

Анализ влияния ступенчатых нерегулярностей внутреннего проводника на частотные характеристики кусочно-однородной брэгговской СВЧ структуры в коаксиальном волноводе

*В.А. Ефимов, М.Э. Вальяров, Р.Ф. Шакиров, А.Р. Насыбуллин,
Р.В. Фархутдинов, Т.М. Ишкаев*

*Казанский национальный исследовательский технический университет
им. А.Н. Туполева - КАИ, Казань*

Аннотация: Работа посвящена анализу частотных характеристик кусочно-однородной коаксиальной брэгговской СВЧ структуры с нерегулярностями в виде ступенчатого изменения радиуса внутреннего проводника. В статье рассматриваются результаты одноволнового и полноволнового моделирования периодических структур с целью анализа влияния параметров структуры на точность расчета. Показана необходимость применения эквивалентных схем нерегулярностей в виде сосредоточенных емкостей в одноволновой математической модели коаксиальной брэгговской СВЧ структуры. При приближении к условиям, благоприятным для распространения первой высшей моды, необходимо включать в расчет эффекты ее распространения.

Ключевые слова: брэгговская СВЧ структура, реактивность, диэлектрическая проницаемость, коаксиальный волновод

Брэгговские СВЧ структуры в коаксиальном волноводе (далее БСВЧСвКВ) представляют собой систему периодически повторяющихся каскадно-соединенных волноводных отрезков с различными волновыми сопротивлениями. Электрические размеры отрезков являются резонансными, то есть соизмеримыми с длиной волны возбуждающего электромагнитного колебания. Такая структура схожа по физическим принципам с брэгговскими зеркалами и фотонными кристаллами в оптическом диапазоне. Практическое применение брэгговских структур не ограничивается использованием в частотно-селективных схемах, антеннах и линиях задержки. В последнее время брэгговские СВЧ структуры активно внедряются в измерительные устройства в качестве их чувствительных элементов [1-3]. Одним из таких приложений служит измерение диэлектрических параметров материалов и веществ. БСВЧСвКВ нашли

применение для измерения диэлектрической проницаемости жидкостей и твердых веществ [4-6]. Сущность метода заключается во введении измеряемого образца во внутреннее пространство волновода, содержащего дополнительно диэлектрические слои с известными характеристиками. Для формирования брэгговского резонанса требуется значительная разница в диэлектрических свойствах сопрягаемых диэлектриков, поэтому в случае близости их диэлектрических проницаемостей необходимо вводить дополнительную нерегулярность в сечениях между диэлектриками. Эта задача может быть решена с помощью ступенчатого изменения внутреннего проводника коаксиального волновода.

Для математического описания частотных характеристик БСВЧСвКВ можно воспользоваться упрощенными методами, основанными на одноволновом приближении, либо полноволновыми методами, использующими численный аппарат решения уравнений электродинамики. Одноволновые методы просты с вычислительной точки зрения и удобны для анализа и синтеза устройств, особенно когда требуется произвести расчет большого количества вариантов. Полноволновые требуют больших вычислительных затрат, но обладают более высокой точностью расчета. В статье ставится задача сравнения двух подходов к решению задачи определения частотной характеристики коэффициента отражения БСВЧСвКВ со ступенчатыми нерегулярностями внутреннего проводника. В качестве одноволнового метода применяется метод трансформации импеданса, а многоволновый реализован в программе электромагнитной симуляции, использующей метод конечных разностей во временной области. В методе трансформации импеданса периодическая структура рассматривается как последовательное соединение отрезков однородных линий передачи (рис. 1), в которых распространяется ТЕМ-волна. Периодически повторяющаяся ячейка состоит из двух волноводных секций,

обладающих волновыми сопротивлениями Z_{01} и Z_{02} , геометрическими длинами L_1 и L_2 и комплексными коэффициентами распространения γ_1 и γ_2 .

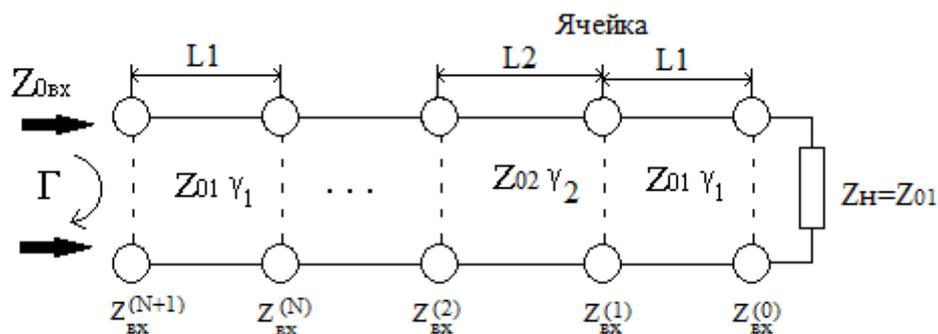


Рис. 1. – Периодическая структура в виде каскадного соединения кусочно-однородных отрезков

Коэффициент распространения линии с ТЕМ-волной зависит от диэлектрических параметров заполняющего линию материала и рассчитывается по формуле:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{2\pi f \sqrt{\varepsilon'} \sqrt{\frac{1}{2} \left[-1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}\right)^2} \right]}}{c} + j \frac{2\pi f \sqrt{\varepsilon'} \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}\right)^2} \right]}}{c}, \quad (1)$$

где f – частота, Гц, c – скорость света, м/с, ε' и ε'' – реальная и мнимая части относительной комплексной диэлектрической проницаемости диэлектрика, заполняющего внутреннее пространство линии.

Волновые сопротивления коаксиальных отрезков рассчитывались, как:

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\varepsilon' - j\varepsilon''}} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \ln \left(\frac{b}{a} \right), \quad (2)$$

где ε_0 – электрическая постоянная, μ_0 – магнитная постоянная, ε_0 – электрическая постоянная, b – радиус внешнего проводника, a – радиус внутреннего проводника.

Расчет производится рекуррентно, начиная с конца периодической структуры, то есть отрезка с волновым сопротивлением Z_{01} (рис. 1). Для

нечетного участка линии передачи (i – нечетное) входное сопротивление определяется по формуле:

$$Z_{\text{BX}}^{(i)} = Z_{01} \cdot \frac{Z_{\text{BX}}^{(i-1)} + Z_{01} \cdot \text{th}(\dot{\gamma}_1 \cdot L_1)}{Z_{01} + Z_{\text{BX}}^{(i-1)} \cdot \text{th}(\dot{\gamma}_1 \cdot L_1)}, \quad (3)$$

Для четного участка линии передачи (i – четное) входное сопротивление определяется по формуле:

$$Z_{\text{BX}}^{(i+1)} = Z_{02} \frac{Z_{\text{BX}}^{(i)} + Z_{02} \cdot \text{th}(\dot{\gamma}_2 \cdot L_2)}{Z_{02} + Z_{\text{BX}}^{(i)} \cdot \text{th}(\dot{\gamma}_2 \cdot L_2)}, \quad (4)$$

где $i=1,2,\dots,N$; N – количество секций; $Z_{\text{H}} = Z_{\text{BX}}^{(0)} = Z_{01}$ – сопротивление нагрузки линии.

Последний отрезок линии передачи с номером $N+1$ имеет длину L_1 , волновое сопротивление Z_{01} и коэффициент распространения $\dot{\gamma}_1$. После вычисления входного сопротивления последнего отрезка $Z_{\text{BX}}^{(N+1)}$, можно найти коэффициент отражения Γ кусочно-однородной линии передачи по формуле

$$\Gamma = \frac{Z_{\text{BX}}^{(N+1)} - Z_{01}}{Z_{\text{BX}}^{(N+1)} + Z_{01}}. \quad (5)$$

Модель исследуемой линии передачи в программе электромагнитного моделирования представлена на рис. 2. Радиус внешнего проводника b составляет 5 мм. В качестве проводника выбран материал в виде идеального проводника. Длины секций составляли $L_1=L_2=12$ мм с одинаковым материалом проводника, но разным диэлектриком и разными диаметрами внутреннего проводника, разница между диэлектриками составляла 0.25, 0.5 и 1 мм. В нечетных секциях радиус внутреннего проводника выбирался из ряда 0,75, 1 и 1,5 мм и в качестве материала заполнения выступал фторопласт ($\varepsilon'=2,1$, $\varepsilon''=0.00042$), а в секциях с четным номером радиус внутреннего проводника составлял 0,5 мм, а диэлектрическая проницаемость выбиралась из ряда $\varepsilon'=5, 10, 15$. Для каждого варианта получена частотная характеристика коэффициента отражения S_{11} в диапазоне частот от 0 до 10

ГГц в программе электромагнитного моделирования и методом трансформации импеданса.

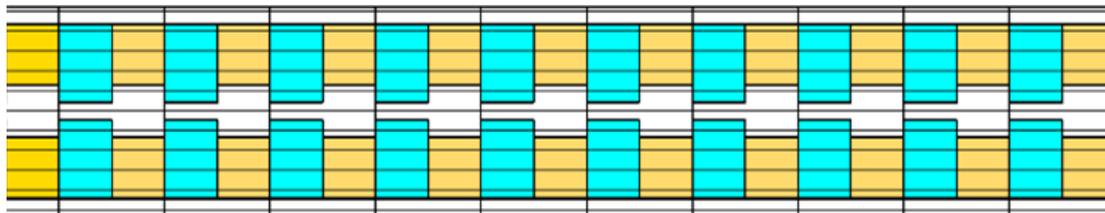


Рис. 2. – Модель коаксиальной БСВЧСвКВ с неоднородным диэлектрическим заполнением и ступенчатыми нерегулярностями

На рис. 3-5 изображены результаты сравнения частотных характеристик БСВЧСвКВ, полученных методом трансформации импеданса и рассчитанных в программе электромагнитного моделирования.

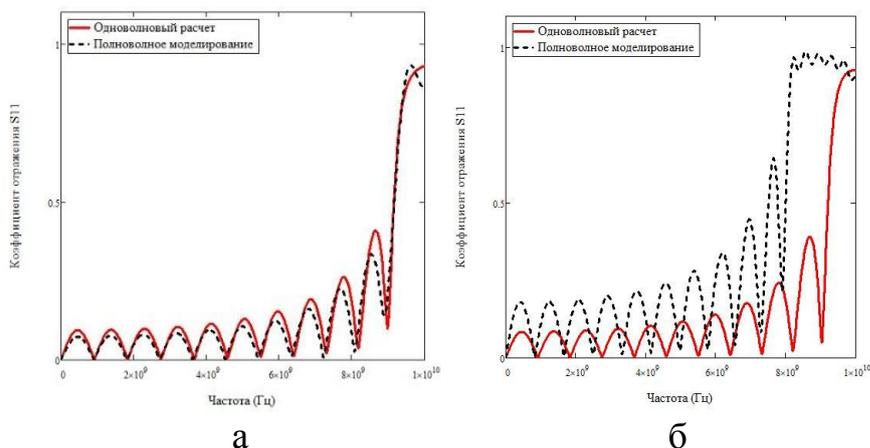
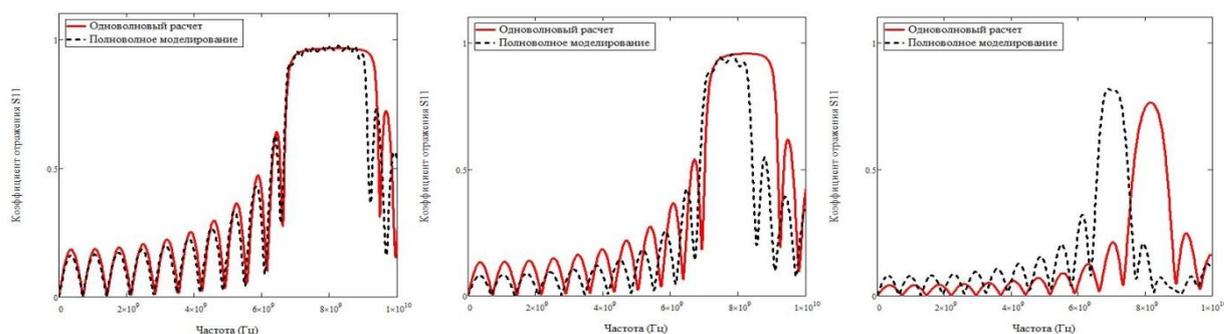
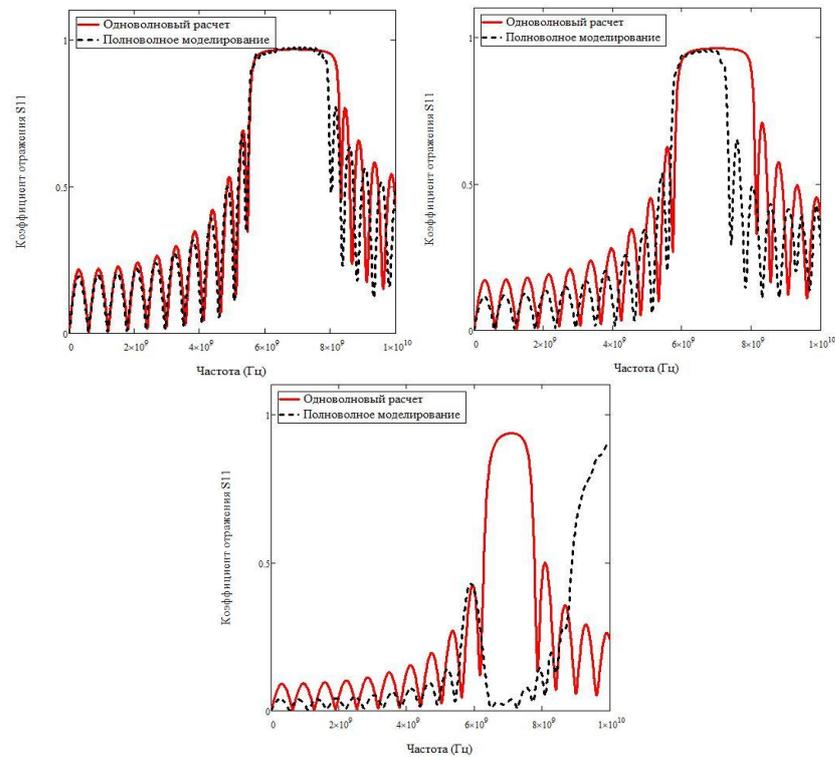


Рис. 3. – Коэффициент отражения при $\epsilon' = 5$ и разницей между радиусами внутреннего проводника: а) 0,25 мм; б) 1 мм



а б в
Рис. 4. – Коэффициент отражения при $\epsilon' = 10$ и разницей между радиусами внутреннего проводника: а) 0,25 мм; б) 0,5 мм; в) 1 мм



а б в
Рис. 5. – Коэффициент отражения при $\epsilon' = 15$ и разницей между радиусами внутреннего проводника: а) 0,25 мм; б) 0,5 мм; в) 1 мм

Как можно заметить из рис.3-5, нерегулярность внутреннего проводника значительно влияет на коэффициент отражения. При увеличении диэлектрической проницаемости и разнице между радиусами внутреннего проводника наблюдается частотный сдвиг полосы заграждения и изменение ее ширины при сравнении одноволнового и полноволнового методов. Это говорит о том, что при одноволновом приближении необходимо учитывать реактивности, возникающие в местах изменения внутреннего проводника волновода.

В связи с этим было принято решение использовать математическую модель с учетом влияния реактивностей посредством введения в одноволновую модель эквивалентной схемы неоднородности в виде сосредоточенной емкости [7,8].

Эквивалентная емкость может быть описана [9] эмпирическим выражением:

$$C_d = 2\pi b \varepsilon \left[\frac{\varepsilon_0}{100\pi} \left(\frac{a^2+1}{\alpha} \ln \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right) - 2 * \ln \left(\frac{4*\alpha}{1-\alpha^2} \right) \right) + 1.11 * 10^{-15} * (1 - \alpha) * (\tau - 1) \right] 10^2 \text{ Ф/м}, \quad (6)$$

где $\tau = \frac{b}{a_1}$ и $\alpha = \frac{b-a_2}{b-a_1}$, a_1 – меньший радиус внутреннего проводника, a_2 – больший радиус внутреннего проводника, ε – диэлектрическая проницаемость в отрезке волновода с меньшим радиусом.

Частотную зависимость емкости [10] можно учесть с помощью эффекта возникновения первой высшей моды ТМ в коаксиальном волноводе:

$$C(f) = \frac{C_d}{\sqrt{1 - \left(\frac{2a_2 f \sqrt{\varepsilon}}{c} \right)^2}}. \quad (7)$$

На рис. 6-8 отображается результат применения эквивалентной емкости в одноволновой модели БСВЧСвКВ. Как можно заметить включение сосредоточенных емкостей в эквивалентную схему значительно улучшает точность расчета характеристик при малых значениях разницы в радиусах ступенчатой нерегулярности.

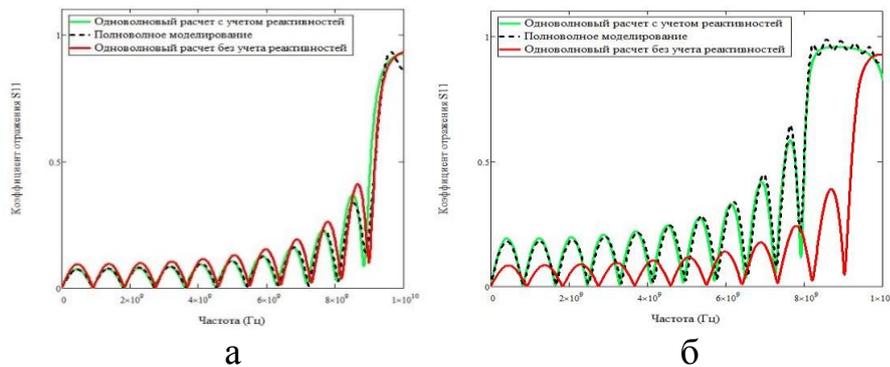


Рис. 6. – Коэффициент отражения при $\varepsilon'=5$ и разницей между радиусами внутреннего проводника: а) 0,25 мм; б) 1 мм

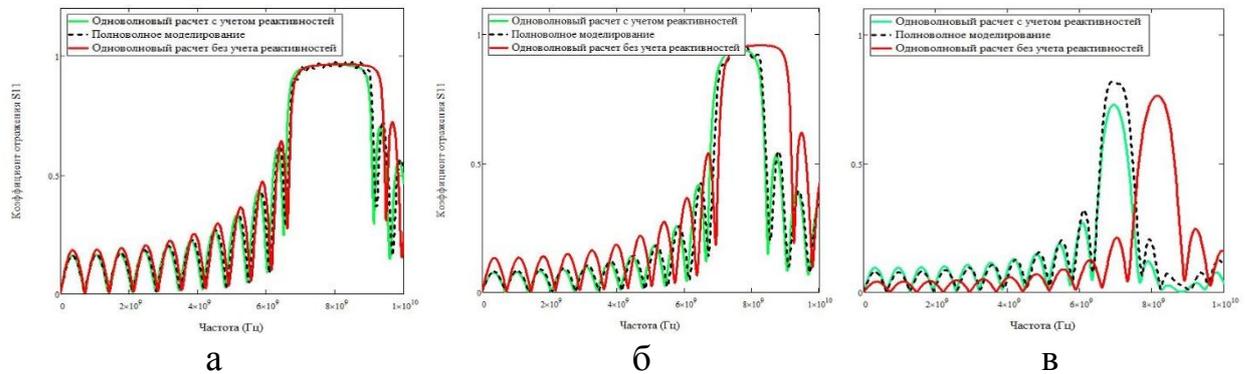


Рис. 7. – Коэффициент отражения при $\varepsilon'=10$ и разницей между радиусами внутреннего проводника: а) 0,25 мм; б) 0,5 мм; в) 1 мм

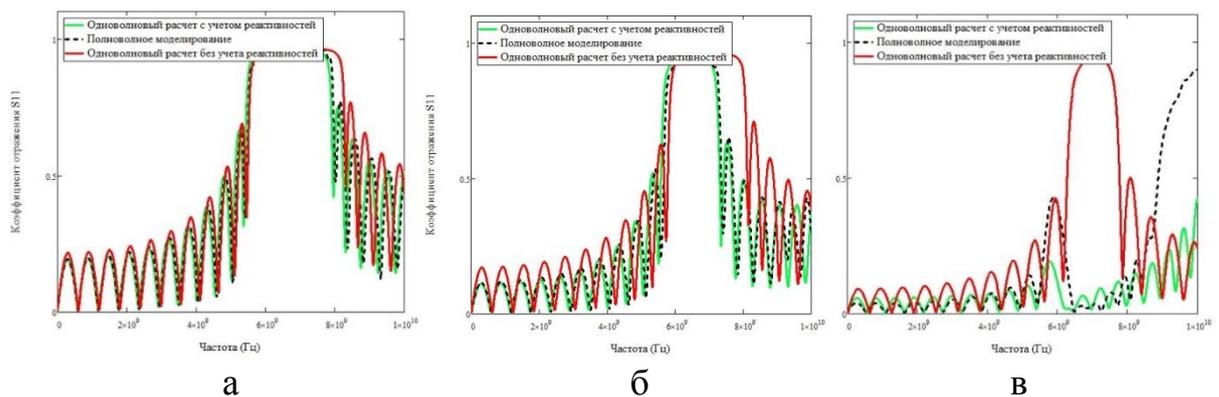


Рис. 8. – Коэффициент отражения при $\varepsilon'=15$ и разницей между радиусами внутреннего проводника: а) 0,25 мм; б) 0,5 мм; в) 1 мм

Влияние сосредоточенных емкостей, включенных в эквивалентную схему кусочно-однородной коаксиальной брегговской СВЧ структуры, значительно улучшает частотные характеристики одноволнового расчета, приближая их к результатам более точного полноволнового расчета. При большой разнице в радиусах ступенчатой нерегулярности центрального проводника сказывается близость к условиям распространения высшей ТМ моды. Следовательно, при приближении к условиям, благоприятным для

распространения первой высшей моды, необходимо включать в расчет эффекты ее распространения.

Литература

1. Насыбуллин А.Р., Ишкаев Т.М. СВЧ диэлектрический волновод круглого сечения с брэгговскими периодическими неоднородностями // Инженерный вестник Дона, 2017, №2. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/N2y2017/4232.
2. Насыбуллин А.Р., Ишкаев Т.М., Шаронов Д.Е. Диэлектрических волновод с периодическими неоднородностями как способ измерения характеристик диэлектриков // Инженерный вестник Дона, 2018, №4. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n4y2018/5277.7.
3. Усанов Д.А. СВЧ коаксиальный фотонный кристалл с нарушением периодичности в виде диэлектрической структуры // Взаимодействие сверхвысокочастотного, терагерцового и оптического излучения с полупроводниковыми микро- и наноструктурами, метаматериалами и биообъектами. СНИГУ им. Н.Г. Чернышевского. С.: Издательство «Саратовский источник», 2019. С. 17-20.
4. Фархутдинов Р.В., Насыбуллин А.Р., Морозов О.Г., Вазиев Т.О., Ишкаев Т.М., Садчиков В.В. Брэгговская СВЧ-структура в коаксиальном волноводе как датчик контроля диэлектрических параметров жидких сред // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2019. – №22 (4-2). – С. 114-120.
5. Усанов Д.А., Никитов С.А., Скрипаль А.В., Пономарев Д.В., Рузанов О.М. и Тимофеев И.О. Использование сверхвысокочастотной коаксиальной брэгговской структуры для измерения параметров диэлектриков // Радиотехника и электроника. – 2020. – № 5 (65). – С. 495-503.
6. Севастьянов А.А. Брэгговские СВЧ-структуры в коаксиальном кабеле для систем контроля уровня жидких сред // КНИТУ-КАИ, 2015. 136 с.

7. Whinnery J.R., Jamieson H.W., Robbins T.E. Coaxial-Line Discontinuities. Proceedings of the I.R.E. 1944. P. 697-700.

8. Whinnery J.R., Jamieson H.W. Equivalent Circuits for Discontinuities in Transmission Lines. Proceedings of the I.R.E. 1944. P. 98-114.

9. Solmo P.I. The Computation of Coaxial Line Step Capacitances. Transactions on microwave theory and techniques. 1967. P. 48-53.

10. Brian C. Wadell. Transmission line design handbook / Brian C. Wadell. Artech House, Inc. 1991. P. 517.

References

1. Nasybullin A.R., Ishkaev T.M. Inzhenernyj vestnik Dona, 2017, №2 URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/N2y2017/4232.

2. Nasybullin A.R., Ishkaev T.M., Sharonov D.E. Inzhenernyj vestnik Dona, 2018, №4 URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n4y2018/5277.7.

3. Usanov D.A. Vzaimodejstvie sverhvysochastotnogo, teragercovogo i opticheskogo izlucheniya s poluprovodnikovymi mikro- i nanostrukturami, metamaterialami i bioob'ektami. SNIGU im. N.G. Chernyshevskogo. S.: Izdatel'stvo «Saratovskij istochnik», 2019. pp. 17-20.

4. Farhutdinov R.V., Nasybullin A.R., Morozov O.G., Vaziev T.O., Ishkaev T.M., Sadchikov V.V. Fizika volnovykh processov i radiotekhnicheskie sistemy. 2019. №22 (4-2). pp. 114-120.

5. Usanov D.A., Nikitov S.A., Skripal' A.V., Ponomarev D.V., Ruzanov O.M. i Timofeev I.O. 2020. № 5 (65). pp. 495-503.

6. Sevast'janov A.A. Brjegovskie SVCh-struktury v koaksial'nom kabele dlja sistem kontrolja urovnja zhidkih sred [Bragg microwave structures in a coaxial cable for liquid level control systems]. KNITU-KAI, 2015. 136 p.

7. Whinnery J.R., Jamieson H.W., Robbins T.E. Coaxial-Line Discontinuities. Proceedings of the I.R.E. 1944. pp. 697-700.



8. Whinnery J.R., Jamieson H.W. Equivalent Circuits for Discontinuities in Transmission Lines. Proceedings of the I.R.E. 1944. pp. 98-114.
9. Solmo P.I. The Computation of Coaxial Line Step Capacitances. Transactions on microwave theory and techniques. 1967. Pp. 48-53.
10. Brian C. Wadell. Transmission line design handbook. Brian C. Wadell. Artech House, Inc. 1991. pp. 517.