

DOI 10.30898/1684-1719.2020.3.3

УДК 621.37

КВАЗИСТАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ МЕТОДОМ МАТРИЧНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ КРАЕВЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ В РЕЗОНАТОРАХ

Д. В. Денисенко, В. В. Радченко

АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга», 107078, Москва, ул. Новая Басманная, 20-9

Статья поступила в редакцию 29 февраля 2020 г.

Аннотация. Предложена квазистатическая модель микрополосковых фильтров с использованием волноводной модели планарного резонатора, в которой краевые эффекты и связь по электромагнитному полю смоделированы подключением индуктивностей и емкостей по краям резонатора. Значения емкостей и индуктивностей определяются из решения трехмерной электростатической задачи методом моментов. Такой подход позволяет гибко задавать топологию при квазистатическом моделировании, учитывая при этом взаимное влияние между отдельными резонаторами. Основные результаты работы докладывались на VII Микроволновой конференции XIII Всероссийской конференции.

Ключевые слова: планарные резонаторы, квазистатическое моделирование, метод сегментации, связанные линии, микрополосковый фильтр, метод моментов.

Abstract. This paper discusses quasi-static modeling of microstrip filters using waveguide planar resonator model. Coupling between resonators and edge fields are modeled by an equivalent LC-network. Values of inductances and capacitances are determined from the solving of three-dimensional electrostatic Laplace equation by the method of moments. This approach allows to modeling planar circuits more flexibly, taking into account coupling between microstrip resonators.

Key words: planar resonator, quasi-static modeling, segmentation method, coupled lines, microstrip filter, method of moments.

Введение

В процессе параметрической оптимизации планарных СВЧ устройств широко применяются методы квазистатического анализа благодаря их высокому быстродействию. В квазистатическом приближении предполагается, что в линиях передачи распространяются только ТЕМ-волны, а устройство представляется в виде соединений отдельных элементов топологии, которым ставятся в соответствие многополюсники, моделирующие характеристики передачи этих элементов. При этом электромагнитные связи между отдельными многополюсниками (элементами) не учитываются.

Для моделирования характеристик передачи различных топологических элементов используются методы электростатического анализа, приближенные асимптотические и эмпирические формулы, и различные упрощения физических моделей [1, 6]. Наиболее распространенными являются методы, в которых линии и неоднородности рассматриваются в 2D сечениях, а их характеристики передачи определяются по погонным параметрам с использованием телеграфных уравнений, что накладывает определенные ограничения на размеры элементов и сказывается на достоверности прогнозирования характеристик передачи схемы наряду с остальными упрощениями.

Квазистатическая модель планарного резонатора [1] позволяет гибко варьировать размеры элементов топологии, учитывать высшие типы волн внутри резонатора и распространение высших типов волн между соседними резонаторами путем увеличения количества выводов в местах соединений.

Модель планарного резонатора [1] основана на эквивалентном волноводе с магнитными стенками и требует определения эффективной диэлектрической проницаемости и эффективных размеров [2]. Использование эффективных параметров подразумевает собой замену исходной электромагнитной задачи на эквивалентное приближение, что возможно сделать с приемлемой для практики точностью только для частных случаев конфигураций. Так, близкорасположенные друг к другу резонаторы оказываются связаны между

собой по электромагнитному полю и определение эффективных размеров теряет смысл, поскольку они определяются для изолированных резонаторов из условия равенства волновых сопротивлений в сечении резонатора и соответствующей линии, либо из условия равенства полной емкости резонатора, рассчитанной подходящим методом, с емкостью идеальной модели плоского конденсатора, образованного магнитными стенками и планарным сегментом.

В данной работе предлагается подход, в котором матрица планарного резонатора определяется без использования эффективных параметров и позволяет определять электромагнитные связи между отдельными элементами. На примере расчета микрополосковых фильтров показано, что полный электростатический расчет топологии из сегментов в виде отдельных резонаторов позволяет по известным емкостям и индуктивностям восстановить краевые эффекты и связи между элементами топологии методами теории цепей путем добавления соответствующих емкостей и индуктивностей к матрицам резонаторов с выводами, расположенными по внешнему контуру.

Квазистатическое моделирование полосно-пропускающих микрополосковых фильтров различных конструкций выполнено в диапазоне частот 1-18 ГГц с использованием модели планарного резонатора в совокупности с трехмерным электростатическим расчетом методом моментов (MoM). В основе MoM используется трехмерное представление функции Грина уравнения Лапласа для микрополосковой структуры, что позволяет гибко задавать топологию планарной схемы без ее декомпозиции на отдельные элементы и при этом обладает достаточной точностью и скоростью расчета для эффективного применения в задачах параметрической оптимизации устройств.

1. Особенности реализации метода

Топологию устройства при моделировании разделим на прямоугольные секции. Каждая из секций представляет собой прямоугольный планарный резонатор, в идеальной модели которого полагается, что силовые линии электрического поля направлены строго перпендикулярно плоскости

резонатора, а по периметру стоят магнитные стенки. Точность такого физического приближения ухудшается с ростом частоты, но приемлема для длин волн много больше толщины диэлектрической подложки. Периметр каждого сегмента разбиваем на N выводов, часть которых используется для соединения резонаторов между собой, а остальные используются для включения в цепь электромагнитных связей между сегментами. Без учета краевых эффектов, матрицу Z -параметров изолированного элемента с вертикальными магнитными стенками по периметру будем рассчитывать по формуле [1]:

$$Z_{ij} = \frac{1}{W_i W_j} \int_{W_i} \int_{W_j} G(x_i, y_i | x_j, y_j) d\rho_i d\rho_j, \quad (1)$$

где W_i - ширина i -го вывода, ρ_i - расстояния между точками выводов, $G(x_i, y_i | x_j, y_j)$ - функция Грина двумерного уравнения Гельмгольца для планарного сегмента.

При помощи метода сегментации сформируем полную матрицу проводимостей для модели устройства целиком, которая в нашем случае составлена из идеализированных резонаторов прямоугольной формы. Для каждого резонатора функцию Грина будем рассчитывать для каждой из частотных точек по формулам из [4], где вместо эффективных размеров и диэлектрической проницаемости в предложенном нами подходе используются фактические. Для учета краевых эффектов и электромагнитных связей между элементами схемы, к свободным выводам присоединим матрицы связей, которые представляют собой LC-цепи, как показано на рис.1.

Для того чтобы определить собственные емкости планарных резонаторов и элементы матриц связей между их отдельными частями, будем решать электростатическое уравнение Пуассона методом МоМ. Интегральное уравнение для потенциала на поверхности S проводника запишем как:

$$\varphi(\mathbf{r}) = \iint_S G_\varphi(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \sigma(\mathbf{r}') d\mathbf{r}', \quad (2)$$

где $\sigma(\mathbf{r}')$ - поверхностная плотность заряда, $G_\varphi(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$ - функция Грина уравнения Лапласа, \mathbf{r} – точка наблюдения, \mathbf{r}' – точка источника возбуждения.

Для микрополосковой диэлектрической структуры, экранированной снизу, функция Грина для источников, которые расположены на границе раздела диэлектриков [2], запишем как:

$$G^{МПЛ} = \frac{\sum_{s=0}^{\infty} \alpha^s}{2\pi(\sqrt{\varepsilon_\rho \varepsilon_z} + \sqrt{\varepsilon_\rho \varepsilon_z})} \left(\frac{1}{\sqrt{\rho^2 + 4\sqrt{\frac{\varepsilon_\rho}{\varepsilon_z}} s^2 h^2}} - \frac{1}{\sqrt{\rho^2 + 4\sqrt{\frac{\varepsilon_\rho}{\varepsilon_z}} (s+1)^2 h^2}} \right), \quad (3)$$

где ε_ρ и ε_z - радиальная и азимутальная составляющие тензора диэлектрической проницаемости соответственно, h - толщина подложки, $\alpha = (\sqrt{\varepsilon_\rho \varepsilon_z} - \sqrt{\varepsilon_\rho \varepsilon_z}) / (\sqrt{\varepsilon_\rho \varepsilon_z} + \sqrt{\varepsilon_\rho \varepsilon_z})$, а $\rho = \sqrt{x^2 + y^2}$ - расстояние от точки возбуждения источника до точки наблюдения.

Для численного решения интегрального уравнения поверхности разобьём поверхность проводников на граничные элементы, а неизвестную величину представим в виде суммы соответствующих граничным элементам базисных функций с неизвестными коэффициентами: $\sigma(\mathbf{r}') = \sum_n \sigma_n \Lambda(\mathbf{r}')$. Подставляя в (2)

и умножая обе части уравнения на весовые функции, получим систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) вида $[\mathbf{A}] \cdot [\sigma] = [\varphi]$, где элементы матрицы $[\mathbf{A}]$ вычисляются следующим образом:

$$A_{i,j} = \iint_{S_i} \iint_{S_j} \Lambda(\rho_i, \rho') \Lambda(\rho_j, \rho') G(\rho, \rho') dS dS', \quad (4)$$

где индекс i соответствует элементу разбиения с точкой наблюдения в его центре (x, y) , а j – элементу, по координатам которого производится интегрирование.

Для определения матриц частичных емкостей всей модели устройства найдем емкости каждого сегмента в присутствии других сегментов с помощью

метода МоМ. Матрица СЛАУ при этом заполняется один раз независимо от количества сегментов, а решение СЛАУ выполняется столько раз, на сколько сегментов разбита модель. Электростатический расчет выполняется для воздушного заполнения и для диэлектрического заполнения один раз независимо от количества частотных точек. Сформируем матрицы погонных емкостей для свободных выводов по периметру резонаторов [5]:

$$[C] = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{21} & C_{22} \end{bmatrix}; \quad [C^0] = \begin{bmatrix} C_{11}^0 & -C_{12}^0 \\ -C_{21}^0 & C_{22}^0 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где $[C]$ - матрица погонных емкостей при диэлектрическом заполнении, $[C^0]$ - при воздушном.

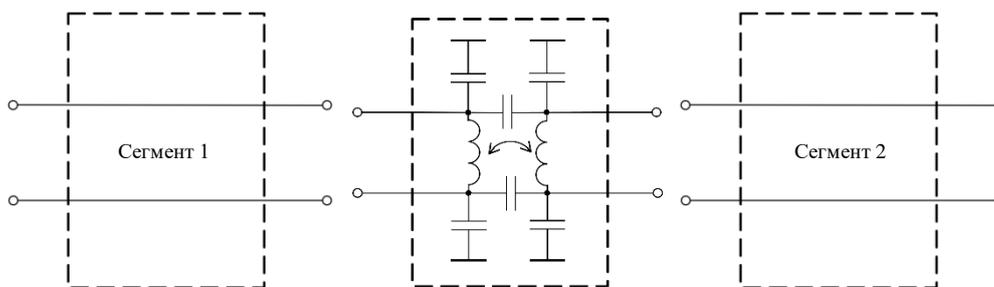


Рис. 1. Схематическое представление включения в цепь элементов матрицы связи по электромагнитному полю.

Согласно правилам Кирхгофа, итоговую матрицу проводимостей для связей по электромагнитному полю [6], которая соответствует схеме на рис.1, запишем как

$$[Y_G] = [Y_C] + [Y_L] = j\omega\Delta[C_G] - \frac{j\Delta l}{\omega(L_{pi}L_{pj} - M^2)}[L_G], \quad (6)$$

где L_{pi} - индуктивности, которые входят в матрицу связей, M - взаимная индуктивность, Δl - ширина вывода, $[C_G]$ и $[L_G]$ - матрицы погонных емкостей и индуктивностей, которые составляют матрицу связей. Подключим ко всем выводам резонаторов вычисленные матрицы связей и составим общую матрицу Y-параметров для устройства в целом, которая затем легко

преобразуется в матрицу параметров многополюсника с необходимыми выводами [7].

Матрицу погонных индуктивностей определим из матрицы погонных емкостей при воздушном заполнении как $[L] = \mu_0 \varepsilon_0 [C^0]^{-1}$. Собственные емкости C_{11} , C_{22} вычисленных матриц емкостей включают в себя как краевые емкости, так и емкости планарных сегментов, которые представляют собой емкость идеального плоского конденсатора, образованного геометрическими размерами резонатора и магнитными стенками по его периметру. Погонная емкость планарного сегмента определяется как $C_s = \varepsilon \varepsilon_0 W / h$, где W – ширина сегмента, h – толщина подложки. Погонная индуктивность планарного сегмента $L_s = \mu_0 h / W$. Для определения элементов матрицы связей следует вычесть из полной рассчитанной емкости емкость планарного сегмента, а из полной индуктивности вычесть индуктивность планарного сегмента. При вычитании следует учитывать, что индуктивности планарных сегментов подключены параллельно индуктивностям, которые входят в матрицу связей.

2. Результаты численных расчетов

Предложенный метод расчета микрополосковых фильтров реализован в виде программы ЭВМ, написанной на языке C++ с использованием оптимизированных многопоточных библиотек BLAS для работы с матрицами и LAPACK для решения СЛАУ. В текущей реализации электростатического МоМ расчетная область разбивалась прямоугольной равномерной сеткой и использовались кусочно-постоянные базисные функции с дельта-функцией в качестве тестовой. Элементы матрицы СЛАУ вычислялись в квадратурах на основе интерполяционных формул Гаусса с предварительным сглаживанием подынтегральных функций путем соответствующих преобразований координат. Результаты решения СЛАУ в виде поверхностного распределения заряда интерполировались двумерными сплайнами первого порядка, по которым определялись интегральные емкости интересующих сегментов.

В программе реализована автоматическая сегментация резонаторов таким образом, чтобы выводы на соседних резонаторах располагались друг напротив друга и имели одинаковые размеры, поскольку связи по электромагнитному полю в текущей реализации метода учитываются только между расположенными друг напротив друга выводами с целью упрощения алгоритма расчета. В качестве дальнейшего развития метода предполагается уточнение модели путем включения в расчет перекрестных электромагнитных связей между всеми выводами схемы.

Предложенным методом были смоделированы характеристики передачи двух полосно-пропускающих микрополосковых фильтров различных конструкций: фильтра с тремя короткозамкнутыми резонаторами, рис.2а) и лестничного фильтра, рис.2б).

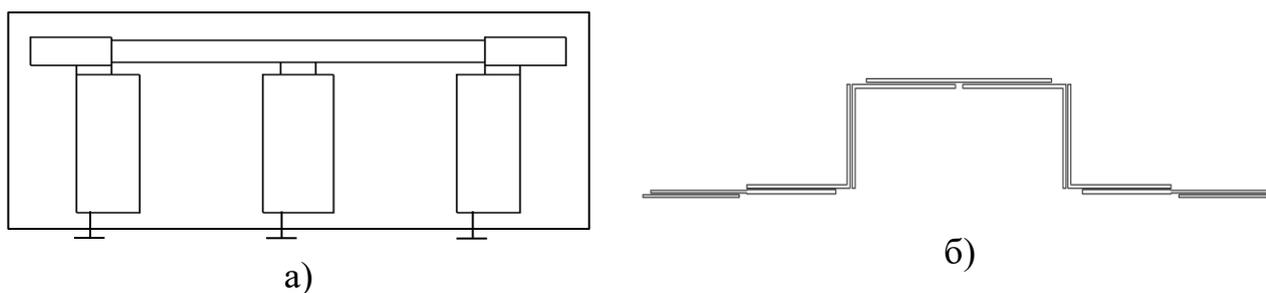


Рис. 2. Топологии фильтров с обозначением выводов сегментации и связей между резонаторами. Торцевые грани резонаторов заземлены.

Результаты моделирования сравнивались с результатами расчета электродинамическими методом конечных элементов (МКЭ) и 2.5D МоМ. Фильтры изготовлены на поликоровой подложке толщиной $h=0.48\text{мм}$ со средней диэлектрической проницаемостью $\varepsilon=9.7 \pm 0,25$ по документации.

Характеристика передачи лестничного фильтра чувствительна к таким параметрам конструкции, как толщина металлизации, анизотропия диэлектрической проницаемости подложки [3]. Таким образом, для полноценного совпадения расчетных и измеренных характеристик необходимо их учитывать при моделировании.

На рис.3 показаны измерения и расчет лестничного фильтра, рис.2б) методом конечных элементов (МКЭ), при котором толщина металлизации задавалась 15мкм, а тензор диэлектрической проницаемости задавался как $\epsilon_{xx(yy)}=9.4$, $\epsilon_{zz}=10.3$, что составляет в среднем $\epsilon=9.7$.

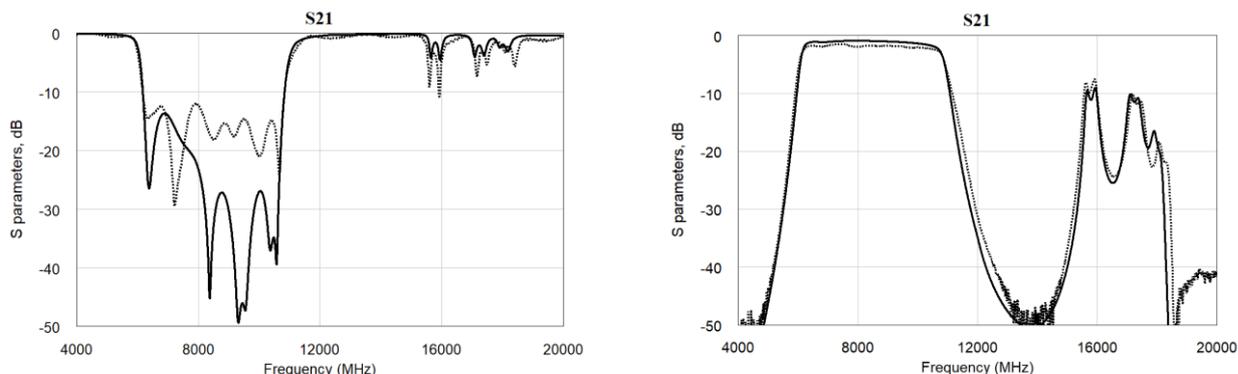


Рис. 3. Сравнение результатов расчета МКЭ (сплошная линия) с результатами измерений (пунктирная).

Наблюдается хорошее совпадение характеристик передачи, что позволяет использовать МКЭ как опорный метод для сравнения характеристик.

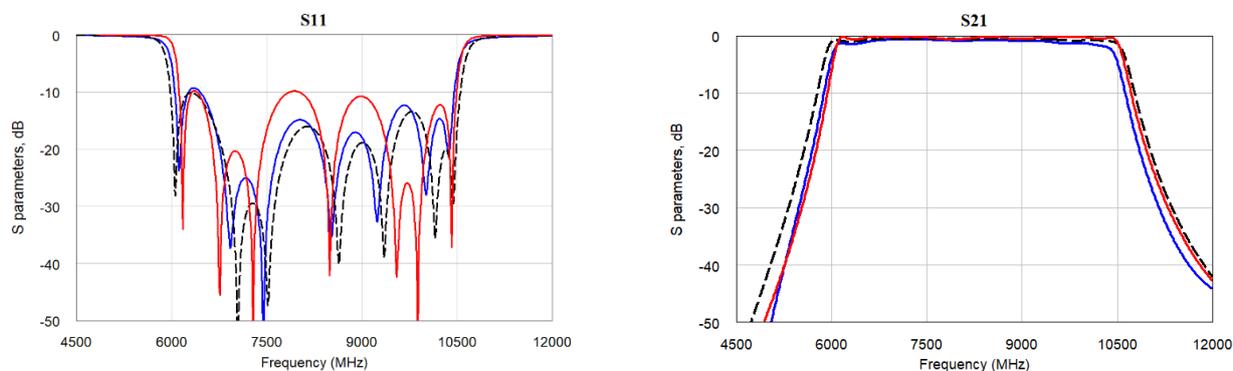


Рис. 4. Сравнение результатов расчета лестничного фильтра предложенным методом (красная сплошная линия) с результатами расчета МКЭ (штриховая), и результатами расчета 2.5D МоМ (синяя сплошная).

При дальнейших численных расчетах проводники считались бесконечно тонкими, поскольку в текущей реализации метода не реализована возможность моделирования проводников заданной толщины. Результаты расчета лестничного фильтра для моделей с бесконечно тонкими проводниками и средним значением диэлектрической проницаемости приведены на рис.4.

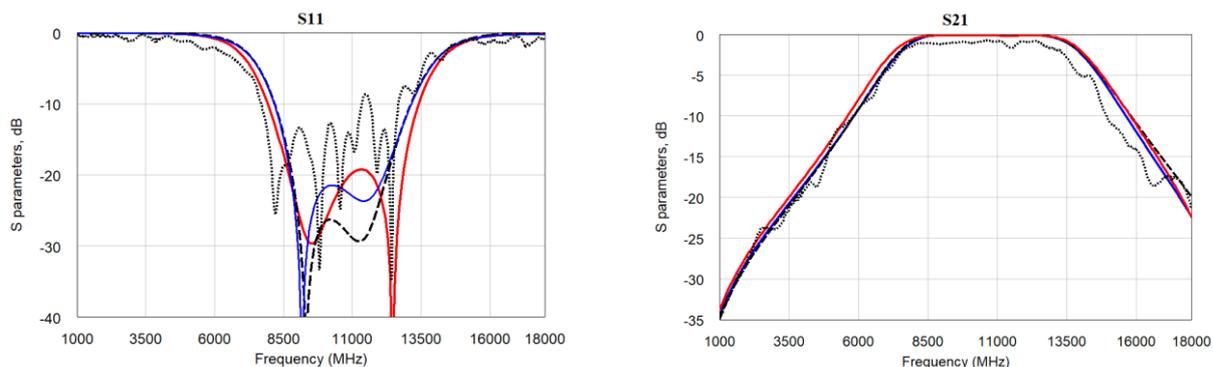


Рис. 5. Сравнение результатов расчета фильтра, рис.2а) с заземленными резонаторами предложенным методом (красная сплошная линия) с результатами расчета МКЭ (штриховая), МоМ (синяя сплошная) и результатами измерений (пунктирная).

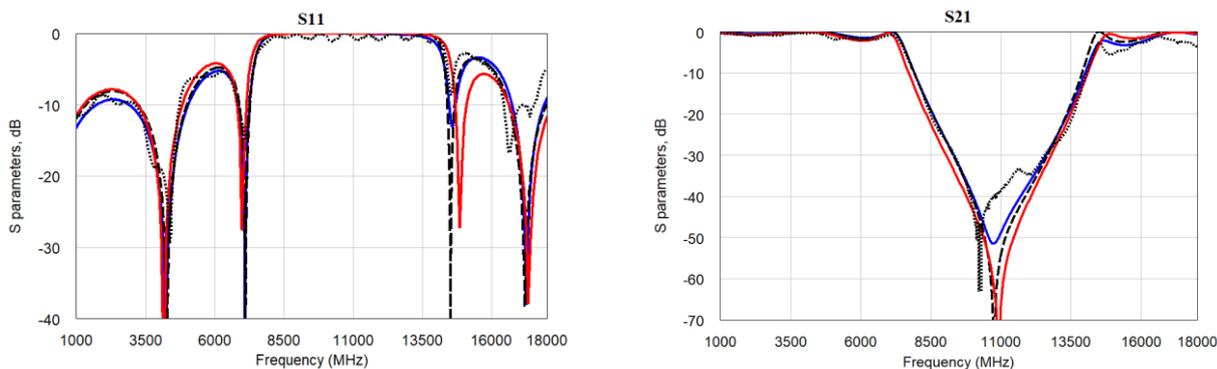


Рис. 6. Сравнение результатов расчета фильтра, рис.2а) без заземления резонаторов предложенным методом (красная сплошная линия) с результатами расчета МКЭ (штриховая), МоМ (синяя сплошная) и результатами измерений (пунктирная).

На рис.5 представлены измеренные и расчетные характеристики передачи S_{11} и S_{21} фильтра, рис.2а) с заземленными по торцам резонаторами, на рис.6 - этого же фильтра, но с резонаторами без заземления.

Для поликоровых подложек толщиной 0.48мм, которые используются в рассчитываемых фильтрах, физические приближения предложенного метода не вносят существенных погрешностей для частот менее 10 ГГц. Тем не менее, из представленных результатов моделирования наблюдается хорошая корреляция с расчетными характеристиками электродинамических моделей в широком диапазоне частот от 1 до 18 ГГц. Таким образом, численный эксперимент

показал, что данный метод позволяет выполнять анализ сложных топологий, составленных из бесконечно тонких проводников, в которых существуют сильные электромагнитные связи между отдельными элементами.

Представленные характеристики передачи построены по 200 расчетным точкам, что составляет порядка минуты по времени расчета. Время расчета на современной ЭВМ класса Intel Core i5 для одной точки составляет порядка 200 мс при расчетной сетке из 2000 прямоугольных элементов и 140 выводах сегментации, что на два порядка меньше времени расчета МКЭ и на порядок меньше времени расчета 2.5D МоМ, причем время электростатического расчета МоМ, который производится один раз для всех частот, в данных задачах было эквивалентно времени расчета для 5 частотных точек. Использование методов интерполяции при построении характеристик передачи по частотным точкам позволит сократить количество необходимых точек до порядка 20 с незначительным разбросом в зависимости от вида характеристики, что в итоге позволит существенно сократить итоговое время расчета задач, при этом время единичного электростатического расчета МоМ составит ~20% от общего.

Заключение

Предлагаемая квазистатическая модель планарного резонатора, в которой краевые эффекты и связи по электромагнитному полю моделируются путем подключения индуктивностей и емкостей по краям резонатора, позволяет рассчитывать топологии планарных СВЧ устройств без необходимости их декомпозиции. Модель позволяет гибко задавать геометрии планарных топологий при квазистатическом моделировании и учитывать при этом влияние по электромагнитному полю между элементами топологии в широком диапазоне частот. Точность и скорость расчета модели позволяет ее использовать в задачах параметрической оптимизации характеристик планарных СВЧ устройств. На данный момент в программе ЭВМ реализована возможность моделирования только бесконечно тонких проводников, а связи по электромагнитному полю учитываются только между близлежащими выводами, которые расположены друг напротив друга. При дальнейшем

развитии алгоритмов программы ЭВМ возможно расширение области применения модели для расчета топологий произвольных форм с учетом перекрестных связей между всеми выводами, а также возможностью задания толщины металлизации и различного вида экранов.

Литература

1. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. *Машинное проектирование СВЧ устройств*. М: Радио и связь, 1987.
2. Денисенко Д.В., Радченко В.В. Определение эффективных параметров планарного резонатора в многослойной диэлектрической среде. *Труды 5-й Всероссийской микроволновой конференции*. 2017. С.198-202.
3. Денисенко Д.В., Радченко В.В., Исследование эффективности численных методов и программ компьютерного моделирования в процессе проектирования микрополосковых фильтров СВЧ. *Журнал радиоэлектроники: электронный журнал*. 2014. №7. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jul14/7/text.pdf>
4. Gupta K. C., Peter S. *Analysis and Design of Integrated Circuit-Antenna Modules*. Hall. Wiley, Technology & Engineering, 2000, 424 p.
5. Ashok K. Goel. *High-Speed VLSI Interconnections*, 2nd Edition. Wiley-IEEE Press, 2007, 432 p.
6. Garg R., Bahl I., Bozzi M. *Microstrip Lines and Slotlines*, 3rd Edition. Boston: Artech House, 2013, 560 p.
7. Janusz A. Dobrowolski., *Introduction to Computer. Methods for Microwave Circuit. Analysis and Design*. Warsaw University of Technology. Artech House, 1991.

Для цитирования:

Денисенко Д.В., Радченко В.В. Квазистатическое моделирование микрополосковых фильтров методом матричного представления краевых электромагнитных полей в резонаторах. *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]*. 2020. № 3. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/mar20/3/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2020.3.3