



МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МНОГОСЛОЙНОГО ПОЛОСКОВО-ЩЕЛЕВОГО ПЕРЕХОДА ЧАСТОТНО- СЕЛЕКТИВНЫХ СВЧ УСТРОЙСТВ СКРЫТЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

В работе представлена математическая модель многослойного полосково-щелевого перехода. Он являющегося базовым конструктивным элементом сверхширокополосных полосно-пропускающих фильтров, предназначенных для использования в скрытных радиотехнических системах. Такие системы обеспечивают защиту передаваемой информации за счет использования сигналов с малой спектральной плотностью мощности. При этом особое внимание уделено исследованиям: 1) резонансных частот; 2) частот и амплитуд экстремумов функции коэффициента отражения; 3) частот и амплитуд экстремумов функции коэффициента передачи. В основу математической модели многослойного полосково-щелевого перехода положен матричный метод представления его эквивалентной схемы. Результаты ее математического моделирования показали высокую степень сходимости с результатами схемотехнического моделирования многослойного полосково-щелевого перехода. Все исследования выполнены при использовании программного продукта MATLAB. Предложенная математическая модель позволяет проводить предварительный анализ амплитудно-частотных характеристик многослойного полосково-щелевого перехода без применения специализированных программ электродинамического и схемотехнического моделирования.

Ключевые слова: многослойный полосково-щелевой переход, математическая модель, S -параметры, скрытность радиотехнических систем.

MATHEMATICAL MODEL OF A MULTILAYER STRIP-SLOT TRANSITION OF FREQUENCY- SELECTIVE MICROWAVE DEVICES OF SECRECY RADIO ENGINEERING SYSTEMS

The paper presents a mathematical model of a multilayer strip-slot transition. It is the basic structural element of ultra-wideband band-pass filters that designed for application in secrecy radio engineering systems. Such systems ensure the protection of transmitted information by using signals with a low power spectral density. At the same time, special attention is paid to studies of: 1) resonant frequencies; 2) frequencies and amplitudes of extremes of the reflection coefficient function; 3) frequencies and amplitudes of extremes of the transmission coefficient function. The mathematical model of the multilayer strip-slot transition is based on a matrix method for representing its equivalent circuit. The results of its mathematical simulation showed a high degree of convergence with the results of circuit simulation of the multilayer strip-slot transition. All studies were performed using MATLAB software product. The proposed mathematical model allows a preliminary analysis of the amplitude-frequency characteristics of the multilayer strip-slot transition without the use of specialized programs for electrodynamics and circuit simulation.

Keywords: multilayer strip-slot transition, mathematical model, S-parameters, secrecy of radio engineering systems.

Введение. Скрытность радиотехнических систем является одной из основных их характеристик и обеспечивает противодействие обнаружению излучаемых сигнальных параметров средствами радиомониторинга. Это лежит в основе защиты передаваемой информации потребителю. В настоящее время известно несколько способов повышения скрытности радиотехнических систем. Одним из них является энергетический способ. Он заключается в использовании сверхширокополосных сигналов со спектральной плотностью мощности, не превышающей 10^{-2} мВт/МГц. Их использование затрудняет их обнаружение и распознавание средствами радиомониторинга [1]. Таким образом, в рамках решения задачи обеспечения скрытности радиотехнических систем, актуальной является задача разработки радиотехнических

средств, обеспечивающих генерирование, прием, обработку и фильтрацию сверхширокополосных (СШП) сигналов с шириной спектра более 500 МГц (или более 50 % от значения центральной частоты).

Одним из этапов разработки антенно-фидерного тракта современных радиотехнических систем, использующих СШП сигналы, является проектирование частотно-селективных СВЧ устройств, которые выполняют фильтрацию полезного сигнала и ограничивают прием/передачу внеполосного спектра радиоизлучения [2–6]. Перспективным направлением реализации СШП частотно-селективных СВЧ устройств является объемно-модульная технология [7–14] их построения базовым конструктивным элементом которой является многослойный полосково-щелевой переход, обеспечивающий электро-

магнитную связь между слоями. В настоящее время для исследования амплитудно-частотных характеристик многослойного полосково-щелевого перехода целесообразно использование матричной математической модели, основанной на применении схемотехнических аналогий элементов его конструкции. Целью настоящей работы является обоснование применимости матричной математической модели многослойного полосково-щелевого перехода и его исследование с целью определения: 1) резонансных частот; 2) частот и амплитуд экстремумов функции коэффициента отражения; 3) частот и амплитуд экстремумов функции коэффициента передачи.

1. Многослойный полосково-щелевой переход

Многослойный полосково-щелевой переход [9–14] представляет собой пассивное двухпортовое СВЧ устройство, реализованное на двух диэлектрических основаниях, разделенных металлическим экраном (рис. 1). При этом на каждом диэлектрическом основании расположена полосковая линия, заканчивающаяся обрывом. Конструктивным элементом, обеспечивающим частотно-селективную СВЧ связь между полосковыми ли-

ниями является щелевой резонатор, расположенный в металлическом экране. Проекция щелевого резонатора пересекается с полосковыми линиями. Участок каждой полосковой линии от её места пересечения с проекцией щелевого резонатора и до места обрыва образует собой полосковый резонатор. С целью обеспечения наилучшего согласования многослойного полосково-щелевого перехода с антенно-фидерным трактом (волновое сопротивление 50 Ом) электрическая длина полосковых резонаторов θ_1 составляет четверть длины волны на центральной частоте, электрическая длина щелевого резонатора – половину длины волны на центральной частоте ($2\theta_2$). Эквивалентная схема многослойного полосково-щелевого перехода представляет собой каскадное соединение четырехполюсников с заданными матрицами А-параметров (рис. 2). Результаты моделирования эквивалентной схемы при различных значениях волновых сопротивлений полоскового и щелевого резонаторов приведены на рис. 3. Они отражают широкополосные свойства многослойного полосково-щелевого перехода. Исследования выполнены с использованием суперкомпьютерных ресурсов НИУ ЮрГУ [15].

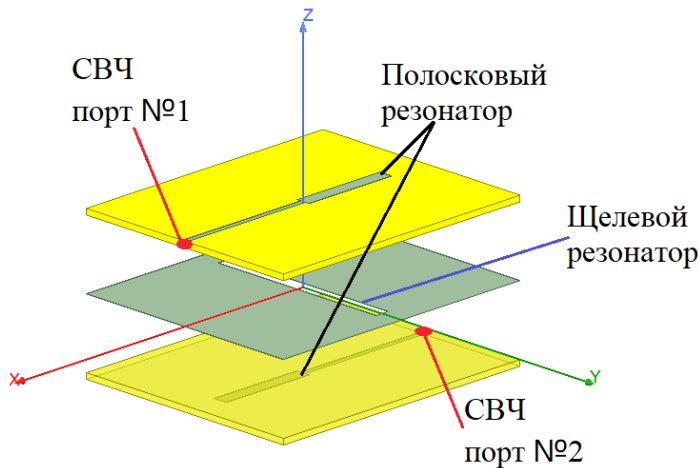


Рис. 1. Многослойный полосково-щелевой переход

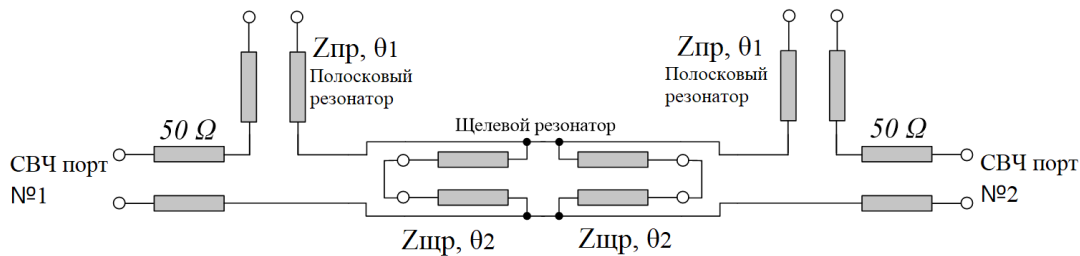
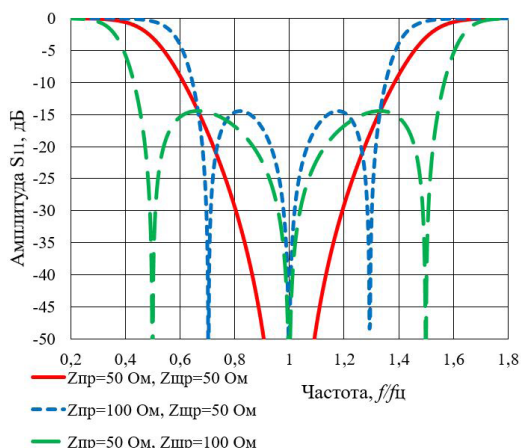
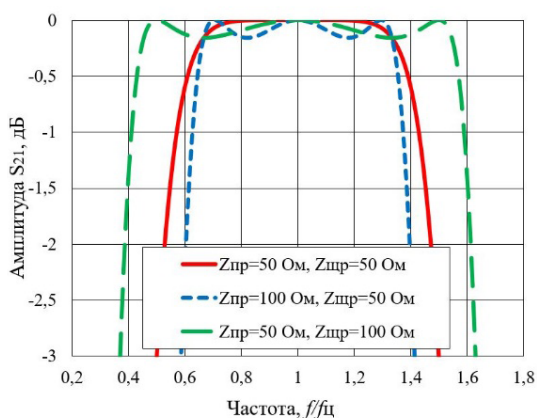


Рис. 2. Эквивалентная схема многослойного полосково-щелевого перехода



а)



б)

Рис. 3. Зависимости: а) коэффициента отражения (S_{11}); б) коэффициента передачи (S_{21}) в диапазоне частот, полученные при моделировании эквивалентной схемы

2. Математическая модель многослойного полосково-щелевого перехода

2.1 Резонансные частоты

Рассмотрим матричную математическую модель многослойного полосково-щелевого перехода приняв во внимание, что электрическая длина полосковых (θ_1) и щелевого ($2\theta_2$) резонаторов пропорциональна четверти длины волны. Введем обозначение электрической длины θ , где $\theta = \theta_1 = \theta_2 = \pi/2$. Также выполним нормировку волновых сопротивлений полосковых $z_{\text{нпр}}$ и щелевого $z_{\text{нщр}}$ резонаторов относительно волнового сопротивления 50 Ом. В таком случае результирующая матрица А-параметров многослойного полосково-щелевого перехода определяется согласно выражению (1):

$$[A_S] = \begin{bmatrix} 1 - \frac{z_{\text{нпр}}}{z_{\text{нщр}}} \text{ctg}^2 \theta & \frac{z_{\text{нпр}}}{j} \text{ctg} \theta - \frac{z_{\text{нпр}}^2}{j z_{\text{нщр}}} \text{ctg}^3 \theta \\ \frac{2}{j z_{\text{нщр}}} \text{ctg} \theta & 1 - \frac{z_{\text{нпр}}}{z_{\text{нщр}}} \text{ctg}^2 \theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

Выполним преобразование результирующей матрицы А-параметров в элементы матрицы рассеяния – коэффициенты отражения (S_{11}) и передачи (S_{21}) (2, 3).

$$S_{11} = \frac{A + B - C - D}{A + B + C + D} \quad (2)$$

$$S_{21} = \frac{2}{A + B + C + D} \quad (3)$$

Из анализа результирующей матрицы А-параметров (1) следует равенство коэффициентов А и D. Исходя из этого равенства выражение для коэффициента отражения (S_{11}) примет вид (4):

$$S_{11} = \frac{B - C}{A + B + C + D} \quad (4)$$

Далее запишем закон сохранения энергии для пассивного двухпортового СВЧ устройства (5):

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1. \quad (5)$$

Используя выражения (3, 4) выразим коэффициент отражения (S_{11}) через коэффициент передачи (S_{21}) (6) и подставим в закон сохранения энергии для пассивного двухпортового СВЧ устройства (7):

$$S_{11} = S_{21} \frac{B - C}{2}. \quad (6)$$

$$|S_{21}|^2 \left| \frac{B - C}{2} \right|^2 + |S_{21}|^2 = 1. \quad (7)$$

Из выражения (7) следует, что коэффициенты отражения (S_{11}) и передачи (S_{21}) могут быть выражены через коэффициенты В и С согласно выражениям (8, 9):

$$|S_{11}|^2 = \frac{\left| \frac{B - C}{2} \right|^2}{1 + \left| \frac{B - C}{2} \right|^2} \quad (8)$$

$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{1 + \left| \frac{B - C}{2} \right|^2} \quad (9)$$

Из выражения (8) следует, что резонансные частоты функции коэффициента отражения (S_{11}) могут быть определены при условии:

$$\frac{B - C}{2} = 0. \quad (10)$$

Подставим коэффициенты В и С результирующей матрицы А-параметров в выражение (10). Получаем выражение (11):

$$\frac{z_{\text{нпр}}}{j} \text{ctg} \theta - \frac{z_{\text{нпр}}^2}{j z_{\text{нщр}}} \text{ctg}^3 \theta - \frac{\text{ctg} \theta}{j z_{\text{нщр}}} = 0. \quad (11)$$

Из выражения (11) следует, что резонанс-

ные частоты функции коэффициента отражения (S_{11}) определяются согласно выражениям (12, 13):

$$ctg\theta = 0. \quad (12)$$

$$ctg\theta = \pm \frac{\sqrt{z_{\text{НПР}}z_{\text{НЩР}} - 1}}{z_{\text{НПР}}}. \quad (13)$$

Из выражения (13) выразим θ (14, 15):

Для случая $ctg\theta \geq 0$ выражение для электрической длины θ примет вид:

$$\theta = \text{arccctg} \frac{\sqrt{z_{\text{НПР}}z_{\text{НЩР}} - 1}}{z_{\text{НПР}}} + \pi k, \quad (14)$$

$k \in \mathbb{Z}, k \geq 0, z_{\text{НПР}}z_{\text{НЩР}} \geq 1, z_{\text{НПР}} > 0, z_{\text{НЩР}} > 0.$

Для случая $ctg\theta < 0$:

$$\theta = \pi - \text{arccctg} \frac{\sqrt{z_{\text{НПР}}z_{\text{НЩР}} - 1}}{z_{\text{НПР}}} + \pi k, \quad (15)$$

$k \in \mathbb{Z}, k \geq 0, z_{\text{НПР}}z_{\text{НЩР}} \geq 1, z_{\text{НПР}} > 0, z_{\text{НЩР}} > 0.$

Из выражения (12) следует, что один резонанс функции коэффициента отражения (S_{11}) многослойного полосково-щелевого перехода будет на центральной частоте ($\theta = \pi/2$). Еще два резонанса функции коэффициента отражения (S_{11}) многослойного полосково-щелевого перехода определяются согласно выражениям (14, 15) и образуются при выполнении условий: $z_{\text{НПР}}z_{\text{НЩР}} \geq 1, z_{\text{НПР}} > 0, z_{\text{НЩР}} > 0$. Таким образом, в функции коэффициента отражения (S_{11}) многослойного полосково-щелевого перехода может наблюдаться до трех резонансов, положение которых определяется соотношением волновых сопротивлений полосковых и щелевого резонаторов. Аналогичные закономерности применимы к коэффициенту передачи (S_{21}), где резонансные частоты соответствуют значениям 0 дБ.

2.2 Экстремумы функций коэффициента отражения и коэффициента передачи

Дальнейшее исследование математической модели многослойного полосково-щелевого перехода связано с определением экстремумов функций коэффициента отражения (S_{11}) и коэффициента передачи (S_{21}). Введем функцию $\varphi(\theta) = (B-C)/2$. Тогда согласно выражению (1) функция $\varphi(\theta)$ может быть записана в следующем виде:

$$\varphi(\theta) = \frac{z_{\text{НПР}}}{j} ctg\theta - \frac{z_{\text{НПР}}^2}{jz_{\text{НЩР}}} ctg^3\theta - \frac{ctg\theta}{jz_{\text{НЩР}}}. \quad (16)$$

Аналогичным образом перепишем выражение (8) для коэффициента отражения (S_{11}) (17):

$$|S_{11}|^2 = \frac{|\varphi(\theta)|^2}{1 + |\varphi(\theta)|^2}. \quad (17)$$

Для определения экстремумов функции коэффициента отражения (S_{11}) приравняем его первую производную к нулю (18):

$$\frac{\partial |S_{11}(\theta)|}{\partial \theta} = \frac{\partial |\varphi(\theta)|}{\partial \theta} \cdot \frac{1}{(1 + |\varphi(\theta)|^2)^{3/2}}. \quad (18)$$

Из выражения (18) следует, что $\partial S_{11}(\theta)/\partial \theta = 0$ при $\partial \varphi(\theta)/\partial \theta = 0$. Таким образом, для определения частот, соответствующих экстремумам функции коэффициента отражения (S_{11}), найдем нули первой производной функции $\varphi(\theta)$ (выражения 19-21):

$$\frac{\partial \varphi(\theta)}{\partial \theta} = -j \left(-\frac{z_{\text{НПР}}}{\sin^2\theta} + 3 \frac{z_{\text{НПР}}^2}{z_{\text{НЩР}} \sin^2\theta} ctg^2\theta + \frac{1}{z_{\text{НЩР}} \sin^2\theta} \right) = 0. \quad (19)$$

$$\left(-z_{\text{НПР}} + 3 \frac{z_{\text{НПР}}^2}{z_{\text{НЩР}}} ctg^2\theta + \frac{1}{z_{\text{НЩР}}} \right) = 0. \quad (20)$$

$$ctg\theta = \pm \frac{1}{z_{\text{НПР}}} \sqrt{\frac{z_{\text{НПР}}z_{\text{НЩР}} - 1}{3}}. \quad (21)$$

Из выражения (21) выразим θ (выражения 22, 23):

Для случая $ctg\theta \geq 0$:

$$\theta = \text{arccctg} \left(\frac{1}{z_{\text{НПР}}} \sqrt{\frac{z_{\text{НПР}}z_{\text{НЩР}} - 1}{3}} \right) + \pi k, \quad (22)$$

$k \in \mathbb{Z}, k \geq 0, z_{\text{НПР}}z_{\text{НЩР}} \geq 1, z_{\text{НПР}} > 0, z_{\text{НЩР}} > 0.$

Для случая $ctg\theta < 0$:

$$\theta = \pi - \text{arccctg} \left(\frac{1}{z_{\text{НПР}}} \sqrt{\frac{z_{\text{НПР}}z_{\text{НЩР}} - 1}{3}} \right) + \pi k, \quad (23)$$

$k \in \mathbb{Z}, k \geq 0, z_{\text{НПР}}z_{\text{НЩР}} > 1, z_{\text{НПР}} > 0, z_{\text{НЩР}} > 0.$

Таким образом, в функциях коэффициентов отражения (S_{11}) и передачи (S_{21}) многослойного полосково-щелевого перехода может наблюдаться до двух экстремумов, положение которых определяется соотношением волновых сопротивлений полосковых и щелевого резонаторов.

3. Результаты исследования математической модели

3.1 Расчет резонансных частот

Проведем расчет резонансных частот многослойного полосково-щелевого перехода (таблица 1). Полученные результаты сравним с результатами схмотехнического моделирования эквивалентной схемы (рис. 4, 5). При проведении расчетов будем использовать следующие комбинации значений волновых сопротивлений полосковых и щелевого резонаторов многослойного полосково-щелевого перехода: 1) $z_{\text{НПР}} = 25 \text{ Ом}, z_{\text{НЩР}} = 25 \text{ Ом}$; 2) $z_{\text{НПР}} = 50 \text{ Ом}, z_{\text{НЩР}} = 50 \text{ Ом}$; 3) $z_{\text{НПР}} = 100 \text{ Ом}, z_{\text{НЩР}} = 50 \text{ Ом}$; 4) $z_{\text{НПР}} = 50 \text{ Ом}, z_{\text{НЩР}} = 100 \text{ Ом}$; 5) $z_{\text{НПР}} = 75 \text{ Ом}, z_{\text{НЩР}} = 75 \text{ Ом}$.

Резонансные частоты многослойного полосково-щелевого перехода

	f_1/f_{11}	f_2/f_{11}	f_3/f_{11}
$z_{\text{пр}} = 25 \text{ Ом}, z_{\text{щпр}} = 25 \text{ Ом}$	-	1	-
$z_{\text{пр}} = 50 \text{ Ом}, z_{\text{щпр}} = 50 \text{ Ом}$	-	1	-
$z_{\text{пр}} = 100 \text{ Ом}, z_{\text{щпр}} = 50 \text{ Ом}$	0,705	1	1,295
$z_{\text{пр}} = 50 \text{ Ом}, z_{\text{щпр}} = 100 \text{ Ом}$	0,50	1	1,50
$z_{\text{пр}} = 75 \text{ Ом}, z_{\text{щпр}} = 75 \text{ Ом}$	0,59	1	1,41

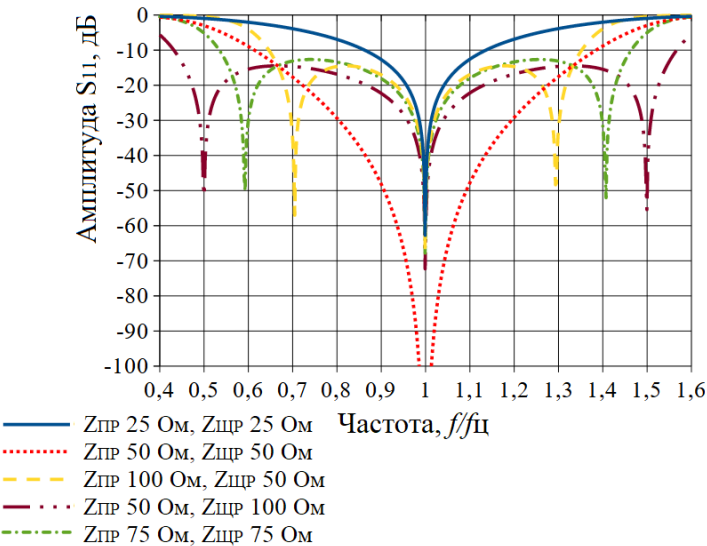


Рис. 4. Зависимости коэффициента отражения (S_{11}) от частоты, полученные по результатам схемотехнического моделирования

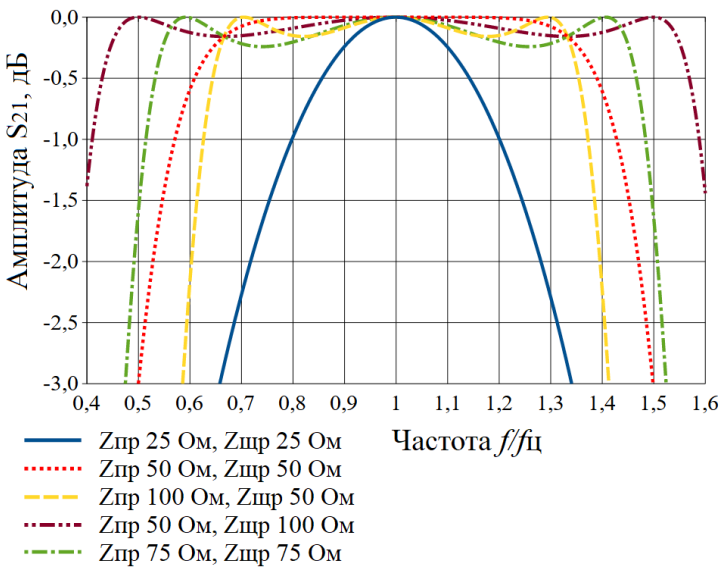


Рис. 5. Зависимости коэффициента передачи (S_{21}) от частоты, полученные по результатам схемотехнического моделирования

3.2 Расчет экстремумов функции коэффициента отражения

Аналогичным образом выполним расчет нормированных частот и амплитуд экстрему-

мов функций коэффициентов отражения (S_{11}) и передачи (S_{21}). Результаты расчетов приведены в таблицах 2, 3. Полученные результаты сравним с результатами схемотехнического

моделирования эквивалентной схемы (Рис. 6, 7). При проведении расчетов будем использовать следующие комбинации значений волновых сопротивлений полосковых и щелевых резонаторов многослойного полосково-щелевого перехода: 1) $z_{\text{ПР}} = 100 \text{ Ом}$, $z_{\text{ЩР}} = 50 \text{ Ом}$; 2) $z_{\text{ПР}} = 50 \text{ Ом}$, $z_{\text{ЩР}} = 100 \text{ Ом}$; 3) $z_{\text{ПР}} = 75 \text{ Ом}$, $z_{\text{ЩР}} = 75 \text{ Ом}$.

Таблица 2

Частоты и значения экстремумов функции коэффициента отражения (S_{11})

	$f_1/f_{1\text{ПР}} S_{11} $	$f_2/f_{1\text{ПР}} S_{11} $
$z_{\text{ПР}} = 100 \text{ Ом}, z_{\text{ЩР}} = 50 \text{ Ом}$	0,82; -14,47 дБ	1,18; -14,47 дБ
$z_{\text{ПР}} = 50 \text{ Ом}, z_{\text{ЩР}} = 100 \text{ Ом}$	0,67; -14,47 дБ	1,33; -14,47 дБ
$z_{\text{ПР}} = 75 \text{ Ом}, z_{\text{ЩР}} = 75 \text{ Ом}$	0,74; -12,67 дБ	1,25; -12,67 дБ

Таблица 3

Частоты и значения экстремумов функции коэффициента передачи (S_{21})

	$f_1/f_{1\text{ЩР}} S_{21} $	$f_2/f_{1\text{ЩР}} S_{21} $
$z_{\text{ПР}} = 100 \text{ Ом}, z_{\text{ЩР}} = 50 \text{ Ом}$	0,82; -0,157 дБ	1,18; -0,157 дБ
$z_{\text{ПР}} = 50 \text{ Ом}, z_{\text{ЩР}} = 100 \text{ Ом}$	0,67; -0,157 дБ	1,33; -0,157 дБ
$z_{\text{ПР}} = 75 \text{ Ом}, z_{\text{ЩР}} = 75 \text{ Ом}$	0,74; -0,24 дБ	1,25; -0,24 дБ

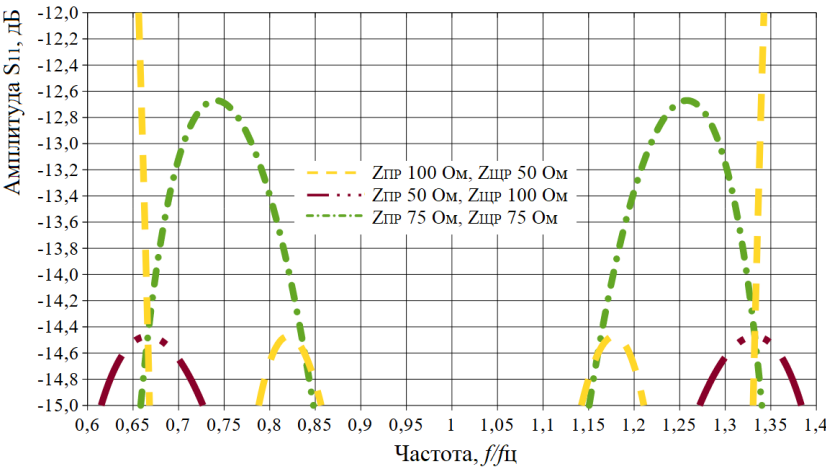


Рис. 6. Зависимости коэффициента отражения (S_{11}) от частоты, полученные по результатам схемотехнического моделирования

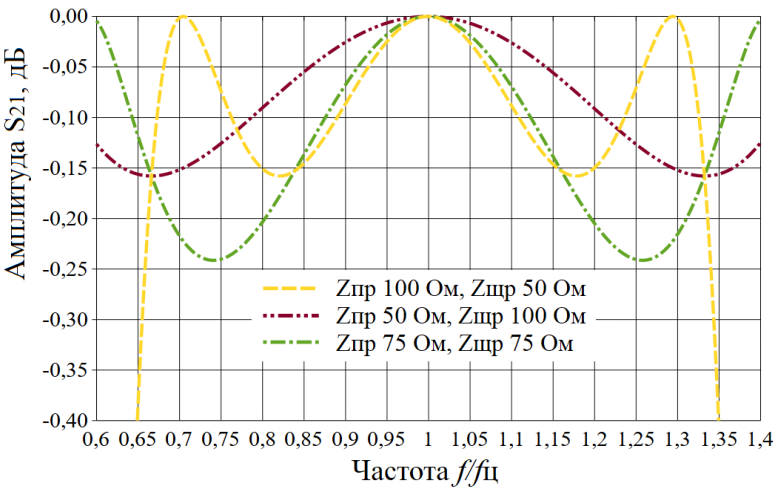


Рис. 7. Зависимости коэффициента передачи (S_{21}) от частоты, полученные по результатам схемотехнического моделирования

4. Обсуждение результатов проведенных исследований

Из представленных табличных данных (Таблица 1) и графических зависимостей (Рис. 4, 5) следует, что резонансные частоты многослойного полосково-щелевого перехода, полученные по результатам схемотехнического моделирования совпадают с расчетными данными, полученными согласно выражениям (12-15). При этом установлено, положение резонансов определяется соотношением волновых сопротивлений полоскового и щелевого резонаторов. Из представленных табличных данных (Таблица 2, 3) и графических зависимостей (Рис. 6, 7) следует, что значения частот и амплитуд экстремумов функций коэффициентов отражения (S_{11}) и передачи (S_{21}), полученных по результатам схемотехнического моделирования совпадают с расчетными данными, полученными согласно выражениям (21-23). При этом установлено, что при постоянном соотношении $Z_{\text{ПР}} Z_{\text{ЩР}} = \text{const}$, величина экстремумов функций коэффициентов отражения (S_{11}) и передачи (S_{21}) остается постоянной. Таким образом, согласно полученным математическим выражениям (12-15, 21-23) можно проводить предварительный ана-

лиз следующих параметров амплитудно-частотной характеристики многослойного полосково-щелевого перехода: резонансных частот; частот и амплитуд экстремумов функции коэффициента отражения (S_{11}); частот и амплитуд экстремумов функции коэффициента передачи (S_{21}).

Заключение

В работе представлена математическая модель многослойного полосково-щелевого перехода и результаты ее исследования. Результаты исследования являются математические выражения, позволяющие проводить предварительный анализ амплитудно-частотной характеристики многослойного полосково-щелевого перехода. При этом анализу подлежат следующие параметры амплитудно-частотной характеристики: резонансные частоты; частоты и амплитуды экстремумов функции коэффициента отражения (S_{11}); частоты и амплитуды экстремумов функции коэффициента передачи (S_{21}). При проведении указанного анализа не требуется использование специализированных программных продуктов электродинамического и схемотехнического моделирования.

Литература

1. Разиньков С.Н. Основные направления развития и базовые технологии создания систем радиосвязи со сверхширокополосными сигналами. Воздушно-космические силы. Теория и практика, 2019, № 11, С. 38 – 44.
2. Таблица распределения полос радиочастот между радиослужбами Российской Федерации (статистические данные). URL: <https://digital.gov.ru/opendata/7710474375-trpch/table/> (дата обращения: 26.12.2022).
3. Wang, Y.X. Dual-Band Bandpass Filter Design Using Stub-Loaded Hairpin Resonator and Meandering Uniform Impedance Resonator / Y.X. Wang, Y.L. Chen, W.H. Zhou, W.Ch. Yang, J. Zen // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2021. – Vol. 95. – P. 147–153.
4. Wang, Z. A compact negative-group-delay microstrip bandpass filter / Z. Wang, Z. Fu, C. Li, S. Fang, H. Liu // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2020. – Vol. 90. – P. 45–51.
5. Li-Tian Wang, Yang Xiong, Ming He. Review on UWB Bandpass Filters. In book: UWB Technology – Circuits and Systems. London, IntechOpen. 2019. URL: <http://doi.org/10.5772/intechopen.87204> (дата обращения: 26.12.2022).
6. Pozar, D.M. Microwave Engineering. 4th ed. Hoboken, NJ: J. Wiley; 2011. – 736 p.
7. Dudarev, N.V. The Volume-Modular Technology in the Design of Passive Microwave Devices / N.V. Dudarev, D.G. Fomin, S.N. Darovskikh, D.S. Klygach, M.G. Vakhitov // Proceedings - 2021 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology, USBREIT 2021. – 2021. – P. 225–227.
8. Особенности применения объемно-модульной технологии в проектировании СВЧ электронных устройств / Д. Г. Фомин, Н. В. Дударев, С. Н. Даровских, Д.С. Клыгач, М. Г. Вахитов // Ural Radio Engineering Journal. 2021;5(2):91–103. — DOI: 10.15826/urej.2021.5.2.001.
9. Fomin, D.G. Scattering matrix simulation of the volumetric strip-slot transition and estimation of its frequency properties / D.G. Fomin, N.V. Dudarev, S.N. Darovskikh // Journal of Physics: Conference Series. – 2020 – Vol. 1679(2). – P. 1–6. DOI 10.1088/1742-6596/1679/2/022032

10. Tao, Z. Broadband microstrip-to-microstrip vertical transition design / Z. Tao, J. Zhu, T. Zuo, L. Pan, Y. Yu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2016. – Vol. 26. – P. 660–662.
11. Yang, L. Analysis and design of wideband microstrip-to-microstrip equal ripple vertical transitions and their application to bandpass filters / L. Yang, L. Zhu, W.-W. Choi, K.-W. Tam // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2017. – Vol. 65(8). – P. 2866–2877.
12. Abbosh, A.M. Ultra wideband vertical microstrip-microstrip transition. IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2007. – Vol. 1(5). – P. 968 – 972.
13. Фомин, Д.Г. Экспериментальное исследование полосно-пропускающих фильтров на основе многослойной технологии / С.Н. Даровских, Д.Г. Фомин, Н.В. Дударев, Д.С. Клыгач, М.Г. Вахитов // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника. – 2022. – Т. 22. – № 4. – С. 48–55. DOI: <http://dx.doi.org/10.14529/ctcr220405>
14. Фомин, Д.Г. Моделирование полосно-пропускающих фильтров на основе многослойной технологии / Д.Г. Фомин, С.Н. Даровских, Н.В. Дударев, И.И. Прокопов, С.В. Дударев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника. – 2022. – Т. 22. – № 1. – С. 77–87. DOI: <http://dx.doi.org/10.14529/ctcr220106>
15. Биленко Р. В., Долганина Н.Ю., Иванова Е. В., Рекачинский А. И. Высокопроизводительные вычислительные ресурсы Южно-Уральского государственного университета // Вестник ЮУрГУ. Серия: Вычислительная математика и информатика. 2022. Т. 11, № 1. – С. 15–30. DOI: 10.14529/cmse220102.

References

1. Razin'kov S.N. Osnovnyye napravleniya razvitiya i bazovyye tekhnologii sozdaniya sistem radiosvyazi so sverkhshirokopolosnymi signalami. Vozdushno-kosmicheskiye sily. Teoriya i praktika, 2019, № 11, S. 38 – 44.
2. Tablitsa raspredeleniya polos radiochastot mezhduradiosluzhbnami Rossiyskoy Federatsii (statisticheskiye dannyye). URL: <https://digital.gov.ru/opendata/7710474375-trpch/table/> (data obrashcheniya: 26.12.2022).
3. Wang, Y. X. Dual-Band Bandpass Filter Design Using Stub-Loaded Hairpin Resonator and Meandering Uniform Impedance Resonator / Y. X. Wang, Y. L. Chen, W. H. Zhou, W. Ch. Yang, J. Zen // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2021. – Vol. 95. – P. 147–153.
4. Wang, Z. A compact negative-group-delay microstrip bandpass filter / Z. Wang, Z. Fu, C. Li, S. Fang, H. Liu // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2020. – Vol. 90. – P. 45–51.
5. Li-Tian Wang, Yang Xiong, Ming He. Review on UWB Bandpass Filters. In book: UWB Technology – Circuits and Systems. London, IntechOpen. 2019. URL: <http://doi.org/10.5772/intechopen.87204> (дата обращения: 26.12.2022).
6. Pozar, D.M. Microwave Engineering. 4th ed. Hoboken, NJ: J. Wiley; 2011. – 736 p.
7. Dudarev, N.V. The Volume-Modular Technology in the Design of Passive Microwave Devices / N.V. Dudarev, D.G. Fomin, S.N. Darovskikh, D.S. Klygach, M.G. Vakhitov // Proceedings – 2021 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology, USBEREIT 2021. – 2021. – P. 225–227.
8. Osobennosti primeneniya ob'yemno-modul'noy tekhnologii v proyektirovanii SVCh elektronnykh ustroystv / D. G. Fomin, N. V. Dudarev, S. N. Darovskikh, D. S. Klygach, M. G. Vakhitov // Ural Radio Engineering Journal. 2021;5(2):91–103. — DOI: 10.15826/urej.2021.5.2.001.
9. Fomin, D.G. Scattering matrix simulation of the volumetric strip-slot transition and estimation of its frequency properties / D. G. Fomin, N.V. Dudarev, S.N. Darovskikh // Journal of Physics: Conference Series. – 2020 – Vol. 1679(2). – P. 1– 6. DOI 10.1088/1742-6596/1679/2/022032
10. Tao, Z. Broadband microstrip-to-microstrip vertical transition design / Z. Tao, J. Zhu, T. Zuo, L. Pan, Y. Yu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2016. – Vol. 26. – P. 660–662.
11. Yang, L. Analysis and design of wideband microstrip-to-microstrip equal ripple vertical transitions and their application to bandpass filters / L. Yang, L. Zhu, W.-W. Choi, K.-W. Tam // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2017. – Vol. 65(8). – P. 2866–2877.
12. Abbosh, A.M. Ultra wideband vertical microstrip-microstrip transition. IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2007. – Vol. 1(5). – P. 968 – 972.
13. Fomin, D.G. Eksperimental'noye issledovaniye polosno-propuskayushchikh fil'trov na osnove mnogosloynoy tekhnologii / S.N. Darovskikh, D.G. Fomin, N.V. Dudarev, D.S. Klygach, M.G. Vakhitov // Vestnik Yuzhno-Ural'skogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Komp'yuternyye tekhnologii, upravleniye, radioelektronika. – 2022. – Т. 22. – № 4. – С. 48–55. DOI: <http://dx.doi.org/10.14529/ctcr220405>.
14. Fomin, D.G. Modelirovaniye polosno-propuskayushchikh fil'trov na osnove mnogosloynoy tekhnologii / D.G. Fomin, S.N. Darovskikh, N.V. Dudarev, I.I. Prokopov, S.V. Dudarev // Vestnik Yuzhno-

Ural'skogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Komp'yuternyye tekhnologii, upravleniye, radioelektronika. – 2022. – T. 22. – № 1. – S. 77–87. DOI: <http://dx.doi.org/10.14529/ctcr220106>.

15. Bilenko R. V., Dolganina N.YU., Ivanova Ye. V., Rekachinskiy A. I. Vysokoproizvoditel'nyye vychislitel'nyye resursy Yuzhno-Ural'skogo gosudarstvennogo universiteta // Vestnik YUUrGU. Seriya: Vychislitel'naya matematika i informatika. 2022. T. 11, № 1. – S. 15–30. DOI: 10.14529/cmse220102.

ФОМИН Дмитрий Геннадьевич, аспирант кафедры инфокоммуникационных технологий, ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)». Россия, 454080, г. Челябинск, пр. Ленина, д. 76. E-mail: Fomin95@ya.ru

ДАРОВСКИХ Станислав Никифорович, доктор технических наук, доцент, профессор кафедры инфокоммуникационных технологий, ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)». Россия, 454080, г. Челябинск, пр. Ленина, д. 76. E-mail: darovskikh@susu.ru

FOMIN Dmitry Gennadievich, PhD student of Department of Information and Communication Technologies, South Ural State University (national research university). Russia, 454080, Chelyabinsk, Lenin Ave., 76. E-mail: Fomin95@ya.ru

DAROVSKIKH Stanislav Nikiforovich, Dr. Sci. (Eng.), Ass. Prof., Prof. of the Department of Information and Communication Technologies, South Ural State University (national research university). Russia, 454080, Chelyabinsk, Lenin Ave., 76. E-mail: darovskikh@susu.ru