

Оригинальная статья / Original Paper


DOI 10.15826/urej.2023.7.2.001

УДК 621.372.543.2

Оценка электродинамических параметров многослойного полосково-щелевого перехода на основе аппроксимации его эквивалентной схемы фильтром Чебышева I рода

Д. Г. Фомин , С. Н. Даровских

Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), Россия, 454080, г. Челябинск, проспект Ленина, 76

 Fomin95@ya.ru

Аннотация

Базовым структурным элементом объемно-модульных СВЧ-устройств является многослойный полосково-щелевой переход, который обеспечивает электромагнитную связь между его слоями в широком диапазоне частот. Известна математическая модель многослойного полосково-щелевого перехода, основанная на применении схмотехнических аналогий элементов его конструкции. Однако в работах, связанных с исследованием его эквивалентной схемы, отражены только амплитудно-частотные зависимости без анализа других электродинамических параметров, таких как фазочастотные характеристики и зависимости входного сопротивления от частоты. Целью настоящей работы является оценка электродинамических параметров многослойного полосково-щелевого перехода на основе его эквивалентной схемы, аппроксимируемой фильтром Чебышева I рода, а также проведение сравнительного анализа результатов схмотехнического и электродинамического его моделирования. При этом сопоставлению результатов моделирования подлежали: 1) амплитудно-фазовые характеристики функций коэффициента отражения и коэффициента передачи; 2) изменение входного сопротивления в диапазоне частот. В результате проведенного исследования установлено, что эквивалентная схема многослойного полосково-щелевого перехода может быть аппроксимирована фильтром Чебышева I рода и по заданным возвратным/вносимым потерям в полосе пропускания и их граничным частотам позволяет определять необходимые волновые сопротивления полосковых и щелевого резонаторов, корректно отражая при этом все его электродинамические характеристики.

Ключевые слова

многослойный полосково-щелевой переход, эквивалентная схема, фильтр Чебышева I рода, S-параметры, входное сопротивление.

Для цитирования

Фомин Д. Г., Даровских С. Н. Оценка электродинамических параметров многослойного полосково-целевого перехода на основе аппроксимации его эквивалентной схемы фильтром Чебышева I рода. *Ural Radio Engineering Journal*. 2023;7(2):103–122. DOI: 10.15826/urej.2023.7.2.001.

Estimation of the Electrodynamics Parameters of the Multilayer Strip-slot Transition based on the Approximation of its Equivalent Circuit by the Chebyshev Filter of the First Kind

D. G. Fomin ✉, S. N. Darovskikh

South Ural State University (National Research University),
76 Lenin Avenue, Chelyabinsk, 454080, Russia

✉ Fomin95@ya.ru

Abstract

The basic structural element of volume-modular microwave devices is a multilayer strip-slot transition, which provides electromagnetic coupling between its layers in a wide frequency range. The mathematical model of the multilayer strip-slot transition is known. It is based on the use of circuit analogies of its design elements. However, in the papers related to the study of its equivalent circuit only the amplitude-frequency dependences are reflected without analyzing other electrodynamics parameters, such as: phase-frequency characteristics and dependences of the input impedance on frequency. The purpose of this paper is to estimate the electrodynamics parameters of the multilayer strip-slot transition based on its equivalent circuit, approximated by the Chebyshev filter of the first kind and to conduct a comparative analysis of the results of its circuit and electrodynamics simulations. At the same time, the following simulation results are compared: 1) amplitude-phase characteristics of the functions of the reflection coefficient and transmission coefficient; 2) change in input impedance in the frequency range. As a result of the study it has been established that the equivalent circuit of the multilayer strip-slot transition can be approximated by the Chebyshev filter of the first kind. It allows to determine the necessary characteristic impedances of strip and slot resonators by given return/insertion losses in the pass band and their cutoff frequencies, while reflecting all electrodynamics characteristics correctly.

Keywords

multilayer strip-slot transition, equivalent circuit, Chebyshev filter of the first kind, S-parameters, input impedance.

For citation

Fomin D. G., Darovskikh S. N. Estimation of the electrodynamic parameters of the multilayer strip-slot transition based on the approximation of its equivalent circuit by the chebyshev filter of the first kind. *Ural Radio Engineering Journal*. 2023;7(2):103–122. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2023.7.2.001.

Введение

Одним из этапов разработки антенно-фидерного тракта современных радиотехнических систем является проектирование частотно-селективных СВЧ-устройств, которые выполняют фильтрацию полезного сигнала и ограничивают прием/передачу внеполосного спектра радиоизлучения [1–7]. Базовым структурным элементом объемно-модульных СВЧ-устройств является многослойный полосково-щелевой переход, который обеспечивает электромагнитную связь между их слоями в широком диапазоне частот [8]. Для его исследования разработана эквивалентная схема, позволяющая проводить инженерный анализ электрических характеристик [9–13]. Ее исследования показали хорошее качественное и количественное согласование с результатами электродинамического моделирования и экспериментальными данными (погрешность определения S-параметров не более 13 %). Однако большая часть работ, связанных с исследованием эквивалентной схемы, отражают только амплитудно-частотные характеристики многослойного полосково-щелевого перехода и не учитывают фазовые частотные характеристики и изменения входного сопротивления в диапазоне частот. Целью настоящей работы является аппроксимация эквивалентной схемы многослойного полосково-щелевого перехода фильтром Чебышева I рода, а также проведение сравнительного анализа результатов его схемотехнического и электродинамического моделирования. При этом сопоставлению результатов моделирования подлежат: 1) амплитудно-фазовые характеристики функций коэффициента отражения и коэффициента передачи; 2) изменение входного сопротивления в диапазоне частот.

Многослойный полосково-щелевой переход

Конструкция многослойного полосково-щелевого перехода (МПЩ-перехода) подробно представлена в работах [9–13] и представляет собой пассивное двухпортовое СВЧ-устройство, реализованное на двух диэлектрических основаниях, разделенных металлическим экраном (рис. 1). На каждом диэлектрическом основании расположена полосковая линия, заканчивающаяся обрывом. В металлическом основании вырезан щелевой резона-

тор прямоугольной формы. Электрическая длина щелевого резонатора составляет половины длину волны на центральной частоте. Проекция щелевого резонатора пересекается с полосковыми линиями. Участок каждой полосковой линии от ее места пересечения с проекцией щелевого резонатора и до места обрыва образует собой полосковый резонатор. Электрическая длина каждого полоскового резонатора составляет четверть длины волны на центральной частоте. Эквивалентная схема многослойного полосково-щелевого перехода описана в работах [9–11] и представляет собой каскадное соединение четырехполюсников с заданными матрицами А-параметров (рис. 2). На эквивалентной схеме (рис. 2) электрическая длина полосковых резонаторов обозначена как θ_1 ; электрическая длина каждого из двух параллельно вклю-

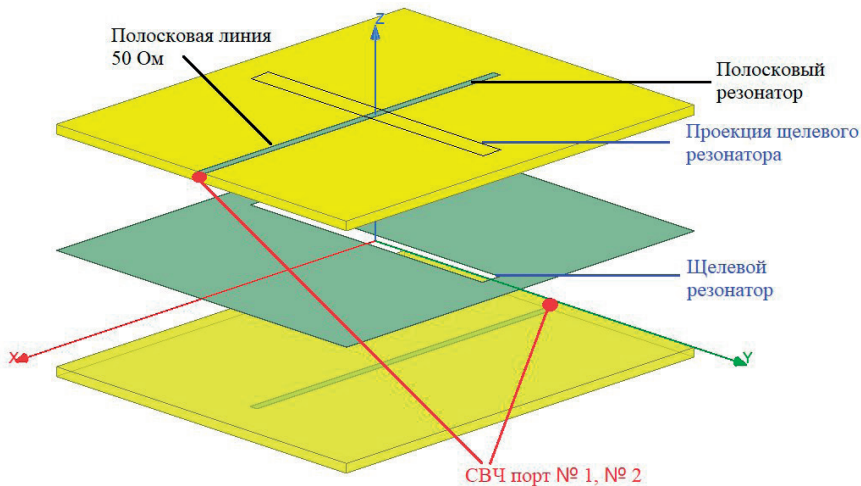


Рис. 1. Многослойный полосково-щелевой переход
Fig. 1. Multilayer strip-slot transition

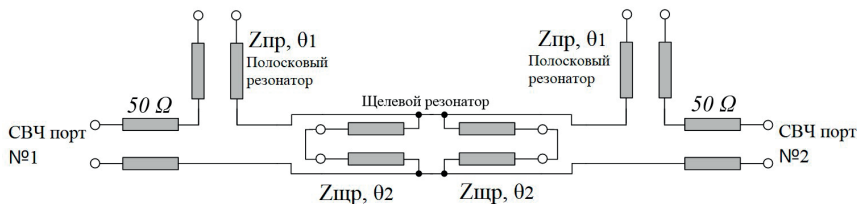


Рис. 2. Эквивалентная схема многослойного
полосково-щелевого перехода
Fig. 2. Equivalent circuit
of the multilayer strip-slot transition

ченных отрезков с коротким замыканием на конце, образующих щелевой резонатор, составляет θ_2 .

Введем переменную θ , обозначающую электрическую длину полосковых и щелевого резонаторов, удовлетворяющую условию: $\theta = \theta_1 = \theta_2 = \pi/2$ на центральной частоте.

Результирующая матрица А-параметров эквивалентной схемы (рис. 2) определяется выражением (1):

$$[A_{\Sigma}] = \begin{bmatrix} 1 - \frac{2z_{\text{НПР}}}{z_{\text{НЦР}}} \operatorname{ctg}^2 \theta & \frac{2z_{\text{НПР}}}{j} \operatorname{ctg} \theta - \frac{2z_{\text{НПР}}^2}{jz_{\text{НЦР}}} \operatorname{ctg}^3 \theta \\ \frac{2}{jz_{\text{НЦР}}} \operatorname{ctg} \theta & 1 - \frac{2z_{\text{НПР}}}{z_{\text{НЦР}}} \operatorname{ctg}^2 \theta \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $z_{\text{НПР}}$, $z_{\text{НЦР}}$ — нормированные волновые сопротивления полоскового и щелевого резонаторов (относительно волнового сопротивления 50 Ом); θ — электрическая длина полосковых и щелевого резонаторов.

Пересчет элементов матрицы А-параметров в матрицу S-параметров с учетом равенства a_{11} и a_{22} выполняется согласно выражениям (2, 3) [14]:

$$s_{11} = (a_{12} - a_{21}) / (a_{11} + a_{12} + a_{21} + a_{22}), \quad (2)$$

$$s_{21} = 2 / (a_{11} + a_{12} + a_{21} + a_{22}). \quad (3)$$

Квадрат модуля коэффициента отражения s_{11} и коэффициента передачи s_{21} определяется согласно выражениям (4–6):

$$|s_{11}|^2 = |F|^2 / (1 + |F|^2), \quad (4)$$

$$|s_{21}|^2 = 1 / (1 + |F|^2), \quad (5)$$

$$F = s_{11} / s_{21} = (a_{12} - a_{21}) / 2. \quad (6)$$

Подставляя элементы a_{12} , a_{21} результирующей А-матрицы в (6), получим выражение (7), определяющее зависимость функции F от величины нормированных волновых сопротивлений полосковых и щелевого резонаторов, а также от их электрической длины:

$$F = \frac{j}{\sin^3 \theta} \left(\cos^3 \theta \left(\frac{z_{\text{НПР}}^2 + z_{\text{НПР}} z_{\text{НЦР}} - 1}{z_{\text{НЦР}}} \right) + \cos \theta \left(\frac{1 - z_{\text{НПР}} z_{\text{НЦР}}}{z_{\text{НЦР}}} \right) \right). \quad (7)$$

Аппроксимация эквивалентной схемы МПЦ-перехода фильтром Чебышева I рода

Фильтр Чебышева I рода характеризуется равноволновым поведением амплитудно-частотной характеристики в полосе пропускания, а также наилучшим приближением к идеальной прямоугольной частотной характеристике при заданном числе элементов фильтра. В общем случае квадрат модуля коэффициента передачи $|s_{21}(j\omega)|^2$ определяется согласно выражению (8) [14]:

$$|s_{21}(j\omega)|^2 = 1 / (1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega)), \quad (8)$$

где ω — круговая частота [рад/с]; ε — коэффициент, определяющий неравномерность амплитудно-частотной характеристики; $T_n(\omega)$ — полином Чебышева I рода степени n .

Значения вносимых потерь IL (англ. — *insertion loss*) [дБ], возвратных потерь RL (англ. — *return loss*) [дБ], а также коэффициент, определяющий неравномерность амплитудно-частотной характеристики ε , связаны согласно выражениям (9, 10):

$$\varepsilon = \sqrt{1 / (10^{RL/10} - 1)}, \quad (9)$$

$$\varepsilon = \sqrt{10^{IL/10} - 1}. \quad (10)$$

Частным случаем реализации фильтра Чебышева является его построение при использовании разомкнутых и короткозамкнутых шлейфов, чередующихся с отрезками линий передачи [15, 16]. При этом выражение (8) принимает следующий вид (11):

$$|s_{21}(j\omega)|^2 = 1 / (1 + \varepsilon^2 \cos^2(n\varphi + q\xi)), \quad (11)$$

где n — количество отрезков линий передачи, соединяющих шлейфы; q — количество шлейфов; φ и ξ определяются выражениями (12–14):

$$x = \cos \varphi = \alpha \cos \theta, \quad (12)$$

$$\alpha = 1 / \cos \theta_c, \quad (13)$$

$$\cos \xi = x \sqrt{(\alpha^2 - 1) / (\alpha^2 - x^2)} = \frac{\cos \theta}{\cos \theta_c} \cdot \frac{\sin \theta_c}{\sin \theta}, \quad (14)$$

где θ_c — электрическая длина, соответствующая нижней частоте среза; $(\pi - \theta_c)$ — электрическая длина, соответствующая верхней частоте среза.

Введем обозначение функции $|F_{Cheb}|$, квадрат которой определяется согласно выражению (15):

$$|F_{Cheb}|^2 = \varepsilon^2 \cos^2(n\varphi + q\xi). \quad (15)$$

В таком случае выражение (11) принимает вид (16):

$$|s_{21}|^2 = 1 / (1 + |F_{Cheb}|^2). \quad (16)$$

Рассмотрим передаточную функцию фильтра Чебышева I рода (11) применительно к эквивалентной схеме многослойного полосково-щелевого перехода ($n = 0, q = 3$) (рис. 2). В таком случае функция $|F_{Cheb}|$ определяется согласно выражению (17):

$$|F_{Cheb}| = \varepsilon \cos(3\xi) = \varepsilon(4\cos^3\xi - 3\cos\xi). \quad (17)$$

Подставляя (12–14) в (17) и выполнив преобразования, получаем выражение (18):

$$|F_{Cheb}| = \frac{1}{\sin^3\theta} \left(\cos^3\theta \left(\frac{4\varepsilon \sin^3\theta_c}{\cos^3\theta_c} + \frac{3\varepsilon \sin\theta_c}{\cos\theta_c} \right) - \cos\theta \frac{3\varepsilon \sin\theta_c}{\cos\theta_c} \right). \quad (18)$$

Приравняв друг другу абсолютные значения выражений (7) и (18), отдельно выделив при этом члены с общими множителями $\cos^3\theta/\sin^3\theta$ и $\cos\theta/\sin^3\theta$, получаем систему из двух уравнений (19), которые по заданному уровню вносимых потерь IL в полосе пропускания (или заданному уровню возвратных потерь RL в полосе пропускания), частоте среза f_c и центральной частоте f_{cent} позволяют получить амплитудно-фазовую частотную характеристику многослойного полосково-щелевого перехода, соответствующую фильтру Чебышева I рода. При этом решением системы уравнений (19) являются значения волновых сопротивлений полосковых $z_{НПР}$ и щелевого $z_{НЩР}$ резонаторов. Также использование (19) позволяет решить обратную задачу — при заданных волновых сопротивлениях полосковых $z_{НПР}$ и щелевого $z_{НЩР}$ резонаторов, а также центральной частоте f_{cent} могут быть определены амплитудно-частотные характеристики многослойного полосково-щелевого перехода, соответствующие фильтру Чебышева I рода (частота среза f_c , величина вносимых потерь IL в полосе пропускания, величина возвратных потерь RL в полосе пропускания).

Электрическая длина на частоте среза θ_c , частота среза f_c и центральная частота f_{cent} связаны согласно выражению (20).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{z_{\text{НПР}}^2 + z_{\text{НПР}}z_{\text{НЩР}} - 1}{z_{\text{НЩР}}} = \frac{4\varepsilon \sin^3 \theta_c}{\cos^3 \theta_c} + \frac{3\varepsilon \sin \theta_c}{\cos \theta_c} \\ \frac{1 - z_{\text{НПР}}z_{\text{НЩР}}}{z_{\text{НЩР}}} = -\frac{3\varepsilon \sin \theta_c}{\cos \theta_c} \end{array} \right., \quad (19)$$

$$\theta_c / f_c = \pi / (2f_{\text{cent}}). \quad (20)$$

Проведем исследование полученной математической модели (19) многослойного полосково-щелевого перехода с амплитудно-фазовой частотной характеристикой фильтра Чебышева I рода на примере трех вариантов полосно-пропускающих фильтров. При этом для первого и второго вариантов полосно-пропускающих фильтров были заданы требования к их амплитудно-частотным характеристикам. Они были взяты из следующих соображений: 1) продемонстрировать возможность расчета параметров полосно-пропускающего фильтра при заданной величине возвратных потерь в полосе пропускания (первый вариант); 2) продемонстрировать возможность расчета параметров полосно-пропускающего фильтра при заданной величине вносимых потерь в полосе пропускания (второй вариант).

Первый вариант — полосно-пропускающий фильтр с типовой величиной возвратных потерь [5–7] в полосе пропускания $RL = 20$ дБ (КСВН не более 1,22), при этом нижняя частота среза $f_c = 820$ МГц, центральная частота $f_{\text{cent}} = 1250$ МГц, полоса пропускания $\Delta f = 860$ МГц ($\Delta f / f_{\text{cent}} = 68,8\%$).

Второй вариант — полосно-пропускающий фильтр с типовым значением величины вносимых потерь [5–7] в полосе пропускания $IL = 0,25$ дБ, при этом нижняя частота среза $f_c = 900$ МГц, центральная частота $f_{\text{cent}} = 1600$ МГц, полоса пропускания $\Delta f = 1400$ МГц ($\Delta f / f_{\text{cent}} = 87,5\%$).

Для третьего варианта полосно-пропускающего фильтра была решена обратная задача: при известной центральной частоте $f_{\text{cent}} = 1000$ МГц, а также нормированных волновых сопротивлений полосковых $z_{\text{НПР}} = 1,00$ и щелевого $z_{\text{НЩР}} = 1,10$ резонаторов, найти величину возвратных потерь RL в полосе пропускания, нижнюю частоту среза f_c , а также ширину полосы пропускания Δf .

Согласно (19), для первого и второго вариантов полосно-пропускающих фильтров определены значения нормированных волновых сопротивлений щелевого $z_{\text{НЩР}}$ и полосковых $z_{\text{НПР}}$ резонаторов, позволяющие получить указанные выше амплитудно-частотные характеристики фильтра Чебышева I рода с заданными параметрами (величина возвратных/вносимых потерь, частота среза, центральная частота, полоса пропускания) (табл. 1). Для треть-

его варианта полосно-пропускающего фильтра при заданных исходных данных (центральная частота, значения нормированных волновых сопротивлений полосковых и щелевого резонаторов) определены величина возвратных потерь RL в полосе пропускания, нижняя частота среза f_c , а также ширина полосы пропускания Δf (табл. 1).

Таблица 1. Результаты расчета параметров многослойного полосково-щелевого перехода с амплитудно-фазовой частотной характеристикой фильтра Чебышева I рода

Table 1. The results of simulation the parameters of the multilayer strip-slot transition with the amplitude-phase frequency response of the Chebyshev filter of the I kind

Параметр	Значение	
	Фильтр № 1	Фильтр № 2
Исходные данные		
RL/IL	$RL = 20,00$ дБ	$IL = 0,25$ дБ
ε	0,10	0,24
f_{cent}	1250 МГц	1600 МГц
f_c	820 МГц	900 МГц
θ_c	1,03	0,88
Δf	860 МГц	1400 МГц
Результаты расчета		
$z_{нщр}$	1,08 (54,0 Ом)	1,43 (71,5 Ом)
$z_{нпс}$	1,42 (71,0 Ом)	1,58 (79,0 Ом)
Параметр	Фильтр № 3	
	Исходные данные	
$z_{нщр}$	1,10 (55,0 Ом)	
$z_{нпс}$	1,00 (50,0 Ом)	
f_{cent}	1000 МГц	
Результаты расчета		
RL	$RL = 39,15$ дБ	
ε	0,01	
f_c	778 МГц	
θ_c	1,22	
Δf	444 МГц	

Для подтверждения результатов расчета параметров многослойного полосково-щелевого перехода, эквивалентная схема которого аппроксимирована фильтром Чебышева I рода, проведено его схмотехническое моделирование. Результаты моделирования представлены в виде зависимостей S-параметров в диапазоне частот (рис. 3).

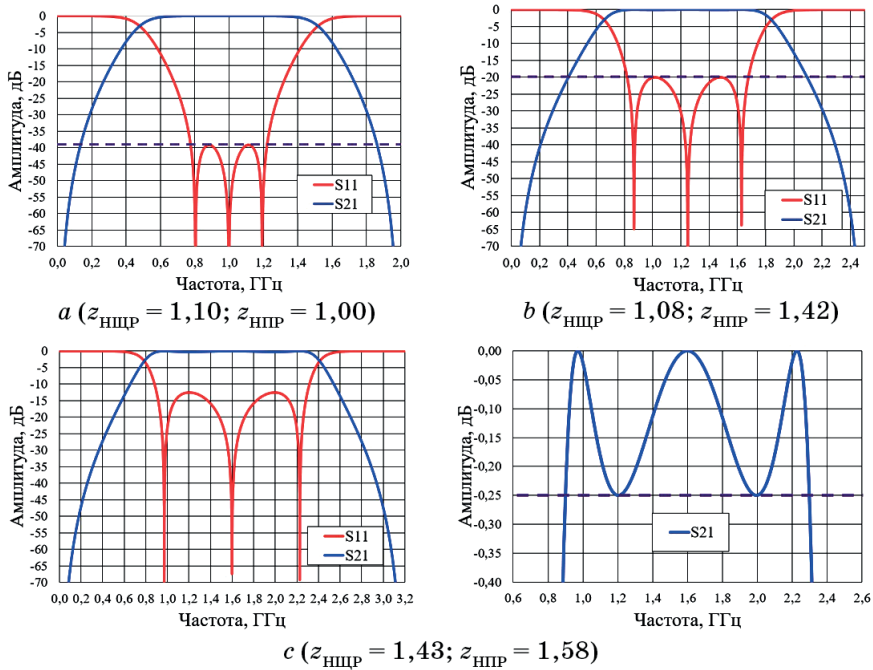


Рис. 3. Результаты схмотехнического моделирования многослойного полосково-щелевого перехода
Fig. 3. Results of circuit simulation of the multilayer strip-slot transition

Из представленных графических зависимостей S-параметров (рис. 3) следует, что они полностью удовлетворяют заданным условиям по возвратным (рис. 3 а, б) и вносимым потерям (рис. 3 в), а также рабочему диапазону частот (нижняя частота среза, верхняя частота среза). Таким образом, решение системы уравнений (19) позволяет проводить расчет волновых сопротивлений полосковых и щелевого резонаторов многослойного полосково-щелевого перехода, обеспечивающих аппроксимацию его эквивалентной схемы фильтром Чебышева I рода. При этом выражение (11) может быть использовано для более сложных конструкций многослойного полосково-щелевого перехода, использующих щелевые резонаторы с многомодовым режимом возбуждения [13].

Исследование электродинамических параметров многослойного полосково-щелевого перехода

Для исследования электродинамических параметров многослойного полосково-щелевого перехода, таких как амплитудно-фазовые характеристики функций коэффициента отражения и коэффициента передачи; а также зависимость изменения входного сопротивления в диапазоне частот, проведено схемотехническое моделирование эквивалентной схемы многослойного полосково-щелевого перехода. При использовании специализированного программного обеспечения выполнен расчет конструкции многослойного полосково-щелевого перехода в строгой постановке электродинамической задачи. Исследования выполнены с использованием суперкомпьютерных ресурсов НИУ ЮУрГУ [17].

Исходные данные при схемотехническом моделировании (параметры полосно-пропускающего фильтра № 3, табл. 1): центральная частота 1000 МГц; волновое сопротивление полосковых линий и полосковых резонаторов 50 Ом; волновое сопротивление щелевого резонатора 55 Ом; электрическая длина полосковых резонаторов на центральной частоте — четверть длины волны, для щелевого резонатора — половина длины волны; электрическая длина полосковой линии от СВЧ-порта до полоскового резонатора составляет 94 градуса.

Исходные данные при электродинамическом моделировании: центральная частота 1000 МГц; материал оснований Arlon AD1000 (относительная диэлектрическая проницаемость 10,2) толщиной 1,27 мм; волновое сопротивление полосковых линий и полосковых резонаторов 50 Ом (ширина 1,16 мм); волновое сопротивление щелевого резонатора 55 Ом (ширина 0,5 мм); электрическая длина полосковых резонаторов на центральной частоте с учетом краевого эффекта — четверть длины волны (длина 28 мм), для щелевого резонатора — половина длины волны (длина 58 мм); электрическая длина полосковой линии от СВЧ-порта до полоскового резонатора составляет 94 градуса (длина 30 мм).

Результаты схемотехнического и электродинамического моделирования представлены в виде графических амплитудно-фазовых зависимостей коэффициентов отражения и передачи в диапазоне частот (рис. 4, 5); графических зависимостей активной и реактивной составляющих входного сопротивления в диапазоне частот без учета и с учетом влияния трансформирующих свойств входной и выходной полосковых линий передачи (рис. 6, 7); графических зависимостей коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) в диапазоне частот (рис. 8).

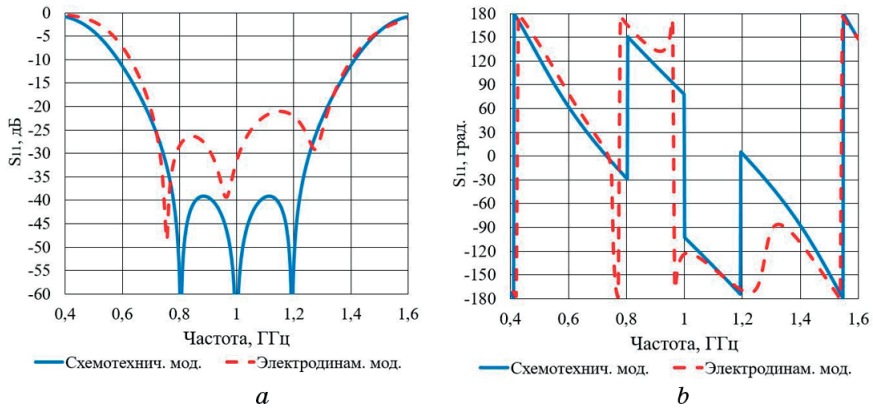


Рис. 4. Зависимости коэффициента отражения от частоты:
a — амплитудные, *b* — фазовые

Fig. 4. Dependences of the reflection coefficient on frequency:
 a) Amplitude, b) Phase

Таблица 2. Амплитудные зависимости коэффициента отражения
Table 2. Amplitude dependences of the reflection coefficient

Параметр	Схематехническое моделирование	Электродинамическое моделирование
Полоса частот по уровню минус 10 дБ, ГГц	0,83 (0,59–1,42)	0,77 (0,63–1,40)
Полоса частот по уровню минус 20 дБ, ГГц	0,64 (0,68–1,32)	0,63 (0,70–1,33)

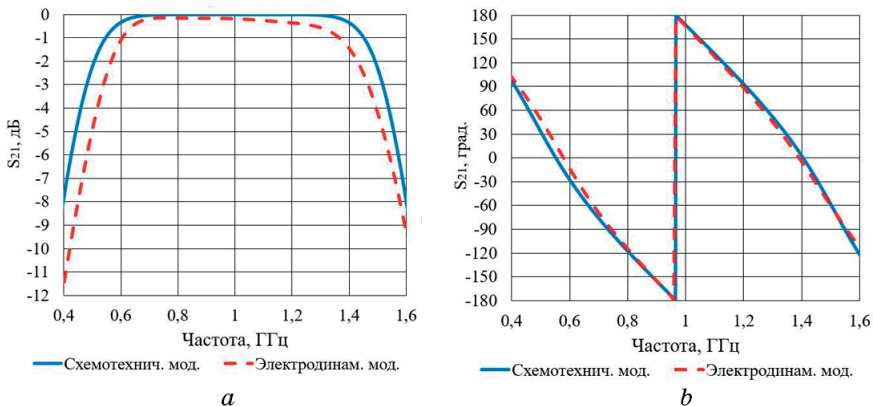


Рис. 5. Зависимости коэффициента передачи от частоты:
a — амплитудные, *b* — фазовые

Fig. 5. Dependences of the transmission coefficient on frequency:
 a) Amplitude, b) Phase

Таблица 3. Амплитудные зависимости коэффициента передачи
Table 3. Amplitude dependences of the transmission coefficient

Параметр	Схемотехническое моделирование	Электродинамическое моделирование
Полоса частот по уровню минус 1 дБ, ГГц	0,90 (0,55–1,45)	0,77 (0,6–1,37)
Полоса частот по уровню минус 3 дБ, ГГц	1,04 (0,48–1,52)	0,94 (0,53–1,47)

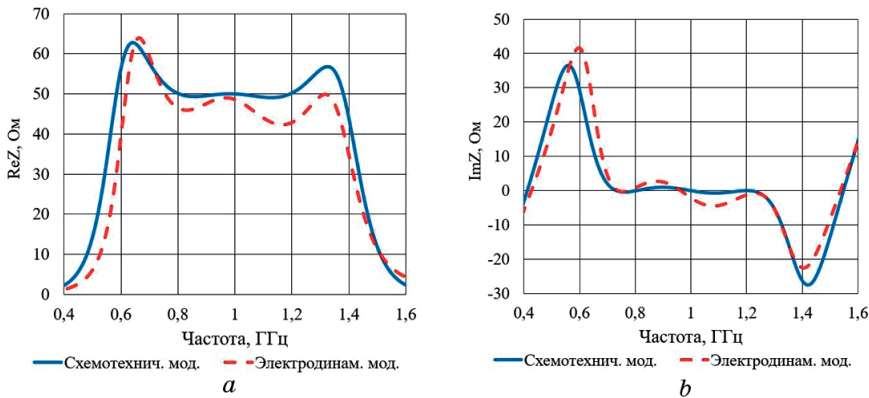


Рис. 6. Зависимости: *a* — активной части, *b* — реактивной части входного сопротивления от частоты без учета трансформирующих свойств входной и выходной полосковых линий

Fig. 6. Dependencies of: a) Active part, b) Reactive part of the input impedance on frequency without taking into account the transforming properties of the input and output strip lines

Таблица 4. Параметры входного сопротивления в диапазоне частот (0,6–1,4) ГГц
Table 4. Input impedance parameters in the frequency range (0,6–1,4) GHz

Параметр	Схемотехническое моделирование	Электродинамическое моделирование
Изменение активной части	44–63 Ом	36–64 Ом
Изменение реактивной части	минус 26–30 Ом	минус 23–41 Ом

Из представленных графических зависимостей, полученных методами схемотехнического и электродинамического моделирования, следует:

1) Амплитудные зависимости функции коэффициента отражения (рис. 4а, табл. 2) находятся в хорошем качественном и количественном согласовании. На графиках амплитудно-частотных

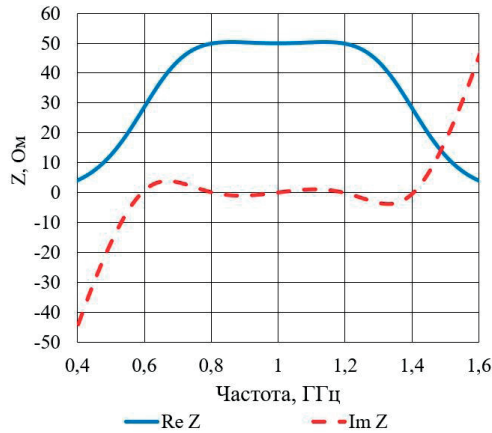


Рис. 7. Зависимости входного сопротивления от частоты с учетом трансформирующих свойств входной и выходной полосковых линий

Fig. 7. Dependencies of the input impedance on frequency with taking into account the transforming properties of the input and output strip lines

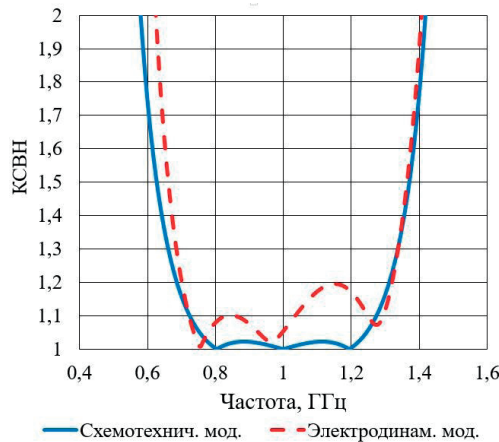


Рис. 8. Зависимости КСВН в диапазоне частот

Fig. 8. Dependences of VSWR in the frequency range

характеристик, полученных по результатам схемотехнического и электродинамического моделирования, наблюдается по три выраженных резонанса. Количественное расхождение фазовых частотных зависимостей коэффициента отражения (рис. 4b) в диапазоне частот (0,7–1,3) ГГц обусловлено шумоподобным уровнем отраженного сигнала и влиянием на него конструктивных неоднородностей электродинамической модели.

2) Амплитудно-фазовые характеристики функции коэффициента передачи (рис. 5, табл. 3) находятся в хорошем качественном и количественном согласовании. Уменьшение полосы пропускания, полученной по результатам электродинамического моделирования в сравнении с полосой пропускания, полученной по результатам схемотехнического моделирования, обусловлено наличием потерь в диэлектрике Arlon AD1000 и при излучении.

3) Изменения входного сопротивления без учета трансформирующих свойств входной и выходной полосковых линий (рис. 6, табл. 4), полученные методами схемотехнического и электродинамического моделирования, находятся в хорошем качественном и количественном согласовании друг с другом. В диапазоне частот (0,7–1,3) ГГц реактивная часть входного сопротивления близка к нулевому значению. На верхней и нижней границах рабочего диапазона частот реактивная часть входного сопротивления имеет наибольшее отклонение от нулевого значения (до 41 Ом). При этом в нижней и верхней областях рабочего диапазона частот реактивная часть входного сопротивления имеет всплески противоположных знаков.

При пересчете входного сопротивления на вход полосковых резонаторов (с учетом трансформирующих свойств входной и выходной полосковых линий) (рис. 7) следует, что в рабочем диапазоне частот (0,6–1,4) ГГц активная часть входного сопротивления изменяется в пределах от 29 Ом до 51 Ом; реактивная — от минус 4 Ом до 4 Ом. При этом на частотах ниже рабочего диапазона преобладает реактивное сопротивление емкостного характера (имеющее отрицательный знак); на частотах выше рабочего диапазона преобладает реактивное сопротивление индуктивного характера (имеющее положительный знак). В рабочем диапазоне частот происходит компенсация реактивных сопротивлений. Это позволяет достичь широкополосного согласования многослойного полосково-щелевого перехода с малой амплитудой пульсаций функции коэффициента передачи.

4) Характеристики КСВН (рис. 8) находятся в хорошем качественном и количественном согласовании. В большей части рабочего диапазона частот (0,7–1,3) ГГц наблюдается значение КСВН не более 1,2, что подтверждает хорошее согласование многослойного полосково-щелевого перехода с антенно-фидерным трактом с волновым сопротивлением 50 Ом.

Заключение

В работе представлены результаты исследования электродинамических параметров многослойного полосково-щелевого перехода на основе его эквивалентной схемы, аппроксимируемой

фильтром Чебышева I рода. Использование указанной выше аппроксимации позволило по заданным возвратным/вносимым потерям в полосе пропускания и их граничным частотам определить необходимые волновые сопротивления полосковых и щелевого резонаторов. Из результатов проведенного исследования по сопоставлению основных электродинамических характеристик многослойного полосково-щелевого перехода, полученных методами схмотехнического и электродинамического моделирования, следует, что схмотехническая модель многослойного полосково-щелевого перехода является адекватной и с высокой степенью точности отражает амплитудно-фазовые характеристики коэффициентов отражения и передачи в диапазоне частот. Также из полученных результатов следует хорошее качественное и количественное согласование значений расчета входного сопротивления многослойного полосково-щелевого перехода в диапазоне частот, полученных методами схмотехнического и электродинамического моделирования. Другая особенность полученных результатов проведенных исследований связана с изменением входного сопротивления без учета и с учетом влияния трансформирующих свойств входной и выходной полосковых линий передачи. Установлено, что в рабочем диапазоне частот наблюдается взаимная компенсация реактивных сопротивлений емкостного и индуктивного характера. Это позволяет достичь широкополосного согласования многослойного полосково-щелевого перехода с малой амплитудой пульсаций функции коэффициента передачи.

Список литературы

1. Беляев Б.А., Ходенков С.А., Галеев Р.Г., Шабанов В.Ф. Исследование микрополосковых конструкций широкополосных полосно-пропускающих фильтров. *Доклады Академии наук*. 2015;461(1):27–33. DOI: 10.7868/S0869565215070105
2. Губский Д.С., Земляков В.В., Лонкина Д.В. Компактный полосно-пропускающий фильтр на круглом волноводе с двумя Т-гребнями. *Радиотехника и электроника*. 2019;64(1):22–27. DOI: 10.1134/S0033849419010078
3. Бальва Я.Ф., Сержантов А.М., Ходенков С.А., Иванин В.В., Шокиров В.А. Полосно-пропускающий фильтр со сверхширокой полосой заграждения и уровнем подавления помех более 100 дБ. *Сибирский аэрокосмический журнал*. 2013;3(49):162–166. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/polosno-propuskayuschiy-filtr-so-sverhshirokoy-polosoy-zagrazhdeniya-i-urovнем-podavleniya-pomeh-bolee-100-db> (дата обращения: 24.02.2023).
4. Wang Y.X., Chen Y.L., Zhou W.H., Yang W.C., Zen J. Dual-Band Bandpass Filter Design Using Stub-Loaded Hairpin Resonator and

Meandering Uniform Impedance Resonator. *Progress in Electromagnetics Research Letters*. 2021;95:147–153. DOI: 10.2528/PIERL20102102p

5. Беляев Б.А., Ходенков С.А., Назаров Г.Г. Микрополосковый сверхширокополосный фильтр девятого порядка. В: *Электронные средства и системы управления. Материалы докладов XVI Международной научно-практической конференции (18–20 ноября 2020 г.)*: В 2 ч. Ч. 1. Томск: В-Спектр; 2020. С. 136–138.

6. Аристархов Г.М., Звездинов Н.В. Высокоизбирательные одно- и двухрезонаторные микрополосковые фильтры. *Радиотехника и электроника*. 2017;62(8):819–824. DOI 10.7868/S0033849417080034

7. Беляев Б.А., Ходенков С.А., Чурикова Т.И. Сверхширокополосный фильтр на микрополосковом многомодовом резонаторе. В: *Решетневские чтения: Материалы XXIII Международной научно-практической конференции, посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М.Ф. Решетнева (11–15 ноября 2019 г.)*: В 2 ч. Ч. 1. Красноярск: СибГУ им. М.Ф. Решетнева; 2019. С. 294–295.

8. Фомин Д.Г., Дударев Н.В., Даровских С.Н., Клыгач Д.С., Вахитов М.Г. Особенности применения объемно-модульной технологии в проектировании СВЧ электронных устройств. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(2):91–103. DOI: 10.15826/urej.2021.5.2.001.

9. Фомин Д.Г., Дударев Н.В., Даровских С.Н., Баранов В.К. Исследование объемного полосково-щелевого перехода с П-образным щелевым резонатором. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(3):277–292. DOI: 10.15826/urej.2020.4.3.002.

10. Фомин Д.Г., Дударев Н.В., Даровских С.Н. Сверхширокополосный полосно-пропускающий фильтр на основе микрополоскового перехода для обеспечения высокого уровня скрытности инфокоммуникационных систем. *Вестник УрФО. Безопасность в информационной сфере*. 2021;3(41):30–37. DOI: 10.14529/secur210304.

11. Fomin D.G., Dudarev N.V., Darovskikh S.N. Scattering matrix simulation of the volumetric strip-slot transition and estimation of its frequency properties. *Journal of Physics: Conference Series*. 2020;1679(2):1–6. DOI 10.1088/1742–6596/1679/2/022032

12. Tao Z., Zhu J., Zuo T., Pan L., Yu Y. Broadband microstrip-to-microstrip vertical transition design. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2016;26:660–662. DOI: 10.1109/LMWC.2016.2597234

13. Фомин Д.Г., Даровских С.Н., Дударев Н.В., Прокопов И.И., Дударев С.В. Моделирование полосно-пропускающих фильтров на основе многослойной технологии. *Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника*. 2022;22(1):77–87. DOI: 10.14529/ctcr220106

14. Pozar D. M. *Microwave Engineering*. 4th ed. Hoboken, NJ: J. Wiley; 2011; 736 p.

15. Carlin H.J., Kohler W. Direct synthesis of band-pass transmission line structure. *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*; 1965;13(5):283–297. DOI: 10.1109/TMTT.1965.1125992

16. Wu Q., Zhu L. Wideband Impedance Transformers on Parallel-Coupled and Multisection Microstrip Lines: Synthesis Design and Implementation. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*. 2016;6(12):1873–1880. DOI: 10.1109/TCPMT.2016.2621055

17. Dolganina N., Ivanova E., Bilenko R., Rekachinsky A. HPC Resources of South Ural State University. In: *Sokolinsky L., Zymbler M. (eds) Parallel Computational Technologies. 16th International Conference, PCT 2022, Dubna, Russia, March 29–31, 2022, Revised Selected Papers. Communications in Computer and Information Science. Springer, Cham. 2022;1618:43–55. DOI: 10.1007/978-3-031-11623-0_4.*

References

1. Belyaev B.A., Khodenkov S. A., Galeev R. G., Shabanov V. F. Study of microstrip designs of broadband band pass filters. *Reports of the Academy of Sciences*. 2015;461(1):27–33. (In Russ.) DOI 10.7868/S0869565215070105.

2. Gubsky D.S., Zemlyakov V. V., Lonkina D. V. Compact bandpass filter based on a circular waveguide with two T-ridges. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2019;64(1):22–27. (In Russ.) DOI 10.1134/S0033849419010078

3. Balva Ya.F., Serzhantov A. M., Khodenkov S. A., Ivanin V. V., Shokirov V. A. Bandpass filter with ultra-wide stopband and noise suppression level more than 100 dB. *Siberian Aerospace Journal*. 2013;3(49):162–166. (In Russ.) URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/polosno-propuskayuschiy-filtr-so-sverhshirokoy-polosoy-zagrazhdeniya-i-urovнем-podavleniya-pomeh-bolee-100-db> (Accessed: 24.02.2023).

4. Wang Y.X., Chen Y.L., Zhou W.H., Yang W.C., Zen J. Dual-Band Bandpass Filter Design Using Stub-Loaded Hairpin Resonator and Meandering Uniform Impedance Resonator. *Progress in Electromagnetics Research Letters*. 2021;95:147–153. DOI: 10.2528/PIERL20102102p.

5. Belyaev B.A., Khodenkov S. A., Nazarov G. G. Mikropoloskovy sverkhshirokopolosnyi fil'tr devyatogo poryadka [Ninth-order microstrip ultra-wideband filter]. In: *Electronic Devices and Control Systems: XVI International Scientific-practical Conference (November 18–20, 2020). Part 1*. Tomsk: V-Spektr; 2020, pp. 136–138. (In Russ.)

6. Aristarkhov G.M., Zvezdinov N. V. Highly selective one- and two-resonator microstrip filters. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2017;62(8):819–824. (In Russ.) DOI 10.7868/S0033849417080034.

7. Belyaev B.A., Khodenkov S. A., Chyurikova T. I. The wideband filter based on microstrip multimode resonator. In: *Reshetnev Readings: Proceedings of the XXIII International Scientific and Practical Conference dedicated to the memory of the General Designer of Rocket and Space Systems, Academician M.F. Reshetnev. Part 1*. Krasnoyarsk: SibGU im. M. F. Reshetneva; 2019, pp. 294–295. (In Russ.)

8. Fomin D.G., Dudarev N. V., Darovskikh S. N., Klygach D. S., Vakhitov M.G. Specific features of volume-modular technology application in the design of microwave electronic devices. *Ural Radio Engineering Journal*. 2021;5(2):91–103. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2021.5.2.001.

9. Fomin D.G., Dudarev N. V., Darovskikh S. N., Baranov V. K. The Investigation of the Volumetric Strip-Slot Transition with U-Shaped Slot Resonator. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(3):277–292. DOI: 10.15826/urej.2020.4.3.002

10. Fomin D.G., Dudarev N. V., Darovskikh S. N. Ultra-wideband bandpass filter based on a microstrip transition to ensure a high level of secrecy of infocommunication systems. *Bulletin of the Ural Federal District. Security in the information sphere*. 2021;3(41):30–37. (In Russ.) DOI 10.14529/secur210304.

11. Fomin D.G., Dudarev N. V., Darovskikh S. N. Scattering matrix simulation of the volumetric strip-slot transition and estimation of its frequency properties. *Journal of Physics: Conference Series*. 2020;1679(2):1–6. DOI 10.1088/1742–6596/1679/2/022032

12. Tao Z., Zhu J., Zuo T., Pan L., Yu Y. Broadband microstrip-to-microstrip vertical transition design. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2016;26:660–662. DOI: 10.1109/LMWC.2016.2597234

13. Fomin D.G., Darovskikh S. N., Dudarev N. V., Prokopov I. I., Dudarev S. V. Simulation of band pass filters based on multilayer technology. *Bulletin of the South Ural State University. Ser. Computer Technologies, Automatic Control, Radio Electronics*. 2022;22(1):77–87. (In Russ.) DOI: 10.14529/ctcr220106

14. Pozar D. M. *Microwave Engineering*. 4th ed. Hoboken, NJ: J. Wiley; 2011; 736 p.

15. Carlin H. J., Kohler W. Direct synthesis of band-pass transmission line structure. *IEEE Trans. Microw. Theory Techn*. 1965;13(5):283–297. DOI: 10.1109/TMTT.1965.1125992

16. Wu Q., Zhu L. Wideband Impedance Transformers on Parallel-Coupled and Multisection Microstrip Lines: Synthesis Design and Implementation. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*. 2016;6(12):1873–1880. DOI: 10.1109/TCPMT.2016.2621055

17. Dolganina N., Ivanova E., Bilenko R., Rekachinsky A. HPC Resources of South Ural State University. In: *Sokolinsky L., Zymbler M. (eds) Parallel Computational Technologies. 16th International Conference*,

PCT 2022, Dubna, Russia, March 29–31, 2022, Revised Selected Papers. Communications in Computer and Information Science. Springer, Cham. 2022;1618:43–55. DOI: 10.1007/978-3-031-11623-0_4.

Информация об авторах

Фомин Дмитрий Геннадьевич, аспирант кафедры инфокоммуникационных технологий, Южно-Уральский государственный университет (Национальный исследовательский университет), г. Челябинск, e-mail: Fomin95@ya.ru.

Даровских Станислав Никифорович, д-р техн. наук, доцент, профессор кафедры инфокоммуникационных технологий, Южно-Уральский государственный университет (Национальный исследовательский университет), г. Челябинск, e-mail: darovskih.s@mail.ru.

Information about the authors

Dmitriy G. Fomin, Post-graduate student, Department of Information and Communication Technologies, South Ural State University (National Research University), Chelyabinsk, e-mail: Fomin95@ya.ru.

Stanislav N. Darovskikh, Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, professor of the Department of Information and Communication Technologies, South Ural State University (National Research University), Chelyabinsk, e-mail: darovskih.s@mail.ru.

Поступила / Received: 28.02.2023

Принята в печать / Accepted: 11.04.2023