

## АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.372.8

### КОМПАКТНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ С ДВУМЯ Т-ГРЕБНЯМИ

© 2019 г. Д. С. Губский<sup>1</sup>, В. В. Земляков<sup>1, \*</sup>, Д. В. Лонкина<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Южный федеральный университет,  
Российская Федерация, 344090 Ростов-на-Дону, Зорге, 5

\*E-mail: vvezemlyakov@sfedu.ru

Поступила в редакцию 04.10.2017 г.

После доработки 26.12.2017 г.

Принята к публикации 27.12.2017 г.

Проведено компьютерное моделирование и синтез волноводных селективных устройств на круглых волноводах с Т-образными металлическими гребнями. Описан способ получения начального приближения для дальнейшей оптимизации характеристик. В качестве базовых элементов использованы объемные резонаторы из отрезков круглых волноводов с двумя Т-образными металлическими ребрами. Представлены результаты моделирования полосно-пропускающего фильтра.

DOI: 10.1134/S0033849419010078

#### ВВЕДЕНИЕ

Волноводы со сложной формой поперечного сечения активно применяются в современной технике сантиметровых и миллиметровых волн. Благодаря наличию ряда преимуществ, связанных с расширением рабочей полосы частот, пониженным волновым сопротивлением, меньшими размерами, а также с особенностями распределения электромагнитного поля, такие волноводы используют не только как фидерные и излучающие элементы, но и как базовые структуры при создании различных СВЧ-устройств [1–3]. Так, например, известно, что частотно-селективные устройства, в первую очередь полосно-пропускающие фильтры (ППФ), построенные на волноводах сложного сечения (ВСС), обладают меньшими массогабаритными показателями, большей добротностью, более высоким уровнем затухания в полосе заграждения, чем их аналоги на волноводах простого (круглого и прямоугольного) сечения [4–6].

Особый интерес при построении ППФ на ВСС представляет поиск новых геометрий сложного поперечного сечения, позволяющих получить новые свойства или улучшить существующие предельно допустимые характеристики [7, 8]. Такой новой геометрией может стать круглый волновод с двумя Т-образными гребнями. Данный волновод является наиболее широкополосным из известных ВСС на базе круглого волновода с наименьшей критической частотой, а следовательно, с наименьшим внешним диаметром [9, 10].

Поскольку поперечное сечение круглого волновода с двумя Т-гребнями является некоординатным ни для прямоугольной, ни для цилиндрической системы координат, то задачу на собственные значения наиболее предпочтительно решать прямыми численными методами. В данной работе будем использовать программу CST Microwave Studio, реализующую метод конечного интегрирования. Несмотря на то, что данный программный продукт позволяет сразу проводить анализ и синтез всего частотно-селективного устройства, исследования показали, что алгоритмы прямого синтеза для многопараметрической задачи без хорошего начального приближения не обеспечивают достижения требуемых характеристик. Поэтому будем реализовывать процедуру синтеза ППФ на базе круглого волновода с двумя Т-образными гребнями в следующей последовательности:

- расчет и анализ спектра собственных волн ВСС;
- расчет и анализ электродинамических характеристик инверторов сопротивлений фильтра, реализованных на базе участка круглого заградительного волновода, заключенного между двумя круглыми волноводами с Т-образными гребнями;
- расчет коэффициентов связи фильтра для реализации процедуры радиотехнического синтеза;
- расчет всех геометрических параметров итогового фильтра-прототипа;
- окончательная оптимизация полученного начального приближения.

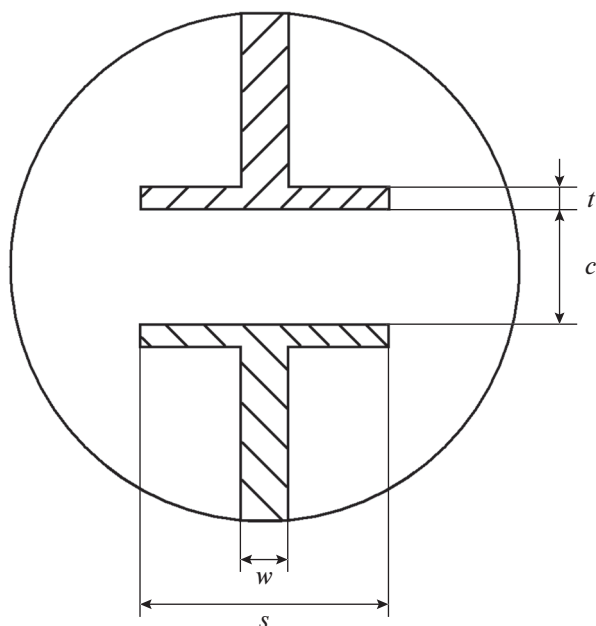


Рис. 1. Круглый волновод с двумя Т-образными гребнями.

## 1. ИССЛЕДОВАНИЕ МОДОВОГО СОСТАВА КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА С ДВУМЯ Т-ГРЕБНЯМИ

Используем круглый волновод с радиусом  $r = 10$  мм и размерами гребней (рис. 1):  $s = 10$  мм,  $c = 3$  мм,  $t = 1$  мм,  $w = 2$  мм. Проведем исследование зависимостей критических частот первых четырех мод (номер кривой соответствует номеру моды) круглого волновода с двумя Т-гребнями от их размеров (рис. 2).

Из рис. 2 видно, что критические частоты первых трех мод лежат ниже критической частоты основной волны полого круглого волновода (сплошная горизонтальная линия на рисунках) того же диаметра, причем вторая и третья моды являются вырожденными. При этом критическая частота основной волны исследуемого волновода имеет абсолютное значение почти в три раза меньше, а ширина его одномодового режима достигает  $2.6 : 1$ . Ранее было установлено [7], что с уменьшением ширины горизонтальной части Т-гребней критическая частота основной и первой высшей мод возрастают, а полоса одномодового режима расширяется, а при уменьшении зазора между гребнями (см. рис. 2а) критическая частота основной моды, наоборот, уменьшается и полоса одномодового режима также увеличивается, поскольку вторая мода практически не меняет критическую частоту при вариации данного размера гребней. Уменьшение ширины вертикального основания Т-гребней (см. рис. 2б) приводит к заметному уменьшению критической частоты первой выс-

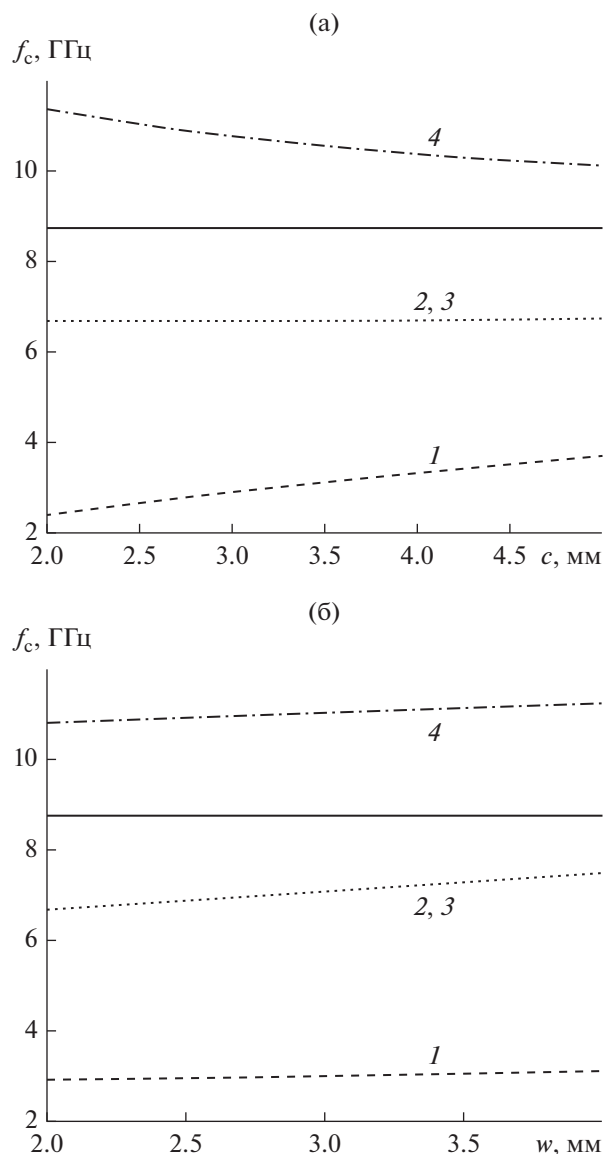


Рис. 2. Зависимость критических частот первых четырех мод от геометрических размеров Т-образного гребня.

шей моды и практически не влияет на основную моду волновода, полоса одномодового режима при этом сужается.

Картины электрических полей первых четырех мод в поперечном сечении исследуемого волновода приведены на рис. 3. Как было сказано выше, интересной особенностью данного волновода является то, что вторая и третья моды являются вырожденными и их электрическое поле полностью вытеснено из пространства между гребнями. Такое распределение поля, во-первых, объясняет характерные зависимости критических частот этих мод от размеров гребней, а во-вторых, позволяет говорить о возможности расширения рабоче-

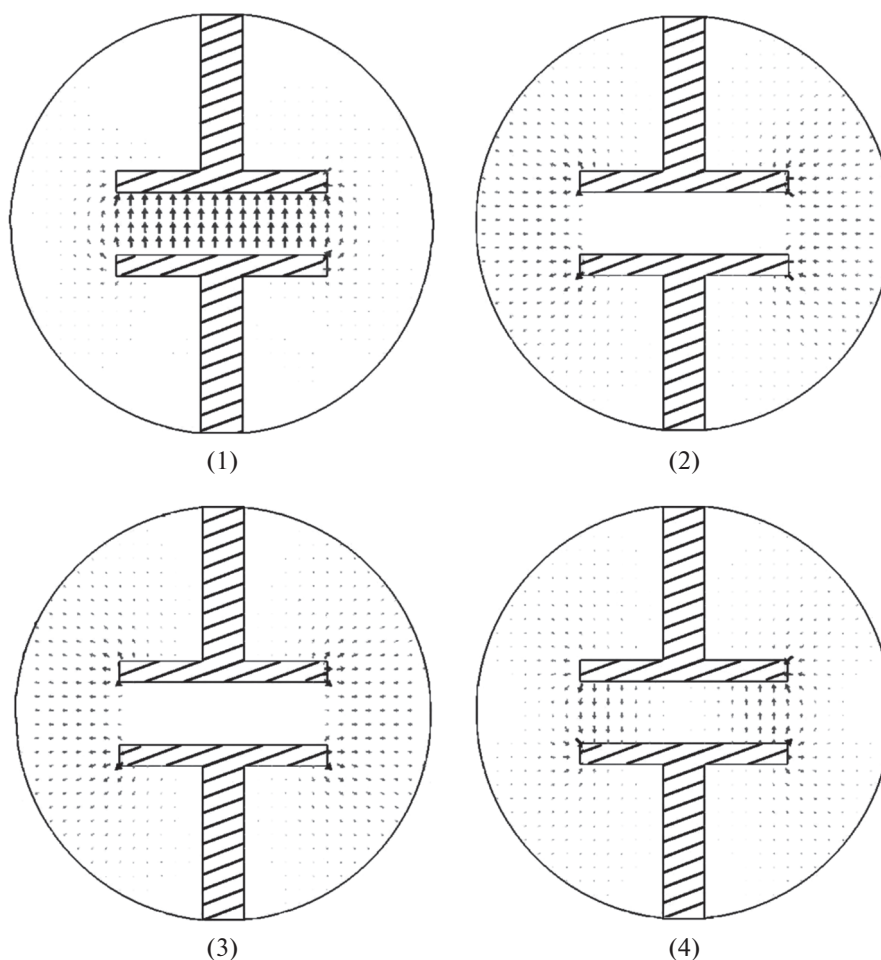


Рис. 3. Распределение электромагнитного поля для первых четырех мод.

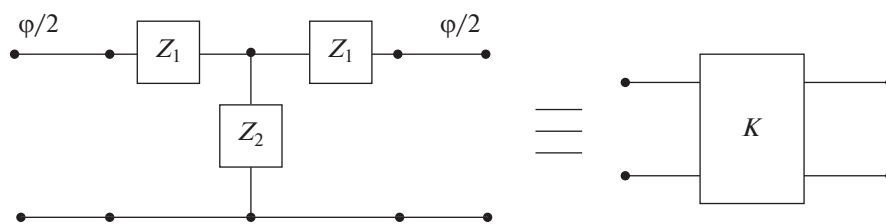


Рис. 4. Эквивалентные схемы инвертора сопротивлений.

го диапазона устройств на базе данного волновода до четвертой моды, т.е. до соотношения 4 : 1.

## 2. ИССЛЕДОВАНИЕ ИНВЕРТОРОВ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Классическая структура волноводного полосно-пропускающего фильтра представляет собой последовательно расположенные объемные резонаторы, соединенные инверторами сопротивлений. Для круглого волновода с двумя Т-образными гребнями роль инверторов сопротивлений мо-

гут играть, например, участки полого круглого запердельного волновода того же диаметра, что и основной гребневый волновод.

На практике в качестве представления идеального инвертора сопротивлений широко используется Т-образная эквивалентная схема (рис. 4), в которой нормированное сопротивление  $Z$  связано с элементами матрицы S-параметров следующими соотношениями [8, 11]:

$$Z_1 = \frac{1 + S_{11} - S_{12}}{1 - S_{11} + S_{12}}; \quad Z_2 = \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})^2 - S_{12}^2}. \quad (1)$$

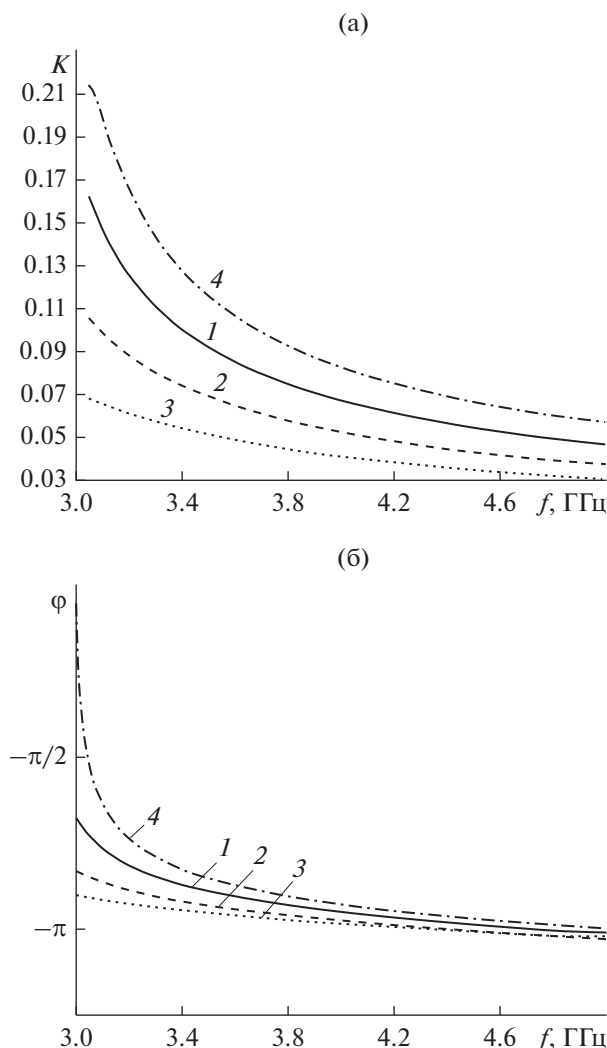


Рис. 5. Зависимость коэффициента связи (а) и фазы (б) от частоты и размеров Т-образных ребер: 1 – исходные размеры; 2 – для  $s = 12$  мм; 3 – для  $c = 2$  мм; 4 – для  $w = 3$  мм.

Учитывая, что выражения для нормированного сопротивления инверторов для случая симметричного четырехполосника без потерь являются чисто мнимыми, то можно заменить  $Z \rightarrow iX$ , тогда, используя выражения из [11] для фазового сдвига  $\varphi$  и коэффициентов связи  $k$  инвертора, можно записать:

$$\begin{aligned} \varphi &= -\arctg(2X_2 + X_1) - \arctg X_1, \\ k &= |\tgg(\varphi/2 + \arctg X_1)|. \end{aligned} \quad (2)$$

Построим с применением пакета компьютерного моделирования CST Microwave Studio инвертор сопротивлений как базовый элемент фильтра в виде участка полого круглого волновода длиной  $d$  между двумя волноводами с двумя Т-ребрами. Установим точки отсчета фаз портов в плоскостях

стыков полого и гребневого волноводов. Рассчитаем матрицу  $S$ -параметров такого элемента, сохраняя как действительную, так и мнимую часть элементов  $S_{11}$  и  $S_{12}$  и формируя для них комплексные выражения. Проведем расчет нормированного сопротивления инвертора, используя соотношения (1), и далее коэффициента связи и фазового сдвига по формулам (2).

На рис. 5 представлена зависимость коэффициента связи и фазы от частоты для различных геометрических размеров гребней при  $d = 10$  мм: 1 – исходные размеры, приведенные выше; 2 – для  $s = 12$  мм; 3 – для  $c = 2$  мм; 4 – для  $w = 3$  мм. Видно, что увеличение ширины горизонтальной части гребня и уменьшение зазора между гребнями приводит к уменьшению коэффициента связи инвертора, а увеличение толщины вертикального основания гребня – к его росту. Аналогичная зависимость наблюдается и для абсолютного значения фазы.

### 3. ПРОЦЕДУРА СИНТЕЗА ППФ

В процедуре синтеза ППФ на запредельных волноводах будем аппроксимировать амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) фильтра, причем будем использовать аппроксимацию Чебышева. Процедура синтеза выполняется в следующей последовательности [7, 11]:

- используя исходные данные для прототипа фильтра (центральную частоту, ширину полосы пропускания, уровень затухания в полосе пропускания и т.д.), определяем количество звеньев фильтра –  $N$  и рассчитываем или берем из таблиц значения коэффициентов  $g_0, g_1, g_2 \dots$ ;

- определяем значения коэффициентов связи для инверторов сопротивлений ( $i$  – порядковый номер звена фильтра):

$$k_{0,1} = k_{N,N+1} = \sqrt{\frac{\pi \delta\omega}{2 g_0 g_1}}; \quad k_{i,i+1} = \frac{\pi \delta\omega}{2} \sqrt{\frac{1}{g_i g_{i+1}}} \quad (3)$$

( $\delta\omega$  – относительная ширина полосы пропускания);

- рассчитываем длину участков запредельного волновода и фазовый сдвиг, используя формулы (1) и (2);

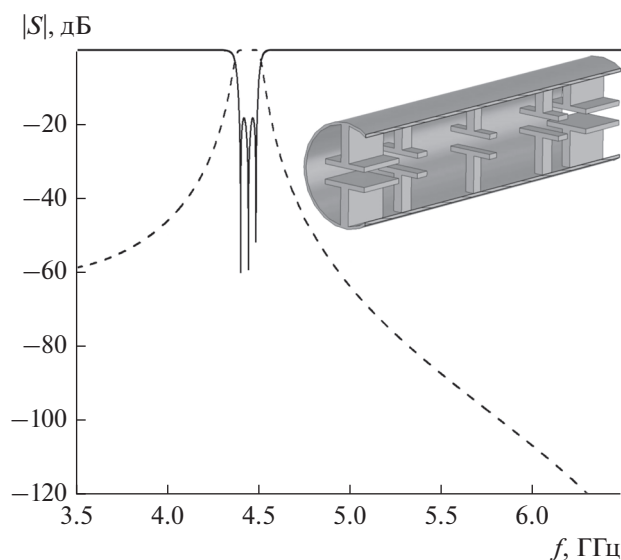
- рассчитываем длину объемных резонаторов:

$$d_i = \frac{\lambda_g}{2\pi} \left[ \pi + \frac{1}{2}(\varphi_{i-1,i} + \varphi_{i,i+1}) \right] \quad (4)$$

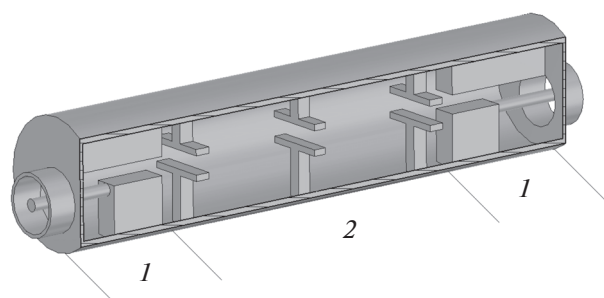
( $\lambda_g$  – длина волны в ВСС, а значения  $\varphi$ , как правило, отрицательны).

### 4. РЕЗУЛЬТАТЫ СИНТЕЗА

Проведем синтез полосно-пропускающего фильтра на трех резонаторах, образованных участ-

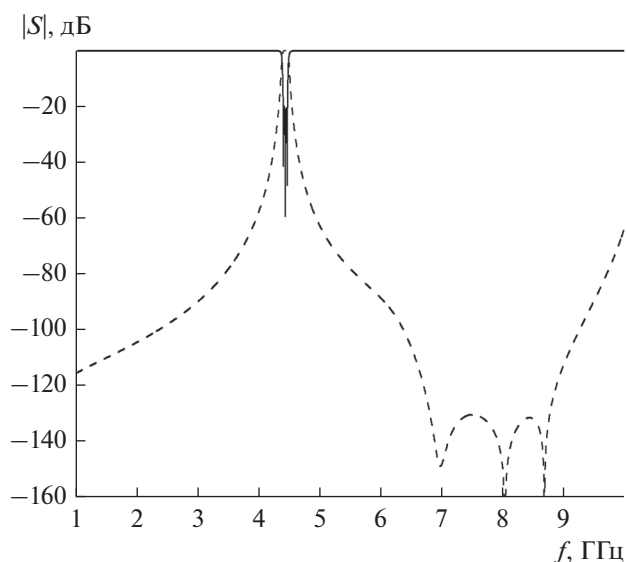


**Рис. 6.** Зависимость модулей  $S$ -параметров фильтра-прототипа на круглом волноводе с Т-образными гребнями от частоты:  $S_{11}$  – сплошная линия,  $S_{21}$  – пунктирная линия.



**Рис. 7.** Конструкция фильтра на круглом волноводе с Т-образными гребнями: 1 – коаксиально-волноводный переход, 2 – фильтр-прототип.

ками круглого волновода с двумя Т-гребнями, и четырех попарно одинаковых инверторов сопротивлений, образованных участками полого круглого волновода того же диаметра. Конструкция такого фильтра была предложена нами ранее в [7]. Благодаря малому коэффициенту связи и значению фазы инверторов, близких к значению  $-\pi$ , удается построить компактный и высокодобротный фильтр. Конструкция фильтра-прототипа и его зависимости модулей  $S$ -параметров от частоты приведены на рис. 6 ( $S_{11}$  – сплошная линия,  $S_{21}$  – пунктирная линия). Относительная полоса пропускания составила 3.5%, а продольный размер всего 60 мм. При этом отличными характеристиками обладает также и полоса заграждения фильтра, которая имеет ширину, превышающую полосу одномодового режима волновода, и уровень поглощения, достигающий 100 дБ и более.



**Рис. 8.** Зависимость модулей  $S$ -параметров фильтра с коаксиальными выходами на круглом волноводе с Т-образными гребнями от частоты:  $S_{11}$  – сплошная линия,  $S_{21}$  – пунктирная линия.

Как было показано выше, вторая и третья вырожденные моды круглого волновода с двумя Т-гребнями практически полностью сосредоточены за пределами пространства между гребнями, поэтому существует возможность обеспечить расширение рабочего диапазона полученного ППФ до четвертой моды волновода. При этом для обеспечения эффективного возбуждения синтезированного устройства и расширения его рабочей полосы частот будем использовать коаксиальные входы. В результате компьютерного моделирования получен полосно-пропускающий фильтр, приведенный на рис. 7. В отличие от фильтра-прототипа (см. рис. 6) в данной конструкции использован дополнительный коаксиально-волноводный переход, образованный круглым волноводом с одним и далее двумя прямоугольными гребнями. Основной задачей данного перехода является обеспечение согласования коаксиальной линии и фильтра-прототипа в максимально широкой полосе частот, а также подавление первых двух высших типов волн круглого волновода с Т-гребнями. В результате проведенных численных исследований различных топологий наиболее эффективным оказался представленный торцевой переход.

Зависимости модулей  $S$ -параметров фильтра от частоты для конечного устройства приведены на рис. 8. Рабочий диапазон частот фильтра составил от 1 до 10 ГГц, центральная частота ( $\sim 4.5$  ГГц) и полоса пропускания остались без изменения. Итоговый продольный размер составил 85 мм. При этом полоса заграждения во всем диапазоне

имеет уровень затухания более 60 дБ, а в области максимального затухания достигает –140 дБ.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в данной работе проведено исследование электродинамических характеристик круглого волновода с двумя Т-ребрами, показано существенное расширение полосы частот одномодового режима работы и резкое снижение критической частоты основной волны, что обеспечивает значительное уменьшение поперечных размеров волноводных устройств, создаваемых на его основе.

Представлены результаты синтеза компактных и узкополосных полосно-пропускающих фильтров на базе круглого волновода с двумя Т-ребрами. Благодаря особенностям высших мод данного волновода и включению торцевых коаксиально-волноводных переходов удалось обеспечить рабочий диапазон частот от 1 до 10 ГГц. Достигнуты относительная полоса пропускания фильтра 3,5%, уровень затухания в полосе заграждения 60...140 дБ, при продольном размере устройства всего 85 мм.

Работа выполнена при финансовой поддержке Совета по грантам Президента Российской Федерации (программа государственной поддержки молодых российских ученых, грант МД-118.2017.9).

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Василенко Ю.Н., Ильинский А.С., Харланов Ю.Я.* // РЭ. 2006. Т. 51. № 1. С. 6.
2. *Balaji U., Vahldieck R.* // IEEE Trans. 1998. V. MTT-46. № 2. P. 191.
3. *Cogollos S., Carceller C., Taroncher M. et al.* // Int. J. Microwave and Wireless Technologies. 2015. V. 7. № 3–4. P. 219.
4. Вычислительные методы прикладной электродинамики / Под ред. Синявского Г.П. М.: Радиотехника, 2009.
5. *Губский Д.С., Земляков В.В., Нойкин Ю.М., Синявский Г.П.* // Электромагнитные волны и электрон. системы. 2013. Т. 18. № 9. С. 42.
6. *Губский Д.С., Земляков В.В., Синявский Г.П.* // Электромагнитные волны и электрон. системы. 2014. Т. 19. № 9. С. 33.
7. *Губский Д.С., Земляков В.В., Лонкина Д.В., Синявский Г.П.* // Электромагнитные волны и электрон. системы. 2015. Т. 20. № 6. С. 27.
8. *Земляков В.В., Заргано Г.Ф.* // Изв. вузов. Радиофизика. 2014. Т. 57. № 3. С. 206.
9. *Qiu D., Klymyshyn D.M., Pramanick P.* // Int. J. RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2002. V. 12. № 2. P. 190.
10. *Дубровка Ф.Ф., Пильтяй С.И.* // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2014. Т. 57. № 1. С. 3.
11. *Nanan J.-C., Tao J.-W., Baudrand H., Theron B.* // IEEE Trans. 1991. V. MTT-39. № 12. P. 2192.