

На правах рукописи



Денисенко Дмитрий Викторович

**КВАЗИСТАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ  
СВЯЗЕЙ В ПЛАНАРНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ АНТЕННО-ФИДЕРНОГО ТРАКТА**

Специальность 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии  
(технические науки)

**АВТОРЕФЕРАТ**

диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Москва – 2024

Работа выполнена в центре микроэлектроники (ЦМ-33) акционерного общества «Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт имени академика А.И. Берга» (АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга»)

Научный руководитель: **Радченко Владимир Васильевич**, кандидат технических наук, начальник лаборатории центра микроэлектроники (ЦМ-33) АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга»

Официальные оппоненты: **Климов Константин Николаевич**, доктор технических наук, главный научный сотрудник ПАО «Научно-производственное объединение «Алмаз» имени академика А.А. Расплетина»

**Курушин Александр Александрович**, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, доцент кафедры радиотехнических приборов и антенных систем ФГБОУ ВО «Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Ведущая организация: Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Исток» имени А.И. Шокина»

Защита диссертации состоится «25» декабря 2024 г. в 13:00 часов на заседании диссертационного совета 24.2.327.01 ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)» по адресу: 125993, г. Москва, Волоколамское шоссе, д. 4.

Отзывы на автореферат в двух экземплярах, заверенные печатью организации, просим направлять по адресу: 125993, г. Москва, Волоколамское шоссе, д. 4.

С диссертацией можно ознакомиться в научно-технической библиотеке федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)» и на сайте МАИ по ссылке: [https://mai.ru/events/defence/?element\\_id=182600](https://mai.ru/events/defence/?element_id=182600)

Автореферат разослан « \_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2024 г.

Ученый секретарь  
диссертационного совета  
24.2.327.01, к.т.н.



А.А. Горбунова

## Общая характеристика работы

**Актуальность.** Антенно-фидерный тракт является одним из ключевых элементов любой радиоэлектронной системы, эффективность которой во многом определяется качеством входящих в него компонентов. С ростом сложности аппаратуры сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона ужесточаются и требования к электрическим параметрам, надежности, габаритам и весу. Одновременно повышаются требования к срокам и стоимости их разработки, в том числе под давлением рыночных факторов. Таким образом, задача повышения качества изделий при одновременном снижении себестоимости и трудоемкости проектирования приобретает особую **актуальность**.

Планарные линии передачи (ПЛП) широко используются в СВЧ-устройствах благодаря простоте их изготовления и низкой себестоимости. Они составляют основу сложных гибридных и монолитных интегральных схем, схем на распределенных элементах, которые предназначены для работы на частотах от сотен мегагерц до десятков гигагерц. Такие устройства сложны в моделировании и трудоемки в разработке, а достижение оптимальных характеристик требует расчета тысяч вариантов топологии в процессе параметрической оптимизации.

Планарные СВЧ-цепи содержат множество неоднородных элементов с сильными и слабыми связями по электромагнитному (ЭМ) полю, которые могут быть как функциональными, так и паразитными. Примерами могут служить изгибы линий, места соединений или заземлений, скачки ширины, открытые концы линий и просто близкорасположенные друг к другу элементы. С ростом рабочих частот и миниатюризацией схем уменьшаются расстояния между элементами, а их влияние на характеристики устройств становится все более значимым. Поскольку проектирование устройств высокого качества требует максимальной точности и достоверности моделирования, по мере развития и усложнения техники СВЧ возникает необходимость в построении более точных моделей.

Методы решения задач дифракции ЭМ-волн в строгой постановке позволяют с высокой достоверностью моделировать сложные металлodieлектрические структуры, но требуют чрезмерно больших объемов вычислений. Это делает их малоэффективными в задачах параметрической оптимизации и корректировки характеристик устройств, поскольку требуется анализ сотен и тысяч вариантов топологии. В зависимости от сложности конструкции, время анализа методом конечных элементов (МКЭ) или методом моментов (МоМ) при целевой точности порядка 1% может варьироваться от десятков минут до десятка часов на персональном компьютере (ПК).

Значительно снизить временные затраты возможно путем использования моделей на основе квазистатического приближения, а также различных аналитических и эмпирических подходов. Однако их простые реализации имеют приемлемую точность только в ограниченном классе задач, из-за чего адекватная декомпозиция устройства доступными квазистатическими моделями не всегда возможна. В настоящее время наибольшее распространение в инженерной практике и в системах автоматизированного проектирования (САПР) СВЧ получил подход, при котором декомпозиция топологии устройства реализуется автономными моделями базовых элементов (многополюсниками). При этом связи

по ЭМ-полю между отдельными элементами декомпозиции не учитываются, но их возможно учесть в рамках автономной модели. Возможности декомпозиции устройства при этом ограничены небольшим набором библиотечных элементов, что усложняет учет всех необходимых неоднородностей и связей по ЭМ-полю. Это, в свою очередь, снижает точность моделей с ростом рабочих частот. Как результат, топологии, полученные путем оптимизации, требуют трудоемких корректировок по результатам натурального эксперимента, особенно при непредсказуемости расчетных ошибок. Таким образом, вопрос улучшения соотношения точности и скорости моделирования остается **актуальным**.

Стоимость проектирования является определяющим фактором в условиях мелкосерийного и среднесерийного производства. Особое значение имеет ограниченная по различным причинам доступность лицензий коммерческих САПР, их высокая стоимость, которая достигает десятков и сотен тысяч долларов, а также отсутствие у большинства разработчиков доступа к суперкомпьютерам. По этим причинам остаются **актуальными** вопросы повышения эффективности программного обеспечения (ПО) на ПК и рабочих станциях. **Актуальны** и вопросы разработки ПО для эффективного решения специализированных задач.

**Объект исследования** – планарные конструкции пассивных СВЧ-устройств сантиметрового диапазона длин волн.

**Предмет исследования** – методы и способы сокращения вычислительных затрат при численном моделировании планарных СВЧ-устройств.

**Цель работы** – сократить вычислительные затраты на анализ планарных СВЧ-устройств по сравнению с методами полного ЭМ-анализа и повысить точность моделирования по сравнению с известными приближенными методами.

Для достижения поставленной цели в ходе диссертационного исследования решены следующие научные **задачи**:

- проведен анализ литературы в области моделирования СВЧ-устройств, определены достоинства и недостатки существующих методов и подходов;
- разработан метод численного анализа планарных конструкций произвольной топологии в квазистатическом приближении с учетом ЭМ-связей между всеми ее элементами;
- разработаны алгоритмы и ПО для расчета S-параметров микрополосковых конструкций в СВЧ-диапазоне частот;
- исследованы возможности снижения вычислительных затрат на основных этапах моделирования;
- проведены численные эксперименты, изготовлены макеты устройств и измерены их характеристики, проведено сравнение результатов моделирования и измерений с целью подтверждения их достоверности и точности.

#### **Методы исследования:**

*теоретические* – методы математической физики, методы математического и функционального анализа, методы теории электрических цепей, методы линейной алгебры, матричные методы описания устройств СВЧ, методы ЭМ-моделирования, методы электростатического моделирования, методы теории некорректных задач, проекционно-сеточные методы, численные методы;

*экспериментальные* – метод численного эксперимента, метод физического эксперимента.

**Научная новизна** диссертационной работы заключается в следующем:

1. Разработан и предложен способ быстрого анализа планарных элементов произвольной формы на основе квазистатического приближения, который отличается повышенной точностью моделирования краевых ЭМ-полей в двумерных моделях при низких вычислительных затратах, что достигается за счет численного решения трехмерной электростатической задачи.

2. Разработаны и предложены алгоритмы численного моделирования распределенных ЭМ-связей в квазистатическом приближении между всеми элементами планарной конструкции.

3. Разработана архитектура программного обеспечения для моделирования СВЧ-цепей микрополоскового типа на основе предложенных алгоритмов, и получены оценки соотношений точности и скорости расчетов S-параметров отрезков микрополосковых линий, связанных линий и фильтров в СВЧ-диапазоне частот.

4. Предложены способы сокращения вычислительных затрат для разработанных алгоритмов на этапах формирования системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ).

**Теоретическая значимость** заключается в следующем:

– получены новые модели планарных конструкций в квазистатическом приближении на основе двумерных моделей планарных компонентов и электростатического метода граничных элементов, которые обеспечивают более точное прогнозирование параметров работы устройств;

– развит квазистатический подход, в котором объединяются методы электростатического и ЭМ-моделирования, матричные методы описания устройств СВЧ и методы теории цепей, что способствует его расширению на область более высоких частот;

– предложенные алгоритмы позволяют оценивать влияние отдельных участков топологии на характеристику всего устройства, что способствует улучшению понимания особенностей моделируемых конструкций и повышению эффективности разработки новых устройств;

– показаны преимущества использования метода узловых потенциалов при сегментации двумерных моделей и предложено развитие новых алгоритмов на его основе;

– установлена возможность адекватного моделирования планарных СВЧ устройств с учетом электромагнитных связей между всеми элементами топологии в квазистатическом приближении на основе двумерных моделей планарных компонентов.

**Практическая значимость** заключается в следующем:

– реализация предложенных алгоритмов в программном обеспечении позволяет рассчитывать характеристики моделей устройств на несколько порядков быстрее методов ЭМ-анализа, при точности моделирования, сравнимой с

разбросом характеристик изготавливаемых макетов, что делает их эффективными в задачах многовариантного анализа широкого круга планарных СВЧ-устройств;

- возможность квазистатического анализа планарной конструкции произвольной топологии с учетом ЭМ-связей между всеми ее элементами расширяет инструментарий разработчиков СВЧ-устройств и способствует появлению дополнительных возможностей проектирования;

- предложенные алгоритмы предназначены для реализации в составе программного комплекса САПР СВЧ для моделирования широкого спектра планарных СВЧ-устройств;

- предложены практические рекомендации по улучшению точности и сокращению вычислительных затрат при квазистатическом анализе микрополосковых конструкций за счет усовершенствования алгоритмов формирования системы линейных алгебраических уравнений;

- предложенный подход к сегментации позволяет строить алгоритмы, значительно ускоряющие вычисления параметров многопортовых двумерных планарных моделей, что способствует снижению трудоемкости проектирования.

**Достоверность полученных в диссертации результатов** и положений подтверждается сравнением S-параметров, полученных при помощи разработанного ПО, с результатами расчетов методами ЭМ-анализа и с экспериментальными данными.

#### **Положения и результаты, выносимые на защиту:**

1. Разработанный способ моделирования краевых ЭМ-полей в двумерных моделях планарных компонентов улучшает их точность и расширяет область применения за счет комбинирования с численным методом граничных элементов; в частности, расхождение с электродинамическими моделями МКЭ по S-параметрам составило менее 4% на частотах до 16 ГГц при сокращении времени анализа более, чем в 100 раз.

2. Разработанные алгоритмы моделирования ЭМ-связей между двумерными моделями обеспечивают более высокий уровень достоверности квазистатического подхода, чем методы, игнорирующие эти связи; в частности, расхождение с электродинамическими моделями МКЭ по S-параметрам составило менее 3,7% на частотах до 16 ГГц при сокращении времени анализа более, чем в 100 раз.

3. Разработанные алгоритмы позволяют учитывать распределенные ЭМ-связи между всеми элементами устройства, что обеспечивает возможность адекватного анализа планарных конструкций произвольной топологии в квазистатическом приближении.

4. Предложенный способ сегментации топологии базовыми однотипными сегментами позволяет сократить время анализа двумерных моделей планарных компонентов с большим количеством электрических выводов (более 20) как минимум в 10–100 раз.

**Апробация результатов.** Основные результаты диссертации доложены и обсуждены на 10 всероссийских и международных конференциях, семинарах научных учреждений:

- Международная конференция «Авиация и космонавтика» – 2012, 2013. Москва, МАИ;
- Всероссийская Микроволновая конференция – 2013, 2015, 2016, 2017, 2018. Москва, ИРЭ РАН;
- IV Всероссийская научно-техническая конференция молодых конструкторов и инженеров «Минцевские чтения» – 2016. Москва, ОАО РТИ;
- XIII Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь» – 2019. Москва, ИРЭ РАН.
- XIII Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ» – 2024. Санкт-Петербург, ЛЭТИ.

**Реализация и внедрение результатов исследования.** Результаты, полученные в ходе выполнения диссертационного исследования, были использованы в АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга» при разработке планарных СВЧ-устройств и их модернизации в условиях серийного производства для улучшения чувствительности, избирательности и других характеристик перспективной радиотехнической аппаратуры различного назначения: малогабаритной станции помех ОКР «МСП-418К»; ОКР «ПРЕСС»; ОКР «ЦНИРТИ-СП»; изделия «9Б914», «С200А1-1» и «С200А1-3» и др.

**Личный вклад автора.** Автором предложены способы решения поставленных задач, разработаны и реализованы математические модели и алгоритмы, представленные в диссертации, проведены численные и натурные эксперименты, обработаны и проанализированы полученные результаты. Все результаты диссертации получены лично под научным руководством к.т.н. Радченко В.В.

**Публикации.** Содержание диссертации отражено в 16 публикациях, из которых 7 статей в рецензируемых журналах из перечня ВАК РФ. Получено 2 свидетельства о регистрации программы ЭВМ.

**Структура и объем диссертационной работы.** Диссертация состоит из введения, 4-х глав, заключения, списка обозначений, списка литературы и четырех приложений. Общий объем работы составляет 165 страниц, в том числе 66 рисунков и 6 таблиц. Список используемых источников литературы содержит 144 наименования.

## **КРАТКОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ**

**Во введении** сформулирована цель диссертационной работы, обоснована ее актуальность, сформулированы задачи и методы исследований, предмет исследования, определена новизна полученных результатов и их практическая и теоретическая значимость, обоснована достоверность, сформулированы основные положения, выносимые на защиту, кратко изложена структура диссертации.

**В первой главе** проводится краткий обзор известных подходов к моделированию планарных СВЧ-устройств в частотной области, основу которых составляют методы полного ЭМ-анализа и методы анализа в квазистатическом приближении. Рассмотрены их принципы построения, области применимости, достоинства, особенности и недостатки.

В современных САПР СВЧ широко применяют приближенные методы квазистатического анализа, которые используют одномерные модели на основе телеграфных уравнений для частных случаев элементов планарных цепей. Это позволяет строить модели со сложными топологиями из многополюсников базовых элементов, благодаря чему достигается высокое быстродействие. Связи по ЭМ-полю между отдельными элементами декомпозиции в таком подходе не учитываются, что снижает достоверность моделирования.

Главным достоинством квазистатических методов является сверхвысокая скорость вычислений, что позволяет практически мгновенно рассчитывать характеристики сложных устройств.

Среди недостатков следует отметить следующие:

- низкая достоверность моделирования, которая обусловлена сильными упрощениями исходной физической задачи;
- необходимость ручной декомпозиции исходной топологии на отдельные элементы, для которых существуют автономные модели;
- отсутствие учета связей по ЭМ-полю между самостоятельными элементами декомпозиции;
- ограниченность набора моделей частными случаями, из-за чего адекватная декомпозиция заданной топологии не всегда возможна.

Альтернативой одномерным моделям служат аналитические двумерные модели планарных компонентов, которые основаны на анализе эквивалентных резонаторов с магнитными стенками, расположенными по периметру. Они применяются в задачах ЭМ-совместимости, моделирования излучения неоднородных элементов интегральных схем, анализа печатных антенн.

Порты в таких моделях располагаются в любом месте в пределах контура планарного проводника, а Z-параметры определяются из решения двумерного волнового уравнения методом контурных интегралов. В частных случаях функция Грина планарного элемента простой формы может быть найдена из разложения по собственным функциям, тогда элементы матрицы двумерной модели определяются как:

$$Z_{ij} = \frac{1}{W_i W_j} \int_{W_i} \int_{W_j} G(s_i, s_j) ds_i ds_j, \quad (1)$$

где  $s_i, s_j$  - координаты портов,  $W_i, W_j$  - их ширина, причем  $W_i, W_j \ll \lambda$ .

Для соединения таких моделей в цепь используются матричные методы сегментации, что позволяет образовывать элементы более сложной формы из простых и расширяет область применимости таких моделей.

Особенность двумерных моделей заключается в необходимости учета внешних ЭМ-полей, для чего существует два основных подхода:

1) Компенсация краевых ЭМ-полей за счет эффективных размеров и эффективной диэлектрической проницаемости в моделях.

2) Моделирование внешних ЭМ-полей эквивалентными многополюсниками с дальнейшим объединением их в общую цепь, что известно как MNM (Multiport Network Modeling).

Подход MNM является наиболее общим и может комбинировать как аналитические, так и численные методы анализа. Ранее на его основе

разрабатывались различные обобщения и гибридные методы, такие как 2D/3D MoM, специализированные модели параллельных отрезков связанных линий PLM (Planar-Lumped Model).

К основным достоинствам двумерных моделей относятся:

- возможность моделирования неоднородных элементов произвольной формы;
- учет высших типов волн в двумерных моделях и в межсоединениях;
- более высокая достоверность, чем у квазистатических моделей и на порядки меньший объем вычислений, чем при полном ЭМ-анализе;

– простота включения дополнительных элементов в любое место в цепи;

Недостатки MNM и двумерных моделей применительно к анализу планарных СВЧ-устройств следующие:

– внешние ЭМ-поля оцениваются аналитическими аппроксимациями с использованием эмпирических поправок и эффективных параметров, что снижает точность моделирования;

– учет связей по ЭМ-полю ограничен наличием аналитических аппроксимаций для краевых полей далеко расположенных друг от друга элементов;

– аналитические аппроксимации используются без учета присутствия близкорасположенных элементов;

– сложность вычислений растет пропорционально квадрату количества выводов, что делает неэффективным моделирование топологий и элементов с большим количеством выводов;

– для учета частотной дисперсии необходимы эмпирические поправки.

В результате анализа литературы в целях решения поставленных задач было выбрано направление исследований в области приближенных методов, базирующихся на двумерных моделях планарных компонентов, с устранением выявленных недостатков посредством современных численных методов.

**Во второй главе** предлагается способ моделирования внешних ЭМ-полей для двумерных моделей планарных компонентов произвольной формы и его обобщение на  $N$  связанных по ЭМ-полю элементов.

В двумерных моделях проводники рассматриваются в плоскости границы раздела диэлектрических слоев. Краевые ЭМ-поля и связи между планарными элементами расчетной области определяются на основе распределения электростатического заряда на проводниках, которое ищется численно в строгой постановке физической задачи из решения трехмерного уравнения Пуассона:

$$\varepsilon_x \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \varepsilon_y \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} + \varepsilon_z \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} = -\sigma(x, y, z). \quad (2)$$

Процесс построения модели устройства включает в себя следующие этапы:

– разбиение проводников исходной планарной топологии на подобласти (планарные сегменты). Каждый из них представляет собой объемный резонатор, ограниченный плоскими проводящими поверхностями в горизонтальных плоскостях и вертикальными магнитными стенками по периметру;

– сегментация всех планарных элементов на секции с выводами (портами) по их периметрам с последующим расчетом их многомодовых матриц параметров.

Каждой секции соответствует один вывод, при этом физические величины считаются распределенными равномерно по его ширине. Параметры двумерных моделей или их сегментов рассчитываются независимо в соответствии с их физическими размерами (без использования эффективных поправок);

- полный электростатический анализ заданной топологии при воздушном и диэлектрическом заполнении. Решается задача системы из  $N$  проводников. Для расчета взаимных частичных емкостей на каждый проводник поочередно прикладывается потенциал, в то время как остальные проводники заземляются;

- по полученным распределениям поверхностных зарядов определяются погонные краевые емкости и индуктивности для каждой секции, на основе чего при помощи методов теории цепей формируются матрицы связей и краевых полей для всех элементов цепи;

- формируется СЛАУ путем соединения многополюсников, которыми представляются двумерные модели и связи по ЭМ-полю. Далее из решения СЛАУ определяются S-параметры модели устройства для заданных портов.

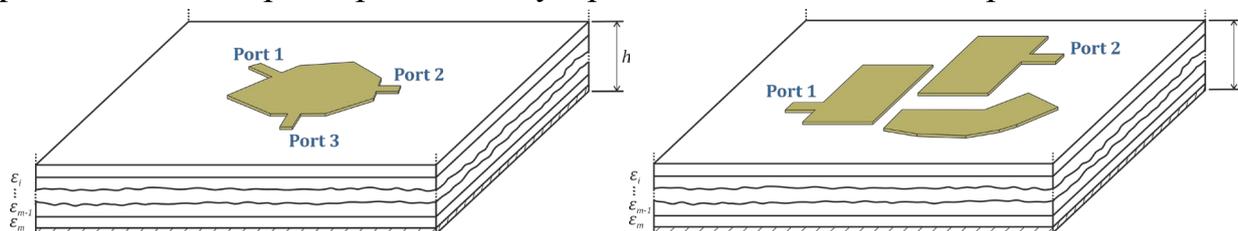


Рис. 1 Планарные элементы СВЧ-цепи с подводящими линиями, расположенные в многослойной диэлектрической среде

Модели планарных компонентов рассматриваются как проводящие пластины произвольной формы, расположенные над бесконечной проводящей плоскостью в многослойной диэлектрической среде с диэлектрическими проницаемостями слоев  $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_m$ , как это показано на рис. 1. В виде подводящих линий задано  $k$  выходных портов, для которых определяются S-параметры модели. Обозначим их Port 1, Port 2, ..., Port  $k$ . В общем случае расчетная область ограничена экраном, а проводники имеют конечную толщину.

ЭМ-поля рассматриваются в квазистатическом приближении, рассматриваются только ТЕМ-волны, толщина подложки  $h \ll \lambda$ . Электрическое поле в областях между проводниками и металлизированной поверхностью представляется в виде суперпозиции строго вертикального поля  $E_z$  и остаточного краевого  $E_e$ . По границам пластин ставятся вертикальные магнитные стенки, а их периметры разбиваются на  $N_i$  секций, где  $i$  – индексный номер планарного элемента. Каждая из секций представляется отрезком ширины  $W_j$  с координатами центров  $s(x, y)$ , которые определяют расположение электрических выводов.

Для произвольной топологии полная матрица проводимостей запишется как сумма матриц проводимостей каждого элемента цепи

$\mathbf{Y}_S = \mathbf{Y}_{s_1} + \mathbf{Y}_{s_2} + \dots + \mathbf{Y}_{s_n} = \sum_{i=1}^n \mathbf{Y}_{s_i}$ . Она образует симметричную матрицу  $N \times N$ , где

$N = \sum_{i=1}^n N_i$  и имеет диагональный вид. Схематическое представление соединения

трех планарных сегментов с матрицей связей представлено на рис. 2а). Краевые

ЭМ-поля и связи представляются эквивалентными цепями из емкостей и индуктивностей, матрица проводимостей  $Y_E$  которых имеет ту же размерность, что и матрица двумерных моделей  $Y_S$ . Сшивание внутренних и внешних полей на границах моделей обеспечивается удовлетворением законам Кирхгофа в местах соединений многополюсников по всему периметру. Таким образом, обеспечивается выполнение граничных условий на дискретном множестве точек в местах соединений.

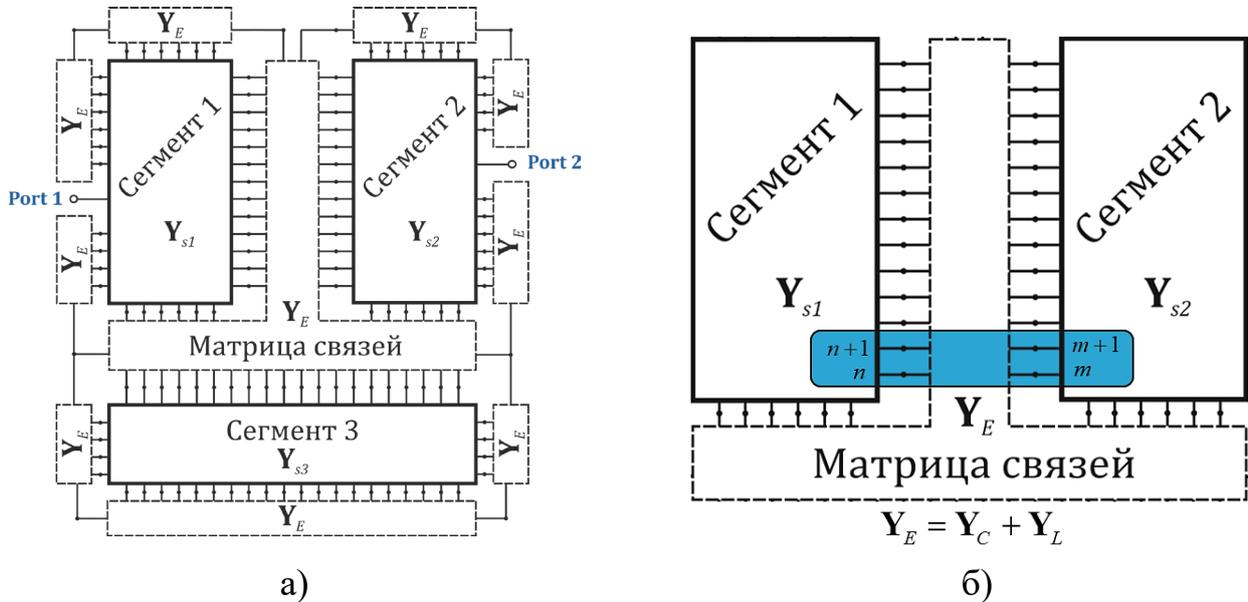


Рис. 2 Схематическое представление СВЧ-цепи: а) для трех проводников (в общем случае их количество не ограничено) б) участок цепи для двух произвольных пар выводов с индексами  $n, n+1, m, m+1$  в общей схеме

Полная матрица проводимостей для исходной топологии записывается как

$$Y = Y_E + Y_S, \quad (3)$$

где матрица связей  $Y_E = Y_C + Y_L$  состоит из матрицы, составленной из емкостей  $Y_C$ , которой моделируется электрическое поле, и матрицы из индуктивностей  $Y_L$ , которой моделируется магнитное поле. Матрицы проводимостей двумерных моделей вычисляются с использованием известных выражений, получаемых из (1), но при задании натуральных геометрических размеров проводников и диэлектрической проницаемости подложки. Корректировка частотной дисперсии возможна в частных случаях путем использования частотно-зависимой эффективной диэлектрической проницаемости.

Участок цепи для двух произвольных пар выводов  $n, n+1, m, m+1$ , выделенный на рис.2б), представляется сосредоточенными элементами, как это показано на рис. 3. Подсхема на рисунке слева состоит из значений емкостей и индуктивностей, которые определяются из решения полной электростатической задачи и составляют матрицы  $C$  и  $L$ . С другой стороны, их можно представить в виде соединения сосредоточенных элементов, которые образуют емкостную и индуктивную составляющие матрицы связей  $C_e$  и  $L_e$ , и матрицы собственных полей планарных сегментов  $C_s$  и  $L_s$ . Детальное представление такого соединения показано в виде эквивалентной схемы справа на рис. 3. Пунктиром выделена часть

цепи, которой моделируется краевое поле и ЭМ-связь между участками с двумя парами выводов.

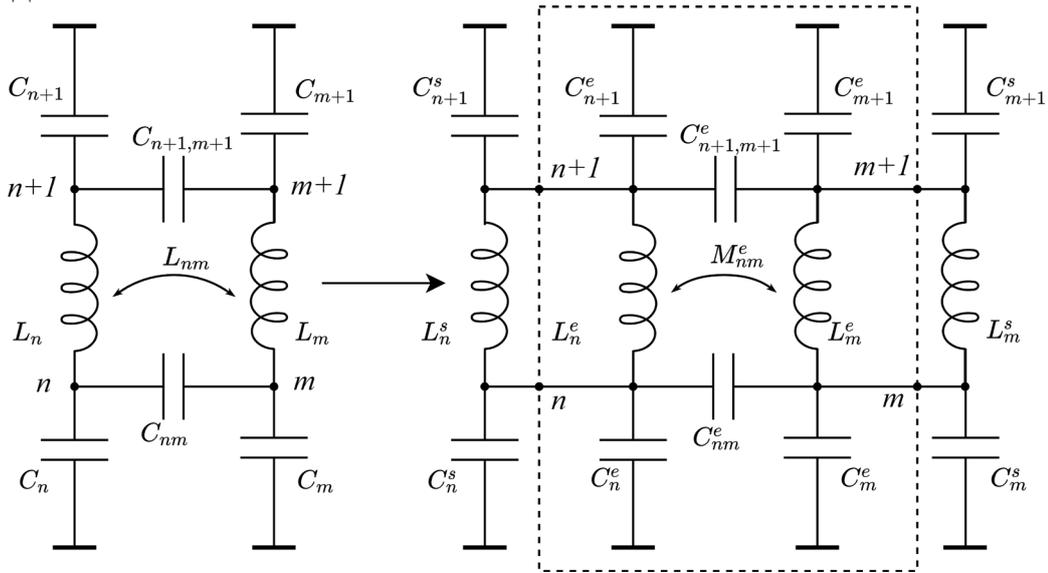


Рис. 3 Схема включения элементов матрицы связей для двух пар выводов

Собственные емкости матрицы связей находятся как  $C_n^e = C_n - C_n^s$ , взаимные как  $C_{mn}^e = C_{mn}$ . Значения индуктивностей определяются из решения электростатической задачи при воздушном заполнении, по результатам которого сначала определяются матрицы погонных емкостей  $\mathbf{C0}_l$ , а также погонные емкости  $\mathbf{C0}_l^s$  для идеального конденсатора, образованного поверхностями планарного сегмента. Плотность распределения заряда считается равномерной и вычисляется как  $\sigma^s = \varepsilon_0 / h$ .

Для наглядности общую цепь всех соединений можно условно представить для емкостной (электрическое поле) и индуктивной (магнитное поле) составляющей ЭМ-поля, как это показано на рис. 4.

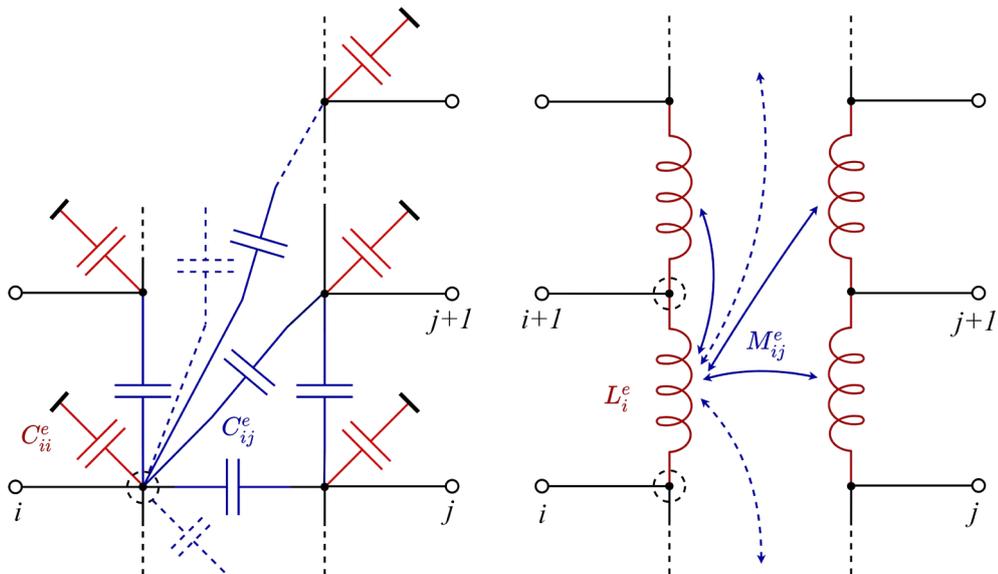


Рис. 4 Включение элементов матрицы связей в цепь для выделенных узлов.

Для определения матриц  $\mathbf{L}$  и  $\mathbf{L}_s$  используется связь матрицы погонных индуктивностей с матрицей погонных емкостей при воздушном заполнении, которая справедлива в квазистатическом приближении для ТЕМ волны:

$$\mathbf{L}_l = \mu_0 \varepsilon_0 \mathbf{C} \mathbf{0}_l^{-1} \quad (4)$$

Соотношения между токами и напряжениями в глобальной индуктивной цепи, которая состоит из представленных подсхем, записываются согласно законам Кирхгофа следующим образом:

$$\begin{cases} \mathbf{I} = -\frac{i}{\omega} \mathbf{L}^{-1} \mathbf{U}, \\ \mathbf{I} = -\frac{i}{\omega} (\mathbf{L}_e^{-1} + \mathbf{L}_s^{-1}) \mathbf{U}, \end{cases} \quad (5)$$

откуда получаем искомую индуктивную часть матрицы связей:

$$\mathbf{Y}_e^L = -\frac{i}{\omega} (\mathbf{L}^{-1} - \mathbf{L}_s^{-1}). \quad (6)$$

После вычисления емкостных и индуктивных матриц составляется полная матрица проводимостей с учетом глобальной нумерации выводов.

Параметры схемы для заданных портов определяются из решения СЛАУ:

$$\mathbf{Y} \cdot \mathbf{V} = \mathbf{I}, \quad (7)$$

где  $\mathbf{V}$ - вектор напряжений,  $\mathbf{I}$  – вектор токов.

Для решения электростатической задачи используется метод граничных элементов (МГЭ) и концепция поверхностных вторичных источников, основанная на интегральном уравнении для потенциала на поверхности  $S$  проводников:

$$\varphi(\mathbf{r}) = \iint_S G_\varphi(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \sigma(\mathbf{r}') dS', \quad (8)$$

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

Для его численного решения используются проекционно-сеточные методы коллокаций или Галеркина. На граничные элементы при этом разбиваются все поверхности проводников, не учтенные в граничных условиях функции Грина.

**Третья глава** посвящена разработке и реализации алгоритмов в собственном ПО для анализа микрополосковых СВЧ-устройств с учетом особенностей моделирования высокочастотных компонентов на подложках на основе оксида алюминия.

Программа разработана на языках программирования C/C++. Для операций с матрицами и решения СЛАУ использовались высокооптимизированные распараллеленные библиотеки BLAS и LAPACK, реализованные в библиотеках Intel MKL стандарта OneAPI. Распараллеливание вычислений реализовано при помощи Intel TBB. Детально рассмотрено построение модуля численного решения электростатической задачи МГЭ.

При разработке экспериментальной версии ПО были приняты следующие упрощения:

- проводники считаются бесконечно тонкими, экран отсутствует;
- топология задается прямоугольными элементами;
- интегральное уравнение решается методом коллокаций;
- поверхности разбиваются регулярной прямоугольной сеткой;

– ЭМ-связи между элементами учитываются только для расположенных друг напротив друга выводов, перекрестные связи не учитываются.

В качестве функции Грина  $G_\varphi(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$  используется выражение для потенциала точечного источника, расположенного на границе между диэлектрическими слоями при отсутствии верхнего экрана, полученное по аналогии с известными в научной литературе способами, для слоев с выделенной в поперечном направлении анизотропией:

$$G^{МПЛ}(\rho) = \frac{\sum_{s=0}^{\infty} \alpha^s (G_s(\rho) - G_{s+1}(\rho))}{2\pi \left( \sqrt{\varepsilon_{\rho_1} \varepsilon_{z_1}} + \sqrt{\varepsilon_{\rho_2} \varepsilon_{z_2}} \right)}, \quad (9)$$

где  $G_s(\rho) = \left( \sqrt{\rho^2 + 4\sqrt{\varepsilon_{\rho_1}/\varepsilon_{z_1}} s^2 h^2} \right)^{-1}$ ,  $\alpha = \left( \sqrt{\varepsilon_{\rho_2} \varepsilon_{z_2}} - \sqrt{\varepsilon_{\rho_1} \varepsilon_{z_1}} \right) / \left( \sqrt{\varepsilon_{\rho_1} \varepsilon_{z_1}} + \sqrt{\varepsilon_{\rho_2} \varepsilon_{z_2}} \right)$ , а индексами  $\rho_i$ ,  $z_i$  обозначены радиальная и поперечная составляющие тензора диэлектрической проницаемости,  $\varepsilon_1$  и  $\varepsilon_2$  – диэлектрическая проницаемость воздуха и диэлектрической подложки соответственно,  $\rho$  – расстояние между двумя точками.

В процессе интегрирования функции Грина по граничным элементам количество членов ряда выбирается автоматически на основе заданного пользователем критерия контроля точности. Для задачи расчета емкостей при воздушном заполнении используются промежуточные вычисления от задачи для слоистой структуры, и обе матрицы заполняются практически одновременно.

Пусть  $n=1$ ,  $m=2$  (рис. 3), тогда емкости, соответственно,  $C_{11}$ ,  $C_{22}$ ,  $C_{33}$ ,  $C_{44}$ ,  $C_{12}$ ,  $C_{34}$ . Для расчета этих величин из решения МГЭ определяются усредненные погонные емкости на основе наведенных на проводниках зарядов. Значения индуктивностей  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_{12}$  определяются при помощи (4) из решения МГЭ для воздушного диэлектрического заполнения. Индексом  $s$  обозначены элементы, рассчитанные для идеальных конденсаторов, которые образованы проводниками планарных сегментов и магнитными стенками. Искомые элементы матрицы связей обозначены индексом  $e$ .

Для расчета индуктивностей  $L_1^e$ ,  $L_2^e$  и  $M_{12}^e$  используется (5) и составляется система уравнений:

$$\begin{bmatrix} L_1 & L_{12} \\ L_{12} & L_2 \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} L_1^e & M_{12}^e \\ M_{12}^e & L_2^e \end{bmatrix}^{-1} - \begin{bmatrix} L_1^s & 0 \\ 0 & L_2^s \end{bmatrix}^{-1}, \quad (10)$$

откуда

$$\begin{bmatrix} L_1^e & M_{12}^e \\ M_{12}^e & L_2^e \end{bmatrix} = \left( \begin{bmatrix} L_1 & L_{12} \\ L_{12} & L_2 \end{bmatrix}^{-1} - \begin{bmatrix} L_1^s & 0 \\ 0 & L_2^s \end{bmatrix}^{-1} \right)^{-1}. \quad (11)$$

Таким образом, из ее решения находятся значения индуктивностей:

$$\begin{aligned} L_1^e &= \left( (L_2^s - L_2) / (L_{12}^2 + L_2^s L_1 - L_1 L_2) - 1 / L_1^s \right)^{-1}, \\ L_2^e &= \left( (L_1^s - L_1) / (L_{12}^2 + L_1^s L_2 - L_1 L_2) - 1 / L_2^s \right)^{-1}, \\ M_{12}^e &= L_{12} L_1^s L_2^s / \left( (L_1^s - L_1)(L_2^s - L_2) - L_{12}^2 \right). \end{aligned} \quad (12)$$

Емкости вычисляются как  $C_{11}^e = C_{11} - C_{11}^s$ ,  $C_{22}^e = C_{22} - C_{22}^s$ ,  $C_{33}^e = C_{33} - C_{33}^s$ ,  $C_{44}^e = C_{44} - C_{44}^s$ ,  $C_{12}^e = C_{12}$ ,  $C_{34}^e = C_{34}$ .

Для случаев, когда ЭМ-связь между сегментами не рассматривается, а учитывается только краевое поле, подстановка  $L_{12} = 0$  в (12) дает переход к модели одиночного элемента:  $L_1^e = (1/L_1 - 1/L_1^s)^{-1}$ ,  $L_2^e = (1/L_2 - 1/L_2^s)^{-1}$  и  $C_{12}^e = C_{34}^e = 0$ .

Затем  $Y$ -параметры для рассматриваемого участка цепи на частоте  $\omega$  находятся как

$$Y_e = Y_C + Y_L = j\omega C_e - \frac{j}{\omega(L_1^e L_2^e - M_{12}^e M_{12}^e)} L_e, \quad (13)$$

где матрицы емкостей и индуктивностей выглядят следующим образом:

$$C_e = \begin{pmatrix} C_{11}^e & -C_{12}^e & 0 & 0 \\ -C_{12}^e & C_{22}^e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{33}^e & -C_{34}^e \\ 0 & 0 & -C_{34}^e & C_{44}^e \end{pmatrix}, \quad L_e = \begin{pmatrix} L_2^e & M_{12}^e & -L_2^e & -M_{12}^e \\ M_{12}^e & L_1^e & -M_{12}^e & -L_1^e \\ -L_2^e & -M_{12}^e & L_2^e & M_{12}^e \\ -M_{12}^e & -L_1^e & M_{12}^e & L_1^e \end{pmatrix}. \quad (14)$$

Полная матрица связей для  $N$  выводов в схеме составляется как сумма всех подматриц вида (13) для всех соседних пар выводов в их глобальной нумерации. Путем суммирования найденных матрицы  $Y_E$  и  $Y_S$ , формируется СЛАУ для всей топологии, из решения которой определяются параметры цепи на заданной частоте для выбранных портов.

**В четвертой главе** проводится верификация разработанных алгоритмов. Обоснован выбор метода МКЭ в качестве опорного для проведения численных экспериментов с упрощенными физическими моделями.

Для чистоты эксперимента сравнивались модели в приближении бесконечно тонких проводников и без учета потерь. Расчетные характеристики, полученные при помощи разработанного ПО, сравнивались с характеристиками аналогичных электродинамических моделей МКЭ и 2.5D МоМ, а также квазистатических моделей на основе телеграфных уравнений, составленных из отрезков одиночных и связанных линий. Параметры диэлектрического слоя задавались как  $h=0,5$  мм,  $\epsilon=9,8$ .

Далее для наглядности приведены результаты моделирования широкого отрезка микрополосковой линии размером  $4 \times 4$  мм с подводящими согласованными на 50 Ом линиями, и смещенных отрезков связанных линий размерами  $1 \times 15$  мм и  $2 \times 15$  мм соответственно. Порты, для которых определяются S-параметры, располагаются по торцам и выделены цветом, а порты многополюсников двумерных моделей обозначены белым. Связи между проводниками рассчитывались на основе полных наведенных зарядов и для простоты усреднялись между выводами, расположенными друг напротив друга.

Для широкого отрезка линии, рис. 5, среднее отклонение резонансного пика от расчетной характеристики МКЭ по частоте для 2.5D МоМ составило 0,5%, для квазистатической модели на основе телеграфных уравнений 8,7% и для разработанной программы 1,5%.

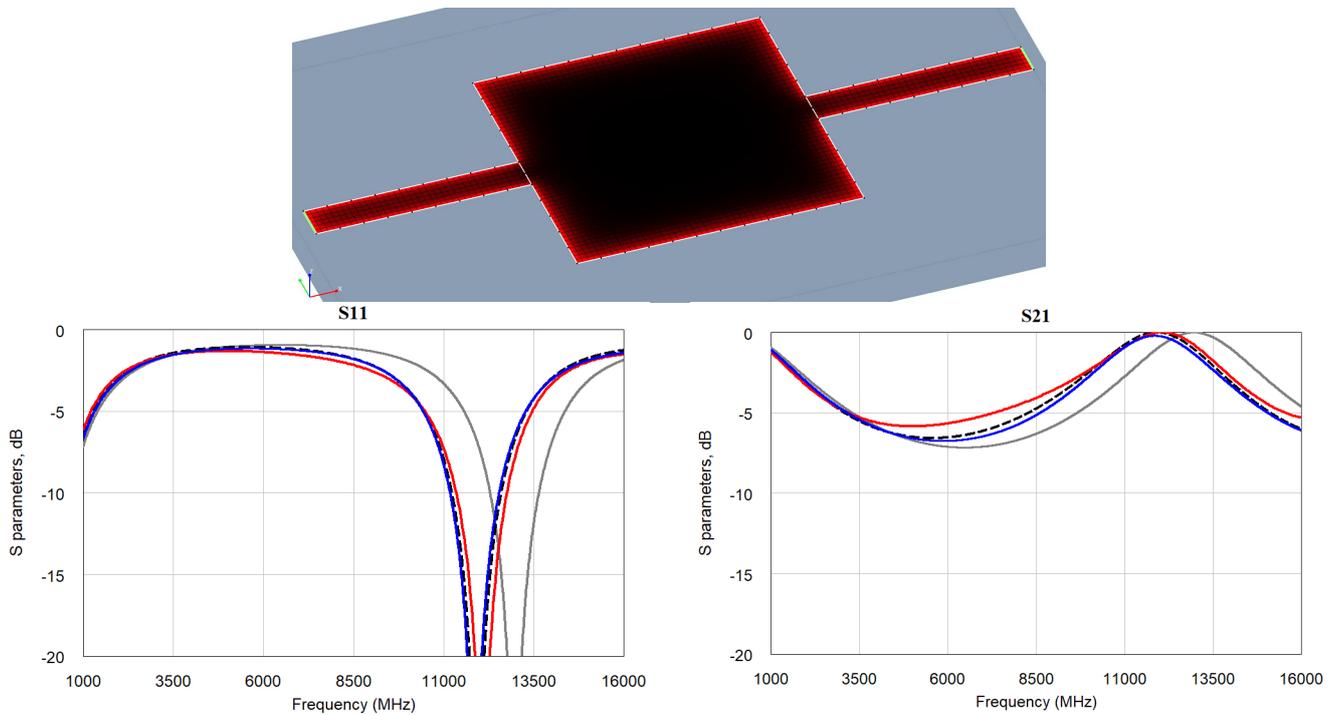


Рис. 5 Сравнение расчетных характеристик отрезка линии размером  $4 \times 4$  мм. Разработанная программа – красная сплошная, МКЭ – штриховая, 2.5D МоМ – синяя сплошная, квазистатическая модель – серая сплошная

Для смещенных связанных линий средней ширины, рис. 6, среднее отклонение для 2.5D МоМ составило 0,1%, для квазистатической модели на основе телеграфных уравнений 1,1%, а для разработанной программы 0,3%.

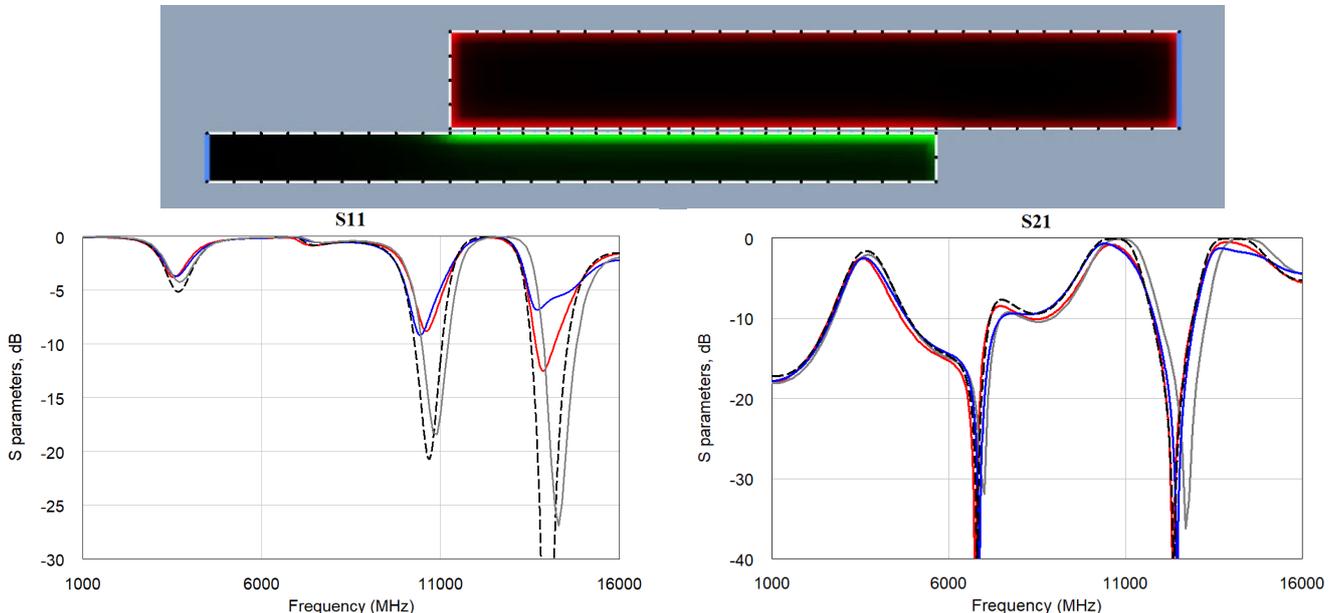


Рис. 6 Сравнение характеристик отрезков связанных линий  $1 \times 15$  мм и  $2 \times 15$  мм. Разработанная программа – красная сплошная, МКЭ – штриховая, 2.5D МоМ – синяя сплошная, квазистатическая модель – серая сплошная

На рис. 7 представлены расчетные характеристики  $S_{11}$  и  $S_{21}$  полосно-пропускающего фильтра с тремя заземленными по торцам резонаторами. Наблюдается хорошая корреляция расчетных и измеренных характеристик в широком диапазоне частот от 1 до 18 ГГц с незначительными расхождениями на частотах выше 10 ГГц. Смещение по центральной частоте относительно МКЭ, для 2.5D МоМ составило 0,2%, для разработанной программы 1% и для

квазистатической модели 1,6%. По ширине полосы фильтра наблюдаются следующие отклонения: для 2.5D МоМ 1,2%, для разработанной программы 4% и для квазистатической модели на основе телеграфных уравнений 5,1%.

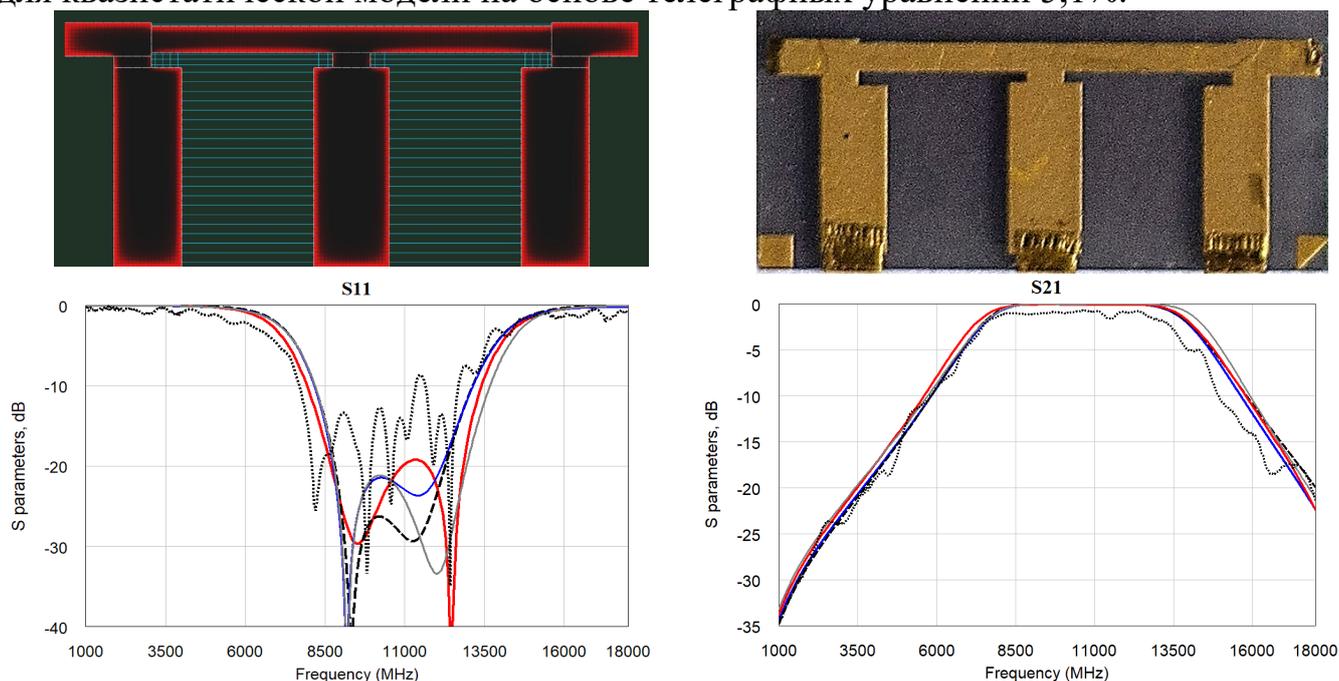


Рис. 7 Сравнение характеристик фильтра с заземленными резонаторами.

Разработанная программа – красная сплошная, МКЭ – штриховая, 2.5D МоМ – синяя сплошная, квазистатическая модель – серая сплошная, измерения – пунктир

Далее рассматривается конструкция лестничного фильтра, рис. 8.

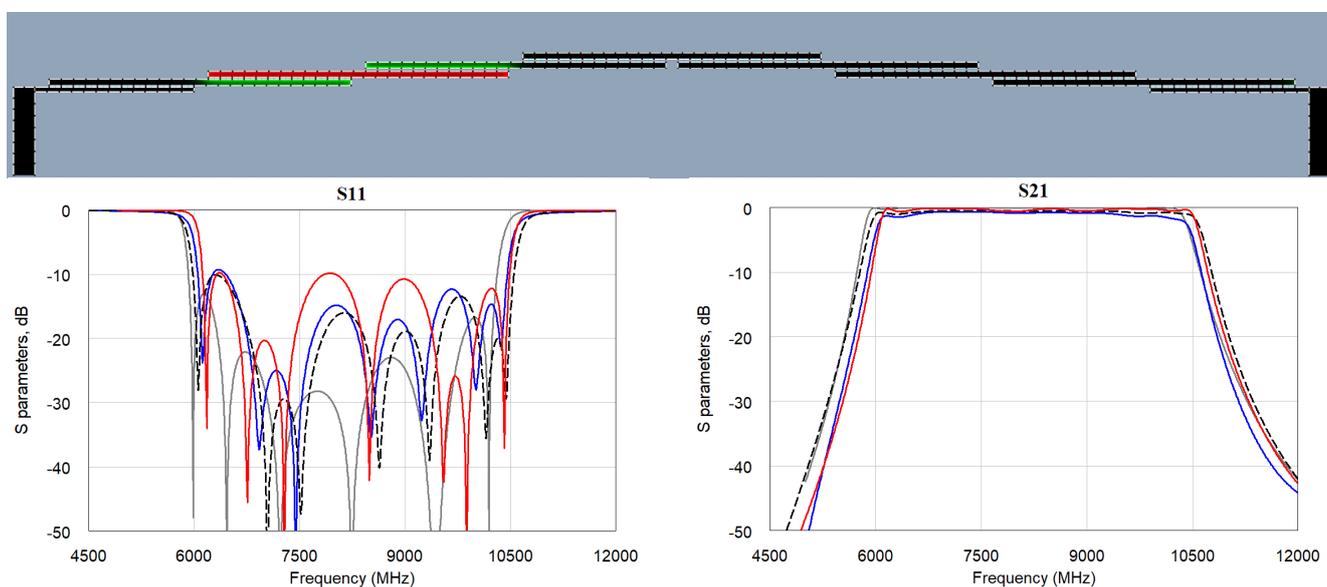


Рис. 8 Сравнение характеристик лестничного фильтра. Разработанная программа – красная сплошная, МКЭ – штриховая, 2.5D МоМ – синяя сплошная, квазистатическая модель – серая сплошная

Она демонстрирует высокую чувствительность к малым изменениям параметров, а ее модель в приближении бесконечно тонких проводников имеет недостаточную точность для сопоставления с результатами измерений, что подтверждено анализом более детализированных электродинамических моделей. В связи с этим для сравнений использовались исключительно расчетные характеристики. По центральной частоте смещение относительно МКЭ, для

2.5D MoM составило 0,4%, для разработанной программы 0,5%, для квазистатической модели 1,5%. По ширине полосы фильтра относительно МКЭ, расхождение для 2.5D MoM составило 5,6%, для разработанной программы 3,7%, для квазистатической модели 2,2%.

Общее время анализа устройства складывается из времени формирования матрицы СЛАУ, ее решения, а также предварительной обработки и пост-обработки данных, включая вывод результатов в файл. Время формирования СЛАУ, в свою очередь, включает полный электростатический анализ, который не зависит от частоты, и вычисление частотно-зависимой матрицы двумерных моделей. Процесс формирования матрицы связей зависит от частоты только при необходимости уточнения моделей частотно-зависимыми поправками.

Время вычислений на отдельных этапах МГЭ замерялось суммарно для воздушного и диэлектрического заполнения на ПК с четырехъядерным процессором класса Intel Core i5. Результаты представлены в таблице 1, где  $T_{fill}$  – время заполнения матрицы СЛАУ с последующей ее факторизацией,  $T_{solve}$  – время решения полученной после факторизации СЛАУ прямым методом из пакета линейной алгебры Intel MKL для одного вектора источников.

Таблица 1. Зависимость времени электростатического анализа МГЭ от количества элементов сетки				
$N$	$T_{fill}^{-5}$ , с	$T_{fill}^{-10}$ , с	$T_{fill}^{-16}$ , с	$T_{solve}$ , с
1000	0,25	0,65	1,4	0,03
2000	0,9	2,4	5,5	0,06
5000	10	20,5	50,5	0,5
10000	42	90	210	2

Верхним индексом обозначен порядок контроля точности, который задавался при вычислении рядов функции Грина в процессе ее интегрирования. Видно, что время формирования матрицы СЛАУ значительно больше времени, которое требуется на само решение СЛАУ даже при необходимости получения нескольких решений для различных векторов источников. Контроль избыточной точности при вычислении интегралов от рядов функции Грина существенно снижает время расчета. Проведенные эксперименты показали, что вычисление элементов матрицы СЛАУ с порядками точности выше 5-го знака после запятой не оказывает значительного влияния на итоговые S-параметры моделей.

Время вычисления матриц Y-параметров двумерных моделей растет квадратично с увеличением количества выводов. В худшем случае, для длинных линий малой ширины, ряды которых имеют плохую сходимость, при 20 выводах и сходимости рядов до машинной точности, оно составило порядка 0,05 с, что для 320 выводов это время составило порядка 15 с на одну частотную точку. Для получения характеристики устройства в среднем требуется к расчету не менее 20 частотных точек, что для модели с 300 выводами требовало бы более 6 минут. Таким образом, при большом количестве выводов вычислительные затраты на формирование СЛАУ выступают ограничивающим фактором. Предложенный в рамках данной работы способ ускорения вычислений параметров двумерных моделей устраняет этот недостаток.

Исследования показали, что при построении двумерных моделей с использованием множества одинаковых сегментов с малым числом выводов

(рис. 9) значительно сокращается объем вычислений. Особенно ощутима экономия в случае множества повторяющихся элементов, поскольку для них достаточно матрицу лишь одного сегмента, а для остальных использовать ее копии.

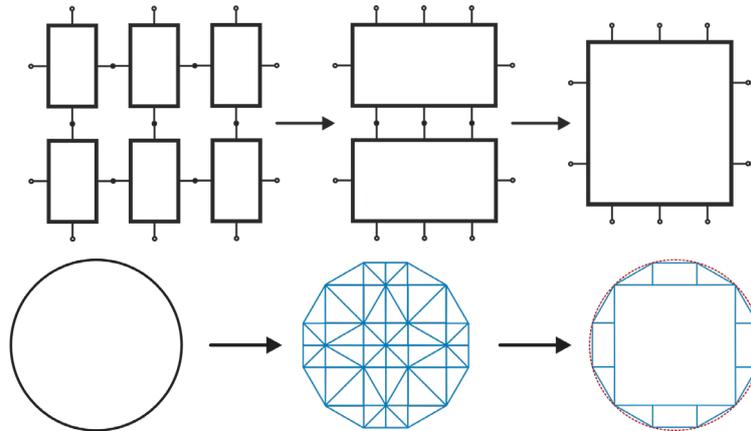


Рис. 9 Примеры объединения однотипных планарных сегментов путем последовательного исключения внутренних выводов и аппроксимации элементов топологии с криволинейными границами

В дополнение такой подход обеспечивает возможность аппроксимации элементов с криволинейными границами. В рамках доступных базовых элементов в виде сегментов прямоугольной формы, прямоугольного треугольника с углом  $\pi/6$ , который образован делением равностороннего пополам и равнобедренного прямоугольного треугольника, данный процесс сводится к аппроксимации границ набором отрезков с углами наклона  $0, \pi/6, \pi/4, \pi/3, \pi/2$  в прямоугольной системе координат. Полная матрица проводимостей составного сегмента определяется как сумма его составных частей с учетом нумерации выводов

$$\mathbf{Y}_s^{sub} = \mathbf{Z}_{sub1}^{-1} + \mathbf{Z}_{sub2}^{-1} + \dots + \mathbf{Z}_{subK}^{-1}. \quad (15)$$

Время расчета матриц двумерных моделей для лестничного фильтра (рис. 8) с использованием предложенного подхода сегментации и при различном количестве электрических выводов представлено в таблице 2.

Таблица 2. Время формирования и решения СЛАУ при различном числе электрических выводов по периметру для модели лестничного микрополоскового фильтра

Количество выводов по периметру	Прямое вычисление			Предложенный способ			Сравнение		
	Заполнение $T_{z1}, c$	Решение $T_{p1}, c$	Сумма $T_1, c$	Заполнение $T_{z2}, c$	Решение $T_{p2}, c$	Сумма $T_2, c$	$T_{z1}/T_{z2}$	$T_{p1}/T_{p2}$	$T_1/T_2$
135 (139+35)	7,55	0,08	7,62	0,47	0,11	0,58	16	0,73	13
247 (247+105)	23,6	0,31	23,9	0,28	0,6	0,89	84	0,52	27
355 (353+162)	48,7	0,74	49,5	0,075	1,44	1,51	649	0,51	33
502 (501+235)	97,7	1,46	99,1	0,21	3,12	3,33	465	0,47	30

Значения  $T_z$  соответствуют времени заполнения общей матрицы сегментов,  $T_p$  – времени решения СЛАУ, а их суммарное время обозначено как  $T = T_z + T_p$ . В скобках указано количество выводов по периметру и количество добавленных внутренних для сегментированной модели. Из результатов видно, что

предложенный способ позволил сократить время составления СЛАУ при расчете микрополоскового фильтра более, чем на 1-2 порядка, при этом незначительно увеличились затраты на формирование и решение итоговой СЛАУ, что связано с увеличением ее размерности. При этом тип матрицы сменился с плотной на разреженную, для операций с которой существуют ускоренные алгоритмы.

В заключении сформулированы основные выводы и результаты работы.

## ОБЩИЕ ВЫВОДЫ И РЕЗУЛЬТАТЫ

1. Разработан метод частотного анализа планарных конструкций произвольной топологии в квазистатическом приближении на основе комбинирования двумерных моделей планарных компонентов с численным решением трехмерной электростатической задачи. Внешние ЭМ-поля планарных компонентов моделируются цепью из сосредоточенных элементов, значения которых определяются из решения трехмерного уравнения Пуассона методом МГЭ. В моделях планарных компонентов используются реальные геометрические размеры и параметры (не эффективные), при этом распределенные связи учитываются между всеми топологическими элементами.

2. Разработаны и реализованы в собственном ПО алгоритмы для быстрого расчета S-параметров устройств на основе МПЛ в квазистатическом приближении. С их помощью проведена верификация моделей путем сравнения полученных характеристик с результатами расчетов квазистатическими методами, методами ЭМ-анализа МКЭ, 2.5D МоМ и результатами измерений изготовленных макетов. В качестве объектов моделирования использовались модели отрезков МПЛ, связанных линий и микрополосковых фильтров СВЧ.

3. Разработана собственная реализация МГЭ для решения трехмерной электростатической задачи с возможностью задания различных значений диэлектрической проницаемости в поперечном и радиальном направлениях в МПЛ подложках. Для оптимизации вычислительных затрат был проведен анализ и исследование способов улучшения сходимости квадратурных формул для вычисления сингулярных и околосингулярных интегралов по элементам расчетной сетки. Обоснован выбор использованных алгоритмов.

4. Устранен существенный недостаток двумерных моделей с большим количеством выводов благодаря предложенному методу формирования топологии базовыми сегментами, что значительно ускоряет вычисления их параметров на этапе формирования матрицы СЛАУ. В результате основной вклад в расчетное время S-параметров модели устройства составляет полный электростатический анализ МГЭ, который требуется провести лишь один раз для всех частотных точек.

5. Результаты численных экспериментов показали, что разработанное ПО позволяет быстро (в порядке секунд) рассчитывать на современном ПК характеристики конструкций планарных СВЧ-устройств с содержанием сильных и слабых функциональных ЭМ-связей между элементами (фильтров СВЧ). Для моделей в приближении бесконечно тонких проводников сокращение временных затрат составило по крайней мере 3 порядка по сравнению с МКЭ и 2 порядка по сравнению с 2.5D МоМ при расхождении характеристик в пределах нескольких процентов по частотам (до 4% на частотах до 16 ГГц).

### **Перспективы развития темы исследований**

Дальнейшее развитие темы исследования предполагается в направлении расширения функциональных возможностей и улучшения быстродействия алгоритмов с последующей реализацией в качестве дополнительного модуля единого программного комплекса САПР СВЧ. Предполагается адаптация алгоритмов для моделирования проводников в разных слоях диэлектрика с учетом толщины металлизации и экранов, металлодиэлектрических вставок (например корпусов сосредоточенных элементов), для решения задач из смежных областей радиоэлектроники (целостность сигналов, моделирование излучения и др.).

### **ПУБЛИКАЦИИ АВТОРА ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ**

#### **Статьи в рецензируемых изданиях, входящих в перечень ВАК**

1. *Денисенко Д. В.* Применение методов граничных интегральных уравнений в проектировании планарных устройств сверхвысоких частот // Труды МАИ. – 2014. – № 73. – URL: [mai.ru/upload/iblock/b08/b0848cf0705edfa5aa0679a790af4a52.pdf](http://mai.ru/upload/iblock/b08/b0848cf0705edfa5aa0679a790af4a52.pdf)
2. *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: [jre.cplire.ru/koi/jul14/7/text.pdf](http://jre.cplire.ru/koi/jul14/7/text.pdf)
3. *Денисенко Д. В., Радченко В. В.* Моделирование электромагнитных связей между планарными резонаторами // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – 2016. – №1. – URL: [jre.cplire.ru/win/jan16/4/text.pdf](http://jre.cplire.ru/win/jan16/4/text.pdf)
4. *Денисенко Д. В., Радченко В. В.* Квазистатическое моделирование микрополосковых фильтров методом матричного представления краевых электромагнитных полей в резонаторах // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – 2020. – №3. – doi: 10.30898/1684-1719.2020.3
5. *Денисенко Д. В., Радченко В. В.* Квазистатическое моделирование краевых эффектов в планарных резонаторах // Вопросы радиоэлектроники. – 2020. – №5. – С. 64–70. – doi: 10.21778/2218-5453-2020-5-64-70
6. *Денисенко Д. В., Радченко В. В.* Метод моделирования связанных планарных резонаторов на основе матричного представления краевых электромагнитных полей // Системы управления, связи и безопасности. – 2021. – №5. – С. 120-135. – doi: 10.24412/2410-9916-2021-5-120-135
7. *Денисенко Д. В., Радченко В. В.* Быстрый анализ многопортовых моделей планарных СВЧ-устройств на основе сегментации базовыми элементами // Радиотехника. – 2024. – Т. 88. – № 8. – С. 170-179. – doi: 10.18127/j00338486-202408-17

#### **Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ**

8. Свид. 2024616032 Российская Федерация. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ. Microstrip TEM Solver / *Д.В. Денисенко*; заявитель и правообладатель *Д.В. Денисенко (RU)*. – №2024614845/69; заявл. 12.03.2024; опубл. 15.03.2024, Реестр программ для ЭВМ. – 1 с.

9. Свид. 2024660260 Российская Федерация. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ. Программа для анализа S-параметров четырехполюсников / *Д.В. Денисенко, В.В. Радченко*; заявители и правообладатели *Д.В. Денисенко (RU), В.В. Радченко (RU)* – №2024617645/69; заявл. 02.04.2024; опубл. 03.05.2024, Реестр программ для ЭВМ. – 1 с.

### Другие публикации

10. *Воронцов Р. Б., Денисенко Д. В., Козлов А. В.* Исследование влияния точности изготовления полосковых проводников и сквозных металлизированных отверстий на характеристики микрополосковых фильтров // 11-я международная конференция «Авиация и космонавтика – 2012»: тезисы докладов (Москва, 13-15 ноября 2012 г.). – М.: МАИ, 2012. – С. 17-18

11. *Денисенко Д. В.* Вычисление матрицы моментов при расчете эффективной диэлектрической проницаемости полоскового резонатора // Сборник трудов 4-й Всероссийской Микроволновой конференции (Москва, 23-25 ноября 2016 г.) – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2016. – С. 295-299.

12. *Денисенко Д. В.* Особенности моделирования методом моментов в проектировании планарных СВЧ-устройств // Труды 4-й Всероссийской научно-технической конференции молодых конструкторов и инженеров «Минцевские чтения» (Москва, 24 ноября 2016 г.) – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017. – С. 50-59.

13. *Денисенко Д. В., Радченко В. В.* Определение эффективных параметров планарного резонатора в многослойной диэлектрической среде // Сборник трудов 5-й Всероссийской Микроволновой конференции (Москва, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.) – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2017. – С. 198-202.

14. *Денисенко Д. В., Радченко В. В.* Квазистатическое моделирование микрополоскового фильтра с учетом электромагнитных связей между резонаторами // Сборник трудов 6-й Всероссийской Микроволновой конференции (Москва, 28-30 ноября 2018 г.) – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2018. – С. 128-132.

15. *Воронцов Р. Б., Денисенко Д. В., Радченко В. В.* Исследование методов настройки микрополосковых фильтров со сквозными металлизированными отверстиями в условиях серийного производства // Труды XIII Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь» (Москва, 25-27 ноября 2019 г.). – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2019. – С. 61-64.

16. *Денисенко Д. В., Радченко В. В.* Способ быстрого вычисления многомодовых матриц двумерных моделей планарных элементов произвольной формы // Сборник докладов XIII Всероссийской научно-технической конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ» (Санкт-Петербург, 27-31 мая 2024 г.). – СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2024. – С. 224-227.