости  $S_{11}$  в полосе пропускания 3D-модели фильтра. Существующие дополнительные два минимума на зависимости  $S_{11}(f)$  для 3D-модели, очевидно, обусловлены резонансами высших мод колебаний полосковой структуры. Анализ эквивалентной схемы показывает, что частота нуля коэффициента передачи в полосе заграждения  $f_Z$  не зависит от волнового сопротивления портов входа и выхода и определяется выражением

$$2\pi f_Z = \omega_0 K_C, \tag{1}$$

где  $\omega_0 = 1/\sqrt{2L_1C_1}$  — собственная частота колебательного контура при заземлении входа и выхода эквивалент-

ной схемы, а  $K_C = \sqrt{2C_{12}/(C_1 + 2C_{12})}$  — коэффициент, характеризующий величину емкостной связи между входом и выходом. Из формулы (1) следует, что частота  $f_Z$  пропорциональна  $K_C$ , а значит, она может изменяться в широких пределах при варьировании емкости  $C_{12}$ , зависящей от величины зазора  $S$ . Этот факт позволяет осуществлять в полосе заграждения фильтра глубокое подавление помехи на какой-либо заданной частоте. Отметим, что природа полюса затухания на частоте  $f_Z$  связана с взаимной компенсацией противофазных волн одинаковой амплитуды, проходящих с входа на выход устройства по двум „каналам“ [9]. В рассматриваемой конструкции один из каналов прохождения сигнала между портами, очевидно, образует емкость  $C_{12}$ , а второй образует цепочка  $C_1, L_1, C_1$ .

На рис. 2 представлены конструкция предложенного ФВЧ второго порядка и его эквивалентная схема. Этот фильтр обладает более высокой селективностью. На АЧХ его 3D-модели, рассчитанной в программе электродинамического анализа (сплошная линия), наблюдаются уже два нуля коэффициента передачи на частотах  $f_{Z1}$  и



**Рис. 3.** АЧХ и фотография сверхширокополосного ППФ. Сплошная линия — расчет, пунктирная и штриховая линии — эксперимент (подробнее в тексте).

$f_{z2}$ , которые обусловлены наличием индуктивной связи между узкими полосковыми проводниками. Действительно, анализ эквивалентной схемы (рис. 2) позволил получить выражение для частот нулей коэффициента передачи

$$2\pi f_{z1,2} = \frac{\omega_0 K_L C}{\sqrt{1 - K_L^2}} \times \sqrt{1 + K_L \frac{C_1}{C_{12}} \mp \sqrt{K_L^2 \left(1 + \frac{C_1^2}{C_{12}^2}\right) + 2K_L \frac{C_1}{C_{12}}}}, \quad (2)$$

где  $K_L = L_{12}/L_1$  — коэффициент индуктивной связи контуров. Видно, что в отсутствие индуктивного взаимодействия ( $K_L = 0$ ) частоты нулей вырождаются, а на АЧХ цепи наблюдается один нуль коэффициента передачи, частота которого совпадает с выражением (1). В случае  $K_L > 0$  происходит расщепление частот нулей коэффициента передачи, которое растет с увеличением  $K_L$ . Проведенные исследования показали, что у конструкций ФВЧ более высоких порядков число нулей коэффициента передачи соответствует порядку фильтра. На рис. 2 штрихпунктирной линией показана частотная зависимость коэффициента отражения фильтра, а штриховой линией представлена эта характеристика для эквивалентной схемы ФВЧ, рассчитанная при следующих номиналах элементов:  $L_1 = 20$  нН,  $C_1 = 12.2$  пФ,  $C_{12} = 0.28$  пФ,  $L_{12} = 0.044$  нН. При этом частотная зависимость коэффициента передачи эквивалентной схемы не показана, так как в масштабе рисунка она не отличается от зависимости, полученной с использованием электродинамического анализа 3D-модели (сплошная линия), вплоть до верхней границы полосы пропускания.

Отметим, что параметрический синтез исследуемой полосковой конструкции фильтра верхних частот

(рис. 2) был проведен на основе численного электродинамического анализа его 3D-модели с помощью программы CST Studio Suite путем подбора размеров топологии полосковых проводников структуры на керамической подложке из поликора с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 9.8$  и толщиной  $h_d = 0.5$  мм. В результате синтеза получены следующие конструктивные параметры фильтра: ширины полосковых проводников  $w = 0.12$  мм и  $W = 10.8$  мм, их длины  $l_1 = 17.5$  мм и  $l_2 = 8.42$  мм,  $l_3 = 15.3$  мм, зазоры  $S = 0.4$  мм, расстояние между узкими проводниками  $l_{12} = 19.53$  мм, расстояние от верхнего и нижнего экрана до поверхностей подложки  $h_a = 5$  мм.

Синтезированный ФВЧ был изготовлен методом фотолитографии для экспериментальной проверки работоспособности конструкции. Фотография фильтра представлена на рис. 2. Его габариты составляют  $\sim 38 \times 28 \times 11$  мм<sup>3</sup>. Измеренная частотная зависимость прямых потерь  $S_{21}(f)$  экспериментального образца ФВЧ показана пунктирной линией на рис. 2. Фильтр имеет граничную частоту полосы пропускания по уровню  $-3$  дБ  $f_b = 0.25$  GHz, а высокочастотный край полосы пропускания также по уровню  $-3$  дБ простирается до частоты  $20f_b$ . Видно, что рассчитанная частотная зависимость прямых потерь  $S_{21}(f)$  ФВЧ хорошо согласуется с измеренной.

Посредством каскадного соединения разработанной конструкции ФВЧ и ранее предложенной в работе [8] конструкции ФНЧ был изготовлен сверхширокополосный ППФ с центральной частотой полосы пропускания  $f_0 = 1$  GHz и ее относительной шириной  $\Delta f/f_0 = 150\%$ , характеристики которого представлены на рис. 3. Сплошной линией на рис. 3 показана рассчитанная частотная зависимость прямых потерь фильтра  $S_{21}(f)$ , а пунктирной и штриховой линиями — соответственно зависимость  $S_{21}(f)$  и частотная зависимость

потерь на отражение  $S_{11}(f)$ , измеренные на векторном анализаторе цепей R&S ZVA40, динамический диапазон которого превышает 150 dB. Видно, что разработанный ППФ имеет сверхширокую полосу пропускания, высокую крутизну склонов АЧХ и протяженную глубокую полосу заграждения, которая по уровню подавления 100 dB простирается до частоты почти  $8f_0$ . Минимальное вносимое затухание в полосе пропускания изготовленного фильтра составляет всего лишь 0.25 dB при максимальном уровне отражений в полосе пропускания –20 dB.

Таким образом, исследованная новая миниатюрная конструкция ФВЧ с двусторонним рисунком полосковых проводников на подвешенной подложке позволяет создавать высокоселективные ППФ с относительной шириной полосы пропускания до 150% простым каскадным соединением разработанного фильтра с фильтром нижних частот. Такие ППФ благодаря наличию близко расположенных к полосе пропускания нулей коэффициента передачи имеют высокую крутизну склонов АЧХ, а также рекордно глубокую и протяженную полосу заграждения (по сравнению с известными полосковыми конструкциями).

#### Финансирование работы

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в ходе реализации в ФИЦ КНЦ СО РАН комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства (соглашение № 075-11-2019-078 от 13/12/2019).

#### Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

#### Список литературы

- [1] *Hunter I.C.* Theory and design of microwave filters. IET Electromagnetic Waves Ser. Cambridge: University Press, 2006. V. 48. 353 p.
- [2] *Morgan M.A.* Reflectionless filters. Boston–London: Artech House Microwave Library, 2017. 258 p.
- [3] *Kolmakov Ya.A., Vendik I.B.* Compact ultra-wideband bandpass filter with defected ground plane // 35th Eur. Microwave Conf. 2005. Conf. Proc. Paris, 2005. V. 1. Paper N 1608783. P. 21–24.
- [4] *Gao X., Feng W., Che W.* Compact ultra-wideband bandpass filter with improved upper stopband using open/shorted stubs // IEEE Microwave Wireless Component Lett. 2017. V. 27. N 2. P. 123–125.
- [5] *Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Leksikov A.A., Bal'va Y.F., Leksikov An.A.* // Microwave Opt. Technol. Lett. 2020. V. 62. N 3. P. 1183–1187.
- [6] *Hsu C.-L., Hsu F.-C., Kuo J.-T.* Microstrip bandpass filters for ultra-wideband (UWB) wireless communications // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest. IEEE, 2005. P. 679–682.
- [7] *Menzel W., Tito M.S.R., Zhu L.* Low-loss ultra-wideband (UWB) filters using suspended stripline // Asia-Pacific Microwave Conf. Proc. IEEE, 2005. V. 4. Paper N 1606747. P. 1–4.
- [8] *Беляев Б.А., Сержантов А.М., Лексиков А.А., Бальва Я.Ф., Грушевский Е.О., Ходенков С.А.* // Письма в ЖТФ. 2020. Т. 46. В. 8. С. 10–13.
- [9] *Belyaev B.A., Leksikov A.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V.* // Prog. Electromagn. Res. Lett. 2011. V. 25. P. 57–66.