



# СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ МИКРОПОЛОСКОВОГО ПЕРЕХОДА ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ВЫСОКОГО УРОВНЯ СКРЫТНОСТИ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

В работе представлен структурно-параметрический синтез сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра на основе микрополоскового перехода, предназначенного для использования в качестве частотно-селективного устройства на входе/выходе приемо-передающих модулей инфокоммуникационных систем, направленных на повышение скрытности приема-передачи информации. Результаты исследования  $S$ -параметров получены двумя способами: 1) методом моделирования эквивалентной схемы фильтра в программе MATLAB, а также 2) методом численного электродинамического моделирования в программе ANSYS HFSS. Они имеют хорошее качественное и количественное совпадение друг с другом. Так согласно результатам проведенного исследования сверхширокополосный полосно-пропускающий фильтр на основе микрополоскового перехода характеризуется следующими электрическими параметрами: 1) полоса пропускания по уровню коэффициента передачи  $-3$  дБ составляет 994 МГц (от 483 МГц до 1477 МГц), 2) коэффициент затухания на центральной частоте составляет 0,7 дБ, 3) коэффициент прямоугольности равен 1,26.

**Ключевые слова:** микрополосковый переход,  $S$ -параметры, сверхширокополосный полосно-пропускающий фильтр, скрытность.

# ULTRA-WIDEBAND BAND PASS FILTER BASED ON MICROSTRIP TRANSITION FOR PROVIDING A HIGH LEVEL OF SECURITY OF INFOCOMMUNICATION SYSTEMS

*The paper presents a structural-parametric synthesis of an ultra-wideband band-pass filter based on a microstrip transition. The presented filter intended for application as a frequency-selective device at the input/output of transceiver modules of infocommunication systems that aimed for increasing the secrecy of information transmission and reception. The results of the presented study obtained in two ways: 1) by the method of simulation the equivalent filter circuit in MATLAB software, and 2) by the method of numerical electrodynamics simulation in ANSYS HFSS software. The dependencies of the S-parameters in the frequency range obtained by the two presented methods have a good qualitative and quantitative agreement with each other. According to the results of the study the ultra-wideband band pass filter based on a microstrip transition is characterized by the following electrical parameters: 1) the passband at the level of the transmission coefficient of -3 dB is 994 MHz (from 483 MHz to 1477 MHz), 2) the insertion loss at the center frequency is 0,7 dB, 3) the squareness factor is 1,26.*

**Keywords:** microstrip transition, S-parameters, ultra-wideband band pass filter, secrecy.

**Введение.** Одной из основных характеристик специализированных инфокоммуникационных систем является скрытность, направленная на затруднение обнаружения передаваемых сигналов системами радиочастотной разведки. В настоящее время известно несколько технических решений, позволяющих обеспечить заданный уровень скрытности радиосигналов. Одним из таких способов является применение сигналов со сверхширокополосным спектром (с шириной спектра более 500 МГц или 50 % от значения центральной частоты [1]), амплитуда которых во всем диапазоне частот сопоставима с амплитудой радишумов. В результате радиоприемные устройства «обычных» узкополосных систем воспринимают СШП сигнал как случайные помехи и не детектируют его.

Одним из элементов «классического» построения приемно-передающих модулей

сверхширокополосных систем является полосно-пропускающий фильтр, основной функцией которого является подавление внеполосного и побочного спектра, а также пропускание спектра в заданной полосе частот без потерь мощности. В настоящее время известны методы реализации сверхширокополосных полосно-пропускающих фильтров на основе микрополосковых схем [2 — 6], основным недостатком которых являются значительные габаритные характеристики. Целью данной работы является структурно-параметрический синтез и обоснование нового подхода к реализации сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра, конструкция которого основана на применении микрополоскового перехода.

**1. Микрополосковый переход.** Конструкция микрополоскового перехода представляет собой две диэлектрические подлож-

ки 1, 2, разделенные металлическим экраном 3. На каждой из подложек расположена микрополосковая линия 4. В металлическом экране вырезан щелевой резонатор П-образной формы 5, электрическая длина которого на центральной частоте составляет половину длины волны. Применение П-образной формы щелевого резонатора обеспечивает уменьшение потерь вследствие излучения щелевого резонатора. Микрополосковые линии перекрещиваются с щелевым резонатором и заканчиваются обрывом на расстоянии четверти длины волны на центральной частоте от места перекрещивания. Участок микрополосковой линии от места перекрещивания с щелевым резонатором до обрыва будем называть микрополосковым резонатором 6 (Рис. 1.).

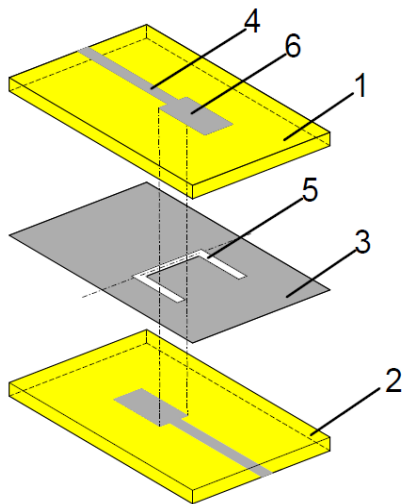


Рис. 1. Конструкция микрополоскового перехода

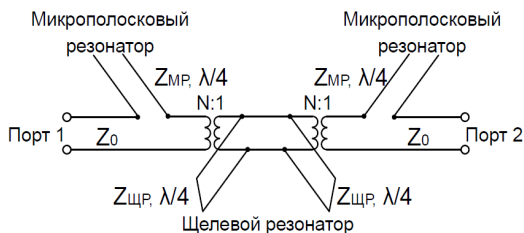


Рис. 2. Эквивалентная схема микрополоскового перехода

На представленной эквивалентной схеме введены следующие условные обозначения: 1) микрополосковые резонаторы представлены как отрезки линий передачи с обрывом на конце (волновое сопротивление  $Z_{MP}$ , электрическая длина  $\lambda/4$ ), 2) щелевой резонатор представлен как два параллельно включенных отрезка линии передачи с ко-

ротким замыканием на конце (волновое сопротивление  $Z_{щр}$ , электрическая длина  $\lambda/4$ ), 3) трансформатор  $N:1$  представляет собой связь микрополоскового и щелевого резонаторов за счет магнитного поля, при этом коэффициент трансформации определяет потери, 4)  $Z_0$  – волновое сопротивление 50 Ом. Проведем схемотехническое моделирование представленной эквивалентной схемы в программе MATLAB при этом зададимся следующими параметрами: 1) центральная частота  $f = 1000$  МГц, 2) волновое сопротивление микрополосковых линий 50 Ом, 3) волновое сопротивление микрополосковых резонаторов 50 Ом, 4) волновое сопротивление щелевого резонатора 50 Ом, 5) в качестве материала диэлектрических подложек взята Arlon AD1000 толщиной 1,5 мм и относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 10,2$ . В результате моделирования получили зависимости S-параметров микрополоскового перехода (Рис. 3) в диапазоне частот, а также зависимости реальной и мнимой части его входного сопротивления в диапазоне частот (Рис. 4).

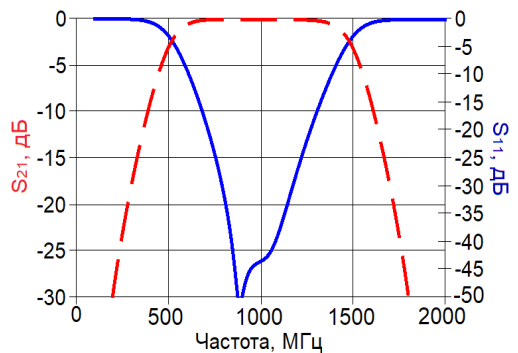


Рис. 3. Зависимости S-параметров микрополоскового перехода в диапазоне частот, полученные при схемотехническом моделировании

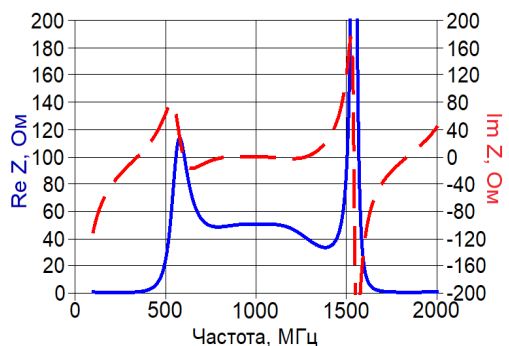


Рис. 4. Зависимости реальной и мнимой части входного сопротивления микрополоскового перехода в диапазоне частот, полученные при схемотехническом моделировании

Из полученных в результате схемотехнического моделирования зависимостей S-параметров следует, что полоса пропускания по уровню коэффициента передачи -3 дБ составляет 960 МГц (от 520 МГц до 1480 МГц). Коэффициент прямоугольности по уровню -20 дБ равен 1,5 ( $\Delta f_{-20}$  дБ от 280 МГц до 1720 МГц). Реальная часть входного сопротивления изменяется от 25 Ом до 116 Ом. Мнимая часть входного сопротивления изменяется от -18 Ом до 120 Ом. Таким образом, при расчете фильтра, состоящего из каскадного включения двух и более микрополосковых переходов необходимо выполнение дополнительных операций по согласованию.

Аналогичным образом проведем численное моделирование микрополоскового перехода в строгой формулировке электродинамической задачи. в программе ANSYS HFSS. Результаты моделирования представлены в виде зависимости коэффициента передачи ( $S_{21}$ ) в диапазоне частот (Рис. 5).

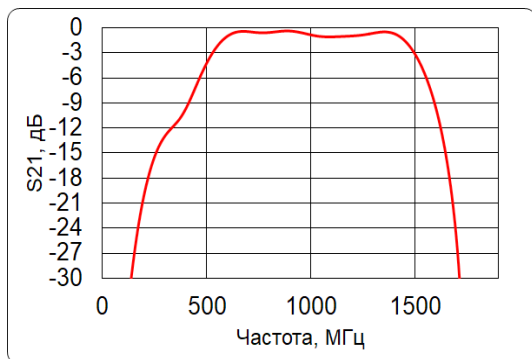


Рис. 5. Зависимость коэффициента передачи ( $S_{21}$ ) микрополоскового перехода в диапазоне частот, полученная при численном моделировании

Так согласно результатам численного электродинамического моделирования следует, что полоса пропускания микрополоскового перехода по уровню коэффициента передачи -3 дБ составляет 970 МГц (от 527 МГц до 1497 МГц). Коэффициент прямоугольности по уровню -20 дБ равен 1,52 ( $\Delta f_{-20}$  дБ от 200 МГц до 1675 МГц). Потери на центральной частоте составляют 0,9 дБ и обусловлены излучением концов микрополосковых резонаторов, а также излучением щелевого резонатора.

## 2. Сверхширокополосный полосно-пропускающий фильтр

При исследовании сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра будем отдельно рассматривать два варианта кон-

струкции, в каждом из которых используется по два микрополосковых перехода. Электрическая связь между микрополосковыми переходами (далее - звеньями) осуществляется: 1) микрополосковой линией, 2) полосковой линией.

**2.1. Микрополосковая связь.** Конструкция полосно-пропускающего фильтра, где электрическая связь между звеньями (микрополосковыми переходами) осуществляется за счет микрополосковой линии (Рис. 6) была рассчитана при использовании эквивалентной схемы в программе MATLAB (Рис. 7), а также путем численного электродинамического моделирования в программе ANSYS HFSS. В состав конструкции фильтра входят две диэлектрические подложки, разделенные металлическим основанием. При этом входная и выходная микрополосковые линии расположены на верхней диэлектрической подложке, связующая микрополосковая линия расположена на нижней диэлектрической подложке. В металлическом основании прорезаны два П-образных щелевых резонатора. Из результатов синтеза эквивалентной схемы следует, что для обеспечения согласования фильтра с волновым сопротивлением 50 Ом, расстояние между щелевыми резонаторами должно составлять  $0,22\lambda$  на центральной частоте, при этом волновое сопротивление микрополосковых резонаторов должно составлять 24 Ом. В связи с этим микрополосковые резонаторы имеют Т-образную форму, причем параллельно включенные отрезки с холостым ходом на конце имеют волновое сопротивление 48 Ом.

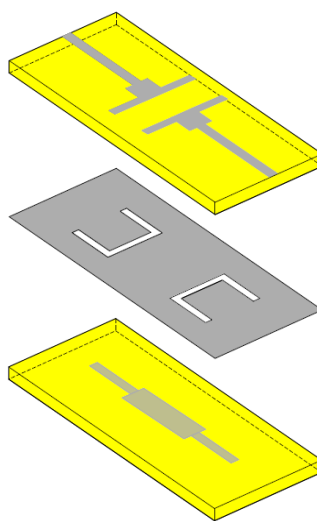


Рис. 6. Конструкция полосно-пропускающего фильтра со связью между звеньями за счет микрополосковой линии

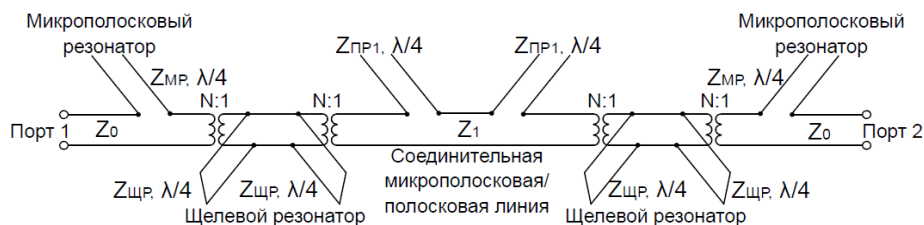


Рис. 7. Эквивалентная схема полосно-пропускающего фильтра со связью между звеньями за счет микрополосковой/полосковой линии передачи

Результаты численного электродинамического моделирования представленной конструкции полосно-пропускающего фильтра, полученные в программе ANSYS HFSS (Рис. 6), а также результаты схмотехнического моделирования его эквивалентной схемы, полученные в программе MATLAB (Рис. 7) представлены в виде зависимостей  $S$ -параметров в диапазоне частот (Рис. 8, 9).

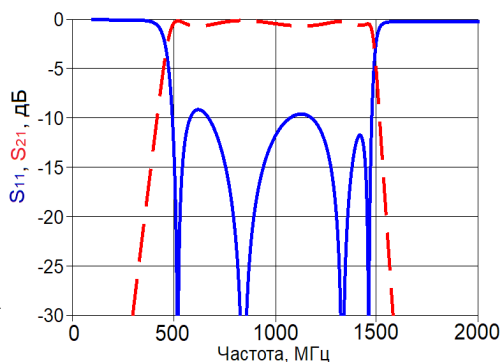


Рис. 8. Зависимости  $S$ -параметров сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра со связью между звеньями за счет микрополосковой линии в диапазоне частот, полученные при схмотехническом моделировании

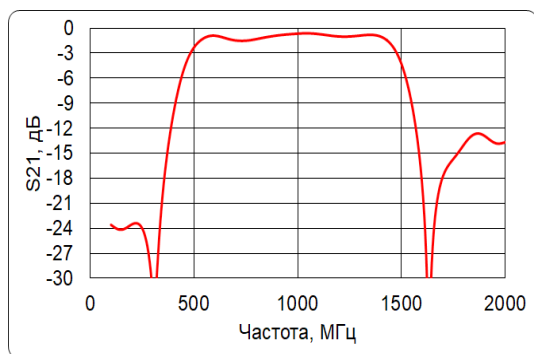


Рис. 9. Зависимость коэффициента передачи сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра со связью между звеньями за счет микрополосковой линии в диапазоне частот, полученная при численном моделировании

Из представленных зависимостей (Рис. 8, 9) следует, что результаты схмотехнического моделирования эквивалентной схемы фильтра имеют хорошее качественное и количественное совпадение с результатами, полученными при численном моделировании. Так согласно результатам численного моделирования следует, что полоса пропускания по уровню коэффициента передачи  $-3$  дБ составляет 994 МГц (от 483 МГц до 1477 МГц). Коэффициент прямоугольности по уровню  $-20$  дБ равен 1,26 ( $\Delta f_{-20}$  дБ от 350 МГц до 1602 МГц). Потери на центральной частоте составляют 0,7 дБ и обусловлены излучением концов микрополосковых резонаторов, а также излучением щелевого резонатора. Также из результатов моделирования эквивалентной схемы фильтра следует, что коэффициент отражения в рабочем диапазоне частот не превышает  $-9,4$  дБ.

**2.2. Полосковая связь.** Конструкция полосно-пропускающего фильтра, где электрическая связь между звеньями осуществляется за счет полосковой линии передачи, была рассчитана при использовании эквивалентной схемы в программе MATLAB, а также путем численного электродинамического моделирования в программе ANSYS HFSS. Основное преимущество данной конструкции заключается в возможности ее вертикального построения. При этом с увеличением числа звеньев фильтра возрастает сложность его сверхширокополосного согласования. В состав конструкции фильтра (Рис. 10) входят четыре диэлектрические подложки, разделенные двумя металлическими основаниями. Входная микрополосковая линия расположена на верхней диэлектрической подложке, выходная микрополосковая линия расположена на нижней диэлектрической подложке. Связующая полосковая линия расположена между второй и третьей диэлектрическими подложками. В металлических основаниях

прорезаны П-образные щелевые резонаторы. Волновое сопротивление микрополосковых резонаторов составляет 23 Ом.

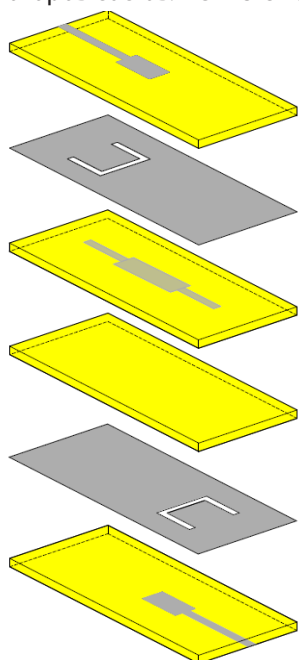


Рис. 10. Конструкция полосно-пропускающего фильтра со связью между звеньями за счет полосковой линии

Эквивалентная схема полосно-пропускающего фильтра со связью между звеньями за счет полосковой линии аналогична ранее представленной (Рис. 7).

Из представленной зависимости (Рис. 11) следует, что полоса пропускания по уровню коэффициента передачи  $-3$  дБ составляет 864 МГц (от 574 МГц до 1438 МГц). Коэффициент

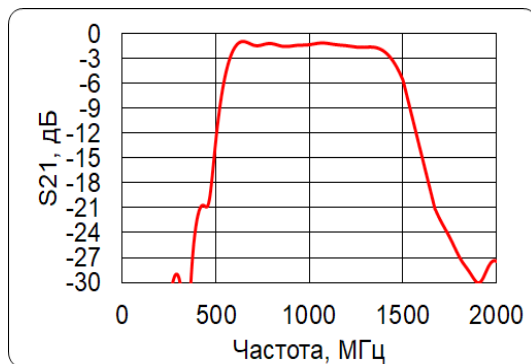


Рис. 11. Зависимость коэффициента передачи сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра со связью между звеньями за счет полосковой линии, полученная при численном моделировании

прямоугольности по уровню  $-20$  дБ равен 1,38 ( $\Delta f_{-20}$  дБ от 466 МГц до 1659 МГц). Потери на центральной частоте составляют 1,3 дБ.

**3. Обсуждение результатов.** Полученные в результате исследования S-параметры подтверждают возможность реализации сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра на основе микрополоскового перехода. Для наглядного сравнения полученных результатов объединим их в Таблице 1.

Из представленных (Таблица 1) результатов следует, что наилучшие параметры сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра наблюдаются при его исполнении с электрической связью между звеньями за счет микрополосковой линии. При этом наблюдается лучшие показатели по всем оцениваемым электрическим параметрам.

Таблица 1

### S-параметры представленных в работе конструкций фильтров

Конструкция	Наименование параметра		
	Полоса пропускания, МГц	Потери на центральной частоте, дБ	Коэффициент прямоугольности
Микрополосковый переход	970	0,9	1,52
Полосно-пропускающий фильтр со связью между звеньями за счет микрополосковой линии	994	0,7	1,26
Полосно-пропускающий фильтр со связью между звеньями за счет полосковой линии	864	1,3	1,38

трам: коэффициент прямоугольности, полоса пропускания, затухание на центральной частоте. Ухудшенные характеристики фильтра с электрической связью между звеньями

за счет полосковой линии обусловлены увеличением диэлектрических потерь по причине возросшего количества диэлектрических подложек.

**Заключение.** В работе представлены результаты структурно-параметрического синтеза сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра на основе микрополоскового перехода. Результаты исследования S-параметров получены двумя способами: 1) методом моделирования эквивалентной схемы фильтра в программе MATLAB, а также 2) методом численного электродинамического моделирования в программе ANSYS HFSS. Рассчитаны S-параметры и входное сопротивление микрополоскового перехода в диапазоне частот, по результатам которых следует, что при каскадном включении двух и более микрополосковых переходов требуется проведение дополнительных операций по их согласованию. Рассмотрены два варианта конструкции сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра в каждом из которых используется по два микрополосковых перехода. При этом электрическая связь

между микрополосковыми переходами осуществляется за счет: 1) микрополосковой линии, 2) полосковой линии. Так в результате исследования установлено, что предпочтительные электрические характеристики имеет фильтр со связью между звеньями за счет микрополосковой линии. При этом он характеризуется следующими электрическими параметрами: 1) полоса пропускания по уровню коэффициента передачи  $-3$  дБ составляет 994 МГц (от 483 МГц до 1477 МГц), 2) коэффициент затухания на центральной частоте составляет не более 0,7 дБ, 3) коэффициент прямоугольности равен 1,26. Представленный в работе полосно-пропускающий фильтр может быть использован в качестве частотно-селективного устройства на входе/выходе приемно-передающих модулей инфокоммуникационных систем, предназначенных для повышения скрытности приема-передачи информации.

---

## 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. 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, pp. 962 – 964.
3. S. Parvez, Md. Nurunnabi M. Quarter Wavelength Open Stub Band Pass Filter Based on Dumbbell Annular Ring Resonator For UWB Applications. 2017 IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC), 2017, pp. 827 – 830.
4. Sandip K., Ravi Dutt Gupta, Manoj Singh Parihar. Multiple Band Notched Filter Using C-Shaped and E-Shaped Resonator for UWB Applications. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 26, No. 5, May 2016, pp. 340 – 342.
5. Wang L. T., Yang X., Ming H. Review on UWB Bandpass Filters [online]. IntechOpen, 2019. URL: <https://www.intechopen.com/chapters/68017> (Дата обращения: 02.09.2021 г.)
6. 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, vol. 27, pp. 123 – 125.
7. 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), с. 277 – 292.
8. 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, Vol. 1679, No. 2, pp. 1 – 6.

## References

1. Razin'kov S.N. Osnovnyye napravleniya razvitiya i bazovyye tekhnologii sozdaniya sistem radiosvyazi so sverkhshirokopolosnyimi signalami. Vozdushno-kosmicheskiye sily. Teoriya i praktika, 2019, № 11, s. 38 – 44.
2. 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, pp. 962 – 964.
3. Shakhawat P., Md. Nurunnabi M. Quarter Wavelength Open Stub Band Pass Filter Based on Dumbbell Annular Ring Resonator For UWB Applications. 2017 IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC), 2017, pp. 827 – 830.
4. Sandip K., Ravi Dutt Gupta, Manoj Singh Parihar. Multiple Band Notched Filter Using C-Shaped and E-Shaped Resonator for UWB Applications. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 26, No. 5, May 2016, pp. 340 – 342.

5. Wang L. T., Yang X., Ming H. Review on UWB Bandpass Filters [online]. IntechOpen, 2019. Available at: <https://www.intechopen.com/chapters/68017> (accessed: 02.09.2021).

6. 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, Vol. 27, pp. 123 – 125.

7. Fomin D.G., Dudarev N.V., Darovskikh S.N., Baranov V.K. Issledovaniye ob'yemnogo poloskovo-shchelevogo perekhoda s P-obraznym shchelevym rezonatorom. Ural Radio Engineering Journal, 2020, 4(3), s. 277 – 292.

8. 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, Vol. 1679, No. 2, pp. 1 – 6.

---

**ФОМИН Дмитрий Геннадьевич**, аспирант кафедры «Инфокоммуникационные технологии», младший научный сотрудник, ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)». 454080, г. Челябинск, пр. им. В.И. Ленина, 76. E-mail: Fomin95@ya.ru

**ДУДАРЕВ Николай Валерьевич**, кандидат технических наук, старший научный сотрудник кафедры «Инфокоммуникационные технологии», ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)». 454080, г. Челябинск, пр. им. В.И. Ленина, 76. E-mail: dudarevvn@susu.ru

**ДАРОВСКИХ Станислав Никифорович**, доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой «Инфокоммуникационные технологии», ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)». 454080, г. Челябинск, пр. им. В.И. Ленина, 76. E-mail: darovskikhsn@susu.ru

**FOMIN Dmitry Gennadievich**, Post-graduate student of the Department «Infocommunication Technologies», Junior Researcher, South Ural State University (National Research University). 76, Lenin prospekt, Chelyabinsk, Russia, 454080. E-mail: Fomin95@ya.ru

**DUDAREV Nikolay Valerievich**, Candidate of Technical Sciences, Senior Researcher, Department «Infocommunication Technologies», South Ural State University (National Research University). 76, Lenin prospekt, Chelyabinsk, Russia, 454080. E-mail: dudarevvn@susu.ru

**DAROVSKIKH Stanislav Nikiforovich**. Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Head of the Department «Infocommunication Technologies», South Ural State University (National Research University). 76, Lenin prospekt, Chelyabinsk, Russia, 454080. E-mail: darovskikhsn@susu.ru