

DOI <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.7.11>
УДК 621.372.414

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБЪЁМНОГО ПОЛОСКОВО-ЩЕЛЕВОГО ПЕРЕХОДА

Д. С. Клыгач, М. Г. Вахитов, Н. В. Дударев, С. Н. Даровских, С. В. Дударев

Южно-Уральский государственный университет
(национальный исследовательский университет),
454080, Челябинск, просп. им. В.И. Ленина, 76

Статья поступила в редакцию 15 июля 2020 г., после доработки – 22 июля 2020 г.

Аннотация. В статье исследуется возможность моделирования бесконтактной передачи мощности сигнала в объемно-модульной диаграммо-образующей схеме СВЧ диапазона. На примере объёмного полосково-щелевого перехода (ОПЩ перехода) между частями объёмно-модульного диаграммо-образующего устройства рассчитаны элементы матрицы рассеивания с использованием электродинамической его модели. Для оценки точности предложенной модели проведён расчёт элементов матрицы рассеяния ОПЩ перехода в специализированной программе электромагнитного моделирования. Сравнительный анализ элементов матрицы рассеяния, рассчитанной при помощи электродинамической модели и с использованием специализированного программного продукта, продемонстрировал совпадение резонансной природы исследуемого устройства.

Ключевые слова: диаграммо-образующая схема, объёмный полосково-щелевой переход, матрица рассеивания, коэффициент отражения, коэффициент передачи.

Abstract. The possibility of modeling contactless transmission of signal power in a volume-modular diagram-generating scheme of the microwave range is researched. Based on the example of a volumetric strip-slot transition between parts of a volumetric modular diagram-forming device, elements of a scattering matrix are calculated using its electrodynamic model. In order to estimate the accuracy of the proposed model, elements of the ISF transition scattering matrix were calculated in a

specialized electromagnetic modeling program. Comparative analysis of elements of scattering matrix calculated using electrodynamic model and using specialized software product showed coincidence of resonance nature of analysed device.

Keywords: diagram forming circuit, volume strip-slot transition, scattering matrix, reflection coefficient, transmission coefficient.

Введение

Неотъемлемой частью любого радиоэлектронного комплекса, содержащего фазированную антенную решётку, является диаграммообразующая схема (ДОС). Основное её предназначение связано с обеспечением необходимого амплитудно-фазового распределения электромагнитного поля по сегментам антенной решетки для формирования требуемой диаграммы направленности.

Значительного продвижения на пути уменьшения массо-габаритных характеристик ДОС с одновременной реализацией возможности их многофункциональности по решаемым задачам можно достигнуть при использовании объёмно-модульной структуры их построения [1, 2].

Под объёмно-модульной структурой следует понимать многослойный (многоэтажный) модуль, каждый из этажей которого содержит дробную часть (декомпозицию) устройства в целом. Каждый из этажей является конструктивно независимой частью с унифицированными элементами крепления и передачи электромагнитной мощности. Электромагнитная связь осуществляется с помощью устройств контактной или бесконтактной передачи мощности [2, 3, 4].

Основной проблемой применения объёмно-модульной технологии построения диаграммо-образующих устройств является осуществление электромагнитной связи между элементами её конструкции. К настоящему времени наиболее распространена контактная связь между слоями ДОУ [6-8]. Несмотря на простоту указанной связи, она имеет электромагнитные и технологические ограничения. В частности, технологические ограничения

связаны с необходимостью обеспечения «жесткости» конструкции при реализации контактных способов передачи СВЧ сигнала, что противоречит основному принципу объёмно-модульной технологии [1, 2]. Таким образом, перспективным является бесконтактный способ электромагнитной связи между элементами ДОУ [9-12]. В основе оценки эффективности указанного способа лежит разработка моделей бесконтактной связи на основе полосково-щелевого перехода, которые позволят определить целесообразность его использования в объёмно-модульном диаграмма-образующем устройстве СВЧ диапазона.

В данной работе предложена математическая модель объёмного полосково-щелевого перехода, основанная на строгом решении задачи дифракции электромагнитной волны на щели.

1. Модель объёмного полосково-щелевого перехода

Объёмный полосково-щелевой переход (ОПЩ переход) – устройство, предназначенное для бесконтактной передачи СВЧ сигнала между частями объёмно-модульной ДОС. Конструктивно ОПЩ состоит (рис.1) из двух или более полосковых линий передачи 4,5, размещённые на разных сторонах 1, 2 многослойной диэлектрической конструкции, а также щелевого резонатора 6, вырезанного в металлической плоскости, расположенной между слоями с полосковыми линиями. Полосковые линии перекрещиваются с щелевой линией и заканчиваются обрывом на расстоянии четверти длины волны ($\lambda/4$) от места перекрещивания (Рис.1).

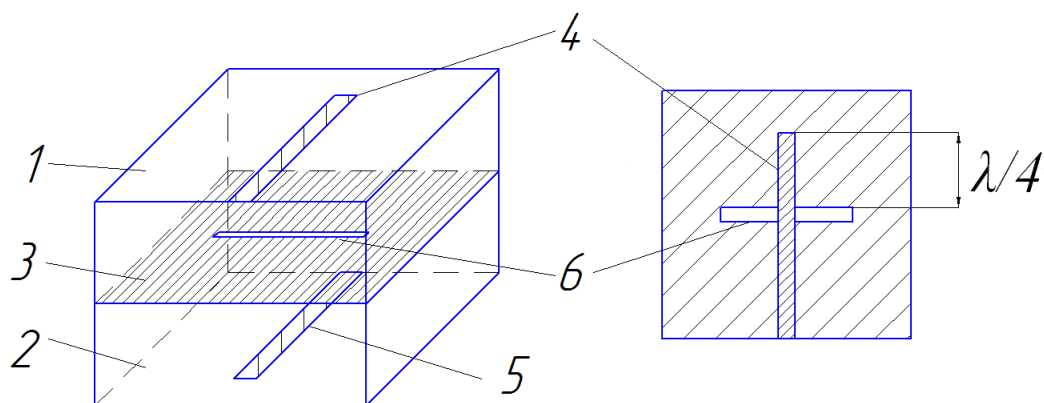


Рис. 1. Изометрия объёмного полосково-щелевого перехода.

Описанная выше конструкция позволяет осуществлять частотно-селективную передачу СВЧ сигнала с одной полосковой линии на другую посредством возбуждения щелевой линии.

Оценка эффективности указанной передачи СВЧ сигнала основана на использовании электродинамической модели ОПЩ перехода.

2. Электродинамическая модель ОПЩ перехода

Для моделирования объёмного полосково-щелевого перехода необходимо рассмотреть задачу излучения щели и дифракцию электромагнитного поля на металлической полосе.

Пусть задано распределение электрического поля в пространстве щели и вычислим электромагнитное поле, которое излучается щелью.

Предположим, что имеется плоская бесконечно тонкая идеально проводящая пластина, ограниченная некоторым контуром, в общем случае произвольной формы, в которой прорезана щель (рис.1) [13].

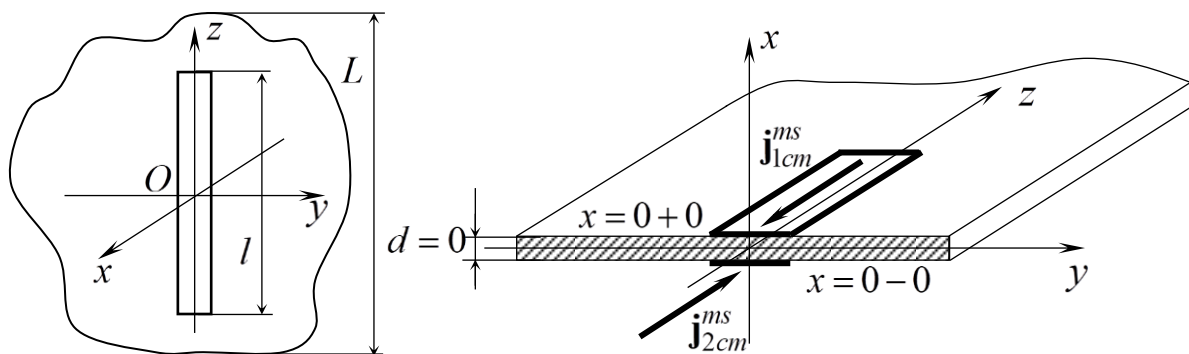


Рис. 2. Геометрия двусторонней щели.

Точку O в центре щели примем за начало сферической системы координат (r, θ, φ) с единичными ортами $(\mathbf{i}_r, \mathbf{i}_\theta, \mathbf{i}_\varphi)$ и декартовой системы координат (x, y, z) с единичными ортами $(\mathbf{i}_x, \mathbf{i}_y, \mathbf{i}_z)$. Ось z направим параллельно продольной кромке щели. На поверхности щели $S_{щ}$ будем различать верхнюю сторону $x=0+0$ и нижнюю сторону $x=0-0$. Будем полагать, что в щели известно распределение напряженности электрического поля $\mathbf{E}_0 = \mathbf{i}_y E_0$. При решении электродинамической задачи будем полагать, что

в щели заданное распределение напряжённости электрического поля может быть представлено сторонним магнитным источником \mathbf{j}_{cm}^m , который образован двумя поверхностными магнитными токами: магнитным током \mathbf{j}_1^{ms} , распределенным на верхней стороне $x=0+0$ и магнитным током \mathbf{j}_2^{ms} на нижней стороне пластины $x=0-0$. Электрическое поле и магнитные токи связаны граничными условиями:

$$\begin{aligned} \mathbf{j}_1^{ms} &= -\mathbf{i}_x \times \mathbf{E}_0 = -\mathbf{i}_z E_0 ; \\ \mathbf{j}_2^{ms} &= -(-\mathbf{i}_x \times \mathbf{E}_0) = \mathbf{i}_z E_0 . \end{aligned} \quad (1)$$

Таким образом, электрические поля на верхней и нижней сторонах пластины синфазны между собой, а соответствующие им поверхностные магнитные токи противофазны. В соответствии с граничными условиями тангенциальная составляющая напряжённости электрического поля на обеих сторонах поверхности пластины с заматаллизированной щелью равна нулю.

Поскольку известны значения электрического поля (1), то значения магнитного поля определим с помощью леммы Лоренца.

В соответствии с леммой Лоренца векторы $\mathbf{E}_1, \mathbf{H}_1$ и $\mathbf{E}_2, \mathbf{H}_2$ связаны между собой следующим интегральным соотношением:

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

где \mathbf{n} – единичный вектор внешней нормали к поверхности S .

Поля $\mathbf{E}_1, \mathbf{H}_1$ и $\mathbf{E}_2, \mathbf{H}_2$ в (1.3) удовлетворяют системе уравнений Максвелла и граничным условиям на поверхности S , однако, как следует из вывода леммы Лоренца, не обязательно должны удовлетворять условию излучения на бесконечности. Выражение (2) будет справедливым и в том случае, если каждое из решений – $\mathbf{E}_1, \mathbf{H}_1$ или $\mathbf{E}_2, \mathbf{H}_2$, содержит одну плоскую волну, или бесконечную совокупность плоских волн. Это замечание справедливо, потому что плоские волны, как известно, удовлетворяют системе

однородных уравнений Максвелла, но не удовлетворяют условию излучения на бесконечности.

Далее будем полагать, что $\mathbf{E}_1, \mathbf{H}_1$ является искомым полем, создаваемым рассматриваемой щелью с известным распределением магнитных токов \mathbf{j}_{1cm}^m . Индекс 1 у векторов искомого поля опустим. Это поле удовлетворяет граничным условиям на поверхности S_{nl} пластины и условию излучения на бесконечности. Будем считать, что поле $\mathbf{E}_2, \mathbf{H}_2$ создано элементарным магнитным диполем \mathbf{j}_{2cm}^m с единичным моментом, расположенным в точке \mathbf{r}_1 :

$$\mathbf{j}_{2cm}^m = \mathbf{a} \delta_3(\mathbf{r} - \mathbf{r}_1) \quad (3)$$

где \mathbf{a} – единичный вектор, задающий ориентацию вспомогательного источника; $\delta_3(\mathbf{r} - \mathbf{r}_1)$ – трехмерная δ -функция.

Вспомогательное поле, обусловленное действием магнитного диполя \mathbf{j}_{2cm}^m , обозначим векторами $\mathbf{E}^{(m)}, \mathbf{H}^{(m)}$. Подставляя (3) в (2), с учетом введенных обозначений получим:

$$\mathbf{a} \cdot \mathbf{H}(\mathbf{r}_1) = - \int_V \mathbf{j}_{cm}^m \cdot \mathbf{H}^{(m)} dv + \int_S \left[\left(\mathbf{E}^{(m)} \times \mathbf{H} \right) - \left(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^{(m)} \right) \right] \cdot \mathbf{n} ds \quad (4)$$

В формуле (4), поле \mathbf{H} – искомое поле, которое будет возбуждать ток на поверхности металлической полосы. Поскольку металлическую полосу можно рассматривать как полосковую линию передачи, то полученное поле должно удовлетворять волновому уравнению:

$$\Delta \mathbf{H} + k^2 \mathbf{H} = 0 \quad (5)$$

Для замкнутых металлических поверхностей широко используются ИУ II рода:

$$\mathbf{j}^s(p) = \frac{1}{2\pi} \mathbf{n} \times \int_S \mathbf{j}^s(q) \times \text{grad}_q \left[\frac{\exp(ikr_{pq})}{r_{pq}} \right] ds_q + 2\mathbf{n} \times \mathbf{H}^i(p), \quad (6)$$

где \mathbf{j}^s – распределение электрического поверхностного тока на пластине S ;
 $p, q \in S$ – координатные точки наблюдения и источника, соответственно;

$k = 2\pi/\lambda$ - волновое число;

\mathbf{n} – вектор единичной внешней нормали к S ;

\mathbf{H}^i – вектор напряженности возбуждающего магнитного поля.

Для решения трехмерных векторных электродинамических задач при выполнении соответствующих условий по поляризации поля излучения и размеров щелевых антенн возможен переход к значительно более простым двумерным скалярным задачам. Это означает, что вместо решения ИУ (6) возможен переход к его скалярному аналогу:

$$j^v(p) + \frac{ik}{2} \int_L j^v(q) H_1^{(2)}(kr_{pq}) \frac{\mathbf{n}_p \cdot \mathbf{r}_{pq}}{r_{pq}} dl_q = 2H^i(p), \quad (7)$$

где j^v – распределение электрического тока на контуре L , образованного сечением пластины S плоскостью $\varphi = 0$ (Рис. 2);

$H_1^{(2)}(kr_{pq})$ – функция Ганкеля первого порядка второго рода от соответствующего аргумента;

\mathbf{r}_{pq} – радиус-вектор, соединяющий точки наблюдения и источника.

Вычислив поверхностную плотность тока, можно определить ток в полосковой линии передачи по формуле:

$$I = \int_S j ds \quad (8)$$

где ds – площадь сечения полоска.

Напряжение определим по формуле:

$$U = IZ_B \quad (9)$$

где Z_B – волновое сопротивление полосковой линии передачи.

Определив волновое сопротивление, можно перейти к определению элементов матрицы рассеяния ОПЩ перехода. Для определения элементов матрицы рассеяния (коэффициента отражения и передачи) воспользуемся следующим допущением (Рис. 3).

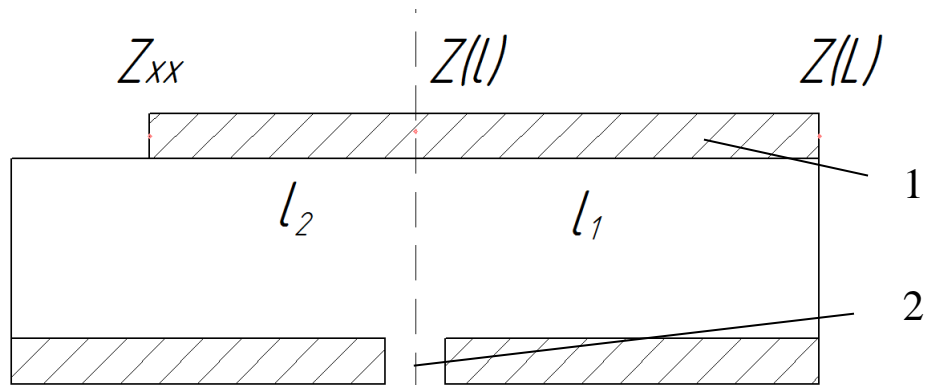


Рис. 3. Представление полосковой линии: 1- полосковая линия, 2- щель.

Рассмотрим полосковую линию как два отрезка длиной l_1 и l_2 (Рис. 3). Отрезок l_1 длина полосковой линии от её начала до места пересечения с щелевой линией, отрезок l_2 длина полосковой линии от места пересечения с щелевой линией до её конца, заканчивающегося холостым ходом.

Сопротивление отрезка заканчивающегося холостым ходом можно представить выражением:

$$Z_{xx} = iZ_B \operatorname{tg}(\beta l_2); \quad (10)$$

где $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$

Сопротивление отрезка от входа до пересечения с щелью можно представить выражением:

$$Z(l) = Z_B \frac{Z_H + iZ_B \operatorname{tg}(\beta l_1)}{Z_B + iZ_H \operatorname{tg}(\beta l_1)}; \quad (11)$$

Сопротивление на входе будет равно сумме сопротивлений Z_{xx} и $Z(l)$:

$$Z_L = Z_{xx} + Z(l); \quad (12)$$

Подставим формулы (10) и (11) в (12):

$$Z_L = iZ_B \operatorname{tg}(\beta l_2) + Z_B \frac{Z_H + iZ_B \operatorname{tg}(\beta l_1)}{Z_B + iZ_H \operatorname{tg}(\beta l_1)}; \quad (13)$$

Для расчёта коэффициента отражения воспользуемся формулой:

$$S_{11} = \frac{Z_L - Z_H}{Z_L + Z_H} \quad (14)$$

Подставим выражение (13) в (14), получим выражение для расчёта коэффициента отражения на входе полосковой линии:

$$S_{11} = \frac{iZ_B \operatorname{tg} \beta l_2 + Z_B \frac{Z_H + iZ_B \operatorname{tg} \beta l_1}{Z_B + iZ_H \operatorname{tg} \beta l_1} - Z_H}{iZ_B \operatorname{tg} \beta l_2 + Z_B \frac{Z_H + iZ_B \operatorname{tg} \beta l_1}{Z_B + iZ_H \operatorname{tg} \beta l_1} + Z_H}; \quad (15)$$

Для расчёта коэффициента передачи воспользуемся формулой:

$$S_{12} = e^{-i\theta_1} \sqrt{1 - S_{11}^2}; \quad (16)$$

Вышеописанная методика позволяет провести предварительную оценку согласованности полосковых и щелевой линий в ОПЩ переходе. Осуществим расчёт коэффициента отражения конкретного ОПЩ перехода в программе Matlab (Рис. 4). Для этого рассмотрим ОПЩ переход, имеющий следующие конструктивные особенности:

1. используемый диэлектрик Arlon AD450 (относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon=4,5$);
2. центральная расчётная частота 1430 МГц;
3. входное волновое сопротивление полосковой линии 50 Ом;
4. длина щелевого излучателя 24 мм;
5. ширина щелевого излучателя 1 мм.

Ниже данный вариант ОПЩ перехода будем называть исходным вариантом.

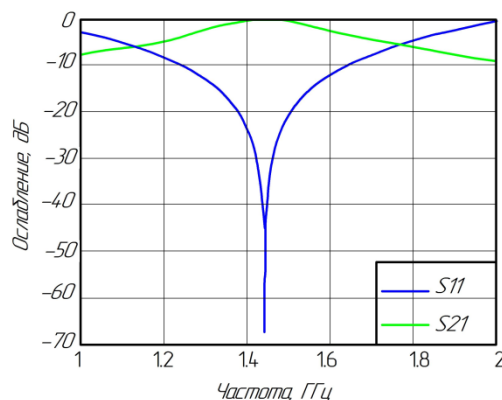


Рис. 4. Элементы матрицы рассеяния ОПЩ перехода, рассчитанные в Matlab.

Результаты моделирования исходного варианта, представленные в виде элементов матрицы рассеивания объёмного полосково-щелевого перехода (Рис. 4), указывают на наличие полосы его пропускания не более 20 МГц (по уровню отражённого сигнала не более минус 20 дБ) при коэффициенте отражения минус 0,1 дБ (Рис. 4).

Для проведения сравнительной оценки различных методов моделирования определим те же электродинамические характеристики исходного ОПЩ перехода с использованием специализированной программы электромагнитного моделирования (Рис. 5).

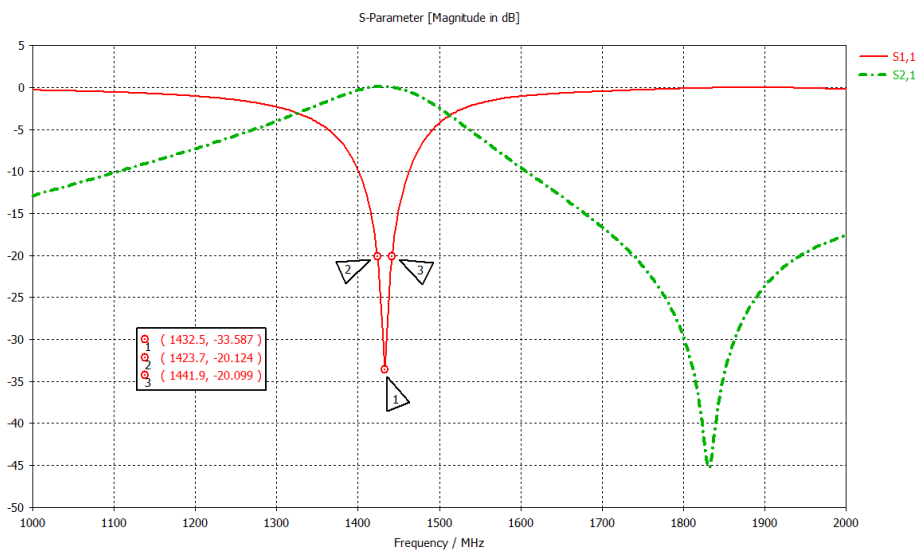


Рис. 5. Амплитудно-частотные характеристики ОПЩ перехода: S_{11} – коэффициент отражения, S_{21} – коэффициент передачи.

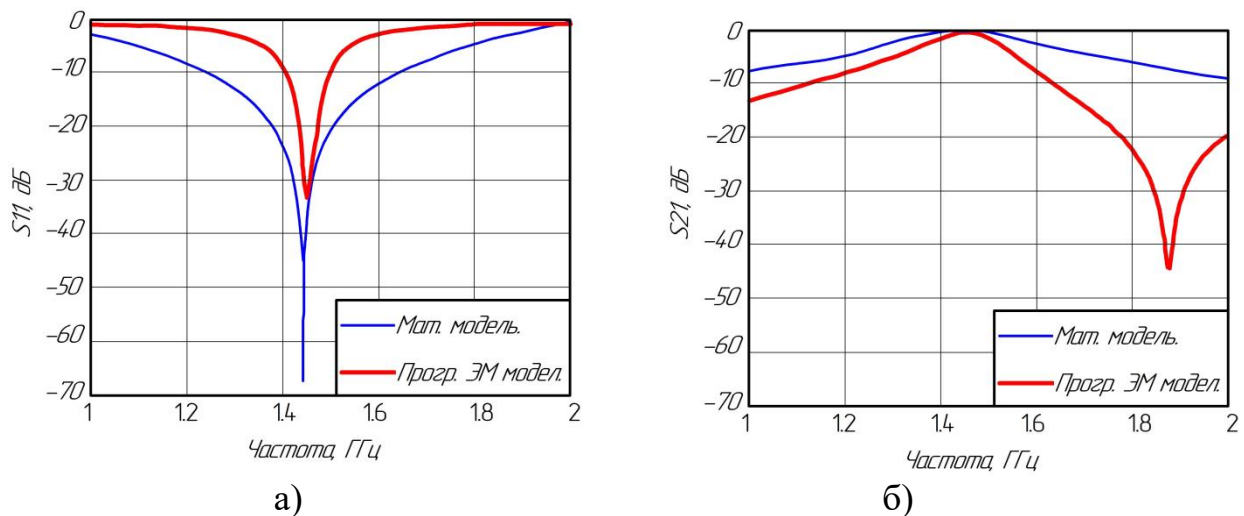


Рис. 6. Сравнение графиков коэффициента отражения а) и коэффициента передачи б) ОПЩ перехода.

Сравнительный анализ элементов матрицы рассеивания ОПЩ перехода, полученные при использовании электродинамической модели и при помощи специализированной программы электромагнитного моделирования, показал совпадение резонансных характеристик ОПЩ перехода (Рис. 6).

В тоже время, имеют место расхождения в оценке коэффициентов передачи и отражения (Рис. 6 и Табл. 1). Эти расхождения обусловлены допущениями, принятыми при построении дифракционной модели (бесконечно тонкий и протяженный металлический слой). Принятые в модели допущения обусловили идеализированное значение коэффициента отражения на центральной частоте (минус 67 дБ в электродинамической модели).

Таблица 1. Сравнение элементов матрицы рассеяния.

Метод расчёта	$F_{ц}$, МГц	Коэффициент передачи (на центральной частоте), дБ	Коэффициент отражения (на центральной частоте), дБ
Мат. Модель	1430	минус 0,1	67
МКИ	1432	минус 0,1	34

Таким образом, можно сделать вывод о справедливости предложенного метода оценки степени согласования полосковых и щелевых линий, входящих в состав ОПЩ перехода.

3. Выводы

Проведённые исследования продемонстрировали возможность применение электродинамической модели дифракции волн с использованием ИУ II рода для исследования распределения полей и токов в объёмном полосково-щелевом переходе, а также расчёта его элементов матрицы рассеяния. Сравнительный анализ элементов матрицы рассеяния рассчитанных с помощью данной модели и специализированной программы электродинамического моделирования продемонстрировал совпадение

местоположение резонансных характеристик объёмного полосково-щелевого перехода в частотном диапазоне.

Литература

1. Дударев Н.В. Принципы построения объёмно-модульных СВЧ устройств диаграммо-образующей схемы и проблемы их реализации / Н.В. Дударев, С.Н. Даровских // Антенны. – 2018. – №3 – С.48-58.
2. Дударев Н.В. Модели бесконтактной передачи мощности сигнала в объёмно-модульном диаграммо-образующем устройстве СВЧ-диапазона / Н.В. Дударев, С.Н. Даровских // Антенны. – 2018. – №9 – С. 54-59.
3. Lim T.B., Zhu L. A differential-mode wideband bandpass filter on microstrip line for UWB application. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2009. No.19(10), art.no.5232823. P.632-634.
<https://doi.org/10.1109/LMWC.2009.2029739>.
4. Wu C.-H., Wang C.-H., Chen C.H. Balanced coupled-resonator bandpass filters using multisection resonators for common-mode suppression and stopband extension. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2007. No.55 (8). P. 1756-1763. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2007.901609>.
5. Wu C.-H., Wang C.-H., Chen C.H. Stopband-extended balanced bandpass filter using coupled stepped-impedance resonators. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2007. No.17(7). art. no.4266853. P.507-509, <https://doi.org/10.1109/LMWC.2007.899311>.
6. Olvera-Cervantes J.-L., Corona-Chavez A. Microstrip balanced bandpass filter with compact size, extended-stopband and common-mode noise suppression. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2013. No.23(10). art. no.6589167. P. 530-532. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2013.2279096>.
7. Zhan Y., Chen J.-X., Qin W., Li J., Bao Z.-H. Spurious-Free Differential Bandpass Filter Using Hybrid Dielectric and Coaxial Resonators. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2016. No.26(8). art. no.7515215. P.574-576. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2016.2585541>.

8. Sans M., Selga J., Velez P., Bonache J., Rodriguez A., Boria, V.E., Martin F. Compact Wideband Balanced Bandpass Filters with Very Broad Common-Mode and Differential-Mode Stopbands. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2018. No.66(2). art. no.8253828. P.737-750. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2017.2785246>.
9. Dudarev N.V. The influence of Design Features on the Electrical Characteristics of the Microwave Volumetric Strip-Slot Line Transition / N.V. Dudarev, S.N. Darovskikh, N.V. Vdovina // Proceedings of the 2018 International Conference «Quality Management, Transport and Information Security, Information Technologies», IT and QM and IS 2018. 2018. P.428–431. <https://doi.org/10.1109/ITMQIS.2018.8525041>.
10. Dudarev N.V. Volumetric-modular technology for building high-frequency diagramming devices / N.V. Dudarev, S.N. Darovskikh // Proceedings of the Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT 2018. P.1–4. <https://doi.org/10.1109/MWENT.2018.8337281>.
11. Dudarev N.V. Design Fundamentals of a Three-Dimensional Modular Microwave Phase Converter / N.V. Dudarev, S.N. Darovskikh, N.V. Vdovina // Proceedings of the 12th International Scientific and Technical Conference "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines". 2019. <https://doi.org/10.1109/Dynamics.2018.8601476>.
12. Xiao J.-K., Su X.-B., Wang H.-X., Ma J.-G. Compact microstrip balanced bandpass filter with adjustable transmission zeros. Electronics Letters. 2019. Vol.55. No.4. P. 212-214. <https://doi.org/10.1049/el.2018.7689>.
13. Voytovich N.I., Klygach D.S., Khashimov A.B. Radiation field of a bilateral slot antenna. // Bulletin of the South Ural State University. Series: Computer Technologies, Management, Electronics. 2012. No. 35 (294). P.6-10.

Для цитирования:

Клыгач Д.С., Вахитов М.Г., Дударев Н.В., Даровских С.Н., Дударев С.В. Моделирование объёмного полосково-щелевого перехода. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №7. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.7.11>