

Исследование объемного полосково-щелевого перехода с П-образным щелевым резонатором

Д.Г. Фомин✉, Н.В. Дударев, С.Н. Даровских, В.К. Баранов

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

✉ Fomin95@ya.ru

Аннотация

Применение объемных полосково-щелевых переходов для реализации устройств бесконтактной частотно-селективной передачи СВЧ-сигнала является актуальным. Это обусловлено компактностью объемных полосково-щелевых (далее – ОПЩ) переходов, достигаемой многослойным размещением функциональных частей, а также частотно-селективными характеристиками их электрических параметров. При этом объемно-модульный принцип реализации конструкции ОПЩ переходов позволяет обеспечить замену отдельных компонентов, что в свою очередь обеспечивает высокую функциональную гибкость устройства. Уменьшение габаритов ОПЩ перехода при сохранении его электрических характеристик возможно за счет хорошо известных методов, используемых в СВЧ-технике: 1) применение плат с большим значением относительной диэлектрической проницаемости; 2) за счет перехода в более высокочастотные диапазоны. Авторами данной работы рассмотрен третий метод уменьшения габаритов ОПЩ перехода за счет использования П-образного щелевого резонатора. Представлены разработка эквивалентной схемы ОПЩ перехода и расчет всех ее элементов. Проведено лабораторное исследование макета ОПЩ перехода.

Ключевые слова

П-образный щелевой резонатор; объемный полосково-щелевой переход; S-параметры; эквивалентная схема; электродинамическое моделирование

Для цитирования

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.

The Investigation of the Volumetric Strip-Slot Transition with U-Shaped Slot Resonator

D.G. Fomin✉, N.V. Dudarev, S.N. Darovskikh, V.K. Baranov

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

✉ Fomin95@ya.ru

Abstract

The application of volumetric strip-slot transition for the implementation of wireless devices with contactless frequency-selective transmission of microwave signals is relevant. This is due to the compactness of volumetric strip-slot transition achieved by the multilayer arrangement of its functional parts and of its electrical frequency-selective characteristics. At the same time the volumetric-modular design allows the replacement of its individual components which provides high functional flexibility of the device. Reducing of weight and dimensions of the volumetric strip-slot transition while maintaining its electrical characteristics is possible due to well-known methods used in microwave technology: 1) using of substrates with a high value of the relative permittivity, 2) due to the transition to higher frequency ranges. The authors of this paper present the third method for reducing of weight and dimensions of the volumetric strip-slot transition by using a U-shaped slot resonator. The development of the equivalent circuit of the volumetric strip-slot transition and calculation of all its lumped elements are also presented. The values of such lumped elements as linear capacitance of the strip line, linear inductance of the strip line, characteristic impedance of the slot transmission line were determined. The value of the inductive inhomogeneity occurred when the slot resonator bends by 90 degrees was calculated and its S-parameters in the frequency range were simulated. Numerical electrodynamics simulation was performed to confirm the validity of the results of circuit simulation. Then the experiment research of the sample of the volumetric strip-slot transition with the U-shaped slot resonator was carried out. The theoretical and experimental results of the conducted researches of volumetric strip-slot transition with the U-shaped slot resonator are in good qualitative and numerical agreement with each other. The use of the U-shaped slot resonator provides an opportunity to achieve a 36% reduction of weight and dimensions parameters of the volumetric strip-slot transition while maintaining its electrical characteristics.

Keywords

U-shaped slot resonator; volumetric strip-slot transition; S-parameters; equivalent circuit; electrodynamics simulation

For citation

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.

Введение

Одними из главных задач развития радиоэлектроники являются увеличение скорости обмена данными между беспроводными системами связи, а также уменьшение их массогабаритных характеристик. Решением данных задач является переход к многослойной интегральной технологии, позволяющей объединять функционально законченные элементы антенно-фидерного тракта, включая антенны, в единую объемно-модульную конструкцию. Так использование трехмерной многослойной конструкции позволяет создавать миниатюрные структуры с высокой степенью интеграции и открывает широкие возможности для улучшения электродинамических, массогабаритных, климатических, экономических и других параметров [1]. Помимо этого, переход к трехмерной многослойной конструкции позволяет реализовать MIMO (Multiple Input Multiple Output – Множественный вход, множественный выход) технологию, увеличивающую пропускную способность и емкость беспроводных приемо-передающих систем. В качестве замены известным базовым элементам антенно-фидерного тракта, таким как полосковая, копланарная или микрополосковая линии передачи, для реализации пассивных интегральных СВЧ-схем может быть использован объемный полосково-щелевой (далее – ОПЩ) переход, обладающий ярко выраженными частотно-селективными электрическими характеристиками. Особенностью ОПЩ перехода является объемно-модульный принцип реализации его конструкции, обеспечивающий гальваническую развязку основных его функциональных частей, что в свою очередь обеспечивает высокую функциональную гибкость устройства.

Реализация стандартного ОПЩ перехода [2–5] связана с использованием щелевого резонатора, имеющего форму прямоугольной вырезки в металлическом экране. Габариты ОПЩ перехода в значительной степени определяются размерами щелевого резонатора и экрана, в котором вырезан резонатор. Уменьшение габаритов ОПЩ перехода при сохранении его электрических характеристик возможно за счет хорошо известных методов, используемых в СВЧ-технике: 1) применение плат с большим значением относительной диэлектрической проницаемости; 2) за счет перехода в более высокочастотные диапазоны; 3) за счет искусственного уменьшения площади, занимаемой основными функциональными частями ОПЩ перехода путем их сгибания.

Целью данной работы является исследование ОПЩ перехода, в конструкции которого используется щелевой резонатор П-образной формы, позволяющий уменьшить массогабаритные характеристики ОПЩ перехода и повысить плотность размеще-

ния его функциональных частей при сохранении электрических характеристик. Представлены теоретический и экспериментальный методы исследования ОПЩ перехода для дециметрового диапазона длин волн со средней частотой $f = 1400$ МГц, наиболее характерной для радиолокационных станций дальнего обнаружения [6]. Для теоретического исследования ОПЩ перехода разработана и рассчитана его эквивалентная схема, а также проведено численное электродинамическое моделирование в программе ANSYS HFSS. Экспериментальное исследование выполнено на макете ОПЩ перехода с использованием векторного анализатора цепей.

1. Конструкция объемного полосково-щелевого перехода с П-образным щелевым резонатором

Объемный полосково-щелевой переход с П-образным щелевым резонатором – устройство, предназначенное для бесконтактной частотно-селективной передачи СВЧ-сигнала между частями объемно-модульных интегральных схем. В состав ОПЩ перехода входят (рис. 1) входной и выходной коаксиальные разъемы 1, 2 с волновым сопротивлением 50 Ом, две или более полосковых линий передачи 3, 4, размещенных на разных сторонах 5-8-многослойной диэлектрической конструкции. П-образный щелевой резонатор 9 вырезан в металлической пластине 10, расположенной между слоями с полосковыми линиями. Общая длина П-образного щелевого резонатора составляет половину длины волны ($\lambda/2$) на центральной частоте. Полосковые линии перекрещиваются с П-образным щелевым резонатором и заканчиваются обрывом на расстоянии четверти длины волны ($\lambda/4$) на центральной частоте от места перекрещивания.

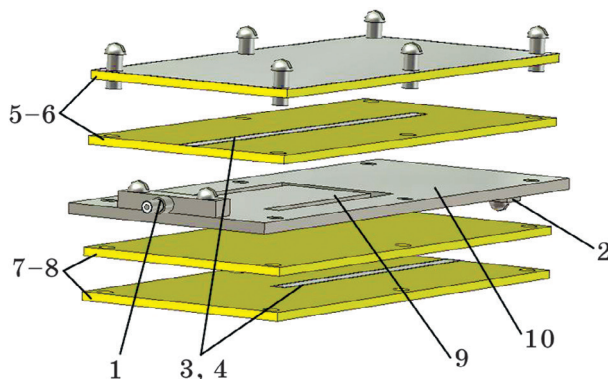


Рис. 1. Конструкция объемного полосково-щелевого перехода с П-образным щелевым резонатором

Fig. 1. Design of the volumetric strip-slot transition with U-shaped slot resonator

2. Разработка эквивалентной схемы объемного полосково-щелевого перехода с П-образным щелевым резонатором

Для разработки эквивалентной схемы ОПЩ перехода с П-образным щелевым резонатором рассмотрим по отдельности все его функциональные части.

2.1. Коаксиальный разъем

Для подачи СВЧ-сигнала используется коаксиальный разъем SMA-типа с волновым сопротивлением 50 Ом, центральный проводник которого гальванически соединен с полосковой линией. Корпус разъема соединяется с экранирующим слоем. Таким образом, входной/выходной коаксиальные разъемы могут быть представлены как Порт 1/Порт 2.

2.2. Полосковая линия

Полосковая линия представляет собой двухпроводную линию передачи с волновым сопротивлением 50 Ом [7]. Эквивалентная схема сегмента полосковой линии передачи без учета диэлектрических потерь представлена на рис. 2.

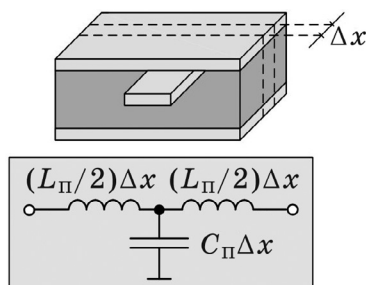


Рис. 2. Эквивалентная схема сегмента полосковой линии передачи без учета диэлектрических потерь

Fig. 2. Equivalent circuit of a strip line segment without regard to dielectric losses

На рис. 2 введены следующие условные обозначения: L_{Π} – погонная индуктивность, мкГн/м; C_{Π} – погонная емкость, пФ/м.

Значения погонной емкости C_{Π} и погонной индуктивности L_{Π} могут быть определены из соотношений (1) и (2) для симметричной полосковой линии [7]:

$$C_{\Pi} = \frac{1}{v_c Z_{\text{ВПЛ}}}, \quad (1)$$

где $Z_{\text{ВПЛ}} = 50$ Ом – волновое сопротивление полосковой линии; v_c – скорость света в среде.

$$L_{\Pi} = Z_{\text{впл}}^2 C_{\Pi}. \quad (2)$$

Использование выражений (1) и (2) позволило получить значения погонной емкости и погонной индуктивности:

$$C_{\Pi} = 125 \text{ пФ/м};$$

$$L_{\Pi} = 0,31 \text{ мкГн/м}.$$

2.3. Разомкнутый полосковый резонатор

Разомкнутый полосковый резонатор начинается в области пересечения полосковой линии и П-образного щелевого резонатора. Его использование обусловлено необходимостью создания пучности магнитного поля в области П-образного щелевого резонатора для его возбуждения.

Эквивалентная схема разомкнутого полоскового резонатора представляет собой последовательно включенную реактивность, входное сопротивление $X_{\text{ХХ ОТР}}$ которой определяется согласно выражению [7]:

$$X_{\text{ХХ ОТР}} = -jZ_{\text{впл}} \text{ctg}(\beta l), \quad (3)$$

где $\beta = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}$ – волновое число; ω – круговая частота, рад/с; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная; $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная; l – длина резонатора, м.

Длина разомкнутого полоскового резонатора составляет четверть длины волны на центральной частоте. Поэтому его эквивалентную схему удобно представить в виде последовательного LC контура (рис. 3).

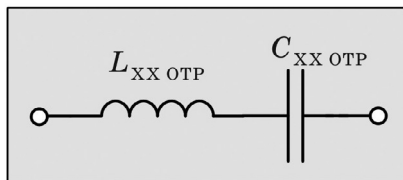


Рис. 3. Эквивалентная схема четвертьволнового разомкнутого полоскового резонатора на центральной частоте

Fig. 3. Equivalent circuit of a quarter-wave open strip resonator at the center frequency

2.4. П-образный щелевой резонатор

Особенностью щелевой линии передачи является распространяемая в ней структура электромагнитного поля. В отличие от полосковых линий, где основная волна – волна ТЕМ типа, в щелевой линии передачи распространяется волна, по своей структуре напоминающая волну H_{10} (рис. 4). Как следствие, волновое сопротивление щелевой линии $Z_{\text{впл}}$ определяется выражением [8]:

$$Z_{\text{вщл}} = \frac{|V|^2}{P}, \quad (4)$$

где V – напряжение в сечении щелевой линии, В; P – средняя проходящая мощность, Вт.

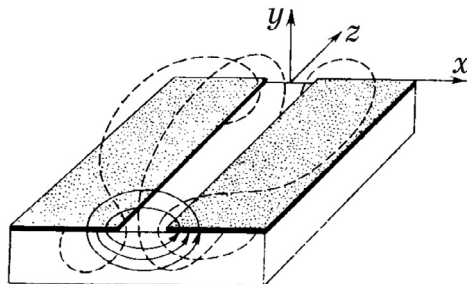


Рис. 4. Структура поля в щелевой линии передачи

Fig. 4. Field structure in a slot transmission line

Зависимость распределения напряжения электрического поля в области щелевого резонатора $V(x)$ от координаты x (щелевой резонатор расположен вдоль оси x) определяется выражениями (5–7) [9; 10]:

$$V(x) = -V_0 \frac{\sinh(\gamma(L/2 - |x|))}{\sinh(\gamma L/2)}, \quad (5)$$

$$V_0 = \frac{V_{\Gamma} Z_{\text{вх}}}{Z_{\text{вх}} + Z_{\Gamma}}, \quad (6)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad (7)$$

где V_0 – входное напряжение электрического поля; V_{Γ} – напряжение генератора; Z_{Γ} – импеданс генератора; α – коэффициент затухания, Нп/м.

Электродинамическая модель излучения прямого щелевого резонатора, вырезанного в плоской бесконечно тонкой проводящей пластине и расположенного вдоль оси z (рис. 5) определяется выражениями (8) и (9) [11].

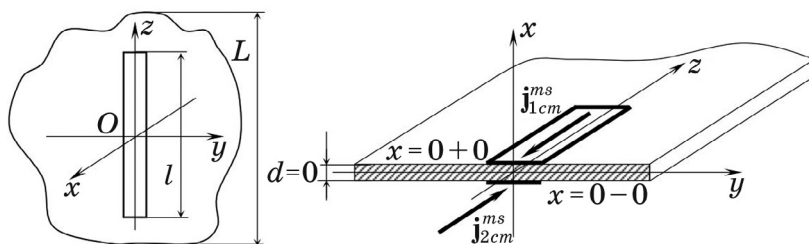


Рис. 5. Геометрия двусторонней щели [11]

Fig. 5. Double-sided slot geometry [11]

Из предположения об известном распределении вектора напряженности электрического поля \mathbf{E}_0 в пространстве щелевого резонатора, создаваемого сторонним источником \mathbf{j}_{cm}^m , с помощью леммы Лоренца могут быть найдены значения векторов электромагнитных полей $\mathbf{E}_1, \mathbf{H}_1$ и $\mathbf{E}_2, \mathbf{H}_2$.

$$\mathbf{j}_1^{ms} = -\mathbf{i}_x \times \mathbf{E}_0 = -\mathbf{i}_z E_0; \quad (8)$$

$$\mathbf{j}_2^{ms} = -(-\mathbf{i}_x \times \mathbf{E}_0) = \mathbf{i}_z E_0.$$

$$\int_S [(\mathbf{E}_1 \times \mathbf{H}_2) - (\mathbf{E}_2 \times \mathbf{H}_1)] \cdot \mathbf{n} ds = \int_V (j_{1cm}^m \cdot \mathbf{H}_2 - j_{2cm}^m \cdot \mathbf{H}_2) dv. \quad (9)$$

Зная значения векторов электромагнитных полей $\mathbf{E}_1, \mathbf{H}_1$ и $\mathbf{E}_2, \mathbf{H}_2$, можно найти распределение поверхностных токов на поверхности пластины с вырезанным щелевым резонатором и, как следствие, значение волнового сопротивления щелевой линии.

При численном электродинамическом моделировании в программе ANSYS HFSS получено значение волнового сопротивления щелевой линии, равное $Z_{\text{вщл}} = 120 \text{ Ом}$.

При составлении эквивалентной схемы П-образного щелевого резонатора необходимо учесть реактивную неоднородность, возникающую в месте поворота щелевого резонатора на 90 градусов. Значение реактивной неоднородности определяется как последовательно включенная индуктивность, нормированное реактивное сопротивление x_L которой определяется согласно выражению [12]:

$$x_L = j \frac{2\pi d}{\lambda} tg \frac{\pi}{4}, \quad (10)$$

где $d = 8 \text{ мм}$ – толщина конструкции ОПЩ перехода.

Используя выражение (10) для указанного выше среднего значения диапазона частот получено нормированное реактивное сопротивление $x_L = j \cdot 0,44$.

Для определения значений реактивного сопротивления X_L , а также величины индуктивности $L_{\text{сг}}$ воспользуемся выражениями (11) и (12) соответственно

$$X_L = Z_{\text{вщл}} x_L; \quad (11)$$

$$L_{\text{сг}} = \frac{X_L}{j\omega}. \quad (12)$$

Используя выражения (11) и (12) получили $X_L = j \cdot 52,7 \text{ Ом}$, что соответствует индуктивности $L_{\text{сг}} = 6 \text{ нГн}$.

Проведем моделирование S-параметров для схемы последовательного включения индуктивности 6 нГн в линию передачи с волновым сопротивлением 120 Ом (рис. 6, 7).

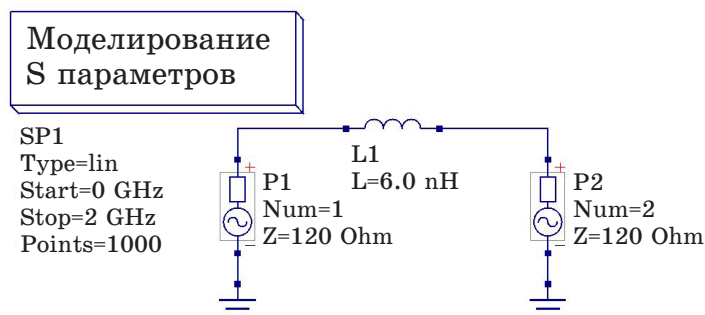


Рис. 6. Моделирование S-параметров для схемы последовательного включения индуктивности 6 нГн в линию передачи с волновым сопротивлением 120 Ом

Fig. 6. Simulation of S-parameters for a circuit of series connection of an inductance of 6 nH into a transmission line with a characteristic impedance of 120 Ohms

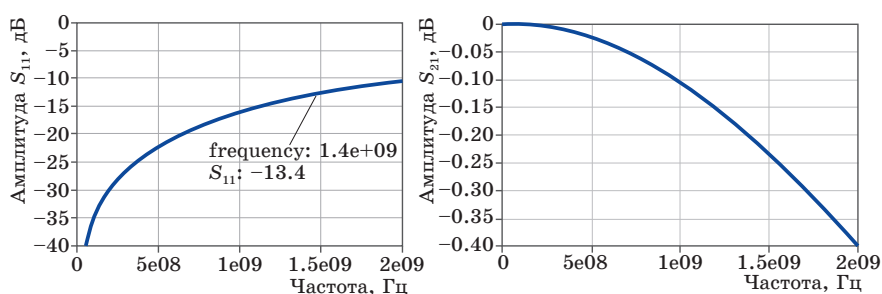


Рис. 7. Зависимости S-параметров в диапазоне частот для схемы последовательного включения индуктивности 6 нГн в линию передачи с волновым сопротивлением 120 Ом

Fig. 7. Dependences of S-parameters in the frequency range for a circuit of series connection of an inductance of 6 nH into a transmission line with a characteristic impedance of 120 Ohms

Анализируя представленные на рис. 7 зависимости, делаем вывод о том, что индуктивная неоднородность существенно влияет на S-параметры. На центральной частоте значение коэффициента отражения составляет $-13,4$ дБ. Компенсация индуктивной неоднородности может быть осуществлена путем уменьшения суммарной длины Π -образного щелевого резонатора. Для определения длины, на которую Π -образный щелевой резонатор должен быть уменьшен при компенсации индуктивной неоднородности, воспользуемся выражением:

$$X_L = jZ_{\text{вкл}} \operatorname{tg}(\beta \Delta l). \quad (13)$$

Используя выражение (13) получили $\Delta l = 7,5$ мм, что соответствует 6,6% от длины волны на центральной частоте.

С учетом симметричности П-образного щелевого резонатора относительно места возбуждения, его эквивалентная схема может быть рассмотрена как параллельное включение двух короткозамкнутых отрезков линии передачи с волновым сопротивлением $Z_{\text{вщл}} = 120$ Ом. Каждый короткозамкнутый отрезок представляет собой параллельно включенную реактивность, входное сопротивление $X_{\text{кз отр}}$ которой определяется согласно выражению [7]:

$$X_{\text{кз отр}} = jZ_{\text{вщл}} \operatorname{tg}(\beta l). \quad (14)$$

С учетом компенсации индуктивной неоднородности X_L , эквивалентная схема щелевого резонатора может быть представлена в виде параллельного LC контура (рис. 8). Значения $L_{\text{кз отр}}$, $C_{\text{кз отр}}$ определяются по известным выражениям [7].

$$L = \frac{Z}{j\omega}; \quad (15)$$

$$C = \frac{-j}{\omega Z}. \quad (16)$$

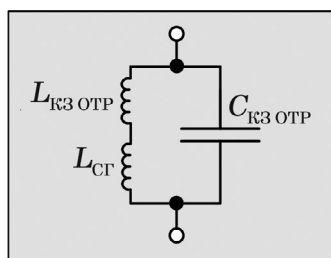


Рис. 8. Эквивалентная схема П-образного щелевого резонатора на центральной частоте

Fig. 8. Equivalent circuit of the U-shaped slot resonator at the center frequency

2.5. Элемент связи полосковых линий и щелевого резонатора

Связь полосковых линий и П-образного щелевого резонатора обеспечивается за счет магнитного поля. Элементом для бесконтактной связи СВЧ-энергии за счет магнитного поля является трансформатор. Коэффициент трансформации определяется наличием потерь в диэлектрике.

3. Теоретическое исследование

Теоретическое исследование объемного полосково-щелевого перехода было выполнено путем схемотехнического моделирования представленной на рис. 9 эквивалентной схемы.

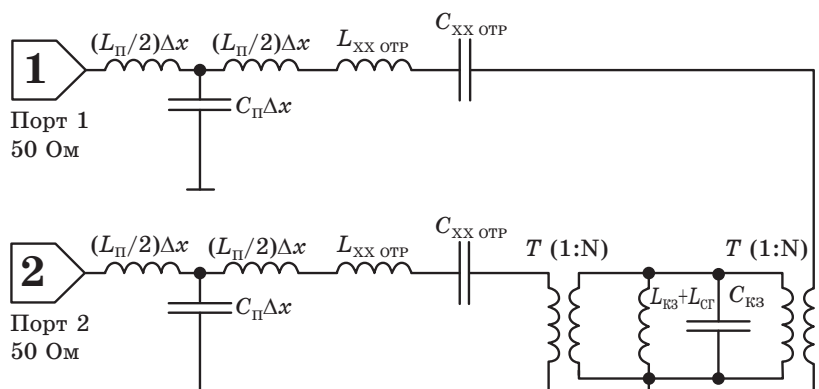


Рис. 9. Эквивалентная схема объемного полосково-щелевого перехода с П-образным щелевым резонатором на центральной частоте

Fig. 9. Equivalent circuit of the volumetric strip-slot transition with the U-shaped slot resonator at the center frequency

При этом для каждой частоты значения элементов эквивалентной схемы рассчитывались согласно выражениям (1)–(16). Основные параметры конструкции ОПЩ перехода при выполнении схемотехнического моделирования: 1) суммарная длина щелевого резонатора $0,44\lambda$; 2) длина полосковых линий $\lambda/2$; 3) длина разомкнутых полосковых резонаторов $\lambda/4$; 4) толщина используемых диэлектрических пластин 1,5 мм; 5) относительная диэлектрическая проницаемость пластин 3,5; 6) толщина металлической пластины с вырезанным П-образным щелевым резонатором 2 мм.

В результате моделирования получены зависимости для матрицы S-параметров в диапазоне частот, представленные на рис. 10.

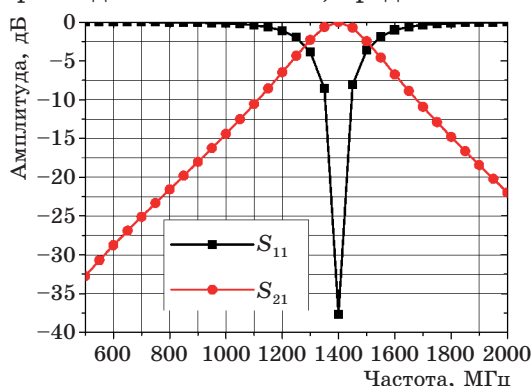


Рис. 10. Зависимости коэффициента отражения (S_{11}) и коэффициента передачи (S_{21}) в диапазоне частот, полученные при схемотехническом моделировании

Fig. 10. Dependences of the reflection coefficient (S_{11}) and the transmission coefficient (S_{21}) in the frequency range obtained by circuit simulation

Для подтверждения результатов схмотехнического моделирования проведено численное электродинамическое моделирование в программе ANSYS HFSS. Исследования выполнены с использованием суперкомпьютерных ресурсов ЮУрГУ [13]. Результаты моделирования приведены на рис. 11.

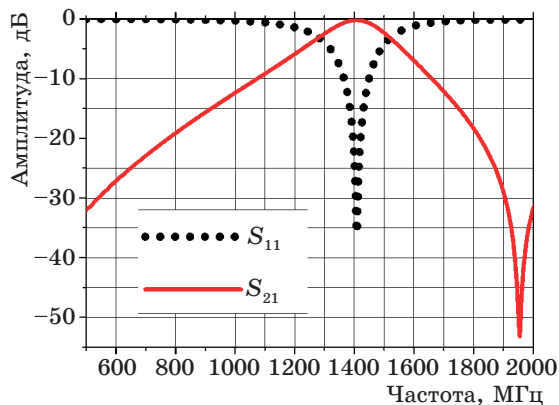


Рис. 11. Зависимости коэффициента отражения (S_{11}) и коэффициента передачи (S_{21}) в диапазоне частот, полученные при численном электродинамическом моделировании

Fig. 11. Dependences of the reflection coefficient (S_{11}) and the transmission coefficient (S_{21}) in the frequency range obtained by numerical electrodynamics simulation

4. Экспериментальное исследование

Для экспериментального исследования ОПЩ перехода с П-образным щелевым резонатором был разработан макет (рис. 12).

Для изготовления макета использован фольгированный диэлектрик Arlon AD350 (толщина 1,5 мм; относительная диэлектрическая проницаемость 3,5). При проведении лабораторного исследования макета использовался векторный анализатор цепей P4M-18 производства АО «НПФ «Микран».

Результаты измерений, полученные на макете ОПЩ перехода с П-образ-

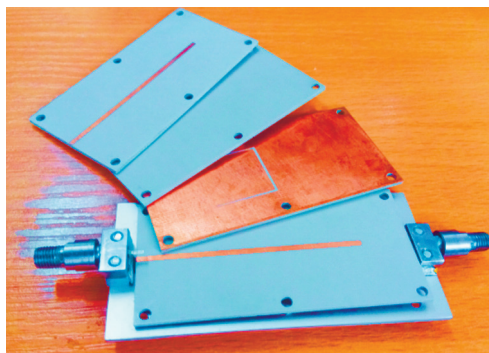


Рис. 12. Макет ОПЩ перехода с П-образным щелевым резонатором

Fig. 12. The sample of the volumetric strip-slot transition with the U-shaped slot resonator

ным щелевым резонатором, представлены в виде коэф фициента отражения (S_{11}) в полосе частот от 500 до 2000 МГц (рис. 13).

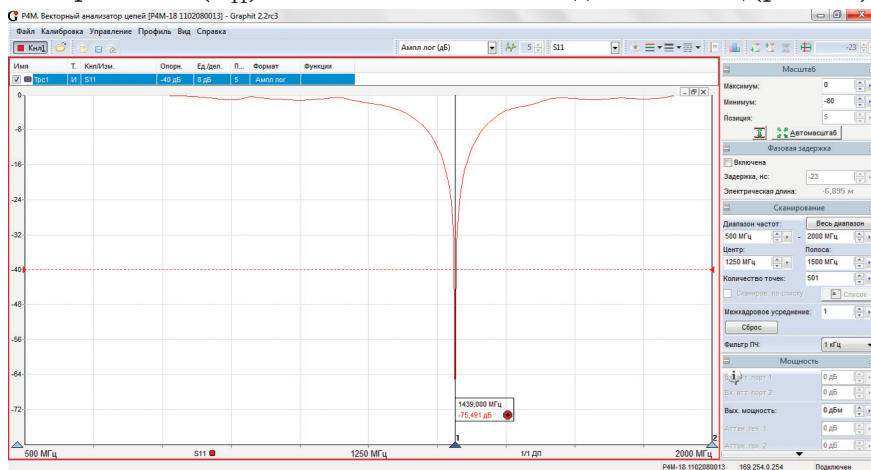


Рис. 13. Зависимость коэффициента отражения (S_{11}) в диапазоне частот, полученная при экспериментальном исследовании

Fig. 13. The dependence of the reflection coefficient (S_{11}) in the frequency range obtained by experimental research

В результате экспериментального исследования макета ОПЩ перехода получены следующие результаты: частота резонанса S_{11} 1439 МГц; амплитуда резонанса коэффициента отражения S_{11} равна – 75,491 дБ.

Выводы

В работе представлены результаты теоретического и экспериментального исследований ОПЩ перехода с П-образным щелевым резонатором.

1. При теоретическом исследовании была разработана и рассчитана эквивалентная схема ОПЩ перехода. При этом были определены значения таких параметров, как погонная емкость полосковой линии, погонная индуктивность полосковой линии, волновое сопротивление щелевой линии передачи. Рассчитана величина индуктивной неоднородности, возникающей при повороте щелевого резонатора на 90 градусов. Проведено моделирование S-параметров в диапазоне частот для индуктивной неоднородности. Компенсация неоднородности была выполнена путем уменьшения длины П-образного щелевого резонатора.

2. Для подтверждения результатов схемотехнического моделирования было выполнено численное электродинамическое моделирование в программе ANSYS HFSS. Полученные зависимости S-параметров в диапазоне частот для двух видов моделирования находятся в хорошем соответствии друг с другом.

3. Для экспериментального исследования был разработан макет ОПЩ перехода с П-образным щелевым резонатором. Исследование макета было выполнено при использовании векторного анализатора цепей Р4М-18 производства АО «НПФ «Микран».

4. Теоретические и экспериментальные результаты исследований ОПЩ перехода с П-образным щелевым резонатором находятся в хорошем качественном и численном соответствии друг с другом. Применение П-образного щелевого резонатора позволяет добиться 36 % уменьшения массогабаритных параметров ОПЩ перехода при сохранении электрических параметров. При этом осуществляется значительная экономия используемого для реализации ОПЩ перехода диэлектрического материала.

Список литературы

1. Симин А., Холодняк Д., Вендик И. Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот на основе керамики с низкой температурой обжига. *Компоненты и технологии*. 2005;(5):190–196. Режим доступа: <https://kit-e.ru/svch/mnogoslojnye-integralnye-shemy-sverhvysokih-chastot-svch-na-osnove-keramiki-s-nizkoj-temperaturoj-obzhiga/>
2. Yang L., Zhu L., Choi W.-W., Tam K.-W. Analysis and design of wideband microstrip-to-microstrip equal ripple vertical transitions and their application to bandpass filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2017;65(8):2866–2877. DOI: 10.1109/TMTT.2017.2675418.
3. 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(9):660–662.
4. Abbosh A.M. Ultra wideband vertical microstrip-microstrip transition. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. 2007;1(5):968–972. DOI: 10.1049/iet-map:20070043.
5. Дударев Н.В., Даровских С.Н. Принципы построения объемно-модульных диаграмма-образующих устройств. В: Дьяконов А.А. (ред.) *Наука ЮУРГУ: материалы 70-й научной конференции, Челябинск, 25 апреля – 4 мая 2018 г.* Челябинск: Южно-Уральский государственный университет; 2018. С. 625–630.
6. Подстригаев А.С., Смоляков А.В., Слободян М.Г. Анализ плотности распределения типов РЛС в частотном диапазоне. *Журнал радиоэлектроники*. 2017;(7). Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jul17/12/text.pdf>
7. Pozar D.M. *Microwave Engineering*. 4th ed. Hoboken, NJ: J. Wiley; 2011.
8. Zavadil J.L. *Slot transmission line*. Monterey, California: Naval Postgraduate School; 1971. Available at: <https://archive.org/details/slottransmission00zava/mode/2up>
9. Himdi M., Daniel J. Analysis of printed linear slot antenna using lossy transmission line model. *Electronics Letters*. 1992;28(6):598–601. DOI: 10.1049/el:19920377.

10. Ruyle J.E., Bernhard J.T. A wideband transmission line model for a slot antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2013;61(3):1407–1410.

11. Клыгач Д.С., Вахитов М.Г., Дударев Н.В., Даровских С.Н., Дударев С.В. Моделирование объемного полосково-щелевого перехода. *Журнал радиоэлектроники*. 2020;(7). DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.7.11>.

12. Гвоздев В.И., Нефедов Е.И. *Объемные интегральные схемы СВЧ*. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы; 1985.

13. Kostenetskiy P., Semenikhina P. SUSU Supercomputer Resources for Industry and fundamental Science. In: *2018 Global Smart Industry Conference (GloSIC). Chelyabinsk, 13–15 Nov. 2018*. DOI: 10.1109/GloSIC.2018.8570068.

References

1. Simin A., Kholodnyak D., Vendik I. Multilayer integrated circuits of ultra-high frequencies based on ceramics with a low firing temperature. *Komponenty i tekhnologii*. 2005;(5):190–196. (In Russ.) Available at: <https://kit-e.ru/svch/mnogoslojnye-integralnye-shemy-sverhvyssokih-chastot-svch-na-osnove-keramiki-s-nizkoj-temperaturoj-obzhiga/>

2. Yang L., Zhu L., Choi W.-W., Tam K.-W. Analysis and design of wideband microstrip-to-microstrip equal ripple vertical transitions and their application to bandpass filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2017;65(8):2866–2877. DOI: 10.1109/TMTT.2017.2675418.

3. 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(9):660–662.

4. Abbosh A.M. Ultra wideband vertical microstrip-microstrip transition. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. 2007;1(5):968–972. DOI: 10.1049/iet-map:20070043.

5. Dudarev N.V., Darovskikh S.N. Principles of constructing volume-modular diagram-forming devices. In: Diyakonov A.A. (ed.) *SUSU Science. Materials of the 70th scientific conference, Chelyabinsk, 25 April – 4 May 2018*. Chelyabinsk: South Ural State University; 2018, pp. 625–630. (In Russ.)

6. Podstrigaev A.S., Smolyakov A.V., Slobodyan M.G. Analysis of the distribution density of radar types in the frequency range. *Zhurnal Radioelektroniki = Journal of Radio Electronics*. 2017;(7). (In Russ.) Available at: <http://jre.cplire.ru/jre/jul17/12/text.pdf>

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

8. Zavadil J.L. *Slot transmission line*. Monterey, California: Naval Postgraduate School; 1971. Available at: <https://archive.org/details/slottransmission00zava/mode/2up>

9. Himdi M., Daniel J. Analysis of printed linear slot antenna using lossy transmission line model. *Electronics Letters*. 1992;28(6):598–601. DOI: 10.1049/el:19920377.

10. Ruyle J.E., Bernhard J.T. A wideband transmission line model for a slot antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2013;61(3):1407–1410.

11. Klygach D.S., Vakhitov M.G., Dudarev N.V., Darovskikh S.N., Dudarev S.V. Simulation of a volumetric strip-slot transition. *Zhurnal Radioelektroniki = Journal of Radio Electronics*. 2020;(7). (In Russ.) DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.7.11>.

12. Gvozdev V.I., Nefedov E.I. *Volumetric integrated microwave circuits*. Moscow: Nauka. Glavnaya redaktsiya fiziko-matematicheskoi literatury; 1985. (In Russ.)

13. Kostenetskiy P., Semenikhina P. SUSU Supercomputer Resources for Industry and fundamental Science. In: *2018 Global Smart Industry Conference (GloSIC). Chelyabinsk, 13–15 Nov. 2018*. DOI: 10.1109/GloSIC.2018.8570068.

Информация об авторах

Фомин Дмитрий Геннадьевич, аспирант кафедры инфокоммуникационных технологий, Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), г. Челябинск, Россия.

Дударев Николай Валерьевич, научный сотрудник кафедры инфокоммуникационных технологий, Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), г. Челябинск, Россия.

Даровских Станислав Никифорович, доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой инфокоммуникационных технологий, Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), г. Челябинск, Россия.

Баранов Виктор Константинович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Инфокоммуникационные технологии», Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), г. Челябинск, Россия.

Information about the authors

Dmitry G. Fomin, post-graduate student of the Department of Information and Communication Technologies, South Ural State University (National Research University), Chelyabinsk, Russia.

Nikolai V. Dudarev, Researcher of the Department of Information and Communication Technologies, South Ural State University (National Research University), Chelyabinsk, Russia.

Stanislav N. Darovskikh, Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Head of the Department of Information and Communication Technologies, South Ural State University (National Research University), Chelyabinsk, Russia.

Viktor K. Baranov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Information and Communication Technologies, South Ural State University (National Research University), Chelyabinsk, Russia.

Поступила / Received: 10.11.2020

Принята в печать / Accepted: 23.11.2020