

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.10.13>

УДК: 621.372.543.2

## **СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ МНОГОСЛОЙНОГО ПОЛОСКОВО-ЩЕЛЕВОГО ПЕРЕХОДА**

**Д. Г. Фомин, Н. В. Дударев, С. Н. Даровских**

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

Статья поступила в редакцию 16 августа 2021 г.

**Аннотация.** В работе приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра (СШП ППФ) на основе многослойного полосково-щелевого перехода (МПЩ) по оценке его применимости в инфокоммуникационных системах. Теоретические результаты получены путем построения эквивалентной схемы СШП ППФ и дальнейшего её матричного моделирования, а также путем численного моделирования СШП ППФ в строгой постановке электродинамической задачи. Экспериментальные результаты получены на макете СШП ППФ при использовании векторного анализатора цепей. Результаты теоретических и экспериментальных исследований находятся в хорошем качественном и количественном согласовании. Так, согласно проведенным исследованиям, СШП ППФ имеет относительную полосу пропускания по уровню -3 дБ относительно максимума коэффициента передачи, равную 49,2% при экспериментальном исследовании, и 51% – при теоретическом.

**Ключевые слова:** полосно-пропускающий фильтр, П-образный полосковый резонатор, П-образный щелевой резонатор, многослойный полосково-щелевой переход.

**Abstract.** The paper presents the results of theoretical and experimental researches of an ultra-wideband bandpass filter (UWB BPF) based on a multilayer strip-slot transition. Theoretical results are obtained in two ways: 1) by designing an equivalent circuit of the UWB BPF where each element is presented in the form of a two-port network with the corresponding matrix of A-parameters and 2) by numerical simulation in a rigorous formulation of the electrodynamics problem. Experimental results were obtained on a sample of the UWB BPF using a vector network analyzer. The results of theoretical and experimental researches are in good qualitative and numerical agreement. The investigated UWB BPF has a relative pass band at a level of -3 dB relative to the maximum transmission coefficient equal to 49,2% according to experimental research and 51% according to theoretical research.

**Key words:** bandpass filter, U-shaped strip resonator, U-shaped slot resonator, multilayer strip-slot transition.

## **Введение.**

Одним из направлений развития современных информационных и коммуникационных технологий является применение сверхширокополосных (СШП) сигналов с шириной спектра более 500 МГц или 50% от значения центральной частоты. Примером систем, использующих СШП сигналы, являются СШП радиолокационные системы, а также глобальные (WWAN – Wireless Wide Area Network) и региональные (WMAN – Wireless Metropolitan Area Network) системы передачи данных [1]. Основными преимуществами СШП систем являются: электромагнитная совместимость с узкополосными системами; устойчивость к помехам; низкая вероятность обнаружения и перехвата сигналов. Одним из центральных устройств в составе приемопередающих модулей СШП систем являются СШП полосно-пропускающие фильтры (далее – СШП ППФ) [2], обеспечивающие выделение спектра в

заданном диапазоне частот, а также подавление внеполосных и побочных излучений. В настоящее время разработано несколько основных технологий реализации СШП ППФ. Общим принципом их конструирования является использование микрополосковых резонаторов, что позволяет расширить диапазон рабочих частот [3-10]. Перспективным направлением реализации СШП ППФ является многослойная технология конструирования, основными достоинствами которой являются: модульность конструкции, а также отсутствие гальванических соединений между слоями, что упрощает технологию их изготовления. Целью данной работы является теоретическое и экспериментальное исследование СШП ППФ на основе многослойной технологии, относительная полоса пропускания которого составляет не менее 50%.

## **1. Конструкция СШП ППФ на основе многослойного полосково-щелевого перехода.**

Многослойный полосково-щелевой (МПЩ) переход – это устройство, реализованное с применением объёмно-модульной технологии и предназначенное для частотно-избирательной бесконтактной передачи СВЧ сигнала между частями объёмно-модульных интегральных схем [11]. Конструктивно СШП ППФ на основе МПЩ перехода состоит (рис. 1, 2) из двух полосковых линий передачи П-образной формы, размещённых на отдельных диэлектрических платах 1, 2, расположенных с разных сторон от металлического основания 3, в котором вырезан П-образный щелевой резонатор 4. Длина щелевого резонатора составляет половину распространяющейся в нем длины волны на центральной частоте. Полосковые линии перекрещиваются с щелевым резонатором в двух местах (точки 1 и 2, рис. 2) и заканчиваются обрывом (точка 3, рис. 2). Участок полосковой линии от места пересечения с щелевым резонатором (точка 2, рис. 2) до обрыва (точка 3, рис. 2) образует полосковый резонатор [11]. Также в состав СШП ППФ входят два СВЧ разъёма и

экранирующие слои, расположенные со всех сторон конструкции (не представлены на рис. 1).

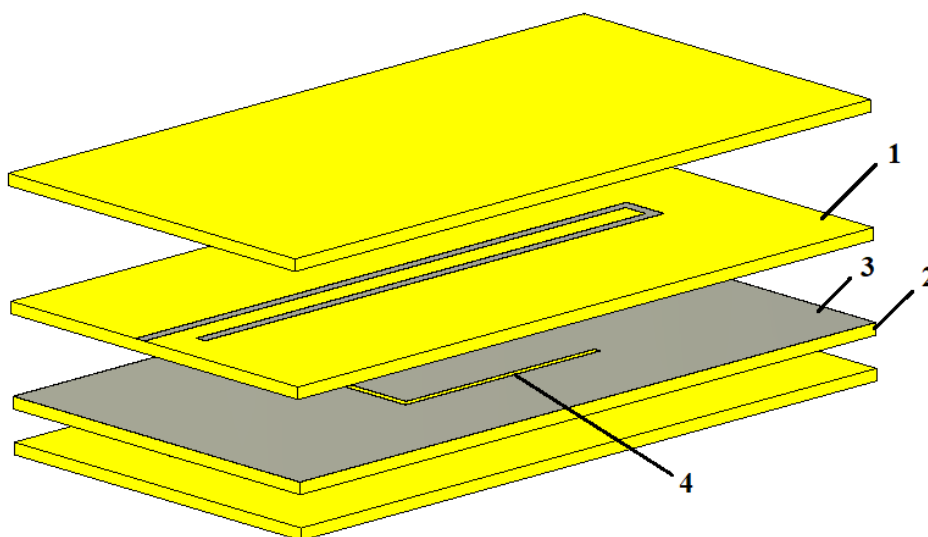


Рис. 1. Конструкция СШП ППФ (1, 2 – диэлектрические платы, 3 – металлическое основание, 4 – П-образный щелевой резонатор).

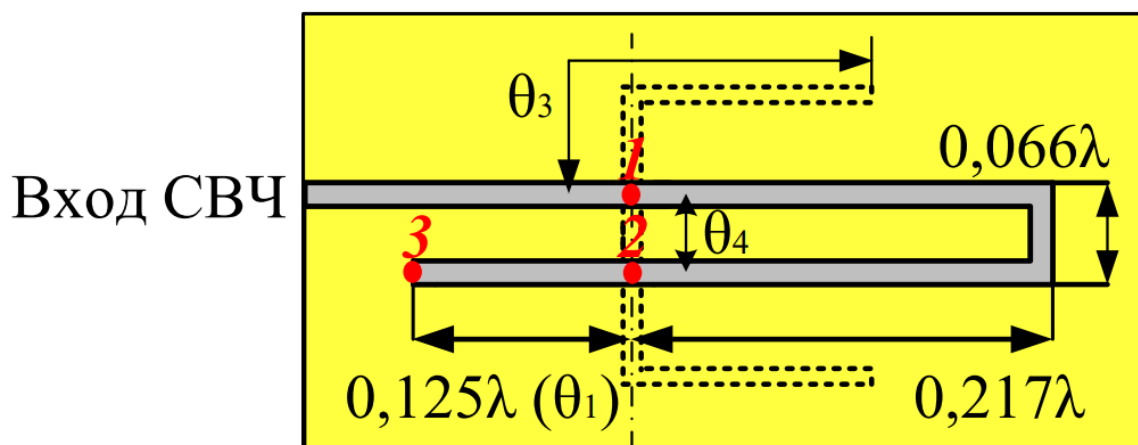


Рис. 2. Конфигурация П-образной полосковой линии и П-образного щелевого резонатора.

## 2. Теоретическое исследование.

В рамках теоретического исследования СШП ППФ использованы: 1) Математическая модель на основе длинных линий; 2) Метод матричного моделирования его эквивалентной схемы; 3) Метод численного моделирования в строгой постановке электродинамической задачи.

## 2.1. Математическая модель на основе длинных линий.

Математическая модель СШП ППФ на основе длинных линий, позволяет определить необходимую длину каждого из сегментов П-образной полосковой линии. При расчете необходимо выполнение следующих условий: 1) В местах перекрещивания щелевого резонатора с П-образной полосковой линией необходимо обеспечить синфазное возбуждение основной моды щелевого резонатора. 2) Точки перекрещивания полосковой линии и щелевого резонатора должны быть расположены в пределах пучности напряженности электрического поля основной моды щелевого резонатора. Данное условие позволит минимизировать потери при бесконтактной передаче СВЧ энергии от одного порта СШП ППФ к другому.

Исходя из перечисленных выше условий, анализ оптимальных длин сегментов П-образной полосковой линии сводится к оценке амплитуды и фазы распространяющегося по ней поверхностного тока (рис. 3).

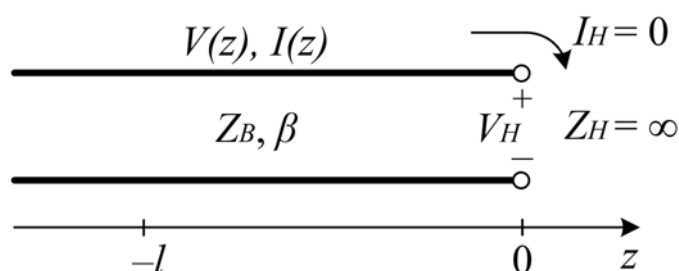


Рис. 3. Модель длинной линии с обрывом на конце ( $l$  – текущая координата вдоль оси  $z$ ).

Из теории длинных линий известно, что распределение поверхностного тока в случае обрыва линии будет иметь синусоидальный характер и определяется выражением [12]:

$$I(z) = \frac{V_0}{Z_B} (e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}) = \frac{-2jV_0}{Z_B} \sin \beta z, \quad (1)$$

где  $V_0$  – амплитуда напряжения электромагнитной волны, распространяющейся от генератора;  $Z_B$  – волновое сопротивление линии;  $\beta=2\pi/\lambda$  – волновое число;  $\lambda$  – длина волны.

Таким образом, для обеспечения равных по модулю амплитуд поверхностного тока в точках 1 и 2 (рис. 2) электрическая длина отрезка (полоскового резонатора) от места обрыва (точка 3) до пересечения с щелевым резонатором (точка 2) должна составлять 45 градусов ( $0,125\lambda$ ), а для П-образного сегмента полосковой линии – 180 градусов ( $0,5\lambda$ ).

Для обеспечения синфазного возбуждения щелевого резонатора в точках 1 и 2, используется П-образный сегмент полосковой линии, электрическая длина которого составляет 180 градусов (два сегмента длиной  $0,217\lambda$ , один сегмент длиной  $0,066\lambda$ ). При этом дополнительный фазовый сдвиг на 180 градусов обеспечивается за счет изменения в направлении распространения поверхностного тока (рис. 4), который образуется в результате двойного изгиба полосковой линии на 90 градусов.

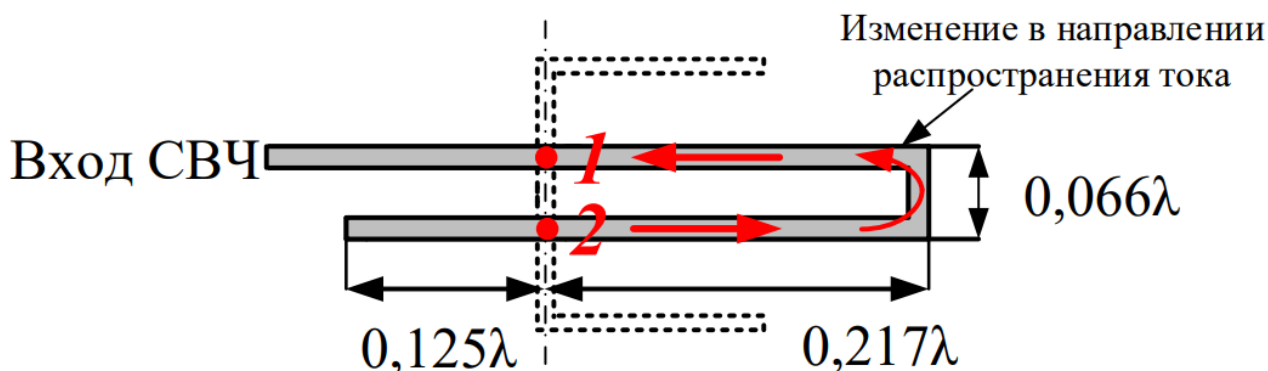


Рис. 4. Распространение поверхностных токов вдоль П-образной полосковой линии.

Для подтверждения корректности представленной модели с помощью программы ANSYS HFSS получено распределение поверхностных токов вдоль П-образной полосковой линии (рис. 5) на центральной частоте. Из него следует, что это распределение поверхностного тока имеет синусоидальный характер; векторы в точках 1 и 2 имеют одинаковое направление и сравнимые значения амплитуд. Также из представленного распределения стоит отметить всплеск плотности поверхностного тока вблизи краев полосковой линии. Данный всплеск объясняется наличием поверхностного эффекта (скин-эффекта) в СВЧ диапазоне частот [12].

Аналогично с помощью программы ANSYS HFSS получено распределение напряженности электрического поля на центральной частоте в непосредственной близости к металлическому экрану с прорезанным П-образным щелевым резонатором (рис. 6). Из представленного распределения напряженности электрического поля следует, что оно имеет близкий к синусоидальному характер распределения. При этом в точках 1 и 2 обеспечивается синфазное возбуждение П-образного щелевого резонатора.

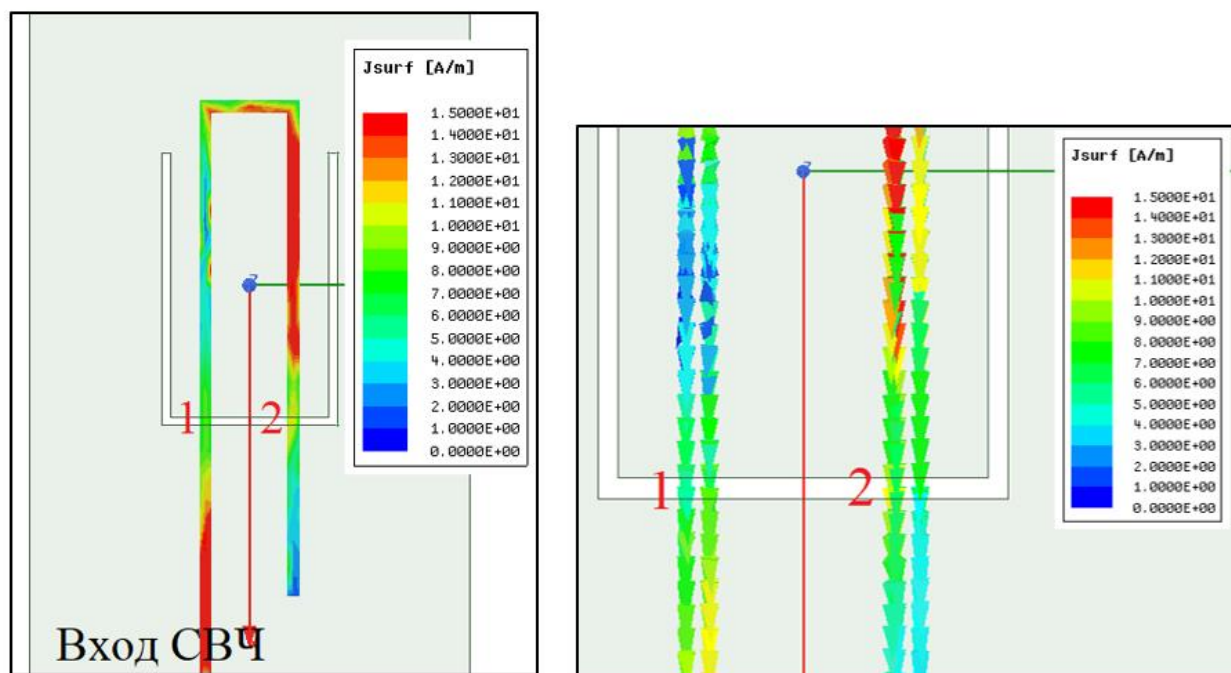


Рис. 5. Распределение поверхностных токов на центральной частоте вдоль П-образной полосковой линии, полученное в программе ANSYS HFSS.

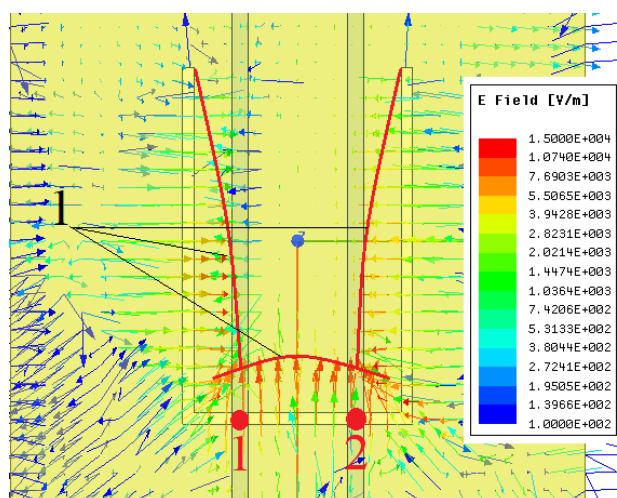


Рис. 6. Распределение напряженности электрического поля на центральной частоте вдоль П-образного щелевого резонатора, полученное в программе ANSYS HFSS (1 – огибающая напряженности электрического поля).

Необходимо отметить, что длины сегментов П-образной полосковой линии (рис. 2, 4) подобраны исходя в представленных выше условий (п. 2.1). При этом расстояние между точками 1 и 2 (рис. 2, 4), равное  $0,066\lambda$  подобрано при численном моделировании и является близким к оптимальному, при котором обеспечиваются требуемые S-параметры СШП ППФ.

## 2.2. Матричное моделирование эквивалентной схемы СШП ППФ.

Для исследования СШП ППФ методом матричного моделирования, была разработана его эквивалентная схема (рис. 7) [11]. При этом на эквивалентной схеме введены следующие условные графические обозначения:

1) Неоднородность в виде открытого конца полосковой линии передачи представлена как емкость  $C_{\text{ХХ}}$ .

2) Неоднородность в виде короткого замыкания на концах щелевого резонатора представлена как индуктивность  $L_{\text{КЗ}}$ .

3) Элементы П-образной полосковой линии, а также П-образного щелевого резонатора представлены в виде двухпроводных линий передачи.

4) Элементы связи П-образной полосковой линии и П-образного щелевого резонатора представлены как трансформаторы Т1–Т4, причем трансформаторы Т1, Т2 определяют связь между верхней полосковой линией и щелевым резонатором в точках 2 и 1 (рис. 2) соответственно. Аналогично трансформаторы Т3, Т4 определяют связь между нижней полосковой линией и щелевым резонатором в точках 2 и 1 (рис. 2) соответственно.

5) Изменение в направлении распространения поверхностных токов по П-образному сегменту полосковой линии (рис. 4) отражено за счет фазовращателей WT1, WT2.



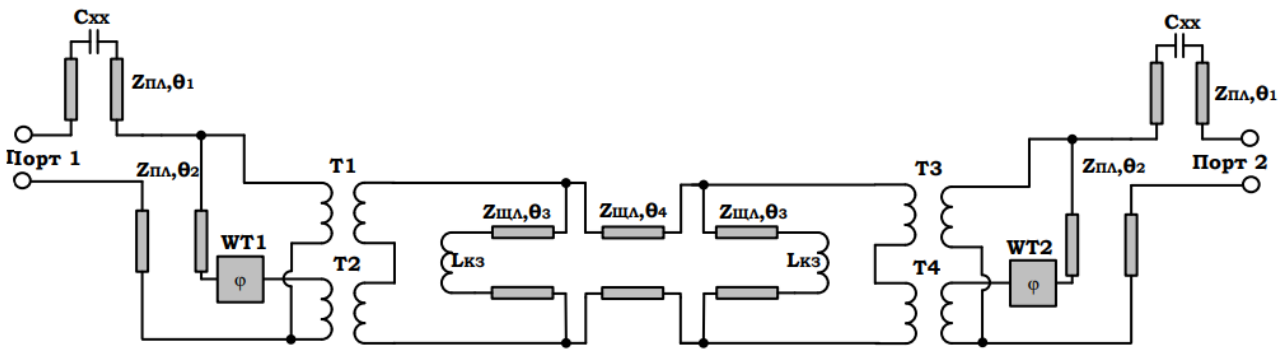


Рис. 7. Эквивалентная схема СШП ППФ.

Электрические параметры перечисленных выше условных графических обозначений определяются следующим образом:

1) Емкость  $C_{XX}$  определяет собой неоднородность в виде открытого конца полосковой линии передачи и в квазистатическом приближении представляет «удлинение»  $\Delta l$  проводника. Величина емкости  $C_{XX}$  определяется согласно выражениям [12, 13]:

$$C_{XX} = -\frac{j}{\omega Z_{BX}^{XX}}, \quad (2)$$

$$Z_{BX}^{XX} = -jZ_{ПЛ} \operatorname{ctg}(\beta \Delta l), \quad (3)$$

$$\Delta l = \operatorname{arctg}[(l + 2w) \operatorname{tg}(\beta l) / (4l + 2w)] / \beta, \quad (4)$$

$$l = 2d \ln(2/\pi). \quad (5)$$

где  $\omega$  – круговая частота, [рад/с];  $Z_{ПЛ}$  – волновое сопротивление полосковой линии, [Ом];  $w$  – ширина полосковой линии, [м];  $\beta = 2\pi/\lambda$  – волновое число;  $d$  – толщина подложки, [м].

2) Полосковый резонатор представлен в виде двухпроводной линии с волновым сопротивлением  $Z_{ПЛ}$  и электрической длиной  $\theta_1$  (рис. 2).

3) П-образный сегмент полосковой линии между точками 1 и 2 (рис. 2) представлен в виде двухпроводной линии с волновым сопротивлением  $Z_{ПЛ}$  и электрической длиной  $\theta_2$  ( $0,5\lambda$  на центральной частоте). При этом за счет фазовращателей WT1, WT2, обеспечивающих фазовый сдвиг на 180 градусов, учтено изменение в направлении распространения поверхностных токов (рис. 4), необходимое для обеспечения синфазного «возбуждения» основной моды щелевого резонатора.

4) Для бесконтактной передачи СВЧ энергии в точках 1 и 2 от полосковой линии к щелевому резонатору используется магнитное поле. Элементами эквивалентной схемы, обеспечивающими бесконтактную передачу СВЧ энергии за счет магнитного поля, являются трансформаторы Т1–Т4 с коэффициентом трансформации  $N:1$ . При этом коэффициент трансформации  $N:1$  определяет связь полосковой линии и щелевого резонатора. В идеальном случае (без учета диэлектрических потерь) коэффициент трансформации равен  $1:1$ . Поэтому при упрощении эквивалентной схемы трансформаторы можно не учитывать, что согласуется с работой [11].

5) Индуктивность  $L_{кз}$  обусловлена растеканием поверхностных токов в области короткого замыкания щелевого резонатора (рис. 8). Величина  $L_{кз}$  определяется согласно методике, представленной в [13].

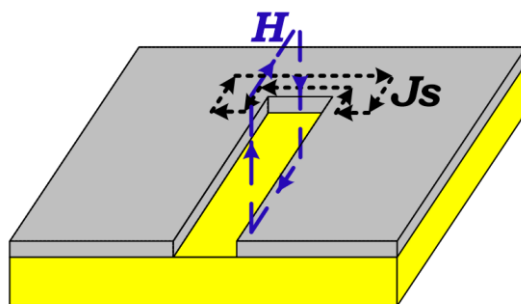


Рис. 8. Распределения магнитного поля и поверхностных токов в области короткого замыкания щелевого резонатора.

б) Щелевой резонатор «возбуждается» в точках 1 и 2 (рис. 2), расположенных на расстоянии  $0,066\lambda$ , и представлен в виде двух параллельно включенных двухпроводных линий с волновым сопротивлением  $Z_{щл}$  и электрической длиной  $\theta_3$  ( $0,217\lambda$ ) (рис. 2), разделенных линией передачи с волновым сопротивлением  $Z_{щл}$  и электрической длиной  $\theta_4$  ( $\theta_4 = 0,066\lambda$ ).

Выполним упрощение эквивалентной схемы (рис. 7) вводом следующих преобразований:

– для упрощения расчета эквивалентной схемы в части полоскового резонатора с открытым концом, рассмотрим включение двухпроводной линии ( $Z_{пл}, \theta_1$ ) и емкости  $C_{хх}$  как реактивный сосредоточенный элемент  $jX_{пр}$ . Значение

$jX_{\text{ПР}}$  определяется выражением для преобразования сопротивлений длинной линии [12]:

$$jX_{\text{ПР}} = Z_{\text{ПЛ}} \frac{1/j\omega C_{\text{ХХ}} + jZ_{\text{ПЛ}} \text{tg}\theta_1}{Z_{\text{ПЛ}} + \text{tg}\theta_1/\omega C_{\text{ХХ}}}, \quad (6)$$

– для упрощения эквивалентной схемы в части щелевого резонатора, рассмотрим включение линии передачи ( $Z_{\text{ЩЛ}}, \theta_3$ ) и индуктивности  $L_{\text{КЗ}}$  как реактивный сосредоточенный элемент  $jX_{\text{ЩР}}$ . Значение  $jX_{\text{ЩР}}$  определяется выражением для преобразования сопротивлений длинной линии [12]:

$$jX_{\text{ЩР}} = Z_{\text{ЩЛ}} \frac{j\omega L_{\text{КЗ}} + jZ_{\text{ЩЛ}} \text{tg}\theta_3}{Z_{\text{ЩЛ}} - \omega L_{\text{КЗ}} \text{tg}\theta_3}. \quad (7)$$

В результате представленных выше упрощений, эквивалентная схема СШП ППФ может быть представлена следующим образом (рис. 9)

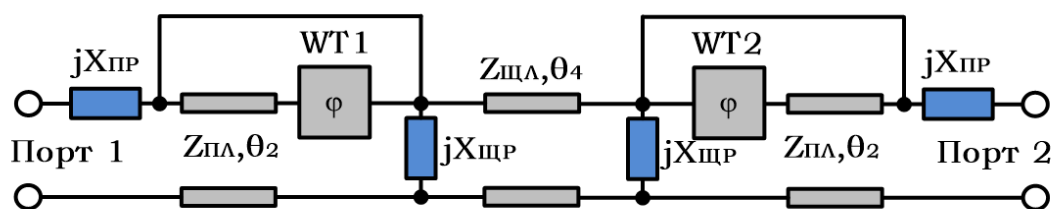


Рис. 9. Упрощенная эквивалентная схема СШП ППФ.

Проведем матричное моделирование представленной эквивалентной схемы путем представления каждого из звеньев в виде четырехполюсника с заданной матрицей А-параметров [11]. При этом зададимся следующими параметрами моделирования: 1) центральная частота  $f = 1000$  МГц; 2) относительная диэлектрическая проницаемость каждого из слоев  $\epsilon_r = 3,5$ ; 3) волновое сопротивление полосковых линий 50 Ом; 4) волновое сопротивление щелевого резонатора 120 Ом. Из результатов матричного моделирования (рис. 10) следует, что исследуемый СШП ППФ имеет относительную полосу пропускания по уровню -3 дБ коэффициента передачи равную 54,5% (от 720 МГц до 1260 МГц).

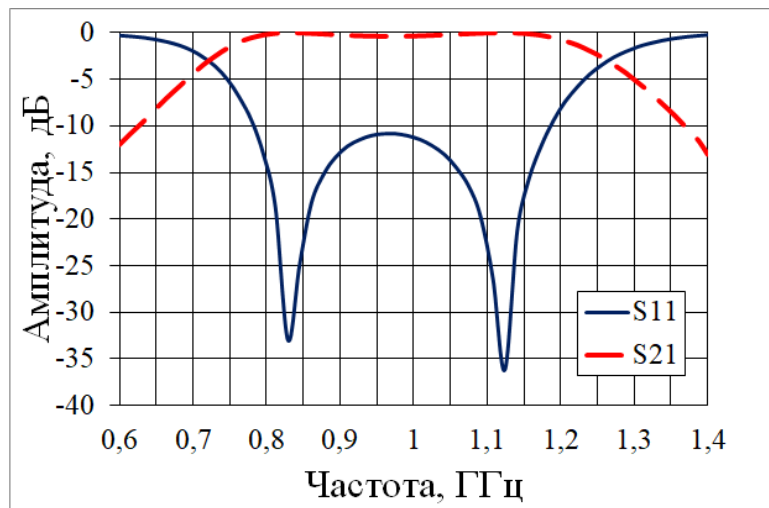


Рис. 10. Зависимости коэффициентов отражения и передачи в диапазоне частот, полученные при матричном моделировании СШП ППФ.

### 2.3. Численное моделирование СШП ППФ в строгой постановке электродинамической задачи.

Для более подробного исследования свойств СШП ППФ проведено его численное моделирование в строгой постановке электродинамической задачи. При этом в качестве материала многослойной диэлектрической конструкции взят ARLON AD (толщина 1,5 мм,  $\epsilon_r = 3,5$ ). Центральная частота моделирования  $f = 1000$  МГц. В результате численного моделирования получены зависимости коэффициентов матрицы рассеяния в диапазоне частот (рис. 11, 12).

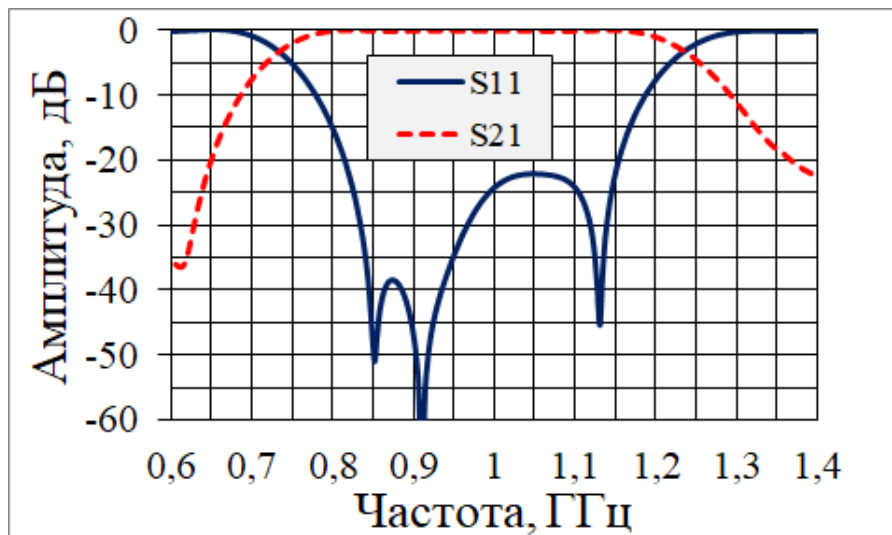


Рис. 11. Зависимости коэффициентов отражения и передачи в диапазоне частот, полученные при численном моделировании.

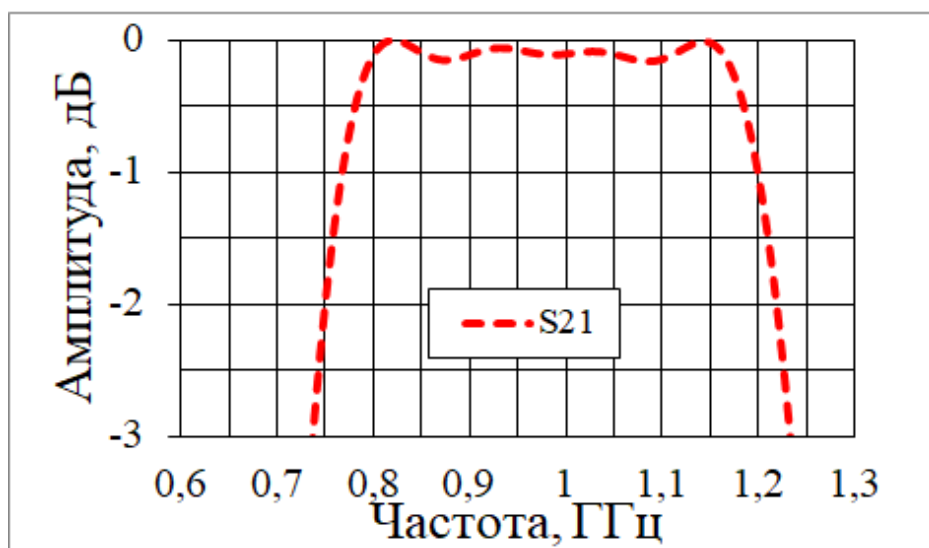


Рис. 12. Зависимость коэффициента передачи в диапазоне частот, полученная при численном моделировании.

Из результатов моделирования следует, что исследуемый СШП ППФ имеет относительную полосу пропускания по уровню -3 дБ коэффициента передачи равную 51% (от 730 МГц до 1230 МГц). Также на графике зависимости коэффициента отражения от частоты имеет место наличие трех резонансов, два из которых обусловлены полосковыми П-образными резонаторами, третий – П-образным щелевым резонатором. Исследование выполнено с использованием суперкомпьютерных ресурсов НИУ ЮУрГУ [14].

### 3. Экспериментальное исследование.

Для экспериментального исследования СШП ППФ были изготовлены четыре платы 1-4 размером 90 мм х 50 мм (рис. 13) и собран макет. Основные частотно-селективные элементы конструкции СШП ППФ реализованы на платах №2 и №3. При этом на плате №2 с лицевой стороны реализован П-образный щелевой резонатор, с обратной стороны – первая П-образная полосковая линия. На плате №3 реализована вторая П-образная полосковая линия. Платы №1, 4 выполняют роль экранов. Экспериментальные данные получены на макете СШП ППФ при использовании векторного анализатора цепей.



Рис. 13. Фото плат, изготовленных для макета.

В результате экспериментального исследования получены зависимости коэффициентов матрицы рассеяния в диапазоне частот (рис. 14, 15).

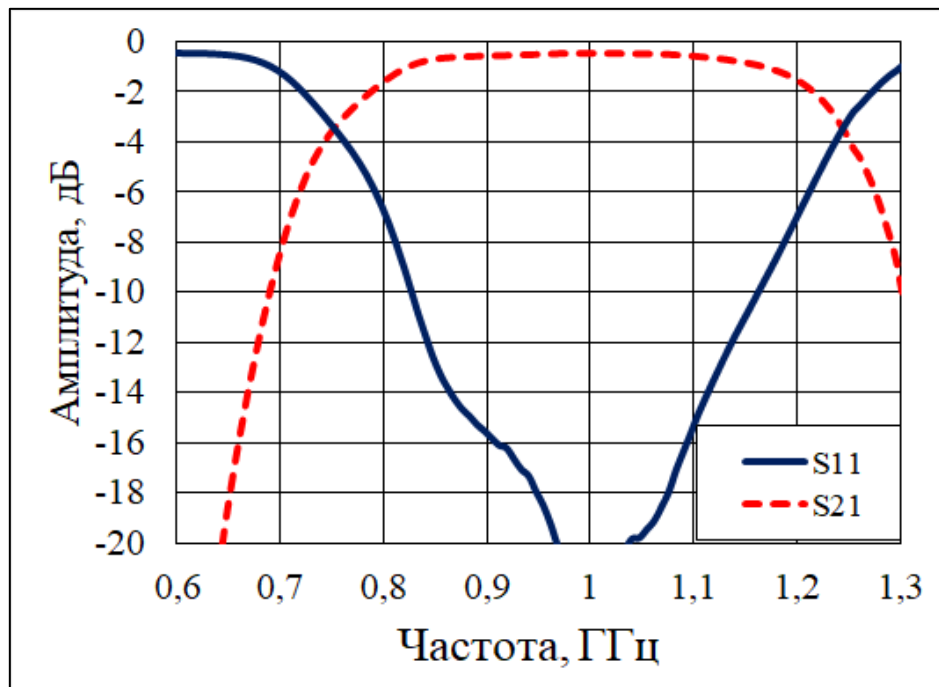


Рис. 14. Зависимости коэффициентов отражения и передачи в диапазоне частот, полученные при экспериментальном исследовании.

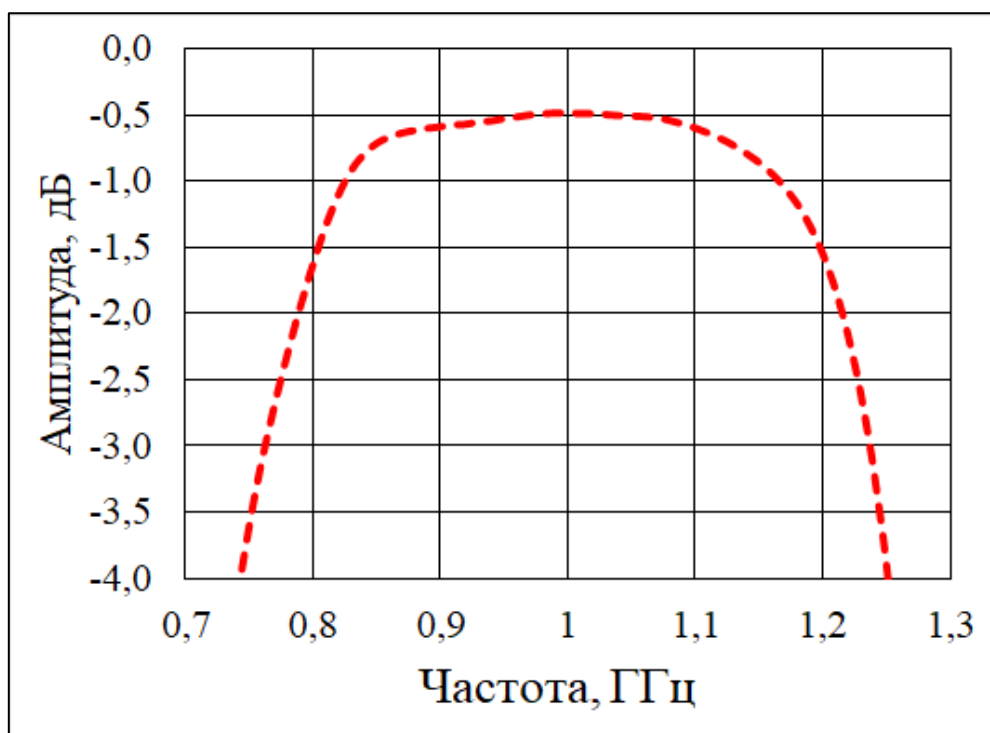


Рис. 15. Зависимость коэффициента передачи в диапазоне частот, полученная при экспериментальном исследовании.

Из полученных экспериментальных данных (рис. 14, 15) следует, что исследуемый СШП ППФ имеет относительную полосу пропускания по уровню -3 дБ коэффициента передачи равную 46% (от 768 МГц до 1238 МГц), при этом потери на центральной частоте составляют 0,49 дБ. Уменьшение экспериментально полученной относительной полосы пропускания на 4% связано с потерями на коаксиальных разъемах, а также с неоднородностями конструкции вследствие ее лабораторного изготовления. При расчете относительной полосы пропускания по уровню -3 дБ относительно максимума коэффициента передачи получаем 49,2% (от 750 МГц до 1240 МГц).

Сравнение результатов теоретических и экспериментальных исследований показало хорошее качественное и количественное согласование (рис. 16, Таблица 1). Таким образом, представленные в данной работе теоретические результаты СШП ППФ является экспериментально подтвержденными. Следует отметить, что результаты, полученные методом численного моделирования в строгой постановке электродинамической задачи, имеют большее приближение к экспериментально полученным данным. Метод матричного моделирования

может быть использован при отсутствии специализированного программного обеспечения.

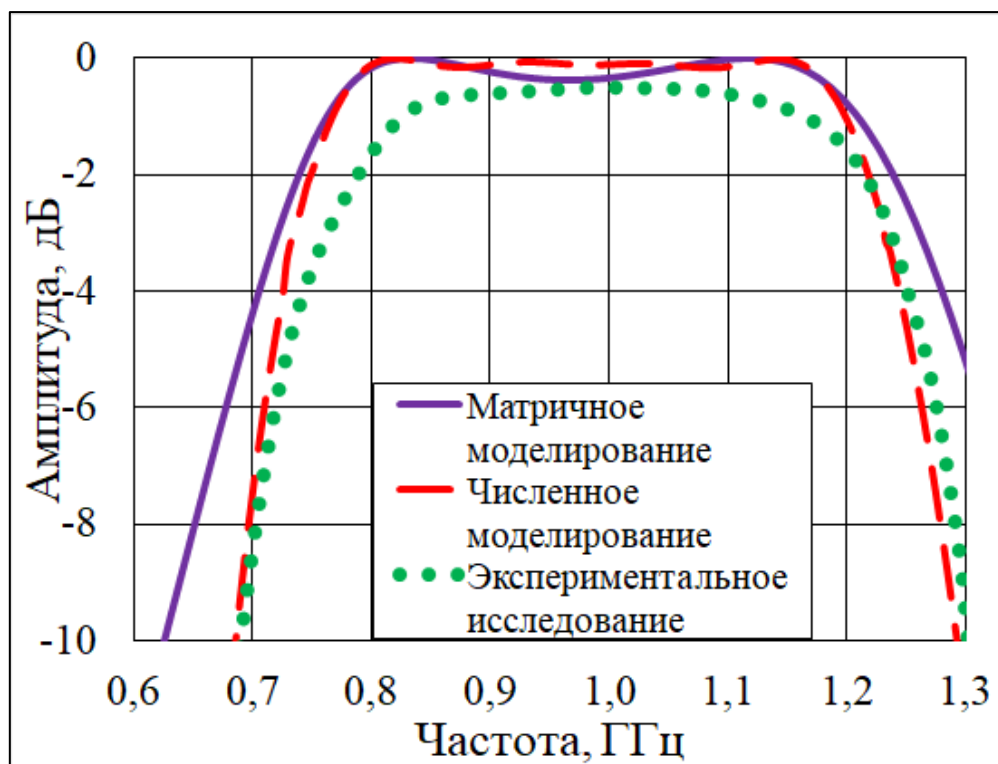


Рис. 16. Сопоставление результатов матричного, численного моделирования и экспериментально полученных данных.

Таблица 1. Сопоставление теоретических и экспериментальных данных.

Вид исследования	Нижняя граница полосы пропускания, МГц	Верхняя граница полосы пропускания, МГц	Центральная частота, МГц	Относительная полоса пропускания, %
Матричное моделирование	720	1260	990	54,5
Численное моделирование	730	1230	980	51
Экспериментальное исследование	750	1240	995	49,2

## Заключение.

В работе представлены результаты теоретического и экспериментального исследований СШП ППФ на основе МПЩ перехода. Они доказывают возможность применения рассмотренной в работе конструкции МЩП перехода



в качестве СШП ППФ с относительной шириной полосы пропускания, близкой к 50%. Теоретическое исследование S-параметров выполнено путем матричного моделирования эквивалентной схемы, а также методом численного моделирования в строгой постановке электродинамической задачи. Экспериментальные данные получены на макете СШП ППФ при использовании векторного анализатора цепей. Результаты теоретического и экспериментального исследований имеют хорошее качественное и количественное согласование. Наибольшую сходимость с экспериментальными данными имеет теоретическая модель, полученная методом численного моделирования. Теоретическая модель на основе эквивалентной схемы СШП ППФ также имеет хорошее согласование с экспериментальными данными и может быть использована при отсутствии специализированного программного обеспечения. Разработанный СШП ППФ может быть использован в составе помехоустойчивых инфокоммуникационных систем различного назначения.

### 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. Gezici S., Poor H.V. Position Estimation via Ultra-Wide-Band Signals. *Proceedings of the IEEE*. 2009. V.97. P.386-403. <https://doi.org/10.1109/JPROC.2008.2008840>
3. Wang L.T., Yang X., Ming H. Review on UWB Bandpass Filters. In book: *UWB Technology - Circuits and Systems*. London, IntechOpen. 2019. <http://doi.org/10.5772/intechopen.87204>
4. Hsu C-L, Hsu F-C, Kuo J.K. Microstrip Bandpass Filters for Ultra-Wideband (UWB) Wireless Communications. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 2005. P.679-682. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2005.1516698>

5. Xu L., Zhu T. Design of Ultra-Wideband (UWB) Filter based on Defected Ground Structure. *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*. 2015. P.1-3. <https://doi.org/10.1109/APMC.2015.7413142>
6. Han L., Wu K., Zhang X. Development of Packaged Ultra-wideband Bandpass Filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2010. V.58. P.220-228. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2009.2036399>
7. Gao X., Feng W., Che W. Compact Ultra-Wideband Bandpass Filter With Improved Upper Stopband Using Open/Shorted Stubs. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2017. V.27. P.123-125. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2016.2647385>
8. Zhu H., Chu Q-X. Compact Ultra-wideband (UWB) Bandpass Filter Using Dual-Stub-Loaded Resonator (DSLRL). *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2013. V.23. P.527-529. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2013.2278278>
9. Chu Q-X., Tian X-K. Design of UWB Bandpass Filter Using Stepped-Impedance Stub-Loaded Resonator. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2010. V.20. P.501-503. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2010.2053024>
10. Shome P.P., Khan T. A Compact Design of Circular Ring-Shaped MMR Based Bandpass Filter for UWB Applications. *2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*. 2019. P.962-964. <https://doi.org/10.1109/APMC46564.2019.9038392>
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. V.1679. P.1-6. <http://doi.org/10.1088/1742-6596/1679/2/022032>
12. Pozar D.M. *Microwave Engineering, 4th ed.* Hoboken, Wiley. 2011. 732 p.
13. Гвоздев В.И., Нефедов Е.И. *Объемные интегральные схемы СВЧ*. Москва, Наука. 1985. 256 с.
14. Kostenetskiy P., Semenikhina P. SUSU Supercomputer Resources for Industry and fundamental Science. *2018 Global Smart Industry Conference (GloSIC)*. 2018. P.1-7. <https://doi.org/10.1109/GloSIC.2018.8570068>

**Для цитирования:**

Фомин Д.Г., Дударев Н.В., Даровских С.Н. Сверхширокополосный полосно-пропускающий фильтр на основе многослойного полосково-щелевого перехода. *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]*. 2021. №10. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.10.13>