

## ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР ИЗ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЛОЕВ С СУБВОЛНОВЫМИ РЕШЕТКАМИ ПОЛОСКОВЫХ ПРОВОДНИКОВ НА ГРАНИЦАХ

© 2020 г. Б. А. Беляев<sup>1,2,\*</sup>, В. В. Тюрнев<sup>1</sup>, А. С. Волошин<sup>1,2,3</sup>,  
Ан. А. Лексиков<sup>1</sup>, Р. Г. Галеев<sup>3</sup>, академик РАН В. Ф. Шабанов<sup>1,3</sup>

Поступило 30.06.2020 г.  
После доработки 30.06.2020 г.  
Принято к публикации 10.07.2020 г.

Исследована конструкция многослойного полосно-пропускающего фильтра, каждый из полуволновых резонаторов которого состоит из двух диэлектрических слоев с наружными решетками полосковых проводников в виде квадратных сеток и с внутренними — в виде квадратных патчей. Сетки служат зеркалами с заданными отражательными свойствами, обеспечивая оптимальные связи крайних резонаторов со свободным пространством и оптимальные связи между резонаторами. Решетки из патчей позволяют изменять собственную частоту резонаторов при настройке фильтра. Показана эффективность квазистатического расчета амплитудно-частотных характеристик слоистой структуры, если период решеток меньше длины волны в диэлектрике и много меньше толщины слоев. Расчет не требует больших затрат машинного времени, поэтому параметрический синтез устройств можно проводить на обычном персональном компьютере. Измеренные характеристики опытного образца синтезированного фильтра третьего порядка с относительной шириной полосы пропускания ~10% и ее центральной частотой ~10.6 ГГц хорошо согласуются с расчетом. Предложенная конструкция позволяет изготавливать радиопрозрачные в заданной полосе частот многослойные панели для укрытия микроволновых антенн.

**Ключевые слова:** амплитудно-частотная характеристика, потери на отражение, полосно-пропускающий фильтр, прямые потери

DOI: 10.31857/S2686740020050041

В настоящее время активно исследуются особенности прохождения и отражения электромагнитных волн, падающих на конструкции из диэлектрических слоев, на поверхностях которых созданы периодические структуры из полосковых проводников (2D-решетки) [1–4]. Интерес к таким конструкциям обусловлен возможностью создания на их основе частотно-селективных поверхностей, служащих полосно-пропускающими фильтрами в диапазонах от дециметровых до субмикронных длин волн. Полосковые элементы, из которых состоит периодическая 2D-структура, например, металлические патчи или ячейки ме-

таллических сеток, проявляют свойства параллельных или последовательных колебательных контуров, что и позволяет, используя многослойные конструкции из взаимодействующих резонансных структур, создавать полосно-пропускающие фильтры. Важно отметить, что собственная добротность полосковых резонаторов на высоких частотах падает с уменьшением толщины скин-слоя и увеличением влияния шероховатости подложки. Поэтому многослойные фильтры на резонансных структурах из полосковых проводников имеют в полосе пропускания сравнительно большие потери.

Существенно меньшими потерями обладают конструкции фильтров, в которых сами диэлектрические слои являются высокодобротными резонаторами, а 1D- или 2D-структуры из полосковых проводников, сформированных на их поверхностях, служат зеркалами с заданной отражательной способностью [5, 6]. Для расширения высокочастотной полосы заграждения в таких конструкциях период полосковых структур должен быть много меньше длины волны в диэлектрике, тогда их

<sup>1</sup> Институт физики им. Л.В. Киренского  
Сибирского отделения Российской академии наук,  
Красноярск, Россия

<sup>2</sup> Сибирский федеральный университет, Красноярск,  
Россия

<sup>3</sup> Сибирский государственный университет науки  
и технологий им. М.Ф. Решетнева, Красноярск, Россия

\*E-mail: belyaev@iph.krasn.ru



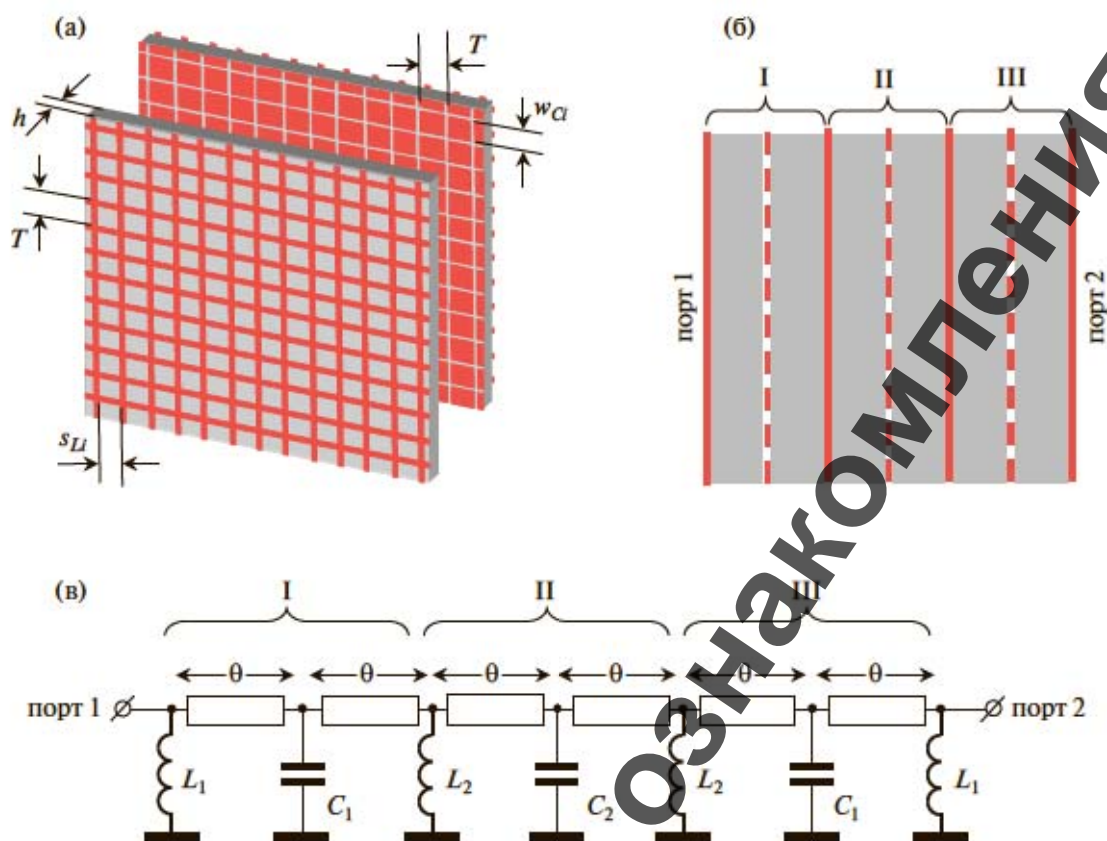


Рис. 1. а – Конструкция резонатора из двух диэлектрических слоев с решетками полосковых проводников, б – фильтр третьего порядка на двухслойных резонаторах, в – его эквивалентная схема.

резонансные частоты значительно выше полосы пропускания фильтра. Однако наиболее перспективными являются конструкции, в которых резонаторы состоят не из одного, а из двух диэлектрических слоев с наружными 2D-решетками полосковых проводников, например, в виде квадратных сеток и с внутренними – в виде квадратных патчей [7]. Такие конструкции обладают не только более высокими частотно-селективными свойствами, но и позволяют в широких пределах изменять центральную частоту полосы пропускания фильтра при заданной величине диэлектрической проницаемости слоев и их фиксированной толщине. Важно отметить, что на двухслойных резонаторах созданы оригинальные конструкции фильтров-поляризаторов [8, 9], со скрещенными между смежными слоями в мультислойной структуре одномерными решетками полосковых проводников.

### КОНСТРУКЦИЯ ФИЛЬТРА НА ДВУХСЛОЙНЫХ РЕЗОНАТОРАХ

Резонаторы, из которых строится фильтр, представляют собой два одинаковых диэлектрических слоя толщиной  $h$  (рис. 1а) с решетками полосковых проводников на внешних поверхностях

в виде сеток с зазором  $s_L$  и решеткой квадратных полосковых проводников (патчей) между слоями шириной  $w_C$ . Период решеток  $T$  одинаков, и они субволновые, т.е.  $T$  много меньше длины волны на собственной частоте первой моды колебаний резонатора. На рис. 1б представлен поперечный разрез конструкции фильтра третьего порядка, а его эквивалентная схема для электромагнитной волны, падающей из свободного пространства, представлена на рис. 1в. Электрическая длина диэлектрических слоев  $\theta$  определяется толщиной  $h$  и их относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$ . Проводники на внешних слоях резонаторов являются индуктивностями  $L_{1,2}$ , а полосковые проводники на внутренних слоях образуют емкости  $C_{1,2}$ . “Индуктивные” решетки обеспечивают оптимальные связи крайних резонаторов со свободным пространством и резонаторов друг с другом, при этом с уменьшением ширины проводников собственная частота резонаторов понижается. “Емкостные” решетки позволяют изменять собственные частоты резонаторов в широких пределах, понижая их с увеличением  $w_C$ .

По заданной амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) настройка фильтра для выбранной толщины и диэлектрической проницаемости слоев



осуществляется лишь подбором зазоров наружных  $S_{L1}$  и внутренних  $S_{L2}$  индуктивных сеток, а также подбором ширины патчей в емкостных решетках крайних  $w_{C1}$  и среднего  $w_{C2}$  резонаторов.

### МАТРИЧНЫЙ КВАЗИСТАТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИЛЬТРА

Использование квазистатического приближения для расчета АЧХ исследуемой слоистой структуры предполагает, что период решеток  $T$  должен быть много меньше длины волны в диэлектрике на центральной частоте полосы пропускания фильтра  $f_0$  и одновременно меньше толщины слоев  $h$ . Слоистую структуру будем рассматривать как каскадное соединение четырехполюсников, соответствующих диэлектрическим слоям и решеткам полосковых проводников, свойства которых описываются классическими и волновыми матрицами. А матрица передачи конструкции находится перемножением матриц передачи всех четырехполюсников [10]. Классическая матрица передачи четырехполюсника, подключенного к портам, называемая также  $ABCD$ -матрицей, связывает напряжения и входные токи в портах уравнением [10]

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_2 \\ I_2 \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где индексы 1 и 2 – номера портов. В рассматриваемой модели портами четырехполюсника являются поверхности полосковых решеток. Поэтому формула (1) принимает вид

$$\begin{pmatrix} E_{1x} \\ H_{1y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{2x} \\ -H_{2y} \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где индексы  $x$  и  $y$  обозначают компоненты векторов напряженностей электрического и магнитного поля в предположении, что ось координат  $z$  направлена нормально к плоскости слоистой структуры, а ось  $x$  ориентирована вдоль электрического поля падающей волны.

Матрица рассеяния, называемая также  $S$ -матрицей, связывает нормированные амплитуды исходящих волн  $b_n$  с нормированными амплитудами падающих волн  $a_n$  уравнением [10]

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Нормированные амплитуды определяют формулами

$$a_n = \frac{E_{\text{пад}}}{\sqrt{Z_n}}, \quad b_n = \frac{E_{\text{исх}}}{\sqrt{Z_n}}, \quad (4)$$

где  $Z_n = Z_0/\sqrt{\epsilon_n}$  и  $\epsilon_n$  – характеристическое сопротивление и относительная диэлектрическая про-

ницаемость среды, примыкающей к порту  $n$ , соответственно, а  $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$  – характеристическое сопротивление свободного пространства. Матричные элементы  $S_{11}$  и  $S_{22}$  являются комплексными коэффициентами отражения, а  $S_{21}$  и  $S_{12}$  – комплексными коэффициентами прохождения. Их аргументы описывают фазы отраженных и прошедших волн. Рассматриваемая структура не содержит гиротропных сред, поэтому она и каждый ее элемент описывается взаимными четырехполюсниками, для которых выполняются равенства  $S_{21} = S_{12}$  и  $AD - BC = 1$  [10].

Матрица передачи и матрица рассеяния взаимосвязаны. Их связь выражается формулами

$$\begin{aligned} A &= \frac{(1 + S_{11} - S_{22} - \Delta S)\sqrt{Z_1/Z_2}}{2S_{21}}, \\ B &= \frac{(1 + S_{11} + S_{22} + \Delta S)\sqrt{Z_1Z_2}}{2S_{21}}, \\ C &= \frac{(1 - S_{11} - S_{22} + \Delta S)}{\sqrt{Z_1Z_2}2S_{21}}, \\ D &= \frac{(1 - S_{11} + S_{22} - \Delta S)\sqrt{Z_2/Z_1}}{2S_{21}}, \end{aligned} \quad (5)$$

где  $\Delta S = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$ , и формулами

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{AZ_2 + B - CZ_1Z_2 - DZ_1}{AZ_2 + B + CZ_1Z_2 + DZ_1}, \\ S_{12} &= \frac{2(AD - BC)\sqrt{Z_1Z_2}}{AZ_2 + B + CZ_1Z_2 + DZ_1}, \\ S_{21} &= \frac{2\sqrt{Z_1Z_2}}{AZ_2 + B + CZ_1Z_2 + DZ_1}, \\ S_{22} &= \frac{-AZ_2 + B - CZ_1Z_2 + DZ_1}{AZ_2 + B + CZ_1Z_2 + DZ_1}. \end{aligned} \quad (6)$$

Классическая матрица передачи электромагнитной волны, падающей на слой диэлектрика толщиной  $h$ , временная зависимость которой описывается множителем  $\exp(-i\omega t)$ , хорошо известна

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_h = \begin{pmatrix} \cos \theta & -i\frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon}} \sin \theta \\ -i\frac{\sqrt{\epsilon}}{Z_0} \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix}, \quad (7)$$

где  $\epsilon$  – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика,  $\theta = \frac{\omega\sqrt{\epsilon}h}{c}$  – фазовая толщина слоя на частоте  $\omega$ .

Матрицы рассеяния для решеток полосковых проводников в виде квадратных сеток [11] или квадратных патчей [12], расположенных на границе раздела двух сред с относительными диэлек-



Таблица 1. Ширина окон и полосковых проводников решеток мультислойного фильтра третьего порядка с центральной частотой полосы пропускания 16 ГГц

Метод расчета	$s_{L1}$ , мм	$w_{C1}$ , мм	$s_{L2}$ , мм	$w_{C2}$ , мм
Квазистатический	2.785	2.529	1.831	2.725
Электродинамический	2.857	2.556	1.709	2.732

трическими проницаемостями  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$ , имеют одинаковый вид

$$S = \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{\epsilon_1} - \sqrt{\epsilon_2} - Z_0 Y}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2} + Z_0 Y} & \frac{2\sqrt{\epsilon_1 \epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2} + Z_0 Y} \\ \frac{2\sqrt{\epsilon_1 \epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2} + Z_0 Y} & \frac{\sqrt{\epsilon_2} - \sqrt{\epsilon_1} - Z_0 Y}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2} + Z_0 Y} \end{pmatrix}, \quad (8)$$

где  $Y$  – проводимость решетки, связанная с индуктивностью и емкостью проводников ее элементарной ячейки формулой

$$Y = \frac{i}{\omega L} - i\omega C. \quad (9)$$

В случае решетки индуктивного типа, выполненной в виде сетки с периодом  $T$  и стороной квадратных отверстий  $s$ , ее реактивная проводимость  $Y_L$  выражается формулой [11]

$$Y_L = \frac{2\pi i}{\omega \mu_0 s \ln \sec\left(\frac{\pi s}{2T}\right)} - i\omega \epsilon_0 T \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{\pi} \ln \operatorname{cosec}\left(\frac{\pi s}{2T}\right). \quad (10)$$

Первое слагаемое в (10) описывает индуктивную часть проводимости, а второе – емкостную. Видно, что на низких частотах индуктивная часть проводимости преобладает над емкостной.

В случае решетки емкостного типа ее проводимость  $Y_C$  можно вычислить по формуле (9), в которой емкость и индуктивность проводников выражаются формулами [12]

$$C = \epsilon_0 \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{\pi} T \ln \sec\left(\frac{\pi w}{2T}\right), \quad (11)$$

$$L = \frac{\mu_0 T}{4\pi} \left[ \ln\left(\operatorname{cosec}\left(\frac{\pi w}{2T}\right)\right) + \frac{\pi w^2}{12T^2} - \frac{2}{\pi} X\left(\frac{\pi w}{2T}\right) \right], \quad (12)$$

где  $T$  – период решетки,  $w$  – сторона ее квадратных проводников, а функция  $X(a)$  обозначает двойной интеграл

$$X(a) = \int_{\xi=0}^a \int_{\zeta=0}^a \arcsin\left(\frac{\sin \xi}{\sin x}\right) d\xi d\zeta. \quad (13)$$

Заметим, что на низких частотах емкостной вклад в проводимость  $Y_C$  является основным.

Расчет АЧХ фильтра на двухслойных резонаторах, т.е. его матрицы рассеяния  $S$ , производится

следующим образом. Сначала по формуле (8) рассчитываются матрицы рассеяния для каждой решетки слоистой структуры. Затем по формуле (5) вычисляются отвечающие им  $ABCD$ -матрицы. Расчет  $ABCD$ -матрицы идентичных слоев диэлектрика выполняется по формуле (7). Последовательным перемножением  $ABCD$ -матриц каждого планарного элемента, начиная с решетки индуктивного типа на порте 1 и заканчивая решеткой на порте 2, вычисляется  $ABCD$ -матрица всей структуры в целом. Полученная  $ABCD$ -матрица используется для расчета искомой  $S$ -матрицы по формуле (6).

Как показали исследования, представленный квазистатический расчет характеристик мультислойного фильтра хорошо согласуется с электродинамическим расчетом его 3D-модели, результаты которого, как известно, практически совпадают с экспериментом. Однако такое согласование наблюдается только при выполнении названных выше требований к конструкции, а именно период решеток  $T$  должен быть много меньше длины волны в диэлектрике на центральной частоте полосы пропускания фильтра  $f_0$  и одновременно меньше толщины слоев  $h$ . Поэтому представляет интерес оценить точность расчета АЧХ по полученным формулам в случае, когда не выполняются эти требования. На рис. 2 сплошными линиями показаны частотные зависимости прямых потерь  $S_{21}$  и потерь на отражение  $S_{11}$  фильтра третьего порядка с центральной частотой полосы пропускания  $f_0 = 16$  ГГц и ее относительной шириной по уровню  $-3$  дБ  $\Delta f/f_0 = 10\%$ , синтезированного с использованием полученных выше формул. В расчете толщина слоев  $h = 1.5$  мм, их относительная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon = 2.2$ , а период всех решеток выбран в два раза больше толщины слоев  $T = 3$  мм, что нарушает условие применения квазистатического подхода. Фильтр настраивался подбором зазоров сеток  $s_{L1}$ ,  $s_{L2}$  и ширины патчей  $w_{C1}$ ,  $w_{C2}$  в слоистой структуре так, чтобы максимумы отражений в полосе пропускания располагались на уровне  $-15$  дБ. Размеры полученных подстроечных параметров конструкции приведены в первой строке табл. 1.

Найденные значения подстроечных параметров использовались в 3D-модели фильтра, АЧХ которой, полученные численным электродинамическим расчетом в пакете программ “CST Microwave Studio”, представлены штриховыми линиями на рис. 2. Сравнительно небольшое различие между соответствующими парами характеристик говорит о том, что даже при нарушении условий квазистатического приближения предложенные формулы позволяют находить конструктивные параметры структуры, которые можно использовать как “затравочные” в ее 3D-модели на начальном этапе оптимизации. Это многократно



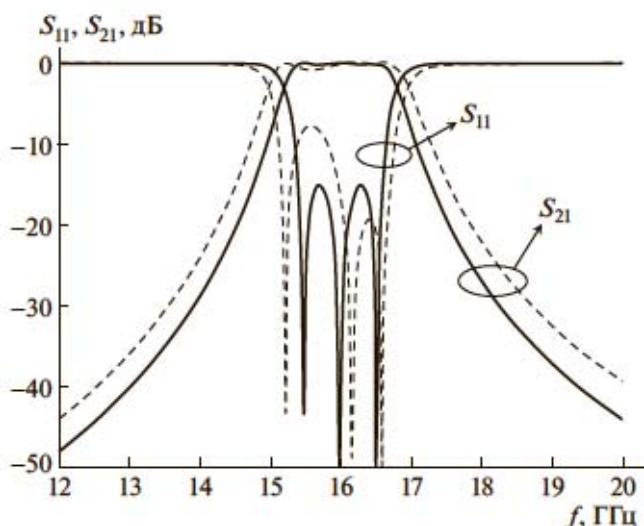


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики фильтра третьего порядка, синтезированного с использованием формул (сплошные линии) и полученные численным электродинамическим расчетом 3D-модели с параметрами синтезированного фильтра (штриховые линии).

ускоряет процесс конструирования фильтров в электродинамических пакетах программ, которые, как известно, требуют больших затрат машинного времени. Для сравнения во второй строке табл. 1 приведены оптимальные значения конструктивных параметров решеток слоистой структуры после ее подстройки с использованием численного электродинамического 3D-моделирования. При этом АЧХ настроенного фильтра полностью совпадает с АЧХ представленными сплошными линиями на рис. 2.

#### ИССЛЕДОВАНИЕ ОПЫТНОГО ОБРАЗЦА МНОГОСЛОЙНОГО ФИЛЬТРА

Для проверки работоспособности полосно-пропускающего фильтра на двухслойных резонаторах был изготовлен опытный образец фильтра третьего порядка, состоящий из шести диэлектрических слоев площадью  $300 \times 300$  мм. Решетки полосковых проводников изготавливались на металлизированных пластинах RO3010 фирмы "Rogers Corporation" толщиной  $h = 1.29$  мм с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 11.2$  и тангенсом угла диэлектрических потерь

Таблица 2. Ширина окон и полосковых проводников решеток фильтра третьего порядка с относительной шириной полосы пропускания  $\Delta f/f_0 = 10\%$  и ее центральной частотой  $f_0 = 10.5$  ГГц

$s_{L1}$ , мм	$w_{C1}$ , мм	$s_{L2}$ , мм	$w_{C2}$ , мм
2.846	1.770	1.570	2.205

$\text{tg}\delta = 2.2 \times 10^{-3}$ . По технологии многослойных печатных плат диэлектрические пластины соединялись в монолитную конструкцию препрегом RO4450B также фирмы "Rogers Corporation" толщиной 0.127 мм, с  $\epsilon = 3.54$  и  $\text{tg}\delta = 4.0 \times 10^{-3}$ . Фотографии устройства, а также фрагменты его наружных и внутренних решеток полосковых проводников представлены на рис. 3. Для определенности одинаковыми были заданы периоды индуктивных и емкостных решеток полосковых проводников у всех резонаторов  $T = 3.0$  мм. Предварительно устройство было синтезировано по полученным формулам на центральную частоту полосы пропускания  $f_0 = 10.5$  ГГц и ее относительную ширину  $\Delta f/f_0 = 10\%$ , а затем найденные размеры решеток использовались как "затравочные" в 3D-модели для синтеза фильтра в пакете программ "CST Microwave Studio". Параметры решеток синтезированного фильтра приведены в табл. 2, а его рассчитанные АЧХ представлены сплошной и штриховой линиями на рис. 3.

Характеристики изготовленного опытного образца фильтра были измерены на векторном анализаторе цепей R&S ZVA 40 с использованием миниатюрных широкополосных рупорных антенн. Учитывая сравнительно небольшие размеры образца фильтра, расстояние между передающей и приемной антеннами выбиралось минимальным, но чтобы при этом не нарушалась структура плоской волны. Результаты измерений представлены точками на рис. 3. Отметим, что расчетные минимальные потери в полосе пропускания устройства составляли  $\sim 0.3$  дБ, а измеренные на опытном образце  $\sim 0.6$  дБ, при этом измеренная относительная ширина полосы пропускания опытного образца  $\Delta f/f_0 = 10\%$  и ее центральная частота  $f_0 = 10.6$  ГГц достаточно хорошо совпадают с численным электродинамическим расчетом 3D-модели фильтра.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе проведен квазистатический расчет конструкции многослойного полосно-пропускающего фильтра, каждый из полуволновых резонаторов которого состоит из двух диэлектрических слоев с наружными решетками полосковых проводников в виде квадратных сеток и с внутренними – в виде квадратных патчей. Все решетки в структуре субволновые, т.е. их период много меньше длины волны, поэтому резонансные свойства решеток проявляются на частотах значительно выше полосы пропускания. Собственная добротность двухслойных резонаторов высокая, так как она определяется в основном добротностью диэлектрических слоев. Металлические сетки служат зеркалами с заданными отражательными свойствами, обеспечивая опти-



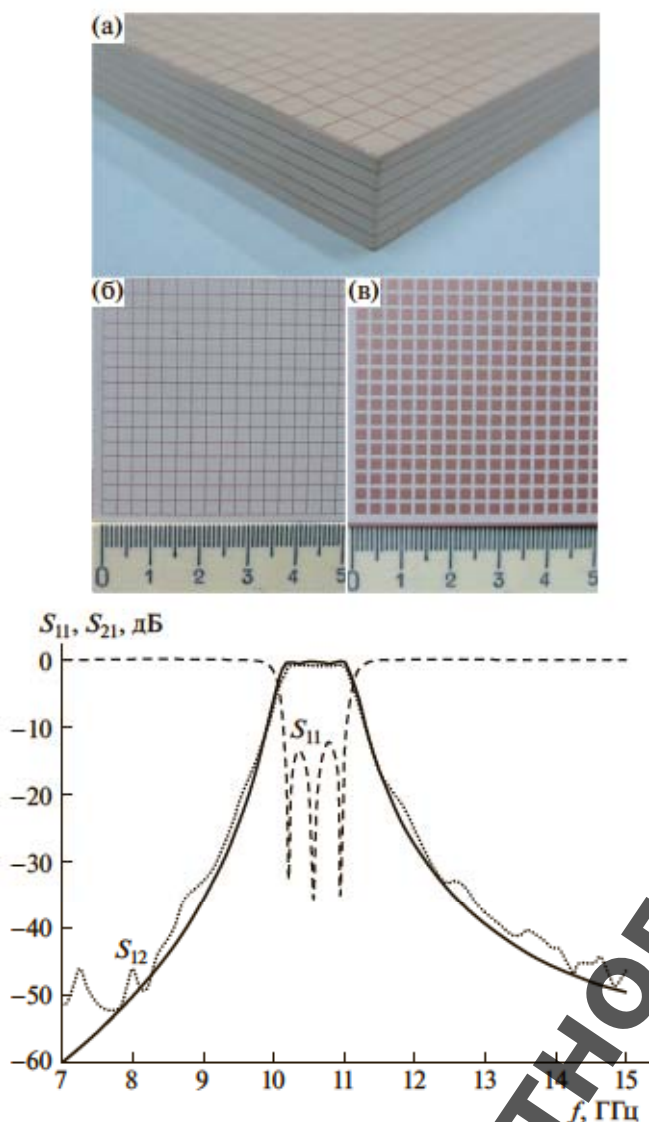


Рис. 3. Рассчитанные АЧХ опытного образца фильтра третьего порядка: прямые потери — сплошная, потери на отражение — штриховая линия, точки — измеренная частотная зависимость прямых потерь. Вверху фотография устройства (а) и фрагменты его наружных (б) и внутренних (в) решеток полосковых проводников.

мальные связи крайних резонаторов со свободным пространством и оптимальные связи между резонаторами, поэтому они меньше влияют на добротность резонаторов. Решетки из патчей позволяют изменять в широких пределах собственную частоту резонаторов, что дает возможность легко изменять центральную частоту полосы пропускания фильтра и независимо подстраивать частоты резонаторов при его настройке. Показана высокая эффективность квазистатического расчета АЧХ слоистой структуры не только при выполнении условий применения квазистатического приближения, когда период решеток меньше

длины волны в диэлектрике и много меньше толщины слоев, но и когда эти условия сильно нарушены. Высокоскоростной квазистатический расчет не требует больших затрат машинного времени, поэтому параметрический синтез устройств можно проводить рекордно быстро на обычном персональном компьютере. Сравнительно небольшое различие между АЧХ рассмотренной слоистой конструкции, полученными электродинамическим и квазистатическим расчетом, позволяет с помощью полученных формул находить конструктивные параметры структуры, которые можно использовать как “затравочные” в ее 3D-модели на начальном этапе оптимизации. Это многократно ускоряет процесс конструирования фильтров в электродинамических пакетах программ.

#### ИСТОЧНИК ФИНАНСИРОВАНИЯ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования России по госзаданию № FEFE-2020-0013 “Развитие теории самоконфигурирующихся алгоритмов машинного обучения для моделирования и прогнозирования характеристик компонентов сложных систем”.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Melo A.M., Kornberg M.A., Kaufmann P., Piazzetta M.H., Bortolucci E.C., Zakia M.B., Bauer O.H., Poglitsch A., A.M.P. Alves da Silva. Metal Mesh Resonant Filters for Terahertz Frequencies // *Applied Optics*. 2008. V. 47. № 32. P. 6064–6069.
2. Garcia-Vidal F.J., Martin-Moreno L., Ebbesen T.W., Kuipers L. Light Passing through SubWavelength Apertures // *Rev. of Modern Physics*. 2010. V. 82. № 1. P. 729–787.
3. Anwar R.S., Mao L., Ning H. Frequency Selective Surfaces: A Review // *Appl. Sci*. 2018. V. 8. 1689. P. 1–47.
4. Sui S., Ma H., Wang J., Pang Y., Zhang J., Xu Z., Qu S. Multiform Frequency Selective Surfaces Optimal Design Based on Topology Optimization // *Int. J. RF Microwave Comput Aided Eng*. 2019. V. 29. Iss. 1. e21491. P. 1–6.
5. Belyaev B.A., Tyurnev V.V. Multilayer Bandpass Filter with Extended Lower and Upper Stop Bands // *Optics Letters*. 2015. V. 40. № 18. P. 4333–4335.
6. Беляев Б.А., Тюрнев В.В., Волошин А.С., Галеев Р.Г. Микроволновый полосно-пропускающий фильтр на диэлектрических слоях с металлическими сетками // *Письма в ЖТФ*. 2018. Т. 44. Вып. 10. С. 3–11.
7. Al-Joumayly M.A., Behdad N. A Generalized Method for Synthesizing Low-Profile, Band-Pass Frequency Selective Surfaces with Non-Resonant Constituting Elements // *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*. 2010. V. 58. № 12. P. 4033–4041.
8. Belyaev B.A., Tyurnev V.V. Multilayer Bandpass Filter-Polarizer with Stopband Extension Far beyond Twofold Center Frequency // *Microwave and Optical Technology Letters*. V. 60. № 3. 2018. P. 630–634.



9. Беляев Б.А., Тюрнев В.В., Волошин А.С., Лексиков А.А., Галеев Р.Г., Шабанов В.Ф. Полосно-пропускающий фильтр-поляризатор на диэлектрической слоистой структуре с решетками полосковых проводников // ДАН. 2020. Т. 493. С. 5–10.
10. Гунта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств. М.: Радио и связь, 1987.
11. Беляев Б.А., Тюрнев В.В. Рассеяние электромагнитных волн на металлической решетке, расположенной на границе раздела двух сред // РЭ. 2017. Т. 62. № 7. С. 642–650.
12. Беляев Б.А., Тюрнев В.В., Волков Н.В. Рассеяние электромагнитных волн на субволновой решетке квадратных полосковых проводников // РЭ. 2019. Т. 64. № 7. С. 666–677.

## BANDPASS FILTER ON DIELECTRIC LAYERS WITH STRIP CONDUCTOR GRIDS ON THEIR INTERFACE

**B. A. Belyaev<sup>a,b</sup>, V. V. Tyurnev<sup>a</sup>, A. S. Voloshin<sup>a,b,c</sup>, An. A. Leksikov<sup>a</sup>, R. G. Galeev<sup>c</sup>,  
and Academician of the RAS V. F. Shabanov<sup>a,c</sup>**

<sup>a</sup> *Kirensky Institute of Physics, Federal Research Center “Krasnoyarsk Science Centre” of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, Krasnoyarsk, Russian Federation*

<sup>b</sup> *Siberian Federal University, Krasnoyarsk, Russian Federation*

<sup>c</sup> *Reshetnev Siberian State University of Science and Technology, Krasnoyarsk, Russian Federation*

The design of a multilayer bandpass filter is investigated. Each of its half-wave resonators consists of two dielectric layers with outer arrays of strip conductors in the form of square grids and inner ones in the form of square patches. The square conductor grids serve as mirrors with specified reflective properties, providing an optimal coupling of the edge resonators with the free space and an optimal coupling between the resonators. The patch arrays allow to tune the eigen frequency of the resonators during the filter synthesis. The efficiency of the quasi-static calculation of the frequency response for the structure is displayed for the case, when the lattice period is less than the wavelength in the dielectric and much less than the thickness of the layers. The calculation does not require computing power, so parametric device synthesis can be performed on an ordinary personal computer. The measured characteristics for the fabricated sample of the synthesized third-order filter with a relative bandwidth of ~10% and its central frequency of ~10.6 GHz are in good agreement with the calculation. The proposed design makes it possible to create multilayer panels that are radio transparent in a given frequency band to hide microwave antennas.

**Keywords:** frequency response, return loss, passband filter, insertion loss