

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический университет
имени В.Ф. Уткина»

На правах рукописи



НГУЕН ДАНГ ХОП

**АЛГОРИТМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ОПТИМИЗАЦИИ ПОЛОСКОВЫХ
ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ
НА ОСНОВЕ МАТРИЧНОГО АНАЛИЗА И НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ**

Специальность: 2.2.13. «Радиотехника, в том числе системы
и устройства телевидения»

Диссертация на соискание ученой
степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Васильев Евгений Петрович

Рязань – 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
ГЛАВА 1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ВОПРОСОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПОЛОСКОВЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ	13
1.1. Актуальность применения и роль полосковых переключателей в радиотехнических системах.....	13
1.2. Ключевые элементы и классификация полосковых переключателей....	14
1.3. Анализ методов и систем моделирования полосковых переключателей.....	18
1.4. Аналитические и матричные методы анализа коммутационных структур.....	21
1.5. Методы многопараметрической оптимизации полосковых переключателей.....	23
1.6. Применение искусственных нейронных сетей при проектировании полосковых переключателей	25
1.7. Выводы по первой главе.....	28
ГЛАВА 2. МОДЕЛИРОВАНИЕ КЛЮЧЕВЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В РАДИОЧАСТОТНОМ ДИАПАЗОНЕ	31
2.1. Обобщённый алгоритм матричного анализа полосковых переключателей.....	32
2.2. Математическая модель герконового модуля.....	36
2.3. Аналитические модели радиочастотных полупроводниковых ключевых элементов	48
2.4. Выводы по второй главе.....	56

ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ОПТИМИЗАЦИИ И НЕЙРОСЕТЕВОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ПОЛОСКОВЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ.....	58
3.1. Оптимизация полосковых переключателей с учётом интегральных критериев качества.....	59
3.2. Анализ чувствительности и локальный поиск в задаче параметрического синтеза переключателей.....	65
3.3. Алгоритм оптимизации полосковых переключателей на основе метода Пауэлла.....	69
3.4. Универсальный алгоритм создания нейросетевой модели полосковых переключателей.....	82
3.5. Выводы по третьей главе	91
ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНО-ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И ВЕРИФИКАЦИЯ РАЗРАБОТАННЫХ МОДЕЛЕЙ И АЛГОРИТМОВ ПОЛОСКОВЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ	93
4.1. Экспериментальное подтверждение модели герконового модуля	94
4.2. Экспериментальные исследования многоканальных полупроводниковых переключателей.....	100
4.3. Экспериментальная верификация универсального нейросетевого алгоритма	112
4.3.1. Обоснование выбора архитектуры.....	112
4.3.2. Ёмкостный МЭМС-переключатель.....	115
4.3.3. PIN-диодный переключатель с открытым шлейфом	120
4.4. Выводы по четвертой главе.....	126
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	128

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	131
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	145
П1. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ	145
П2. Акты о внедрении результатов диссертационной работы	153

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Полосковые переключатели выполняют базовые функции коммутации и маршрутизации сигналов в современных радиотехнических системах, в значительной степени определяя их надёжность и эффективность. В частности, они широко применяются в трактах формирования и распределения сигналов цифрового телевидения высокой и ультравысокой чёткости, а также в системах спутникового телевизионного вещания, где требования к потерям, развязке и стабильности параметров напрямую определяют качество передаваемого изображения. Не менее востребованы полосковые переключатели в радиолокации – для коммутации каналов приёмных трактов фазированных антенных решёток и переключения поляризации зондирующего сигнала; в системах спутниковой и наземной передачи информации дециметрового и сантиметрового диапазонов – для коммутации каналов приёмопередающих модулей; а также в радиоастрономии и метрологии – для коммутации измерительных и калибровочных трактов широкополосных приёмных систем, где стабильность вносимых потерь и развязки непосредственно определяет точность измерений. С развитием технологий 5G, Wi-Fi 6/7 и спутниковой связи возрастают требования к компактности, широкополосности и помехоустойчивости подобных устройств. Переход радиотехнических систем в сантиметровый и миллиметровый диапазоны заметно усложнил проектирование переключателей. Существующие модели и алгоритмы требуют уточнения, причём не только для переключателя в целом, но и для его ключевых элементов, от которых зависят коммутация и управление сигналом.

При проектировании переключателя приходится одновременно варьировать много параметров и учитывать физику ключевого элемента – будь то PIN-диод, полевой транзистор с барьером Шоттки (ПТШ), герконовый модуль или микроэлектромеханический (МЭМС) переключатель. Полноволновый электро-

динамический анализ в средах ANSYS HFSS и CST даёт высокую точность, но расчёт одной конфигурации занимает от нескольких минут до нескольких часов.

При многовариантной оптимизации такие затраты существенно увеличивают продолжительность расчётов и затрудняют оперативное изменение конструктивных параметров. Для повышения быстродействия могут быть использованы методы теории радиочастотных цепей и матричного анализа. Однако классические универсальные алгоритмы требуют формирования и решения систем линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) высоких порядков, что приводит к кубической вычислительной сложности $O(N^3)$, накоплению ошибок округления и ограничениям по быстродействию. В связи с этим разработка обобщенного алгоритма матричного анализа, позволяющего исключить СЛАУ, снизить сложность до линейной $O(N)$ и напрямую учитывать состояния переключателя через граничные условия, является актуальной научной задачей. Другим способом снижения вычислительных затрат полноволнового электродинамического моделирования является применение аппроксимационного моделирования на основе искусственных нейронных сетей (ИНС). После обучения нейросетевая модель позволяет выполнять многократный прогноз характеристик без повторного полноволнового расчёта. Однако существующие подходы к нейросетевому моделированию в радиотехнической технике, как правило, разрабатываются индивидуально для конкретных типов устройств и не предлагают универсального алгоритма, который мог бы применяться для различных физических механизмов коммутации.

В связи с вышеуказанным диссертационная работа, посвященная разработке моделей и алгоритмов проектирования полосковых переключателей с целью повышения точности и быстродействия решения проектных задач, имеет высокую степень **актуальности**.

Степень проработанности темы. В развитие теории анализа и синтеза полосковых переключателей существенный вклад внесли А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич, Д.Л. Маттей, М.Е. Ильченко, И.В. Лебедев, А.Е. Знаменский, Л.В. Алексеев, Г.С. Хижа и др. Вопросы проектирования полосковых переключателей подробно освещены в работах В.И. Вольмана, С.И. Бахарева, I. Bahl, Г.Б. Дзехцера, О.С. Орлова, Н.Т. Бовы, Ю.В. Пименова, G.M. Rebeiz, S. Lucyszyn, J. Oberhammer. Математические модели ключевых элементов исследовались В.В. Никольским, А.В. Вайсблатом, Е.И. Нефёдовым, Д.М. Сазоновым, D.M. Pozar, R. Garg. В последние годы активно развивается нейросетевое моделирование полосковых устройств, представленное в трудах Q.J. Zhang, K.C. Gupta, J.E. Rayas-Sánchez, Y. Cao, F. Feng, Z. Marinković, V. Devabhaktuni, E.K. Murphy.

Цель диссертации. Разработка моделей и алгоритмов проектирования полосковых переключателей и их ключевых элементов для повышения быстродействия и точности решения проектных задач.

Объектом исследования являются модели и алгоритмы проектирования полосковых переключателей (включая и ключевые элементы).

Предметом исследования являются математические модели и алгоритмы, а также программные средства проектирования полосковых переключателей, обеспечивающие улучшение показателей качества (увеличение быстродействия и точности решения проектных задач).

Задачи диссертации. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие основные задачи:

1. Выполнить обзор области применения, а также известных методов моделирования и оптимизации полосковых переключателей, выявив их преимущества и ограничения и тем самым обосновав актуальность поставленных задач.
2. Разработать математические модели ключевых элементов полосковых переключателей (электромеханических, PIN-диодных и полевых транзисторов с

барьером Шоттки (ПТШ)), отражающие взаимосвязь конструктивных параметров и электрических характеристик; обосновать интегральный показатель качества для объективного сопоставления различных ключевых элементов.

3. Разработать модернизированный алгоритм многопараметрической оптимизации полосковых переключателей.

4. Разработать алгоритм создания нейросетевых моделей для ускоренного прогнозирования характеристик полосковых переключателей на основе данных полноволнового электродинамического моделирования.

5. Проверить работоспособность и адекватность разработанных моделей и алгоритмов на ряде конструкций полосковых переключателей.

Методы исследования. При решении поставленных задач использовались методы теории радиочастотных цепей, матричной алгебры, строгие численные методы электродинамического моделирования (метод конечных элементов FEM, метод моментов MoM), методы многопараметрической оптимизации, а также современные методы машинного обучения (аппарат искусственных нейронных сетей). Вычисления и электродинамическое моделирование проводились в средах AWR, Python и ANSYS HFSS.

Научная новизна

1. Обобщённый алгоритм матричного анализа и моделирования полосковых переключателей, отличающийся от известных универсальных алгоритмов тем, что состояния переключателя учитываются непосредственно через граничные условия на зажимах базовых восьмиполюсников; это позволяет сворачивать их в четырехполюсники без формирования и решения систем линейных алгебраических уравнений высоких порядков, что снижает вычислительную сложность анализа и повышает быстродействие расчётов. *(Соответствует п.14 специальности 2.2.13 Разработка и исследование методов моделирования радиотехнических устройств и систем, включая системы цифрового телеви-*

дения высокой, сверхвысокой, ультравысокой четкости и других форматов, для телевизионного вещания и специальных применений).

2. Модернизированный алгоритм многопараметрической оптимизации полосковых переключателей, отличающийся от известных уточнением математических моделей ключевых элементов, в том числе аналитических выражений для герконового модуля, и аддитивной целевой функции, учитывающей оба режима переключения волновых каналов (пропускания и запираания). (Соответствует **п.15 специальности 2.2.13** Разработка и исследование физических, математических и гибридных имитационных моделей радиотехнических устройств и систем, включая системы и устройства аналогового и цифрового телевидения и оптико-электронных устройств).

3. Впервые предложен универсальный алгоритм создания нейросетевой модели полосковых переключателей, не зависящий от типа устройства и физического механизма переключения, отличающийся от известных подходов, в которых нейросетевые модели разрабатываются индивидуально для каждого типа устройства, предложенный алгоритм обеспечивает высокую точность аппроксимации для различных типов переключателей при единой архитектуре нейронной сети. (Соответствует **п.14 специальности 2.2.13** Разработка и исследование методов моделирования радиотехнических устройств и систем, включая системы цифрового телевидения высокой, сверхвысокой, ультравысокой четкости и других форматов, для телевизионного вещания и специальных применений).

Основные положения, выносимые на защиту

1. Впервые разработана модель герконового модуля в приближении Т-волны с последующей конструктивной реализацией и проведением теоретических и экспериментальных исследований, частотный диапазон увеличен на порядок. (Соответствует **п.15 специальности 2.2.13** Разработка и исследование физических, математических и гибридных имитационных моделей радио-

технических устройств и систем, включая системы и устройства аналогового и цифрового телевидения и оптико-электронных устройств).

2. Результаты теоретических и экспериментальных исследований новых конструктивно-топологических вариантов полосковых двух-, трёх- и четырёх-канальных полупроводниковых переключателей, подтверждающие адекватность разработанных математических моделей ключевых элементов и алгоритма многопараметрической оптимизации: для четырёхканального переключателя в полосе частот 2 ГГц с центральной частотой 10 ГГц измеренные потери в режиме пропускания составили не более 1,8 дБ при расчётных значениях 1,5–4,0 дБ. *(Соответствует п.15 специальности 2.2.13. Разработка и исследование физических, математических и гибридных имитационных моделей радиотехнических устройств и систем, включая системы и устройства аналогового и цифрового телевидения и оптико-электронных устройств).*

3. Алгоритм создания нейросетевой модели полосковых переключателей, основанный на формировании обучающей выборки методом латинского гиперкуба и обучении многослойной нейронной сети, являющийся универсальным и не требующий дополнительной модернизации при смене типа устройства, что подтверждено на ёмкостном МЭМС-переключателе и PIN-диодном переключателе с открытым шлейфом при сокращении времени расчёта в несколько раз. *(Соответствует п.14 специальности 2.2.13. Разработка и исследование методов моделирования радиотехнических устройств и систем, включая системы цифрового телевидения высокой, сверхвысокой, ультравысокой четкости и других форматов, для телевизионного вещания и специальных применений).*

Достоверность полученных результатов обеспечивается корректным использованием проверенного математического аппарата теории радиочастотных цепей и электродинамики, строгой аргументацией физических процессов в ключевых элементах. Достоверность предложенных подходов подтверждается хорошим совпадением результатов расчёта по разработанным математическим

моделям с данными натурных измерений изготовленных макетов переключателей, а также совпадением результатов нейросетевого моделирования с результатами полноволнового электродинамического моделирования в среде ANSYS HFSS.

Практическая значимость и научная ценность результатов. Разработанный обобщённый алгоритм матричного анализа обеспечивает сокращение вычислительных затрат при анализе полосковых переключателей, а модернизированный алгоритм многопараметрической оптимизации позволяет повысить его эффективность. Разработанные аппроксимационные нейросетевые модели обеспечивают ускоренное прогнозирование характеристик полосковых переключателей, позволяя сократить время расчёта в несколько раз при средней по совокупности выходных параметров погрешности (MAPE) не более 3 % по сравнению с электродинамическим моделированием. Созданное программное обеспечение (подтверждено 8 свидетельствами о государственной регистрации программ для ЭВМ) применимо в инженерной практике при проектировании полосковых переключателей и герконовых модулей.

Внедрение результатов работы. Результаты диссертации внедрены в ООО «HTR Технологии» (Социалистическая Республика Вьетнам) и в РГРТУ им. В.Ф. Уткина при изучении дисциплины "Антенны и СВЧ-устройств" студентами направления 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» (разработаны методические указания).

Апробация работы. Результаты исследований, составляющие основное содержание диссертации, докладывались на 5 международных и 5 всероссийских научно–технических конференциях:

1. V Международный научно–технический форум «Современные технологии в науке и образовании – СТНО–2022» (Рязань, 02–04 марта 2022 г.);
2. VII Всероссийская научно–техническая конференция «Актуальные проблемы современной науки и производства» (г. Рязань, 21–23 ноября 2022 г.);

3. XXVII Всероссийская научно–техническая конференция студентов, молодых ученых и специалистов «Новые информационные технологии в научных исследованиях» (г. Рязань, 07–09 декабря 2022 г.);

4. VI Международный научно–технический форум «Современные технологии в науке и образовании – СТНО–2023» (г. Рязань, 01–03 марта 2023 г.);

5. XXVIII Всероссийская научно–техническая конференция студентов, молодых ученых и специалистов «Новые информационные технологии в научных исследованиях» (г. Рязань, 22–24 ноября 2023 г.);

6. VIII Всероссийская научно–техническая конференция «Актуальные проблемы современной науки и производства» (г. Рязань, 27–30 ноября 2023 г.);

7. VII Международный научно–технический форум «Современные технологии в науке и образовании – СТНО–2024» (г. Рязань, 04–06 марта 2024 г.);

8. XXIX Всероссийская научно–техническая конференция студентов, молодых ученых и специалистов «Новые информационные технологии в научных исследованиях» (г. Рязань, 27–29 ноября 2024 г.);

9. VIII Международный научно–технический форум «Современные технологии в науке и образовании – СТНО–2025» (г. Рязань, 03–06 марта 2025 г.);

10. IX Международная научно-практическая конференция «Современные исследования: перспективы и вызовы» (г. Москва, 24 декабря 2025 г.).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 26 работ, в том числе 4 статьи в изданиях, рекомендованных ВАК к опубликованию основных научных результатов диссертаций, 10 статей в изданиях, индексируемых РИНЦ и 3 тезиса докладов на международных и всероссийских конференциях, 8 свидетельств о государственной регистрации программ для ЭВМ и методические указания к практическим и лабораторным занятиям.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, приложений и списка литературы. Материал изложен на 156 страницах, включает 34 рисунка и 16 таблиц, а также 2 приложения. Список использованной литературы содержит 118 наименований.

ГЛАВА 1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ВОПРОСОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПОЛОСКОВЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ

1.1. Актуальность применения и роль полосковых переключателей в радиотехнических системах

Полосковые переключатели являются базовыми функциональными узлами радиотехнических систем и обеспечивают коммутацию и маршрутизацию сигналов в трактах приёма, передачи и обработки. На их основе строятся более сложные коммутационные структуры – фазовращатели, аттенюаторы, коммутаторы каналов и узлы управления диаграммой направленности антенных решёток. Эксплуатационные показатели переключателя – вносимые потери, развязка каналов, степень согласования и стабильность характеристик – в значительной степени определяют характеристики систем связи, радиолокации, радионавигации и измерительной аппаратуры [1], [2].

В диапазоне от единиц до десятков гигагерц основными характеристиками являются уровень потерь в режиме пропускания, развязка в режиме запирающего и линейность передаточной характеристики. В телевизионной технике полосковые переключатели входят в тракты формирования и распределения сигналов цифрового телевидения высокой и сверхвысокой чёткости, а также в аппаратуру спутникового вещания; здесь от вносимых потерь и их стабильности прямо зависит качество изображения. В радиолокации с их помощью коммутируют каналы приёмных трактов фазированных антенных решёток и переключают поляризацию зондирующего сигнала [3]. В приёмопередающих модулях систем спутниковой и наземной связи дециметрового и сантиметрового диапазонов они коммутируют каналы [4]. Наконец, в радиоастрономии и метрологии переключатели служат для коммутации измерительных и калибровочных трактов широкополосных приёмников, и погрешность измерений здесь во многом определяется стабильностью вносимых потерь и развязки [5].

Системы 5G, разрабатываемые системы шестого поколения, Wi-Fi 6/7 и спутниковая связь осваивают всё более высокие частоты, вплоть до миллиметрового диапазона, а приёмопередающие тракты в них становятся многоканальными и перестраиваемыми. От коммутационного узла в такой аппаратуре требуют малых габаритов, широкой полосы и большого числа управляемых каналов, причём характеристики узлов должны повторяться от экземпляра к экземпляру внутри решётки [2, 6, 7]. Поэтому снижение потерь, повышение линейности и стабильность параметров полосковых переключателей по-прежнему остаются в числе основных задач проектирования.

Разработчику полоскового переключателя приходится совместно учитывать процессы в ключевом элементе, физическая природа которого может быть различной, и электродинамику самой полосковой структуры. Обычный маршрут проектирования строится на полноволновом моделировании: оно точно, но расчёт одной конфигурации занимает от нескольких минут до нескольких часов. Если при синтезе и параметрической оптимизации нужно перебрать десятки и сотни вариантов, суммарное время становится неприемлемым, а каждое изменение конструкции – трудоёмким [7].

В настоящей главе рассмотрены типы ключевых элементов, строгие численные методы и среды моделирования, аналитические и матричные методы анализа коммутационных структур, методы многопараметрической оптимизации и возможности искусственных нейронных сетей. По итогам обзора выделены ограничения существующих подходов, из которых вытекают задачи диссертационного исследования.

1.2. Ключевые элементы и классификация полосковых переключателей

Ниже полосковые переключатели сгруппированы по типу ключевого элемента: именно он во многом задаёт принцип работы переключателя и ограничивает выбор конструктивно-технологического решения. Историческая эво-

люция данных устройств привела к формированию нескольких технологических направлений, каждое из которых обладает собственными достоинствами и ограничениями; ни одно из них не является доминирующим по всей совокупности эксплуатационных показателей [2], [6].

Хронологически первыми среди ключевых элементов коммутации широкое распространение получили герконовые модули – электромеханические ключевые элементы, в которых замыкание и размыкание контакт-деталей осуществляется под действием внешнего магнитного поля; на их основе реализуется соответствующий полосковый переключатель. Герконовые переключатели обладают рядом уникальных физических преимуществ: практически идеальной линейностью передаточной характеристики, способностью коммутировать значительные уровни мощности, минимальными вносимыми потерями и высокой развязкой, а также возможностью реализации магнитной памяти состояния. Перечисленные свойства принципиально труднодостижимы для полупроводниковых и микроэлектромеханических ключей при сопоставимых уровнях мощности, что сохраняет устойчивый интерес к герконовым модулям в измерительной технике, калибровочных стендах и специализированной аппаратуре [8-10]. Вместе с тем рабочий частотный диапазон герконовых переключателей традиционно ограничивался сотнями мегагерц вследствие относительно большого времени переключения и, что более существенно для задач проектирования, ввиду отсутствия строгой электродинамической модели контакт-деталей в радиочастотном диапазоне. Преодоление этого пробела и распространение модели герконового модуля на диапазон до 10 ГГц составляют одно из направлений настоящей работы.

Следующим этапом развития коммутационной техники стало внедрение полупроводниковых решений, прежде всего полосковых переключателей на основе PIN-диодов. Принцип их действия основан на изменении сопротивления i -области структуры при инжекции носителей под действием управляющего то-

ка; эквивалентная схема описывается через электрофизические параметры структуры и элементы с сосредоточенными параметрами. Благодаря этому переключатели на PIN-диодах обеспечивают высокую скорость коммутации вплоть до единиц наносекунд, работоспособность до десятков гигагерц и достаточную надёжность. Основным ограничением является необходимость протекания постоянного управляющего тока, что увеличивает энергопотребление и сопровождается тепловыми потерями; эти недостатки компенсируются технологической зрелостью и массовым распространением решений данного класса. Наибольшее применение переключатели на PIN-диодах нашли при построении фазовращателей, цифровых аттенуаторов, коммутаторов и модуляторов [1], [11-14]. Историческим примером многоканальной реализации данного класса ключевых элементов служит монолитный GaAs SP16T-переключатель на PIN-диодах [15].

Развитие технологии арсенида галлия (GaAs) сформировало самостоятельное направление – полосковые переключатели на основе полевых транзисторов с барьером Шоттки (ПТШ). Их функционирование связано с управлением проводимостью канала транзистора напряжением на затворе, что обеспечивает удобную интеграцию в монолитные интегральные схемы радиочастотного диапазона. К достоинствам переключателей на ПТШ относятся низкий уровень шумов, быстродействие, сопоставимое с PIN-диодными решениями, и возможность компактной реализации; ограничения выступают повышенная стоимость, технологическая сложность и пониженная линейность. Тем не менее переключатели на ПТШ заняли важное место в качестве коммутационных узлов фазированных антенных решёток, приёмопередающих модулей и компактных систем связи, где определяющими являются малые габариты и интегрируемость [2], [6],[16].

В последние десятилетия на первый план выходят микроэлектромеханические переключатели (МЭМС), сочетающие механический и электрический

принципы коммутации на микроуровне. По способу замыкания различают резистивные конструкции, в которых коммутация обеспечивается контактом металлических элементов, и ёмкостные, где изменяется зазор между электродами и, соответственно, ёмкость структуры. Применение МЭМС в полосковых трактах позволяет достичь сочетания минимальных вносимых потерь в рабочем режиме (менее 0,2 дБ в оптимизированных конструкциях), высокой развязки (свыше 30 дБ) и практически идеальной линейности. К недостаткам МЭМС-переключателей относятся чувствительность к условиям эксплуатации, ограниченный ресурс и сравнительно большое время переключения, порядка микросекунд [17–22]. Тем не менее в публикациях последних лет МЭМС рассматриваются как одна из основных элементных баз для переключателей радиотехнических систем нового поколения – радиолокационных комплексов, сетей 5G/6G, спутниковой связи и вещания [20].

Типичные характеристики переключателей с разными ключевыми элементами, собранные по данным [2], [6], [10], [19], [20], сведены в таблицу 1.1.

Сопоставление приведённых данных показывает, что ни один из типов ключевых элементов не обладает преимуществом перед остальными по всей совокупности показателей: улучшение отдельных показателей сопровождается ухудшением других.

Таблица 1.1 – Сравнительные характеристики полосковых переключателей на различных типах ключевых элементов

Параметр	Герконовый модуль	PIN-диод	ПТШ (GaAs)	МЭМС
Вносимые потери, дБ	0,1–0,3	0,3–1,0	0,5–1,5	0,1–0,3
Развязка (изоляция), дБ	> 40	30–45	25–40	> 30
Коммутируемая мощность	высокая, до сотен Вт	высокая, десятки–сотни Вт	низкая, ≤ 1 Вт	низкая, ≈ 1 Вт

Параметр	Герконовый модуль	PIN-диод	ПТШ (GaAs)	МЭМС
Линейность	очень высокая	средняя	низкая–средняя	очень высокая
Время переключения	0,5–2 мс	1 нс – 1 мкс	1–100 нс	1–40 мкс
Управляющий сигнал	магнитное поле	ток 1–20 мА	напряжение 3–15 В	напряжение 20–80 В
Мощность управления	десятки–сотни мВт	десятки–сотни мВт	0,05–0,1 Вт	0,05–0,1Вт
Рабочий диапазон частот	традиционно до сотен МГц	до 40 ГГц	до 40 ГГц	до 100 ГГц
Ресурс, число срабатываний	10^7 – 10^8	практически не ограничен	практически не ограничен	$\approx 10^9$

Это обуславливает, во-первых, необходимость разработки уточнённых аналитических и эквивалентных моделей ключевых элементов, отражающих взаимосвязь конструктивных и электрофизических параметров с электрическими характеристиками, и, во-вторых, целесообразность обоснования интегрального показателя качества (фактора качества), позволяющего объективно, в единой количественной мере сопоставлять полупроводниковые ключевые элементы, импедансы которых в режимах пропускания и запираания существенно различны [23]. Герконовый модуль в силу принципиально иной – электромеханической – природы коммутации рассматривается отдельной ветвью, для которой ключевым является построение строгой электродинамической модели, а не сравнение по импедансному контрасту.

1.3. Анализ методов и систем моделирования полосковых переключателей

Современный этап проектирования полосковых переключателей неразрывно связан с применением строгих численных методов электродинамики, реализуемых в специализированных средах моделирования. Этими методами можно анализировать самые разные радиочастотные устройства, в том числе полосковые переключатели в составе сложных коммутационных структур и фа-

зированных антенных решёток, причём схемотехнический и электродинамический расчёты выполняются в одном маршруте.

Метод выбирают в зависимости от типа структуры и состава рассчитываемых характеристик. Планарные структуры обычно анализируют методом моментов (Method of Moments, MoM), сводя задачу к интегральным уравнениям относительно поверхностных токов и зарядов [2]. Для произвольных трёхмерных структур применяют метод конечных элементов (Finite Element Method, FEM) и метод конечного интегрирования (Finite Integration Technique, FIT): расчётная область разбивается на ячейки, и поле находится численно. Во временной области работают метод матрицы линий передачи (Transmission Line Matrix, TLM) и метод конечных разностей (Finite-Difference Time-Domain, FDTD), в котором уравнения Максвелла записываются в разностной форме. Это позволяет непосредственно моделировать распространение волн и переходные процессы, а переход в частотную область выполняется быстрым преобразованием Фурье.

У каждого метода своя область применения – от простых полосковых линий до многослойных интегральных схем и антенн сложной формы. От выбора метода зависят точность, универсальность и затраты времени, и для полоскового переключателя этот выбор существенен. Распространённые среды моделирования, в которых реализованы перечисленные методы, приведены в таблице 1.2.

В среде HFSS (High Frequency Structure Simulator) реализован метод конечных элементов. Уравнения Максвелла решаются в ней для трёхмерных структур произвольной формы с учётом свойств материалов; результатом расчёта являются распределения полей, S-параметры, импедансы, коэффициенты отражения и передачи, а также характеристики излучения и рассеяния. HFSS используют при разработке антенн, фильтров, волноводных устройств и, в частности, полосковых переключателей [24].

Таблица 1.2 – Среда моделирования, используемые при анализе полосковых переключателей.

Среды моделирования	Разработчик	Метод анализа	Область анализа	Решаемые задачи
HFSS	ANSYS	FEM	Частотная	Трёхмерный электродинамический анализ антенн и пассивных устройств произвольной геометрии
CST Studio Suite	Dassault Systèmes (CST)	FEM, FIT	Частотная и временная	Электродинамический анализ и параметрическая оптимизация устройств и структур
FEKO	Altair Engineering	MoM, FEM	Частотная и временная	Гибридный анализ антенн и объектов сложной формы в широком диапазоне частот
Sonnet Suites	Sonnet Software	MoM	Частотная	Высокоточный анализ планарных и микрополосковых коммутационных структур
Microwave Office	Cadence (AWR)	MoM	Частотная	Совместное схемотехническое и электромагнитное моделирование активных и пассивных структур

В CST Studio Suite объединены несколько численных методов, в том числе FEM и FIT, поэтому расчёт можно вести и в частотной, и во временной области. Встроенные средства параметрического анализа и оптимизации применяют для антенн, полосковых переключателей, корпусов и экранов [25]. Среда FEKO ориентирована на гибридные методы (FEM, MoM и др.) и особенно эффективна при анализе антенн, включая фазированные решётки и их коммутационные узлы, а также при исследовании взаимодействия электромагнитных волн с объектами сложной формы [26]. Среди средств, ориентированных на планарные структуры, выделяется Sonnet Suites, реализующий высокоточную модификацию метода моментов для анализа микрополосковых и интегральных структур

вплоть до миллиметрового диапазона [27]. Среда Microwave Office в составе пакета AWR представляет собой совместную среду схемотехнического и электромагнитного моделирования с акцентом на проектирование активных и пассивных схем, сочетающую методы линейного и нелинейного анализа со встроенными средствами электромагнитного моделирования на основе МоМ [28].

Сравнительный анализ показывает, что ни одна из рассмотренных сред не является универсальной: HFSS и CST обеспечивают высокую точность моделирования сложных трёхмерных структур ценой значительных вычислительных ресурсов; FEKO эффективна при анализе антенн больших электрических размеров благодаря гибридным методам; Sonnet предпочтителен при анализе планарных структур; Microwave Office ориентирован на совместное схемотехническое и электродинамическое проектирование. Общим ограничением полноволновых методов остаются высокие временные затраты на единичный расчёт, которые становятся определяющими при многовариантном синтезе и параметрической оптимизации. Без полноволнового моделирования нельзя обойтись на этапе проверки, но выполнять его на каждом шаге перебора вариантов нерационально. Отсюда двухуровневый маршрут: сначала квазиоптимальное решение ищется с помощью быстрых аналитических и аппроксимационных моделей, затем найденная конструкция проверяется полноволновым расчётом.

1.4. Аналитические и матричные методы анализа коммутационных структур

Для предварительного этапа проектирования, где полноволновый расчёт слишком дорог, применяют модели на основе теории радиочастотных цепей и матричного анализа. Переключатель представляют набором отрезков линий передачи, неоднородностей и сосредоточенных элементов, каждый из которых описан матрицей передачи, рассеяния или проводимости. Частотные характеристики при этом рассчитываются существенно быстрее, чем полноволновым

методом. Основы анализа и синтеза радиочастотных многополюсников изложены в работах А. Л. Фельдштейна, Л. Р. Явича, Р. Миттры и С. Ли, И. В. Лебедева, Д. М. Сазонова, В. В. Никольского, а также в справочниках по расчёту полосковых устройств [29–34]. Применение матричных и эквивалентных схемных моделей к анализу и синтезу полосковых фильтров, резонансных и коммутационных узлов развито в работах Л. В. Алексеева, А. Е. Знаменского, М. Е. Ильченко, Н. Т. Бовы [35–37].

Матричное описание наиболее удобно для каскадных и регулярных структур. Матрица устройства получается из матриц отдельных звеньев, а режимы пропускания и запираения задаются параметрами ключевых элементов – в соответствии с эквивалентными моделями, рассмотренными в подразделе 1.2. Для полосковых линий важно правильно учесть неоднородности: скачки ширины проводника, разрывы, стыки. Их описывают отдельными матрицами звеньев, и именно от них зависит точность модели на верхних частотах рабочего диапазона [31], [38–40].

У известных аналитических и матричных методов есть, однако, три недостатка. Первый: универсальные алгоритмы анализа произвольных, в том числе разветвлённых, соединений многополюсников сводят задачу к системе линейных алгебраических уравнений высокого порядка. С ростом числа каналов и узлов растут затраты времени и накапливаются погрешности округления. Второй: быстрые специализированные методики, основанные на последовательном «сворачивании» каскадных звеньев, создаются под конкретный класс устройств и на разветвлённые многоканальные топологии современных коммутаторов и фазированных решёток не распространяются. Третий связан с самой задачей: при каждой смене состояния ключевых элементов характеристики переключателя приходится пересчитывать заново, поэтому от расчётного ядра требуется высокое быстродействие.

Следовательно, несмотря на развитый аппарат теории цепей, требуется обобщённый алгоритм матричного анализа, который описывал бы произвольные соединения многополюсников, работал быстро, учитывал состояния переключателя непосредственно через граничные условия и позволял рассчитывать большое число вариантов конструкции. Такой алгоритм разрабатывается в настоящей работе; его математический аппарат и сравнение с классическими алгоритмами приведены во второй главе.

1.5. Методы многопараметрической оптимизации полосковых переключателей

Задача проектирования полоскового переключателя состоит в том, чтобы найти такие конструктивные параметры – размеры полосковых линий и неоднородностей, параметры ключевых элементов, топологию соединений, – при которых характеристики устройства отвечают техническому заданию. В общем виде это задача многопараметрической оптимизации:

$$F(x) \rightarrow \min, x = (x_1, x_2, \dots, x_m) \in D \subseteq R^m \quad (1.1)$$

где x – вектор варьируемых конструктивных и электрофизических параметров; m – их число; $F(x)$ – целевая функция, агрегирующая отклонения расчётных показателей от требуемых; D – область допустимых значений, определяемая конструктивно-технологическими ограничениями.

Специфика переключателя состоит в его двухрежимной природе: качество устройства определяется одновременно потерями в режиме пропускания и развязкой в режиме запирающего, а также степенью согласования в обоих состояниях. Для согласованного учёта нескольких показателей качества распространён классический подход взвешенной (аддитивной) свёртки частных критериев [41]:

$$F(x) = \sum_i w_i \cdot \varphi_i(x), w_i \geq 0 \quad (1.2)$$

где $\varphi_i(x)$ – частные критерии, характеризующие отклонения отдельных показателей (вносимых потерь, развязки, степени согласования в режимах пропускания и запираания) от требуемых значений; w_i – весовые коэффициенты, отражающие относительную важность требований. Конкретный вид целевой функции, учитывающей оба режима работы переключателя, строится в третьей главе.

Для решения задачи (1.1)–(1.2) применяются методы безусловной и условной оптимизации, разделяемые на градиентные и прямые (не использующие производных). Градиентные методы быстро сходятся вблизи минимума, но им нужны производные целевой функции, а если функция вычисляется через электродинамическую или матричную модель, получить производные трудно.

Методам прямого поиска производные не нужны. Из них в радиотехническом проектировании чаще всего используют метод сопряжённых направлений Пауэлла, где направления поиска s_i выбираются сопряжёнными относительно матрицы Гессе H целевой функции [42]:

$$s_i^T \cdot H \cdot s_j = 0, i \neq j \quad (1.3)$$

где s_i, s_j – направления поиска; H – матрица вторых производных (Гессе) целевой функции. При выполнении условия (1.3) квадратичная форма минимизируется за конечное число шагов, причём без вычисления производных. Для предварительного обследования пространства параметров применяют также статистический (случайный) поиск, менее чувствительный к локальным экстремумам [43].

Отдельно приходится учитывать технологические допуски. Из-за производственного разброса конструктивных и электрофизических параметров разбросом обладают и характеристики переключателя, и этот разброс нужно оценивать и ограничивать уже при проектировании. Детерминированную оптимизацию поэтому дополняют статистическим анализом чувствительности и до-

пусков – особенно для многоканальных структур с большим числом варьируемых параметров.

Сами по себе метод Пауэлла, случайный поиск и взвешенная свёртка критериев (1.2) хорошо известны. Непосредственное применение этих методов к полосковым переключателям затруднено по следующим причинам.

Оптимизация должна опираться на быстрое расчётное ядро (подраздел 1.4), учитывать, что переключатель работает в двух режимах, и одинаково обрабатывать с ключевыми элементами разной физической природы, не перестраивая алгоритм при смене типа элемента. В известных решениях эти требования, как правило, одновременно не выполняются. Отсюда вытекает задача модернизации алгоритма многопараметрической оптимизации, в котором были бы объединены аддитивная целевая функция с учётом режимов пропускания и запираания, уточнённые модели ключевых элементов и быстрое матричное ядро [41], [44]. Эта задача решается в третьей главе; речь идёт об устранении выявленных ограничений, а не о новом методе оптимизации.

1.6. Применение искусственных нейронных сетей при проектировании полосковых переключателей

Быстрое расчётное ядро и более эффективный алгоритм оптимизации сокращают время проектирования, но главную трудность не устраняют: при строгом подходе каждую новую конфигурацию переключателя нужно заново рассчитывать электродинамическим методом. Для многоканальных МЭМС-переключателей и сложных коммутационных структур один такой расчёт занимает часы, а число рассматриваемых вариантов достигает десятков и сотен. По мере того, как переключатели встраиваются в сложные радиотехнические модули, требования к быстродействию проектных процедур возрастают. Один из путей сократить эти затраты – методы машинного обучения, прежде всего искусственные нейронные сети (ИНС). В отличие от классических численных ме-

тодов, основанных на прямом решении уравнений Максвелла, ИНС оперируют симуляционными или экспериментальными данными, выявляя скрытые зависимости между конструктивными параметрами структуры и её функциональными характеристиками. Универсальные аппроксимирующие свойства нейронных сетей позволяют воспроизводить нелинейные зависимости практически произвольной сложности при минимальных вычислительных затратах на этапе прогнозирования. Обобщённая структура многослойной нейронной сети, отображающей связь конструктивных параметров устройства с его выходными характеристиками, приведена на рисунке 1.1.

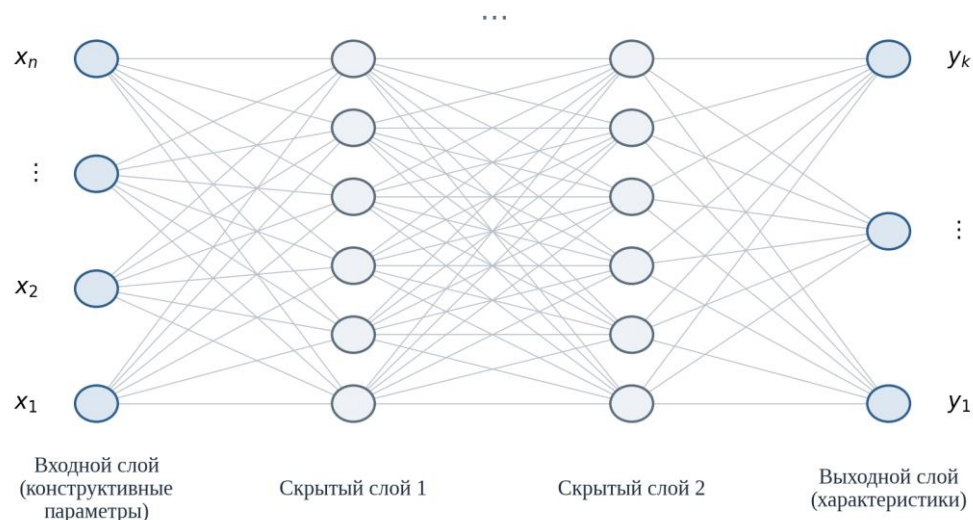


Рисунок 1.1 – Обобщённая структура многослойной нейронной сети для моделирования характеристик полосковых переключателей

Как показано в работах Q. J. Zhang и K. C. Gupta, многослойные нейронные сети успешно применяются для моделирования характеристик фильтров, усилителей, антенн и коммутационных структур, обеспечивая сокращение времени проектирования при сохранении приемлемой точности [45]. Применению ИНС к анализу электромагнитных структур посвящён ряд работ [46]. S. Naykin в своей монографии связывает пригодность нейронных сетей для инженерного

моделирования с их способностью к обобщению и устойчивостью к шумам [47].

В настоящей работе ИНС используются для построения аппроксимационных моделей. Сначала по ограниченному числу полноволновых расчётов формируется обучающая выборка, затем обученная сеть прогнозирует характеристики для новых сочетаний параметров без повторного электродинамического расчёта. В обзоре Ł. Sorokosz и W. Zieniutycz показано, что для планарных структур нейросетевые модели дают точность, сопоставимую с численными методами, при значительно меньшем времени расчёта [48]; E. K. Murphy и V. V. Yakovlev с помощью нейросетевых моделей сократили число обращений к полноволновому решателю [49]. Кроме того, быструю аппроксимационную модель можно использовать для вычисления целевой функции в оптимизационной процедуре; по оценке A. N. Jha, включение ИНС в маршрут электродинамического проектирования повышает его эффективность [50]. Тем самым формируется класс гибридных средств, объединяющих физическую достоверность строгих методов с вычислительной эффективностью нейросетевых моделей.

Особый интерес представляет применение ИНС при проектировании плосковых МЭМС-переключателей. В работах Z. Marinković показано, что нейросетевые модели позволяют прогнозировать характеристики ёмкостных МЭМС-ключей на основе ограниченной обучающей выборки [51], [52]. Предложенная авторами последовательность действий – формирование базы данных средствами электродинамического моделирования, обучение ИНС и последующее использование модели для анализа и оптимизации – отражает общую методологию интеграции нейронных сетей в практику проектирования.

Анализ современного состояния (2022–2025 гг.) подтверждает устойчивый рост интереса к аппроксимационному нейросетевому моделированию радиочастотных устройств. В обзоре Y. Yu систематизированы методы аппроксимационного моделирования и оптимизации радиочастотных фильтров с при-

менением методов искусственного интеллекта [53]; в работах S. Koziel и A. Pietrenko-Dąbrowska развиваются подходы к ускоренному проектированию и редукции размеров радиочастотных компонентов на основе аппроксимирующих моделей и признаков отклика [54], в том числе с использованием рекуррентных нейронных сетей и доменного ограничения обучающей области [55]. При этом существенным остаётся следующее обстоятельство: нейросетевые модели в радиочастотной технике, как правило, разрабатываются индивидуально для конкретного типа устройства и физического механизма коммутации и не предлагают единого алгоритма, применимого к различным механизмам – электромеханическому, полупроводниковому и микроэлектромеханическому. Отсутствие такой универсальности при возрастающем многообразии типов полосковых переключателей определяет потребность в создании единого алгоритма построения нейросетевой модели, не зависящего от типа устройства, что составляет ещё одно направление настоящей работы.

Таким образом, применение искусственных нейронных сетей при проектировании полосковых переключателей открывает возможность существенно ускорить проектные процедуры и сократить вычислительные затраты при сохранении точности в пределах рассматриваемого класса устройств. Гибридные методы, объединяющие полноволновое и нейросетевое моделирование с быстрым матричным анализом и многопараметрической оптимизацией, образуют основу маршрута проектирования, развиваемого в последующих главах диссертации.

1.7. Выводы по первой главе

В первой главе проанализировано современное состояние вопросов моделирования и проектирования полосковых переключателей радиотехнических систем, что позволило определить ограничения существующих подходов и обосновать направления дальнейшего исследования.

1. Полосковые переключатели входят в состав большинства современных радиотехнических систем, в том числе трактов цифрового телевидения и спутникового вещания. С переходом аппаратуры на более высокие частоты и с развитием перестраиваемых многоканальных трактов 5G/6G к проектным процедурам предъявляются более жёсткие требования по быстродействию и точности, что требует совершенствования моделей и алгоритмов проектирования.

2. Рассмотрены основные типы ключевых элементов: герконовые модули, PIN-диоды, ПТШ и МЭМС-переключатели. Ни один из них не превосходит остальные по всем показателям. Отсюда необходимость уточнённых аналитических и эквивалентных моделей ключевых элементов, а для полупроводниковых элементов – ещё и интегрального показателя качества, позволяющего сравнивать их объективно. Для герконового модуля главная проблема – отсутствие строгой матричной модели в радиочастотном диапазоне.

3. Проанализированы строгие численные методы электродинамики (МоМ, FEM, FIT, FDTD) и среды моделирования, в которых они реализованы. Точность этих методов высока, однако при многовариантном синтезе затраты времени становятся неприемлемыми. Это обосновывает двухуровневый маршрут проектирования: быстрый предварительный поиск, затем полноволновая проверка.

4. Рассмотрены аналитические и матричные методы анализа коммутационных структур. Универсальные алгоритмы теории цепей требуют решения систем линейных алгебраических уравнений высокого порядка, а быстрые специализированные методики неприменимы к разветвлённым многоканальным топологиям. Требуется алгоритм матричного анализа, одновременно универсальный, быстрый и учитывающий состояния переключателя непосредственно.

5. Рассмотрены методы многопараметрической оптимизации. Метод Пауэлла, статистический поиск и аддитивная свёртка критериев известны, но при прямом применении они не учитывают двухрежимную работу переключателя и

не позволяют единообразно работать с ключевыми элементами разной природы. Поэтому необходим модернизированный алгоритм оптимизации.

6. Обоснована целесообразность интеграции искусственных нейронных сетей в маршрут проектирования для построения высокоскоростных аппроксимирующих моделей. Выявлено, что существующие нейросетевые подходы разрабатываются индивидуально для конкретных типов устройств и не обладают универсальностью, что определяет необходимость создания единого алгоритма нейросетевого моделирования полосковых переключателей.

ГЛАВА 2. МОДЕЛИРОВАНИЕ КЛЮЧЕВЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В РАДИОЧАСТОТНОМ ДИАПАЗОНЕ

Вводные замечания. Развитие радиотехнических систем пятого поколения, перспективных стандартов 6G и спутниковой связи миллиметрового диапазона выдвигает полосковые переключатели в число базовых элементов реконфигурируемых приёмопередающих модулей с электронным управлением лучом [56]. Многообразие физических механизмов коммутации обуславливает широкий спектр конструктивных реализаций ключевых элементов и необходимость построения адекватных математических моделей, позволяющих прогнозировать рабочие характеристики коммутационных устройств, оптимизировать их параметры и объективно сопоставлять элементы различной физической природы. Несмотря на доминирование полупроводниковых и микроэлектромеханических технологий в массовых приложениях, электромеханические (герконовые) элементы благодаря свойствам гальванического контакта сохраняют собственную нишу – коммутацию повышенных уровней мощности при минимальных потерях – и требуют дальнейшего совершенствования математических моделей [8–10, 57–65]. Поскольку коммутация в таких элементах осуществляется механическим контактом под действием управляющего магнитного поля, в работе для них используется также термин «электромагнитные ключевые элементы».

Для объективной оценки ключевых элементов независимо от способа их включения в тракт используется интегральный фактор качества, характеризующий соотношение свойств элемента в режимах пропускания и запираания. Поскольку базовые физические механизмы рассматриваемых элементов (механический контакт, р-п-переход, полевой эффект) принципиально различны, сведение сопоставления к комплексным импедансам структуры в двух крайних со-

стояниях представляет собой обоснованный способ их сравнения; строгие соотношения приведены в подразделе 2.3.

В соответствии с этим в настоящей главе предложен обобщённый алгоритм матричного анализа полосковых переключателей, на его основе разработана аналитическая модель электромеханического (герконового) модуля в приближении Т-волны, а также построены аналитические модели полупроводниковых ключевых элементов на основе PIN- и GaAs-структур.

2.1. Обобщённый алгоритм матричного анализа полосковых переключателей

Современные полосковые переключатели охватывают широкий класс конструкций, различающихся типами линий передачи и способами соединения базовых элементов. Модели таких структур удобно строить в рамках теории многополюсников: матричные преобразования позволяют описать сложную коммутационную структуру и автоматизировать её расчёт [66–68]. Обобщённая схема, пригодная для широкого класса полосковых переключателей, показана на рисунке 2.1.

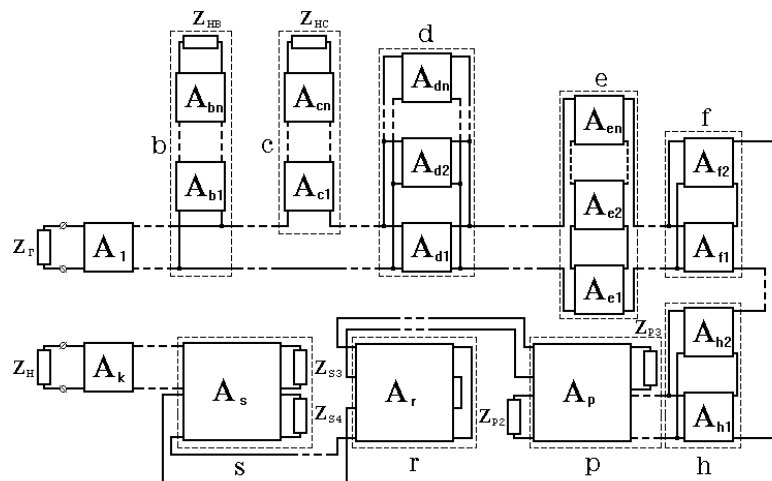


Рисунок 2.1 – Обобщённая схема полоскового переключателя, состоящая из произвольно соединённых четырёх- и восьмиполюсников

В неё входят четырёх- и восьмиполюсники, соединённые каскадно, параллельно, последовательно, последовательно-параллельно или параллельно-последовательно.

Алгоритм построен при трёх допущениях: четырёх- и восьмиполюсники физически реализуемы [69]; если на каком-либо зажиме нет падающей волны, отражённая волна на нём также равна нулю; соединяемые плечи многополюсников имеют на общих зажимах одинаковые волновые сопротивления.

Алгоритм анализа сводится к последовательному «сворачиванию» ветвей и восьмиполюсников (b, c, d, e, f, h, p, r, s) в эквивалентные четырехполюсники путем тождественных преобразований матриц передачи (A), рассеяния (S), сопротивлений (Z) и проводимостей (Y). Для каждой ветви и каждого восьмиполюсника выполняются соответствующие преобразования в зависимости от типа соединения: каскадное, параллельное, последовательное или смешанное. Для восьмиполюсников применяются преобразования с учетом граничных условий на нагруженных плечах (короткое замыкание, холостой ход или произвольная нагрузка).

В результате последовательного применения преобразований получаем каскадное соединение эквивалентных четырехполюсников, которые объединяются по известным правилам перемножения матриц передачи в обобщенный результирующий четырехполюсник. Через элементы результирующей матрицы A определяются все основные выходные характеристики устройства.

Заключительный этап анализа сводится к определению результирующей матрицы передачи A и выходных характеристик полоскового переключателя. Результирующая матрица передачи определяется по формуле (2.1):

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \dots \mathbf{A}_b \dots \mathbf{A}_c \dots \mathbf{A}_d \dots \mathbf{A}_e \dots \mathbf{A}_f \dots \mathbf{A}_h \dots \hat{\mathbf{A}}_p \dots \hat{\mathbf{A}}_r \dots \hat{\mathbf{A}}_s \dots \mathbf{A}_k = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

Функция рабочего затухания определяется через элементы результирующей матрицы A по формуле (2.2):

$$L = 20 \lg \left| 0,5 \left(a_{11} \sqrt{\frac{Z_H}{Z_\Gamma}} + \frac{a_{12}}{Z_H Z_\Gamma} + a_{21} \sqrt{Z_H Z_\Gamma} + a_{22} \sqrt{\frac{Z_\Gamma}{Z_H}} \right) \right|, \quad (2.2)$$

где Z_Γ, Z_H – комплексные сопротивления генератора и нагрузки соответственно.

Входное сопротивление вычисляется по формуле (2.3):

$$Z_{BX} = \frac{a_{11} Z_H + a_{12}}{a_{21} Z_H + a_{22}}. \quad (2.3)$$

Выходное сопротивление определяется по формуле (2.4):

$$Z_{BIX} = \frac{a_{22} Z_\Gamma + a_{12}}{a_{21} Z_\Gamma + a_{11}}. \quad (2.4)$$

Коэффициент стоячей волны со стороны входа определяется по формуле (2.5):

$$KCTu = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}, \quad (2.5)$$

где $|\Gamma|$ – коэффициент отражения на входных зажимах:

$$\Gamma = \frac{Z_{BX} - Z_\Gamma}{Z_{BX} + Z_\Gamma}, \quad |\Gamma| = \sqrt{(\operatorname{Re} \Gamma)^2 + (\operatorname{Im} \Gamma)^2}, \quad (2.6)$$

где $\operatorname{Re} \Gamma, \operatorname{Im} \Gamma$ – действительная и мнимая часть Γ .

Фазочастотная характеристика:

$$\varphi_x = \frac{180^\circ}{\pi} \cdot \operatorname{arctg} \left(\frac{\operatorname{Im} \Gamma}{\operatorname{Re} \Gamma} \right). \quad (2.7)$$

В соответствии с топологией конкретного устройства при реализации принципа рекомбинации отдельные ветви и восьмиполюсники могут исключаться, изменять взаимное расположение или дополнительно подключаться к определённым участкам схемы, что приводит к уточнённой записи выражения (2.1). Соответствующие вычислительные операции выполняются разработанными процедурами: макромодель полоскового переключателя формируется последовательным обращением к процедурам базовых элементов и к процедурам матричных операций по правилам рекомбинации.

Принципиальное отличие предложенного обобщённого алгоритма от классических универсальных алгоритмов состоит в отказе от формирования и решения СЛАУ высоких порядков. При решении задачи методом Гаусса число операций растёт как $O(N^3)$, погрешности округления накапливаются, а при каждой смене состояния переключателя матрицу коэффициентов приходится формировать заново. В предложенном алгоритме используются комплексные матрицы размером не более 2×2 , граничные условия на зажимах учитываются непосредственно, и сложность расчёта становится линейной, $O(N)$. Выигрыш тем больше, чем сильнее разветвлена структура: для многоканальных схем с восьмиполюсниками и параллельными ветвями классический подход приводит к СЛАУ высокого порядка. Для простой каскадной структуры, например герконового модуля из подраздела 2.2, обобщённый алгоритм вырождается в метод цепных матриц. Оба подхода сопоставлены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Сравнительная характеристика обобщённого матричного и классических алгоритмов

Критерии сравнения	Классические универсальные алгоритмы	Обобщённый алгоритм матричного анализа
Математический аппарат	Формирование и решение СЛАУ высоких порядков	Использование матриц размерности не выше эквивалентных четырёхполюсников (2×2)
Учёт состояний переключателя	Требует полного пересчёта матрицы коэффициентов СЛАУ	Мгновенный учёт граничных условий на зажимах
Вычислительная сложность	Пропорциональна кубу числа элементов $O(N^3)$ (метод Гаусса)	Пропорциональна числу элементов $O(N)$ (прямые рекомбинационные операции)
Быстродействие	Базовое (ограничено затратами памяти ЭВМ)	Повышенное

Алгоритм эффективен для коммутационных структур, которые сводятся к каскадно-параллельным соединениям четырёх- и восьмиполюсников с фиксированными граничными условиями. Если в топологии есть замкнутые контуры произвольной конфигурации, матричный аппарат нужно дополнить методами соединения по матрицам рассеяния. В пределах указанного класса соотношения (2.1)–(2.7) обеспечивают требуемую точность и вместе с уточнёнными моделями ключевых элементов – электромеханических, PIN-диодных и на основе GaAs-структур, которые рассматриваются далее, – применимы к широкому кругу полосковых переключателей. На практике алгоритм служит быстрым расчётным ядром при предварительном поиске квазиоптимального решения; окончательная проверка выполняется строгими полноволновыми методами.

2.2. Математическая модель герконового модуля

Условия существования основной и высших типов волн. Для изготовления небольших партий коммутационных устройств в качестве электромеханического элемента целесообразно использовать один из серийно выпускаемых герконов, отвечающий паспортным требованиям без привлечения сложных технологических процессов и дорогостоящего оборудования. Поскольку такие элементы наиболее эффективно применяются в S- и X-диапазонах в сочетании с коаксиальными и полосковыми линиями, возникает задача согласованного подключения геркона к линиям различного типа. Решают её, моделируя геркон отрезком нерегулярной коаксиальной линии, поперечное сечение которой произвольно, отдельно для замкнутого и для разомкнутого положений контактных деталей; затем находят электрические параметры каждого однородного участка и всего герконового модуля (ГМ), трактуемого как каскад однородных отрезков [23, 70].

Выясним, при каких условиях в коаксиальной линии распространяется только основной тип волны и не возбуждаются высшие. Для волны типа Т

нижняя граница полосы пропускания отсутствует, то есть предельная частота снизу обращается в нуль. Высший тип H_{11} способен появиться тогда, когда рабочая длина волны оказывается меньше периметра внешнего проводника при малой разнице диаметров проводников; такой тип реализуется и при сколь угодно тонком внутреннем проводнике, однако простой связи между критической длиной волны и периметром внешнего проводника в этом случае не существует. Если же внутренний проводник по диаметру намного уступает внешнему, то при $\lambda < 1,306 \cdot D$ появляется волна типа E_{01} . По мере утончения внутреннего проводника вплоть до его исчезновения тип H_{11} вырождается в одноимённую волну круглого волновода, а тип E_{01} – в соответствующую ему волну круглого волновода. Для гарантированного распространения только Т-волны рабочая длина волны должна превышать критическую длину волны ближайшего высшего типа, определяемую внутренним диаметром внешнего проводника D и внешним диаметром внутреннего проводника d (рисунок 2.2, в):

$$\lambda > \pi D \left(1 + \frac{d}{D} \right) \quad (2.8)$$

Основные соотношения для модуля на основе серийных герконов. Рассмотрим обобщённую конструкцию геркона, помещённого в металлический корпус. Для неё необходимо получить расчётные соотношения по отдельным участкам ГМ как при замкнутом, так и при разомкнутом положении контактных деталей; это и составляет основу алгоритма и реализующих его процедур анализа и оптимизации.

ГМ в замкнутом состоянии. Конструкция и эквивалентная схема ГМ при замкнутых контакт-деталях показаны на рисунке 2.2 (магнитная система опущена). Волновые сопротивления его однородных участков, выраженные через конструктивные параметры (рисунок 2.2, в), определяются следующими соотношениями [31]:

$$Z_1 = \frac{59,952}{\sqrt{\varepsilon_b}} \ln\left(\frac{D}{d}\right), \quad (2.9)$$

где ε_b – диэлектрическая проницаемость воздуха, т. е. $\varepsilon_b = 1$.

$$Z_2 = \frac{59,952}{\sqrt{\varepsilon_c}} \ln\left(\frac{D}{d}\right), \quad (2.10)$$

где ε_c – диэлектрическая проницаемость баллона геркона.

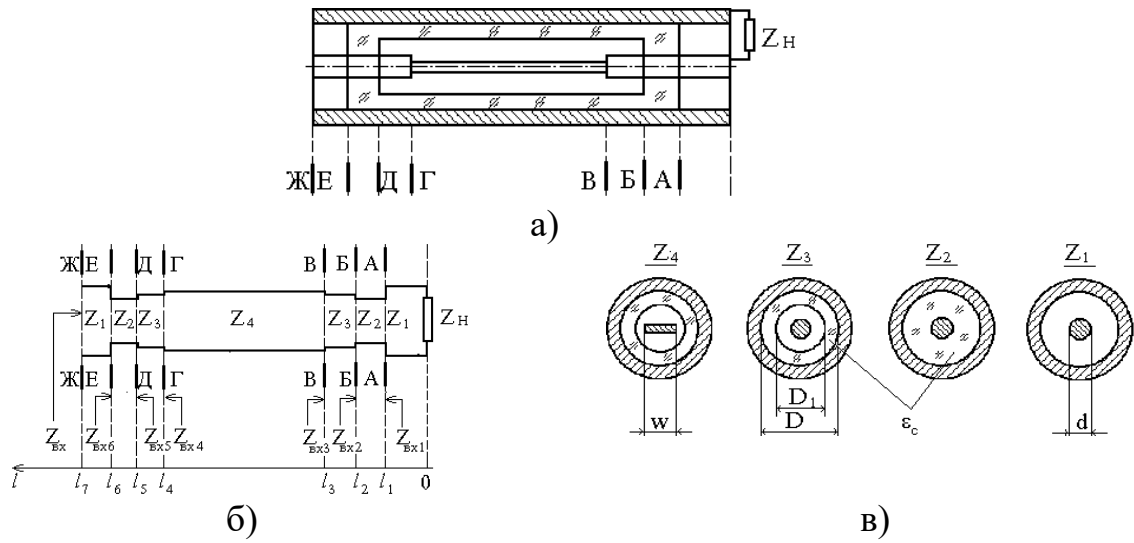


Рисунок 2.2 – Эквивалентная схема замкнутого ГМ: а) эскиз продольного сечения; б) схематическое изображение вдоль оси l ; в) поперечное сечение в плоскостях Z_1 , Z_2 , Z_3 и Z_4

$$Z_3 = \frac{59,952}{\sqrt{K}} \ln\left(\frac{D}{d}\right) \quad (2.11)$$

где:

$$K = \sqrt{\frac{\ln\left(\frac{D}{d}\right)}{\ln\left(\frac{D_1}{d}\right) + \frac{1}{\varepsilon_c} \ln\left(\frac{D}{D_1}\right)}}. \quad (2.12)$$

$$Z_4 = \frac{94,172}{\sqrt{\varepsilon_s}} \frac{K'(X)}{K(X)}, \quad (2.13)$$

где $K(X)$, $K'(X)$ – полные эллиптические интегралы первого рода от модуля X .

Параметр X выразим через конструктивные размеры геркона по формуле

$$X = \frac{2\left(\frac{w}{D}\right)}{1 + \left(\frac{w}{D}\right)^2}. \quad (2.14)$$

Эквивалентную диэлектрическую проницаемость ε_3 определим соотношением:

$$\varepsilon_3 = \frac{D\varepsilon_c}{\varepsilon_c D_1 + 0,5(D - D_1)}. \quad (2.15)$$

Для расчета входного сопротивления герконового модуля применим метод трансформации импедансов отрезками однородных участков геркона. При этом используем соотношение для расчета входного сопротивления линии без потерь на расстоянии l от ее конца, нагруженного на комплексное сопротивление Z_H .

$$Z_{ex} = Z \frac{Z_H + jZ \operatorname{tg}(\beta l)}{Z + jZ_H \operatorname{tg}(\beta l)}. \quad (2.16)$$

Входное сопротивление модуля в сечении А–А

$$Z_{ex_{A-A}} = Z_{ex_1} = a_1 + jb_1, \quad (2.17)$$

где:

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{Z_H Z_1^2 + Z_H Z_1^2 \operatorname{tg}^2(\beta_1 l_1)}{Z_1^2 + Z_H^2 \operatorname{tg}^2(\beta_1 l_1)} \\ b_1 &= \frac{Z_1^3 \operatorname{tg}(\beta_1 l_1) - Z_H^2 Z_1 \operatorname{tg}(\beta_1 l_1)}{Z_1^2 + Z_H^2 \operatorname{tg}^2(\beta_1 l_1)} \end{aligned} \right\}$$

Входное сопротивление модуля в сечении Б–Б

$$Z_{ex_{B-B}} = Z_{ex_2} = a_2 + jb_2, \quad (2.18)$$

где:

$$a_2 = \frac{Z_2 a_1 \{Z_2 - b_1 \operatorname{tg}[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)]\} + \{b_1 + Z_2 \operatorname{tg}[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)]\} Z_2 a_1 \operatorname{tg}[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)]}{\{Z_2 - b_1 \operatorname{tg}[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)]\}^2 + a_1^2 \operatorname{tg}^2[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)]};$$

$$b_2 = \frac{Z_2 \{Z_2 - b_1 \operatorname{tg}[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)]\} \{b_1 - Z_2 \operatorname{tg}[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)]\} - Z_2 a_1^2 \operatorname{tg}[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)]}{\{Z_2 - b_1 \operatorname{tg}[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)]\}^2 + a_1^2 \operatorname{tg}^2[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)]}.$$

Входное сопротивление модуля в сечении В–В

$$Z_{\text{ex}_{B-B}} = Z_{\text{ex}_3} = a_3 + j b_3, \quad (2.19)$$

где:

$$a_3 = \frac{Z_3 a_2 \{Z_3 - b_2 \operatorname{tg}[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)]\} + \{b_2 + Z_3 \operatorname{tg}[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)]\} Z_3 a_2 \operatorname{tg}[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)]}{\{Z_3 - b_2 \operatorname{tg}[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)]\}^2 + a_2^2 \operatorname{tg}^2[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)]};$$

$$b_3 = \frac{Z_3 \{Z_3 - b_2 \operatorname{tg}[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)]\} \{b_2 + Z_3 \operatorname{tg}[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)]\} - Z_3 a_2^2 \operatorname{tg}[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)]}{\{Z_3 - b_2 \operatorname{tg}[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)]\}^2 + a_2^2 \operatorname{tg}^2[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)]}.$$

Аналогичные выражения можно получить для любого сечения модуля.

Найдем в общем виде входное сопротивление модуля в произвольном i -ом сечении

$$Z_{\text{ex}_{i-i}} = a_i + j b_i, \quad (2.20)$$

где:

$$a_i = \frac{Z_i a_{i-1} \{Z_i - b_{i-1} \operatorname{tg}[\beta_i(\ell_i - \ell_{i-1})]\} + \{b_{i-1} + Z_i \operatorname{tg}[\beta_i(\ell_i - \ell_{i-1})]\} Z_i a_{i-1} \operatorname{tg}[\beta_i(\ell_i - \ell_{i-1})]}{\{Z_i - b_{i-1} \operatorname{tg}[\beta_i(\ell_i - \ell_{i-1})]\}^2 + a_{i-1}^2 \operatorname{tg}^2[\beta_i(\ell_i - \ell_{i-1})]};$$

$$b_i = \frac{Z_i \{Z_i - b_{i-1} \operatorname{tg}[\beta_i(\ell_i - \ell_{i-1})]\} \{b_{i-1} + Z_i \operatorname{tg}[\beta_i(\ell_i - \ell_{i-1})]\} - Z_i a_{i-1}^2 \operatorname{tg}[\beta_i(\ell_i - \ell_{i-1})]}{\{Z_i - b_{i-1} \operatorname{tg}[\beta_i(\ell_i - \ell_{i-1})]\}^2 + a_{i-1}^2 \operatorname{tg}^2[\beta_i(\ell_i - \ell_{i-1})]}.$$

Учет потерь в выражениях a_i , b_i осуществим заменой $tg[\beta_i(\ell_i - \ell_{i-1})]$ на $th[\gamma_i(\ell_i - \ell_{i-1})]$. Введем обозначения:

$$th[\gamma_i(\ell_i - \ell_{i-1})] = th(A_i + jB_i) ,$$

где: $A_i = \alpha_i(\ell_i - \ell_{i-1}) ; \quad B_i = \beta_i(\ell_i - \ell_{i-1}) .$

Тогда $th(A_i + jB_i) = \frac{thA_i + th(jB_i)}{1 + thA_i th(jB_i)} = T_i + jK_i ,$

где $T_i = \frac{thA_i(1 + tg^2 B_i)}{1 + th^2 A_i tg^2 B_i} , \quad K_i = \frac{tgB_i(1 - th^2 A_i)}{1 + th^2 A_i tg^2 B_i} .$

Получим:

$$b_i = r_5 + jr_6 , \quad (2.21)$$

где $r_5 = \frac{r_1 r_3 + r_2 r_4}{r_3^2 + r_4^2} ; \quad r_6 = \frac{r_2 r_3 - r_1 r_4}{r_3^2 + r_4^2} ;$

$$r_1 = Z_i (Z_i b_{i-1} + Z_i^2 T_i - b_{i-1}^2 T_i - Z_i b_{i-1} T_i^2 + Z_i b_{i-1} K_i^2 - a_{i-1}^2 T_i) ;$$

$$r_2 = Z_i K_i (Z_i^2 - 2Z_i b_{i-1} T_i - b_{i-1} - a_{i-1}^2) ;$$

$$r_3 = Z_i^2 + b_{i-1}^2 T_i^2 - b_{i-1}^2 K_i^2 - 2Z_i b_{i-1} T_i + a_{i-1}^2 T_i^2 - a_{i-1}^2 K_i^2 ;$$

$$r_4 = 2(b_{i-1}^2 T_i K_i - Z_i b_{i-1} K_i + a_{i-1}^2 T_i K_i) .$$

$$a_i = r_9 + jr_{10} , \quad (2.22)$$

где $r_9 = \frac{r_3 r_7 + r_4 r_8}{r_3^2 + r_4^2} ; \quad r_{10} = \frac{r_8 r_3 - r_7 r_4}{r_3^2 + r_4^2} ; \quad r_7 = Z_i a_{i-1} (Z_i + Z_i T_i^2 - Z_i K_i^2) ;$

$$r_8 = 2Z_i^2 a_{i-1} T_i K_i .$$

Окончательно получим:

$$Z_{\text{вх}_{i-1}} = a_i + j\theta_i = (r_9 - r_6) + j(r_5 + r_{10}) = r_{11} + jr_{12} . \quad (2.23)$$

ГМ в разомкнутом состоянии. Схематическое изображение и эквивалентную схему разомкнутого ГМ представим на рисунке 2.3. Волновые сопротивления однородных участков модуля определим соотношениями (2.9)–(2.15), при этом в этих формулах произведем замену $Z_1 \rightarrow Z_2, Z_2 \rightarrow Z_3, Z_3 \rightarrow Z_4$.

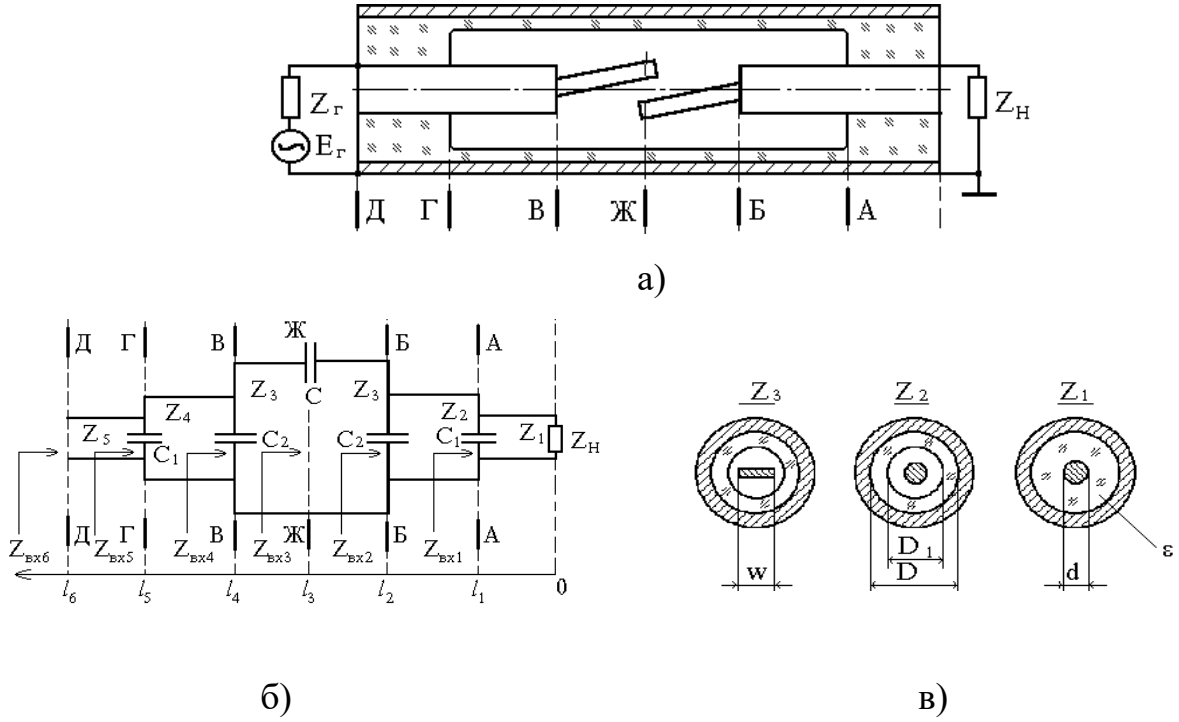


Рисунок 2.3 – Эквивалентная схема разомкнутого ГМ: а) эскиз продольного сечения; б) схематическое изображение ГМ вдоль оси l ; в) поперечное сечение ГМ в плоскостях Z_1 , Z_2 и Z_3

Входное сопротивление в сечении А–А равно:

$$Z_{ex.A-A} = Z_{ex.1} = a_1 + jb_1$$

Вещественную и мнимую части входного сопротивления определим с учетом влияния шунтирующих емкостей, (рис. 2.3, б).

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{Z_1^2 Z_H + Z_1^2 Z_H \operatorname{tg}(\beta_1 \ell_1)}{Z_1^2 - 2\omega C_1 Z_1^3 \operatorname{tg}(\beta_1 \ell_1) + \omega^2 C_1^2 Z_1^4 \operatorname{tg}^2(\beta_1 \ell_1) + N_1}, \\ b_1 &= \frac{\omega^2 C_1 Z_1^2 Z_H^2 + Z_1 [Z_H^2 \operatorname{tg}(\beta_1 \ell_1) - Z_1^2 \operatorname{tg}(\beta_1 \ell_1) + \omega C_1 Z_1^3 \operatorname{tg}(\beta_1 \ell_1)]}{Z_1^2 - 2\omega C_1 Z_1^3 \operatorname{tg}(\beta_1 \ell_1) + \omega^2 C_1^2 Z_1^4 \operatorname{tg}^2(\beta_1 \ell_1) + N_1}, \end{aligned} \right\} \quad (2.24)$$

$$\text{где:} \quad N_1 = \omega^2 C_1^2 Z_1^2 Z_H + 2\omega Z_1 Z_H^2 \operatorname{tg}(\beta_1 \ell_1) + Z_H^2 \operatorname{tg}^2(\beta_1 \ell_1). \quad (2.25)$$

Входное сопротивление в сечении Б–Б:

$$Z_{ex.B-B} = Z_{ex.2} = a_2 + jb_2,$$

где:

$$\left. \begin{aligned} a_2 &= \frac{a_1 Z_2^2 + a_1 Z_2^2 \operatorname{tg}[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)]}{N_2 + M_2}; \\ b_2 &= \frac{D_2 + E_2 + F_2}{N_2 + M_2}; \end{aligned} \right\} \quad (2.26)$$

$$\left\{ \begin{aligned} D_2 &= \omega C_2 a_1^2 Z_2^2 + a_1 Z_2 \operatorname{tg}[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)] + \omega C_2 b_1^2 Z_1^2 - \omega C_2 b_1 Z_2^3 \operatorname{tg}[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)]; \\ E_2 &= b_1 Z_2^2 + b_1^2 Z_2^2 \operatorname{tg}[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)] - \omega C_2 b_1 Z_2^3 \operatorname{tg}[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)]; \\ F_2 &= \omega C_2 Z_2^4 \operatorname{tg}^2[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)] - Z_2^3 \operatorname{tg}[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)] - b_1 Z_2^2 \operatorname{tg}^2[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)]; \\ N_2 &= \left\{ \omega C_2 b_1 Z_2 - \omega C_2 Z_2^2 \operatorname{tg}[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)] + Z_2 + b_1 \operatorname{tg}[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)] \right\}^2; \\ M_2 &= \left\{ \omega C_2 a_1 Z_1 + a_1 \operatorname{tg}[\beta_2(\ell_2 - \ell_1)] \right\}^2. \end{aligned} \right. \quad (2.27)$$

Входное сопротивление в сечении Ж–Ж:

$$Z_{\text{ex. Ж-Ж}} = Z_{\text{ex.3}} = a_3 + j b_3;$$

где:

$$\left. \begin{aligned} a_3 &= \frac{\omega^2 C^2 a_2 Z_3^2 \operatorname{tg}^2[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)] + \omega^2 C^2 a_2 Z_3^2}{N_3 + M_3}; \\ b_3 &= \frac{D_3 + E_3 + F_3 + G_3}{N_3 + M_3}; \end{aligned} \right\} \quad (2.28)$$

$$\left\{ \begin{aligned} D_3 &= \omega^2 C^2 b_2 Z_3^2 + \omega^2 C^2 b_2^2 Z_3 \operatorname{tg}[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)] - \omega^2 C^2 Z_3^3 \operatorname{tg}[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)]; \\ E_3 &= \omega C Z_3^2 - \omega^2 C^2 b_2 Z_3^2 \operatorname{tg}^2[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)] + \omega C b_2 \beta_3 \operatorname{tg}[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)]; \\ F_3 &= \omega C b_2 Z_3 \operatorname{tg}[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)] + \omega C b_2^2 \operatorname{tg}^2[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)]; \\ G_3 &= \omega^3 C^2 a_2^2 Z_3 \operatorname{tg}[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)] + \omega C a_2^2 \operatorname{tg}^2[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)]; \\ N_3 &= \omega^2 C^2 a_2^2 \operatorname{tg}^2[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)]; \\ M_3 &= \left\{ \omega C Z_3 + \omega C b_2 \operatorname{tg}[\beta_3(\ell_3 - \ell_2)] \right\}^2. \end{aligned} \right. \quad (2.29)$$

Входное сопротивление в сечении В–В:

$$Z_{\text{ex. В-В}} = Z_{\text{ex.4}} = a_4 + j b_4;$$

где:

$$\left. \begin{aligned} a_4 &= \frac{a_3 Z_3^2 + a_3 Z_3^2 \operatorname{tg}^2 [\beta_4 (\ell_4 - \ell_3)]}{N_4 + M_4}; \\ b_4 &= \frac{D_4 + E_4 + F_4}{N_4 + M_4}; \end{aligned} \right\} \quad (2.30)$$

$$\left\{ \begin{aligned} D_4 &= \omega C_2 a_3^2 Z_3^2 + a_3^2 Z_3 \operatorname{tg} [\beta_4 (\ell_4 - \ell_3)] + \omega C_2 b_3^2 Z_3^2 - \omega C_2 b_3 Z_3^3 \operatorname{tg} [\beta_4 (\ell_4 - \ell_3)]; \\ E_4 &= b_3 Z_3^2 + b_3^2 Z_3 \operatorname{tg} [\beta_4 (\ell_4 - \ell_3)] - \omega C_2 b_3 Z_3^3 \operatorname{tg} [\beta_4 (\ell_4 - \ell_3)]; \\ F_4 &= \omega C_2 Z_3^4 \operatorname{tg}^2 [\beta_4 (\ell_4 - \ell_3)] - Z_3^3 \operatorname{tg} [\beta_4 (\ell_4 - \ell_3)] - b_3 Z_3^3 \operatorname{tg} [\beta_4 (\ell_4 - \ell_3)]; \\ N_4 &= \left\{ \omega C_2 b_3 Z_3 - \omega C_2 Z_3 \operatorname{tg} [\beta_4 (\ell_4 - \ell_3)] + Z_3 + b_3 \operatorname{tg} [\beta_4 (\ell_4 - \ell_3)] \right\}^2; \\ M_4 &= \left\{ \omega C_2 a_3 Z_3 + a_3 \operatorname{tg} [\beta_4 (\ell_4 - \ell_3)] \right\}^2. \end{aligned} \right. \quad (2.31)$$

Входное сопротивление в сечении Г–Г:

$$Z_{\text{вх.Г-Г}} = Z_{\text{вх.5}} = a_5 + j b_5;$$

где:

$$\left. \begin{aligned} a_5 &= \frac{a_4 Z_4^2 + a_4 Z_4^2 \operatorname{tg}^2 [\beta_5 (\ell_5 - \ell_4)]}{N_5 + M_5}; \\ b_5 &= \frac{D_5 + E_5 + F_5}{N_5 + M_5}; \end{aligned} \right\} \quad (2.32)$$

$$\left\{ \begin{aligned} D_5 &= \omega C_1 a_4^2 Z_4^2 + a_4 Z_4 \operatorname{tg} [\beta_5 (\ell_5 - \ell_4)] + \omega C_1 b_4^2 Z_4 - \omega C_1 b_4 Z_4^3 \operatorname{tg} [\beta_5 (\ell_5 - \ell_4)]; \\ E_5 &= b_4 Z_4^2 + b_4^2 Z_4 \operatorname{tg} [\beta_5 (\ell_5 - \ell_4)] - \omega C_1 b_4 Z_4^3 \operatorname{tg} [\beta_5 (\ell_5 - \ell_4)]; \\ F_5 &= \omega C_1 Z_4^4 \operatorname{tg}^2 [\beta_5 (\ell_5 - \ell_4)] - Z_4^3 \operatorname{tg} [\beta_5 (\ell_5 - \ell_4)] - b_4 Z_4^3 \operatorname{tg} [\beta_5 (\ell_5 - \ell_4)]; \\ N_5 &= \left\{ \omega C_1 b_4 Z_4 - \omega C_1 Z_4 \operatorname{tg} [\beta_5 (\ell_5 - \ell_4)] + Z_4 + b_4 \operatorname{tg} [\beta_5 (\ell_5 - \ell_4)] \right\}^2; \\ M_5 &= \left\{ \omega C_1 a_4 Z_4 + a_4 \operatorname{tg} [\beta_5 (\ell_5 - \ell_4)] \right\}^2. \end{aligned} \right. \quad (2.33)$$

Входное сопротивление в сечении Д–Д:

$$Z_{\text{вх.Д-Д}} = Z_{\text{вх.6}} = a_6 + j b_6;$$

$$\left. \begin{aligned} a_6 &= \frac{a_5 Z_5^2 + a_5 Z_5^2 \operatorname{tg}^2 [\beta_6 (\ell_6 - \ell_5)]}{\{Z_5 + b_5 \operatorname{tg} [\beta_6 (\ell_6 - \ell_5)]\}^2 + a_5^2 \operatorname{tg}^2 [\beta_6 (\ell_6 - \ell_5)]} ; \\ b_6 &= \frac{a_5^2 Z_5 \operatorname{tg} [\beta_6 (\ell_6 - \ell_5)] + b_5 Z_5^2 + b_5^2 Z_5 \operatorname{tg} [\beta_6 (\ell_6 - \ell_5)] - D_6}{\{Z_5 + b_5 \operatorname{tg} [\beta_6 (\ell_6 - \ell_5)]\}^2 + a_5^2 \operatorname{tg}^2 [\beta_6 (\ell_6 - \ell_5)]} ; \\ D_6 &= Z_5^3 \operatorname{tg} [\beta_6 (\ell_6 - \ell_5)] + b_5^2 \operatorname{tg}^2 [\beta_6 (\ell_6 - \ell_5)] . \end{aligned} \right\} \quad (2.34)$$

где:

Коэффициент отражения в сечении Д–Д:

$$\dot{r} = Q - jP \quad (2.35)$$

$$\text{где} \quad Q = \frac{a_6^2 + b_6^2 + 2Z_n a_6}{(a_6 + 2Z_n)^2 + b_6^2} ; \quad P = -\frac{2Z_n b_6}{(a_6 + 2Z_n)^2 + b_6^2} .$$

Модуль коэффициента отражения и коэффициент стоячей волны:

$$|\dot{r}| = \sqrt{Q^2 + P^2} ; \quad KCTu = \frac{1 + |\dot{r}|}{1 - |\dot{r}|} .$$

При расчетах по формулам (2.21)–(2.35) следует учесть, что $Z_1=Z_5$, $Z_2=Z_4$ в силу симметрии конструкции; C – емкость между разомкнутыми контакт-деталями геркона; C_1 и C_2 – шунтирующие емкости в местах резкого изменения импеданса ГМ.

Неоднородности. Резкие изменения сечения коаксиальной линии описываются эквивалентной схемой в виде параллельных ёмкостей [71]. Для неоднородности, представленной на рисунке 2.4, а:

$$C = \frac{\varepsilon}{100\pi} \left[\frac{\alpha^2 + 1}{\alpha} \ln \left(\frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} \right) - 2 \ln \left(\frac{4\alpha}{1 - \alpha^2} \right) \right] + 1,11 \cdot 10^{-15} (1 - \alpha)(\tau - 1) \quad (2.36)$$

$$\text{где:} \quad \alpha = \frac{r_3 - r_2}{r_3 - r_1} ; \quad \tau = \frac{r_3}{r_1} .$$



Рисунок 2.4 – Неоднородности коаксиальной линии

для неоднородности на рисунке 2.4, б:

$$C = \frac{\varepsilon}{100\pi} \left[\frac{\alpha^2 + 1}{\alpha} \ln \left(\frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} \right) - 2 \ln \left(\frac{4\alpha}{1 - \alpha^2} \right) \right] + 1,42 \cdot 10^{-15} (0,8 - \alpha)(\tau - 1,4) \quad (2.37)$$

где: $\alpha = \frac{r_2 - r_1}{r_3 - r_1} ; \quad \tau = \frac{r_3}{r_1} .$

Допустимую мощность, которую можно передать вдоль КЛ, оценим с помощью выражения:

$$P_{\text{дон}} \approx \left(\frac{1}{15} \div \frac{1}{20} \right) P_{\text{пред}} ;$$

$$P_{\text{дон}} \approx \frac{1}{20} \frac{E_{\text{пред}}^2 d^2}{\varepsilon^2 480} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \ln \frac{D}{d} . \quad (2.38)$$

Предельная напряжённость поля $E_{\text{пред}}$ для воздуха при нормальном атмосферном давлении, нормальной ионизации и нормальной температуре в сантиметровом и дециметровом диапазонах волн составляет $29 \text{ кВ} / \text{см}$.

Матричное описание герконового модуля. При расчёте выходных характеристик ГМ в рабочем диапазоне частот приняты два допущения: коммутация осуществляется волной Т-типа, а неоднородности геркона имеют ёмкостную природу. Это позволяет свести коаксиальный тракт с разомкнутым герконом в полосе вплоть до 10 ГГц к неоднородной линии передачи, импеданс которой изменяется скачкообразно на границах однородных участков, шунтируемых соответствующими ёмкостями (рисунок 2.3). В рамках обобщённого алгоритма каскадная структура ГМ описывается результирующей матрицей переда-

чи, формируемой методом цепных матриц. При замкнутых контакт-деталях она имеет вид:

$$\mathbf{A}_\Sigma = \left(\prod_{i=1}^3 \mathbf{A}_i \right) \mathbf{A}_c \prod_{i=4}^6 \mathbf{A}_i, \quad (2.39)$$

Матрицу, описывающую отрезки однородных линий, запишем в виде

$$\mathbf{A}_i = \begin{bmatrix} \operatorname{ch} \gamma_i \ell_i & Z_i \operatorname{sh} \gamma_i \ell_i \\ \frac{\operatorname{sh} \gamma_i \ell_i}{Z_i} & \operatorname{ch} \gamma_i \ell_i \end{bmatrix}, \quad (2.40)$$

где Z_i – волновые сопротивления однородных участков линии передачи длиной ℓ_i ; γ_i – постоянная распространения; $i = \overline{1, \dots, 6}$. Матрица передачи последовательной ёмкости C между разомкнутыми контакт-деталями имеет вид:

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{j\omega C} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

В замкнутом состоянии матрица последовательной ёмкости отсутствует. С учётом ёмкостных неоднородностей результирующая матрица передачи разомкнутого модуля принимает вид:

$$\mathbf{A}_\Sigma = \mathbf{A}_1 \mathbf{A}_{c1} \mathbf{A}_2 \mathbf{A}_{c2} \mathbf{A}_3 \mathbf{A}_c \mathbf{A}_4 \mathbf{A}_{c2} \mathbf{A}_5 \mathbf{A}_{c1} \mathbf{A}_6, \quad (2.42)$$

где: $\mathbf{A}_{c1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C_1 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{c2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C_2 & 1 \end{bmatrix}.$

Для нахождения $\mathbf{A}_4$ ГМ в режиме пропускания и запираия воспользуемся соотношениями (2.29). Матрицы $\mathbf{A}_i$, $\mathbf{A}_c$, $\mathbf{A}_{c1}$, $\mathbf{A}_{c2}$ формируются отдельными процедурами в программе анализа. С другой стороны, функции входных характеристик $\bar{Y}$ могут быть определены в явном виде через соотношения (2.17)–(2.34), что в ряде случаев является более предпочтительным. Полученное матричное описание служит исходной моделью для алгоритма многопараметрической оптимизации, рассматриваемого в третьей главе.

2.3. Аналитические модели радиочастотных полупроводниковых ключевых элементов

Приборы на основе PIN- и GaAs-структур на протяжении нескольких десятилетий занимают заметное место среди ключевых элементов радиочастотного диапазона [72–74]. Исторически выбор арсенида галлия был продиктован ограничениями ранней кремниевой технологии в радиочастотном диапазоне; впоследствии этот разрыв во многом сократился благодаря развитию SiGe- и RF-SOI-технологий, однако GaAs сохраняет преимущества там, где критичны малые потери и высокая линейность на высоких частотах. Качественная полупроводящая подложка, высокая подвижность электронов и широкая запрещённая зона делают GaAs-структуры предпочтительными для ряда радиочастотных применений, что обуславливает устойчивое внимание к их моделированию [75].

Постановка задачи и исходные уравнения. Пусть имеется N немагнитных плоскопараллельных полупроводниковых слоёв, каждый из которых характеризуется диэлектрической проницаемостью ε и удельной проводимостью σ , которые в общем случае нелинейно зависят от $\bar{E}$. Также выполняется условие $\ell_{\max} \ll \Lambda$ (где $\ell_{\max}$ – максимальный размер поперечного сечения), тогда для области, не содержащей сторонних источников справедливы уравнения [76]:

$$\operatorname{rot} \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}; \quad \operatorname{rot} \bar{H} = \bar{j} - \frac{\partial \bar{D}}{\partial t}; \quad \operatorname{div} \bar{B} = 0; \quad \operatorname{div} \bar{D} = \rho. \quad (2.43)$$

В общем случае $\bar{D} = \bar{D}(\bar{E})$, $\bar{B} = \bar{B}(\bar{E})$, $\bar{j} = \bar{j}(\bar{E})$ – нелинейные зависимости. Приведённые уравнения Максвелла (2.43) добавляются дрейфово-диффузионными уравнениями:

$$\begin{aligned} \bar{j}_n &= q \left[\mu_n n \bar{E} + D_n \nabla n \right]; \\ \bar{j}_p &= q \left[\mu_p p \bar{E} + D_p \nabla p \right], \end{aligned} \quad (2.44)$$

а также уравнениями непрерывности

$$\frac{\partial n}{\partial t} = U_n + \frac{1}{q} \nabla \bar{j}_n; \quad \frac{\partial p}{\partial t} = U_p - \frac{1}{q} \nabla \bar{j}_p, \quad (2.45)$$

где q – заряд электрона; n, p – концентрация электронов и дырок; $\bar{j}_n, \bar{j}_p$ – векторы плотностей электронной и дырочной составляющей плотности тока $\bar{j}$; μ_n, D_n и μ_p, D_p – подвижности носителей и коэффициенты диффузии электронов и дырок соответственно; U_n, U_p – члены, учитывающие генерацию и рекомбинацию свободных электронов и дырок. В полупроводнике $\rho = q(p - n + Q)$, где Q – разность концентраций донорных и акцепторных примесей.

Система уравнений (2.43)–(2.45) должна быть дополнена уравнениями, описывающими зависимости $\mu_{n,p}, D_{n,p}$ и $U_{n,p}$ от $n, p, \bar{E}$ и т. д., а также соответствующими граничными условиями, которые определяются конфигурацией и электрофизическими параметрами структуры. Даже для простейших конфигураций строгое электродинамическое моделирование таких структур сопряжено со значительными математическими трудностями, что обуславливает целесообразность построения аналитических моделей и введения интегрального показателя качества.

Обобщённый фактор качества. Для объективной оценки и сравнения полупроводниковых ключевых элементов введём обобщённый интегральный фактор качества K_k , развивающий понятие вентильного отношения [77, 78] и учитывающий волновой характер физических процессов. Он выражается через активные (R_1, R_2) и реактивные (X_1, X_2) составляющие комплексных импедансов структуры Z_1 и Z_2 в двух крайних состояниях – режимах пропускания и запира-ния:

$$K_k = \left[\frac{4|\Gamma_1 - \Gamma_2|^2}{(1 - |\Gamma_1|^2)(1 - |\Gamma_2|^2)} \right]^{0.5};$$

или:

$$K_k = \sqrt{\frac{|Z_1 - Z_2|^2}{R_1 R_2}} \quad (2.46)$$

Отметим, что формула (2.46) применима в диапазоне физически реализуемых значений R_1 и R_2 , определяемых электрофизическими параметрами структуры (см. (2.47)–(2.57) для ПТШ и (2.59)–(2.62) для PIN-структур), а не как формальное отношение, допускающее произвольное уменьшение любого из сомножителей. Предельный случай $R_2 \rightarrow 0$, при котором ключевой элемент фактически не переходит в состояние запираания, физически не реализуем для рассматриваемых структур: сопротивления R_1 и R_2 связаны общими параметрами структуры (концентрацией примесей, геометрией, приложенным смещением – см. (2.47)–(2.57) и (2.59)–(2.62)), так что технологическое снижение R_1 (улучшение пропускания) не может происходить независимо от одновременного снижения достижимого R_2 (ухудшения развязки). Показатель K_k применяется для сопоставления элементов, уже удовлетворяющих техническому заданию по обоим режимам одновременно, то есть на множестве физически реализуемых, а не произвольных формальных решений. Необходимо подчеркнуть, что K_k представляет собой детерминированную аналитическую величину, вычисляемую непосредственно по замкнутым выражениям (2.58) и (2.63) для заданных конструктивных и электрофизических параметров, а не статистическую оценку, восстанавливаемую по случайной выборке; понятия состоятельности и смещённости оценки в классическом смысле математической статистики к ней неприменимы. Неопределённость возникает лишь на уровне точности исходных электрофизических параметров структуры (концентрации примесей, времени жизни носителей и т. д.), которая должна учитываться при интерпретации результатов сопоставления элементов.

Поскольку базовая физика рассматриваемых элементов принципиально различна, сведение сравнения к комплексному импедансу делает фактор каче-

ства (2.46) единым и объективным критерием сопоставления и оценки качества полупроводниковых ключевых элементов различной природы.

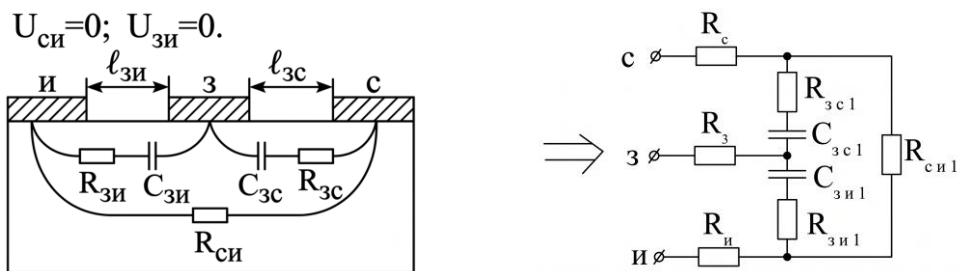
Ключевые элементы на основе GaAs (полевые транзисторы с барьером Шоттки). Рассмотрим полевые транзисторы с затвором Шоттки (ПТШ) в двух крайних режимах функционирования, которые в основном и используют в переключателях, коммутаторах и выключателях. Первый режим – это режим пропускания, который характеризуется низким импедансом полупроводниковой структуры (рис. 2.5, а) и второй режим – режим запирания с высоким импедансом рассматриваемой структуры (рис. 2.5, б).

Для эквивалентной схемы (рис. 2.5, б) справедливы соотношения:

$$C_{зс2} = C_{зи2} = \frac{\pi \varepsilon_a W}{2} \text{ при } U_u = U_c = 0, U_0 = U_{bi} - U_a, \quad (2.47)$$

где W – ширина затвора; $U_0 = qN_d a^2 / (2\varepsilon_a)$ – напряжение смыкания (или отсечки); a – толщина активного n-слоя; N_d – концентрация примесей; U_{bi} – встроенный потенциал (контактная разность потенциалов); U_a – пороговое напряжение, ток падает практически до нуля.

Напряжение смыкания U_0 характеризует активный n-слой и является условным напряжением, которое необходимо приложить между затвором и каналом без учёта высоты барьера Шоттки для полного обеднения канала от носителей ($U_u = U_c = 0$).



а)

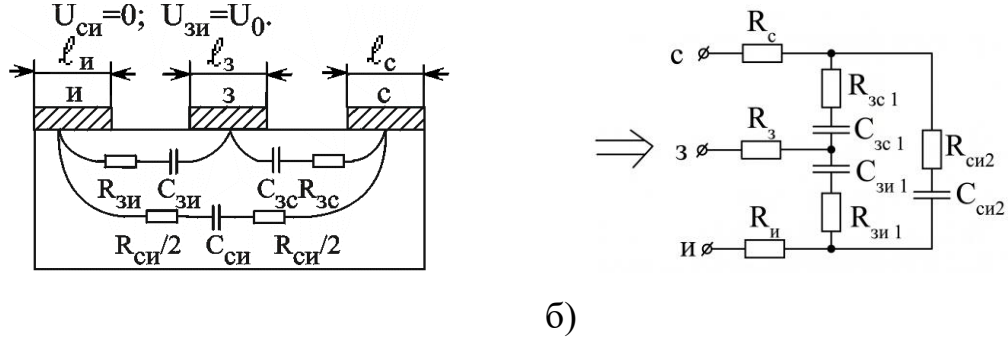


Рисунок 2.5 – Эквивалентные схемы ПТШ с низким (а) и высоким (б) импедансом

На основании результатов, полученных в [69], запишем выражения для сопротивлений эквивалентной схемы:

$$R_{zu2} = \frac{\ell_{zu} - a\sqrt{(U_{bi} - U_z + U_u)/U_a}}{qN_d\mu_n Wa} \quad (2.48)$$

$$R_{zc2} = \frac{\ell_{zc} - a\sqrt{(U_{bi} - U_z + U_c)/U_a}}{qN_d\mu_n Wa} \quad (2.49)$$

Если $U_a \gg U_{bi}$, то справедливо соотношение:

$$R_{cu1} \cong \frac{1}{qN_d\mu_n Wa} \left[\frac{\ell_z}{1 - \sqrt{U_{bi}/U_a}} - 2a\sqrt{\frac{U_{bi}}{U_a}} + \ell_{zu} + \ell_{zc} \right] \quad (2.50)$$

Для симметричной конструкции ПТШ $\ell_{zu} = \ell_{zc}$, тогда из (2.50) получим:

$$R_{cu1} = \frac{1}{qN_d\mu_n Wa} \left[\frac{\ell_z}{1 - \sqrt{U_{bi}/U_a}} - 2a\sqrt{\frac{U_{bi}}{U_a}} + 2\ell_{zu} \right]. \quad (2.51)$$

Кроме описанных элементов эквивалентных схем собственно транзистора, необходимо учитывать влияние внешних областей, ухудшающих динамические характеристики прибора R_c , R_z и R_u . Выражения для R_c и R_u запишем следующим образом:

$$R_c = R\ell_c / W + \ell_{zc} / (qN_d\mu_n Wa) ; \quad (2.52)$$

$$R_u = R\ell_u / W + \ell_{zu} / (qN_d\mu_n Wa) , \quad (2.53)$$

где $R = \sqrt{\frac{\rho_\kappa}{qN_d\mu_n a}} \operatorname{cth} \sqrt{\frac{1}{qN_d\mu_n a \rho_\kappa}}$, ρ_κ – удельное сопротивление омического контакта.

Сопротивление металлизации затвора определяется соотношением:

$$R_3 = \frac{\rho_m W}{3\ell_3 t}, \quad (2.54)$$

где ρ_m – удельное сопротивление металлизации затвора; ℓ_3 – длина затвора; t – толщина металлизации затвора.

В режиме пропускания (рис. 2.5, а), учитывая малость сопротивления R_{cu1} , пренебрегая влиянием R_{3c1} , R_{3u1} , C_{3c1} и R_{3u1} запишем:

$$Z_1 \approx R_1 = R_c + R_{cu1} + R_u. \quad (2.55)$$

Тогда полагая, что $|R_1 - R_2| \ll |X_2|$ получим с учётом (2.46):

$$K_k = \frac{|X_2|}{\sqrt{R_1 R_2}} = \frac{C_{3u2} + C_{3c2}}{\omega C_{3u2} C_{3c2}} \cdot \frac{1}{[(R_c + R_{cu1} + R_u) R_2]^{0.5}} \quad (2.56)$$

где $R_2 = R_{3c2} + R_{3u2} + R_c + R_u$; или для режима $U_c = U_u = 0$ и $U_{bi} - U_a = U_0$, при $\ell_{3u} = \ell_{3c}$ и с учётом (2.48), (2.49), (2.53) и (2.54) получим:

$$\begin{aligned} R_2 &= \frac{2}{qN_d\mu_n W a} (\ell_{3u} - a) + \frac{2\ell_{3u}}{qN_d\mu_n W a} + \frac{R}{W} (\ell_c - \ell_u) = \\ &= \frac{2}{qN_d\mu_n W a} (2\ell_{3u} - a) + \frac{R}{W} (\ell_c - \ell_u) = \\ &= \frac{2}{qN_d\mu_n W a} (2\ell_{3u} - a) + \frac{(\ell_c - \ell_u)}{W} \sqrt{\frac{\rho_\kappa}{qN_d\mu_n a}} \operatorname{cth} \sqrt{\frac{1}{qN_d\mu_n a \rho_\kappa}}. \end{aligned} \quad (2.57)$$

Подставляя соотношения (2.47), (2.51), (2.53) и (2.49) в (2.56) окончательное выражение для фактора качества запишем в виде:

$$K_k = \frac{2qN_d\mu_n a}{\pi^2 f \varepsilon_a} \left[\left(\frac{\ell_z}{1 - \sqrt{U_{bi}/U_a}} - 2a \sqrt{\frac{U_{bi}}{U_a}} + 4\ell_{zu} + \sqrt{qN_d\mu_n a \rho_\kappa} (\ell_c + \ell_u) \cdot \right. \right. \\ \left. \left. \cdot \operatorname{cth} \sqrt{\frac{1}{qN_d\mu_n a \rho_\kappa}} \right) \left(4\ell_{zu} - 2a + \sqrt{qN_d\mu_n a \rho_\kappa} (\ell_c + \ell_u) \operatorname{cth} \sqrt{\frac{1}{qN_d\mu_n a \rho_\kappa}} \right) \right]^{-1/2}. \quad (2.58)$$

Определение фактора качества КЭ на основе PIN-структур. Не рассматривая детально физику работы PIN-структур в радиочастотном диапазоне, определим фактор качества через их электрофизические параметры. Уникальное свойство PIN-диода – изменять полное сопротивление в широких пределах при прямом и обратном смещении – описывается эквивалентной схемой (рисунок 2.6) и её параметрами. Сильно легированные области разделены высокоомной i-областью с собственной проводимостью; вследствие высокого сопротивления базы структура при запирающем и нулевом управляющем напряжении непроводящая как для низких, так и для радиочастотных частот, а при подаче положительного смещения переходы отпираются и носители из прилегающих областей наполняют базу, превращая её в проводник.

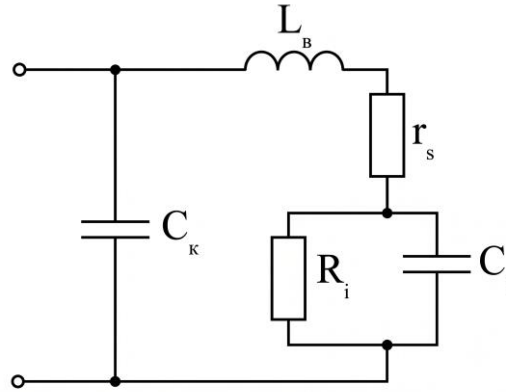


Рисунок 2.6 – Эквивалентная схема PIN-структуры

Здесь R_i – сопротивление i-слоя; C_i – ёмкость PIN-структуры; r_s – сопротивление потерь в низкоомном полупроводнике и металле; L_B – индуктивность выводов ($L_B=0$ для монокристаллических управляющих ИС); C_K – ёмкость керамического корпуса (в бескорпусном варианте $C_K=0$).

Для определения фактора качества, позволяющего оптимизировать электрофизические свойства PIN-структуры, запишем импеданс Z_1 и Z_2 для двух крайних состояний КЭ. В режиме пропускания (КЭ открыт)

$$Z_1 = R_1 + jX_1 = (r_s + R_i^+) + j\omega L_g, \quad (2.59)$$

в режиме запирания (КЭ закрыт):

$$Z_2 = R_2 + jX_2 = \left(r_s + \frac{1}{(\omega C_i)^2 R_i^-} \right) - j \frac{1}{\omega C_i} \quad (2.60)$$

где R_i^+, R_i^- – сопротивление i -слоя при прямом и обратном смещении. При этом R_i^+ выразим через электрофизические параметры PIN-структуры [71]:

$$R_i^+ = \frac{4KTsh\left(\frac{W_i}{2\ell_0}\right) \left[\operatorname{tg}^{-1}\left(\exp \frac{W_i}{2\ell_0}\right) - \frac{\pi}{4} \right]}{qI_{m0} \exp(U_d q / KT)}, \quad (2.61)$$

где K – постоянная Больцмана; T – температура диода; W_i – толщина i -слоя; $\ell_0 = \sqrt{D_0 \tau_0}$ – биполярная диффузионная длина; D_0 – биполярный коэффициент диффузии; τ_0 – время жизни носителей зарядов; I_{m0} – амплитудное значение тока через диод; U_d – напряжение, прикладываемое к диоду.

Ёмкость i -слоя рассчитаем по формуле:

$$C_i = \frac{\varepsilon_a S}{W_i}, \quad (2.62)$$

Тогда в соответствии с соотношениями (2.46), (2.59)–(2.62) получим (без учета L_g):

$$K_k = \sqrt{\frac{|(R_1 - R_2) + j(X_1 - X_2)|^2}{R_1 R_2}} = \sqrt{\frac{A}{B}}, \quad (2.63)$$

где:

$$A = \left\{ \frac{4KTsh\left(\frac{W_i}{2\ell_0}\right) \left[\operatorname{tg}^{-1}\left(\exp\frac{W_i}{2\ell_0}\right) - \frac{\pi}{4} \right]}{qI_{m0} \exp(U_0 q / KT)} - \frac{W_i^2}{(\omega \varepsilon_a S)^2 R_i^-} \right\}^2 + \frac{W_i^2}{(\omega \varepsilon_a S)^2};$$

$$B = \left\{ r_s + \frac{4KTsh\left(\frac{W_i}{2\ell_0}\right) \left[\operatorname{tg}^{-1}\left(\exp\frac{W_i}{2\ell_0}\right) - \frac{\pi}{4} \right]}{qI_{m0} \exp(U_0 q / KT)} \right\} \left[r_s + \frac{W_i^2}{(\omega \varepsilon_a S)^2 R_i^-} \right],$$

Таким образом, для ключевых элементов на основе GaAs- и PIN-структур получены аналитические зависимости комплексных импедансов Z_1 , Z_2 от конструктивных и электрофизических параметров, а также выражения для интегрального фактора качества. В алгоритме многопараметрической оптимизации (глава 3) фактор качества K_k не используется: матрицы передачи формируются там непосредственно по зависимостям Z_1 , Z_2 от параметров структуры, а герконовый модуль описывается отдельной моделью в приближении Т-волны. Роль K_k иная – это скалярная оценка контраста комплексных импедансов полупроводникового элемента в режимах пропускания и запираания, позволяющая сравнивать между собой PIN- и GaAs-структуры, несмотря на различие механизмов коммутации (инжекция носителей и полевой эффект).

2.4. Выводы по второй главе

В главе разработаны математические модели основных радиочастотных ключевых элементов и алгоритм анализа переключателя в целом. Основные результаты состоят в следующем:

1. Предложен обобщённый алгоритм матричного анализа полосковых переключателей, основанный на теории многополюсников. Произвольно соединённые четырёх- и восьмиполюсники последовательно, с помощью тождественных матричных преобразований, сводятся к эквивалентным четырёхпо-

люсникам. Граничные условия на зажимах учитываются непосредственно, поэтому формировать и решать СЛАУ не требуется, а вычислительная сложность снижается с $O(N^3)$ до $O(N)$ без потери точности. Для простых каскадных структур алгоритм совпадает с методом цепных матриц.

2. Разработана аналитическая модель электромеханического (герконового) модуля в приближении Т-волны: геркон рассматривается как отрезок нерегулярной коаксиальной линии с ёмкостными неоднородностями. Для однородных участков получены замкнутые выражения волновых сопротивлений, для модуля в целом – входного сопротивления и коэффициента отражения; на их основе построено матричное описание модуля. Модуль, рассчитанный по этой модели, имеет в дециметровом диапазоне потери в режиме пропускания менее 0,1 дБ при числе срабатываний 10^7 , а сама модель остаётся адекватной вплоть до 10 ГГц.

3. Разработаны аналитические модели полупроводниковых ключевых элементов на основе PIN-диодов и арсенид-галлиевых ПТШ. Модели связывают электрофизические и конструктивные параметры элементов с их комплексными импедансами Z_1 , Z_2 в режимах пропускания и запираения. На основе уравнений Максвелла и дрейф-диффузионной модели введён интегральный показатель – фактор качества, позволяющий сравнивать элементы с разными физическими механизмами коммутации. Зависимости Z_1 , Z_2 служат исходными данными для алгоритмов оптимизации (глава 3); сам фактор качества в алгоритме оптимизации не используется.

ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ОПТИМИЗАЦИИ И НЕЙРОСЕТЕВОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ПОЛОСКОВЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Вводные замечания. В главе 2 был разработан единый аппарат описания полосковых коммутационных структур, объединяющий обобщённый алгоритм матричного анализа линейной вычислительной сложности, аналитическую модель герконового модуля в приближении Т-волны и физические модели полупроводниковых ключевых элементов. Этот аппарат устанавливает связь между конструктивными параметрами переключателя и его электрическими характеристиками, однако сам по себе не решает проектную задачу. Получение конструкции, одновременно удовлетворяющей противоречивым требованиям к вносимым потерям, развязке и согласованию в двух рабочих состояниях, требует целенаправленного поиска в многомерном пространстве параметров, то есть привлечения алгоритмов оптимизации, а исследование больших множеств вариантов – средств ускоренного многовариантного анализа.

Принципиальное ограничение здесь связано с вычислительной стоимостью анализа. Традиционный маршрут проектирования, основанный на полном волновом электродинамическом моделировании, обеспечивает высокую достоверность, но расчёт одной конфигурации занимает от единиц минут до нескольких часов, что делает прямую многовариантную оптимизацию практически неосуществимой. Разрешить это противоречие позволяет двухуровневый маршрут проектирования. На первом уровне квазиоптимальное решение находят аналитическими и аппроксимационными методами, на втором проверяют найденную конструкцию строгим полноволновым расчётом. Результат остаётся достоверным, а общие затраты времени сокращаются многократно.

Для первого уровня в главе разработаны два связанных алгоритма. Первый – модернизированный алгоритм многопараметрической оптимизации на

основе метода Пауэлла и квадратичной аппроксимации. Его отличает аддитивная целевая функция, в которую входят оба режима работы переключателя, пропускание и запираение; расчёт ведётся на быстром матричном ядре линейной сложности (глава 2) с использованием уточнённых аналитических моделей ключевых элементов. Второй алгоритм служит для ускоренного анализа: он строит нейросетевую аппроксимационную модель переключателя, которая воспроизводит зависимость выходных характеристик от конструктивных параметров, не привязана к типу коммутационного элемента и физическому механизму переключения и сокращает время расчёта в несколько раз. Вместе эти алгоритмы составляют методическую основу многовариантного синтеза полосковых переключателей; их экспериментальная проверка приведена в главе 4.

3.1. Оптимизация полосковых переключателей с учётом интегральных критериев качества

Метод оптимизации выбирают исходя из свойств целевой функции конкретной коммутационной структуры. Интегральными критериями качества здесь называются показатели целевой функции, в которых собраны отклонения выходных характеристик от директивных значений по всему рабочему диапазону. Их не следует смешивать с интегральным фактором качества из главы 2: тот предназначен для сравнения полупроводниковых ключевых элементов и в алгоритме оптимизации этой главы не используется.

Оптимизация радиочастотных коммутационных устройств одновременно по согласованию, вносимому затуханию и развязке продолжает развиваться: в работах последних лет для неё применяют методы поверхностей отклика, многокритериальную эвристическую оптимизацию и аппроксимационное моделирование [79, 80], а рост требований к широкополосным многоканальным переключателям [81] делает быстрые алгоритмы синтеза, пригодные для разных типов устройств, ещё более востребованными. В отличие от этих подходов, в ра-

боте развивается специализированный алгоритм, построенный на быстром матричном ядре (глава 2) и аддитивной целевой функции двухрежимной работы.

Сравнение локальных методов поиска экстремума функции многих переменных [42, 43] показывает, что при умеренном числе варьируемых параметров и сложном рельефе целевой функции лучше подходят методы прямого поиска, не использующие производные. Устойчиво и быстро сходятся, в частности, метод сопряжённых направлений Пауэлла и метод Розенброка.

Градиентные методы в задачах синтеза менее удобны по двум причинам: если ограничения типа дискретности исключаются заменой переменных, компонента вектора параметров «прилипает» к границе допустимой области, а в минимаксной постановке целевая функция обычно негладкая. Для рассматриваемых задач характерна многоэкстремальная целевая функция, близкая к квадратичной вблизи локальных минимумов.

Исходя из этого, за основу взят метод Пауэлла [42] с одномерным поиском по квадратичной аппроксимации, что уменьшает число вычислений целевой функции. Глобальный экстремум ищется сочетанием локального поиска со случайным выбором начальных точек по методу Монте-Карло [43]: найденные локальные минимумы запоминаются, сравниваются, и из них выбирается наименьший. При умеренном числе локальных минимумов, обычном для синтеза полосковых переключателей, такой подход достаточно эффективен.

В результате моделирования получают набор выходных характеристик, заданных таблично:

$$Y_m = \Psi_m(\bar{k}_s, f_i), \quad m = \overline{1, n}; \quad s = \overline{1, c}; \quad i = \overline{1, p}. \quad (3.1)$$

где Y – выходные характеристики; $\bar{k}_s$ – вектор внутренних параметров; f_i – дискретные частотные точки.

Критерии эффективности $L_m(\bar{k}_s, f_i)$ определяются численными методами с использованием соотношений (3.1) и имеют вероятностный характер.

На основе критериев эффективности формируется аддитивная целевая функция F , а задача оптимизации записывается в виде:

$$F(\bar{k}_s^*, f_i) = \min F(\bar{k}_s, f_i), \quad (3.2)$$

$$\bar{k}_v \in R,$$

$$R = \{\bar{k}_v | G_m(\bar{k}_s, f_i) > 0 \quad (3.3)$$

где $\bar{k}_s^*$ – вектор оптимальных параметров; R – допустимая область, заданная ограничениями на варьируемые параметры, $G_m(\bar{k}_s, f_i)$ – функции полученные на основе критериев эффективности $L_m(\bar{k}_s, f_i)$.

Широко используется и минимаксная (максиминная) формулировка задач параметрического синтеза, т. е. $F(k_s^*, f_i) = \min \max F(\bar{k}_s, f_i)$, которая в ряде случаев более точно формализует требования ТЗ.

При детерминированной постановке для систем, представленных декомпозиционным соединением базовых элементов, целевую функцию удобно строить на основе критерия наименьших квадратов, обеспечивающего равную чувствительность к отклонениям выходных характеристик в обе стороны от требуемых значений. Для улучшения сходимости и сокращения временных затрат при больших размерностях применяется модифицированный критерий с переменными показателями степени:

$$F = \sum_{i=1}^p \sum_{m=1}^n a_{mi} \left\{ \left| \frac{Y_m(f_i)}{Y_{mT}(f_i)} - 1 \right|^{e_{1m}} + \left| \frac{Y_{mT}(f_i)}{Y_m(f_i)} - 1 \right|^{e_{2m}} \right\} \quad (3.4)$$

где a_{mi} – весовые коэффициенты; $Y_{mT}(f_i)$ – директивные значения характеристик.

Упрощенный вариант записи соотношения (3.4) представим в виде [41]:

$$F = \sum_{i=1}^p \sum_{m=1}^n a_{mi} \left[\left| \frac{Y_m(f_i)}{Y_{mT}(f_i)} - 1 \right| \right]^{e_m}. \quad (3.5)$$

Показатели степени выбираются в зависимости от относительного расхождения текущих и директивных значений: $e_m = 0,5$ при $|X - 1| \leq 1$ и $e_m = 2$ при $|X - 1| > 1$, где $X = Y_m(f_i) / Y_{mT}(f_i)$, что увеличивает градиент функции вблизи минимума и ускоряет сходимость итерационного процесса. В частном случае выражение (3.5) приводится к квадратичной форме:

$$F = \sum_{i=1}^p \sum_{m=1}^n a_{mi} [Y_m(f_i) - Y_{mT}(f_i)]^2, \quad (3.6)$$

Условие экстремума с учётом режима функционирования принимает вид:

$$\frac{\partial F}{\partial k_{sj}} = 2 \sum_{i=1}^p \sum_{m=1}^n \sum_{s=1}^c \{a_{mi} [Y_m(f_i) - Y_{mT}(f_i)] \frac{\partial Y_m(f_i)}{\partial k_{sj}}\} = 0. \quad (3.7)$$

Из (3.7) следует, что уменьшение чувствительностей отдельных выходных характеристик выводит целевую функцию (3.6) из точки экстремума, поэтому совокупная характеристика не будет являться наилучшей в смысле принятого критерия. Если чувствительность выходных характеристик к внутренним параметрам превышает допустимые пределы, то имеется только один путь ее уменьшения за счет расширения рабочей области одной или нескольких выходных характеристик $Y_{mT}(f_i)$. Следовательно, минимизацию функции чувствительности целесообразно проводить одновременно с параметрическим синтезом, то есть необходимо использовать целевую функцию вида:

$$F = \sum_{i=1}^p \sum_{m=1}^n \sum_{s=1}^c \left\{ a_{mi} [Y_m(f_i) - Y_{mT}(f_i)]^2 + \sum_{j=1}^q b_{mij} \left| \frac{\partial Y_m(f_i)}{\partial k_{sj}} \frac{k_{sj}}{Y_m(f_i)} \right| \right\} \quad (3.8)$$

где b_{mij} – весовые коэффициенты при функциях чувствительности.

Если директивно установлены допуски на выходные характеристики $\Delta_m |Y_{mT}(f_i)|$, то более наглядной является формулировка:

$$F = \sum_{i=1}^p \sum_{m=1}^n \sum_{s=1}^c \left\{ C_{mi} + \sum_{j=1}^q b_{mij} \left| \frac{\partial Y_m(f_i)}{\partial k_{sj}} \frac{k_{sj}}{Y_m(f_i)} \right| \right\}. \quad (3.9)$$

где:

$$\text{а) } C_{mi} = 0 \text{ если } |Y_m(f_i) - Y_{mT}(f_i)| \leq \Delta_m |Y_{mT}(f_i)|;$$

$$\text{б) } C_{mi} = a_{mi}[Y_m(f_i) - Y_{mT}(f_i)]^2 \text{ если } |Y_m(f_i) - Y_{mT}(f_i)| > \Delta_m |Y_{mT}(f_i)|.$$

Приведенная функция цели (3.9) позволяет установить соответствие между допусками $\Delta_m |Y_{mT}(f_i)|$ и чувствительностью. В частности, от начальной точки, в которой выполняется условие «а)», целевая функция F будет уменьшаться за счет снижения функций чувствительности. Использование целевой функции (3.9) позволяет обеспечить снижение допусков на выходные характеристики и избежать существенных отклонений выходных характеристик от требуемых. Однако данная трактовка функции цели полной совокупности данных, необходимых для анализа влияния допусков на значения параметров элементов не предоставляет. Более точный и полный анализ основан на использовании метода Монте-Карло. При этом выбором номинальных значений случайного субвектора $\bar{k}_v$ и его законов распределения, можно обеспечить выполнение условия максимизации вероятности выхода годных изделий в дискретных частотных точках, т. е.

$$\max P_{\Gamma}(Y_{mn} < \tilde{Y}_m < Y_{mv}), \quad (3.10)$$

$$\bar{k}_v \in R = \{\bar{k} \mid k_{jvH} \leq k_{jv} \leq k_{jvB}, \}; f_i \in Pf,$$

где $\tilde{Y}_m$ – случайные выходные характеристики; Y_{mn} , Y_{mv} – нижние и верхние допустимые значения внешних характеристик.

Решение задачи (3.10) методами имитационного моделирования связано с существенными затратами машинного времени. Применение неравенства Чебышева [82] позволяет существенно сократить вычисления, сведя задачу к минимизации дисперсии выходной характеристики с учётом ограничений:

$$Q(|\tilde{Y}_m - M[Y_m]| \geq \varepsilon_d) \leq \frac{D[Y_m]}{\varepsilon_d^2}, \quad (3.11)$$

где ε_d – половина симметричного интервала допуска; $M[Y_m]$, $D[Y_m]$ – математическое ожидание и дисперсия выходных характеристик.

Неравенство Чебышева устанавливает, что вероятность выхода $\tilde{Y}_m$ за пределы допуска $M[Y_m] \pm \varepsilon_d$ ограничена сверху. Тогда вероятность попадания выходной характеристики в заданный интервал выразим, как:

$$P_{\Gamma}(Y_{mн} < \tilde{Y}_m < Y_{mв}) = 1 - Q(|\tilde{Y}_m - M[Y_m]| \geq \varepsilon_d) \geq 1 - \frac{D[Y_m]}{\varepsilon_d^2}. \quad (3.12)$$

При заданной величине ε_d из неравенства (3.12), независимо от закона распределения $\tilde{Y}_m$, следует, что условие (3.10) можно удовлетворить, осуществив поиск минимума целевой функции $F = D[Y_m]$ с учетом ограничений, т. е:

$$\begin{aligned} & \max P_{\Gamma}(Y_{mн} < \tilde{Y}_m < Y_{mв}) \\ \Rightarrow \min D[Y_m] = \min & \left\{ \sum_{j=1}^q S_j^2 D[k_{sj}] + 2 \sum_{j < r} R_{jr} S_j S_r D^{0,5}[k_{sj}] D^{0,5}[k_{sr}] \right\} \quad (3.13) \\ & \bar{k}_v \in R ; f_i \in Pf \end{aligned}$$

где R_{jr} – коэффициент корреляции между j и r параметрами;

$$S_j = \frac{\partial Y_m(\bar{k}_s, f_i)}{\partial k_{sj}}, \quad S_r = \frac{\partial Y_m(\bar{k}_s, f_i)}{\partial k_{sr}}, \quad \text{при } k_{sj} \rightarrow k_{sjн}; \quad k_{sr} \rightarrow k_{srн}; \quad k_{sjн}; \quad k_{srн}$$

– номинальные значения текущих параметров.

Соотношение (3.13) целесообразно записать в нормированном виде:

$$\min \frac{D[Y_m]}{M^2[Y_m]} = \min \sum_{j=1}^q \left[A_j^2 \frac{D[k_{sj}]}{M^2[k_{sj}]} + 2 A \sum_{j < r} R_{jr} A_j A_r \frac{D^{0,5}[k_{sj}]}{M^2[k_{sj}]} \frac{D^{0,5}[k_{sr}]}{M^2[k_{sr}]} \right] \quad (3.14)$$

$$\text{где } A_j = \frac{S_j M[k_{sj}]}{M[Y_m]}; \quad A_r = \frac{S_r M[k_{sr}]}{M[Y_m]};$$

$$M[Y_m] = \Psi_m \left[M[k_{s1}], \dots, M[k_{sq}], f_i \right] + \sum_{j < r} S_{jr} R_{jr} D^{0,5}[k_{sj}] D^{0,5}[k_{sr}] + 0,5 \sum_{j=1}^q S_{jj} D[k_{sj}];$$

$$S_{jr} = \frac{\partial \Psi_m}{\partial k_{sj} \partial k_{sr}}, \text{ при } k_{sj} \rightarrow k_{sjH}, k_{sr} \rightarrow k_{srH}; S_{jj} = \frac{\partial^2 \Psi_m}{\partial^2 k_{sj}}, \text{ при } k_{sj} \rightarrow k_{sjH}.$$

При каждом вычислении рассмотренных выше целевых функций условная минимизация преобразуется в безусловную с помощью формулы прямой замены для перехода от неограниченных оптимизируемых параметров $\bar{X}$ к ограниченным $\bar{k}_v = \bar{k}$, тогда для k -го параметра запишем:

$$k_k = k_{k\min} + (k_{k\max} - k_{k\min}) \sin^2 X_k, \quad (3.15)$$

что согласуется с тем, что в методах Пауэлла и квадратичной аппроксимации используются неограниченные оптимизируемые параметры.

3.2. Анализ чувствительности и локальный поиск в задаче параметрического синтеза переключателей

Реализация полного цикла проектирования в единой среде моделирования осложнена тем, что этапы формирования технического задания, выбора физических принципов и конструктивной реализации слабо формализуются. Основу эффективных моделей и алгоритмов составляет совокупность численно-аналитических, декомпозиционных и вероятностных методов. Для коммутационных структур, включая полосковые переключатели, используется комбинированная процедура многопараметрической оптимизации на основе метода Пауэлла и квадратичной аппроксимации. Параметрический синтез основывается на уточнённых в главе 2 аналитических моделях ключевых элементов, при этом в настоящей главе непосредственно используются их комплексные импедансы – Z_1, Z_2 , вычисляемые по конструктивным параметрам. Перед постановкой задачи оптимизации выполняется этап синтеза, на котором выбираются тип ключевого элемента, режим его работы и начальное приближение вектора параметров. Выбор выполняется по требованиям технического задания и уточ-

нённым в главе 2 аналитическим моделям ключевых элементов, связывающим их конструктивные параметры с комплексными импедансами Z_1, Z_2 в режимах пропускания и запираия. В результате формируется исходная точка для последующего локального поиска, а сама оптимизация уточняет конструктивные параметры выбранного варианта.

Задача состоит в отыскании вектора оптимизируемых параметров $\bar{k}_s^*$, доставляющего минимум целевой функции в заданной области дискретного частотного параметра.

Пусть необходимо найти точку $\bar{k}_v^* \in R$;

$$R = \left\{ \bar{k}_v \mid G_m(\bar{k}_s, f_i) > 0, m = \overline{1, n}; \bar{k}_{vн} \leq \bar{k}_v \leq \bar{k}_{vв} \right\}$$

такую, что $F(\bar{k}_s^*, f_i) = \min F(\bar{k}_s, f_i)$ в заданной области дискретного параметра $f_i \in Pf$ (частота). Здесь $\bar{k}_v$ – вектор варьируемых параметров; $G_m(\bar{k}_s, f_i)$ – функция, полученная на основе критериев эффективности; $\bar{k}_{vн}, \bar{k}_{vв}$ – нижняя и верхняя граница вектора варьируемых параметров.

Область поиска представим гиперпараллелепипедом $\bar{k}_v = \bar{k}$; $\bar{k}_i \leq \bar{k} \leq \bar{k}_a$, а исходная плотность распределения $f(\bar{k})$ равномерна по всему объёму V этого параллелепипеда, т. е. $f(\bar{k}) = \frac{c_i}{V}$ (где c_i – постоянная) для $\bar{k} \in V$ и $f(\bar{k}) = 0$ для $\bar{k} \notin V$.

Для обоснованного выбора субвектора оптимизируемых параметров $\bar{k}_s^*$ из результирующего вектора внутренних параметров $\bar{k}_s$ воспользуемся анализом чувствительности вектора выходных характеристик $\bar{Y} = \{Y_m(\bar{k}_s, f_i)\}$. Тогда функции чувствительности определим соотношением:

$$A_{mij} = \frac{\partial Y_m(\bar{k}_s, f_i)}{\partial k_{sj}} \frac{k_{sj}}{Y_m(\bar{k}_s, f_i)}, \text{ при } k_{sj} \rightarrow k_{sjн},$$

где A_{mij} – функция чувствительности m -ой выходной характеристики j -ого внутреннего параметра на i -ой частоте; k_{sjn} – номинальное значение внутреннего параметра.

Численными методами определяются зависимости $A_{mij} = \varphi_{mij}(\bar{k}_s, f_i)$ по которым находятся максимальные значения A_{mij} в установленных дискретных частотных точках, что позволяет выбрать вектор k из условия наибольшего влияния того или иного внутреннего параметра на минимизируемую целевую функцию F , которая конструируется на базе вектора Y .

Пусть на первом этапе итерационного процесса на вход подаются начальные значения вектора случайных переменных $\bar{k}_0$. Методом многопараметрической оптимизации Пауэлла и квадратичной аппроксимации (однопараметрическая оптимизация) определяется и запоминается $F(\bar{k}_0)$ (в дальнейшем опускаем запись независимого аргумента f_i). Для этого осуществляется переход из точки $k_0^{(p)}$ в точку $k_m^{(p)}$ (p – номер итерации; здесь m – номер точки перехода) в соответствии с формулой:

$$k_m^{(p)} = \bar{k}_0^{(p)} + \sum_{i=0}^{m-1} \lambda_i^{(p)} \bar{s}_i^{(p)}, \quad i = 1, \dots, m-1. \quad (3.16)$$

В точке $k_0^{(0)}$ в гиперпространстве переменных R^q начальные направления $s_1^{(0)}, \dots, \bar{s}_q^{(0)}$ берутся параллельными координатным осям R^q . Первый шаг осуществляется в направлении $\bar{s}_q^{(0)}$, то есть минимизируется целевая функция $F(\bar{k}_0^{(0)} + \lambda \bar{s}_q^{(0)})$ по λ для вычисления $\lambda_0^{(0)}$. Для этого воспользуемся методом квадратичной аппроксимации. Из него следует, что для последовательности точек $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ принадлежащих интервалу $[A, B]$ и значений F_1, F_2, F_3 им соответствующих, определяются коэффициенты a_0, a_1, a_2 в уравнении:

$$G(\lambda) = a_0 + a_1(\lambda - \lambda_1) + a_2(\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2), \quad (3.17)$$

для которого значения $G(\lambda)$ и $F(\lambda)$ в выбранных точках совпадают. Подставляя в уравнение $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ и решая относительно a_0, a_1, a_2 получим:

$$a_0 = F_1; a_1 = (F_2 - F_1) / (\lambda_2 - \lambda_1); a_2 = \left(\frac{F_3 - F_1}{\lambda_3 - \lambda_1} - \frac{F_2 - F_1}{\lambda_2 - \lambda_1} \right) / (\lambda_3 - \lambda_2). \quad (3.18)$$

Тогда координата точки оптимума аппроксимирующего полинома $G(\lambda)$ определяется из уравнения:

$$\frac{dG}{d\lambda} = a_1 + a_2(\lambda - \lambda_2) + a_2(\lambda - \lambda_1) = 0 \quad (3.19)$$

Решив его относительно λ , получим оценку координаты точки λ^* , где функция аппроксимирующего полинома имеет экстремум

$$\lambda^* = (\lambda_2 - \lambda_1) / 2 - a_1 / (2a_2). \quad (3.20)$$

Достаточное условие минимума $G(\lambda)$ состоит в том, что:

$$d^2G / d\lambda^2 | \lambda^* > 0, \text{ т. е. } a_2 > 0. \quad (3.21)$$

После конечного числа итераций система направлений становится сопряжённой относительно квадратичной функции; для предотвращения вырождения (появления линейно зависимых направлений) предусмотрена проверка с дополнительным вычислением функции в точке отступления. Критерием завершения этапа служит условие малости изменения по каждой переменной:

$$|k_q^{(p)} - k_0^{(p)}| \leq \varepsilon_i. \quad (3.22)$$

По завершении локального этапа генерируется новое случайное начальное приближение, и по рекуррентным соотношениям сохраняется наилучшее достигнутое значение

$$\bar{k}_j = \bar{k}_{j-1} + \Delta \tilde{k}_j \quad (3.23)$$

где $\tilde{k}_j$ – случайный вектор, координаты которого равномерно распределённые числа с математическим ожиданием $M[\Delta k_j] = 0$ и дисперсией $D[\Delta k_j]$.

Затем вектор $\bar{k}_j$ и функция F_j определяются запоминанием по следующей рекуррентной формуле:

$$\begin{aligned}\bar{k}_j &= \begin{cases} \bar{k}_{j-1}, & \text{при } F(\bar{k}_j) \geq F(\bar{k}_{j-1}), \\ \bar{k}_j, & \text{при } F(\bar{k}_j) < F(\bar{k}_{j-1}), \end{cases} \\ F_j &= \begin{cases} F_{j-1}, & \text{при } F(\bar{k}_j) \geq F(\bar{k}_{j-1}), \\ F_j, & \text{при } F(\bar{k}_j) < F(\bar{k}_{j-1}). \end{cases}\end{aligned}\quad (3.24)$$

Затем генерируется следующая точка $j = j + 1$ начального приближения вектора оптимизируемых параметров $\bar{k}$ и проводятся итерационные процедуры по методам Пауэлла и квадратичной аппроксимации. После чего используются рекуррентные формулы (3.24). Рассмотренный итерационный процесс повторяется N раз.

3.3. Алгоритм оптимизации полосковых переключателей на основе метода Пауэлла

Алгоритм оптимизации полосковых переключателей на основе метода Пауэлла организован как замкнутый итерационный цикл из пяти блоков (рисунок 3.1): управления, синтеза, анализа электрических параметров, динамически компонуемой библиотеки базовых и ключевых элементов и оптимизации. Каждый блок решает свою подзадачу, поэтому любой расчётный модуль можно изменить, не затрагивая остальных.

Блок управления принимает исходные данные и ограничения, проверяет правильность вычислений, обрабатывает диагностические сообщения и определяет порядок обращения к остальным блокам. Благодаря этому итерационный процесс идёт по единому регламенту, а результаты расчёта воспроизводимы.

В блоке синтеза создаётся исходная конструкция переключателя. По техническому заданию и выбранному типу ключевого элемента задаются начальные геометрические и технологические параметры с учётом конструктивно-технологических ограничений. Полученный вектор параметров поступает в блок анализа и на следующих итерациях уточняется по результатам оптимизации.

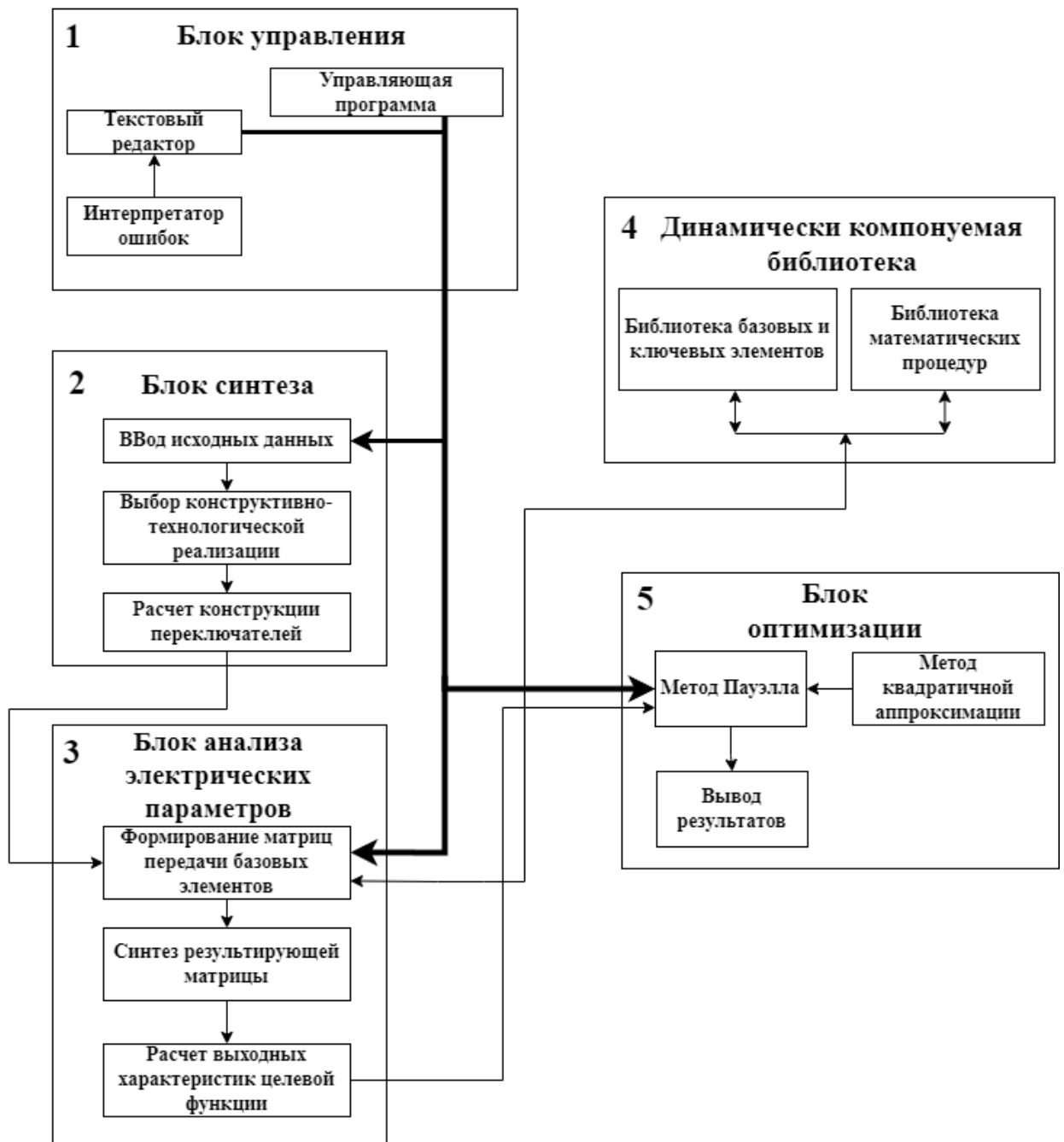


Рисунок 3.1 – Структурная схема алгоритма оптимизации
полосковых переключателей

Блок анализа электрических параметров решает прямую задачу: по заданной конструкции рассчитывает выходные характеристики. Сначала по уточнённым аналитическим моделям (глава 2) определяются комплексные импедансы Z_1 , Z_2 ключевых элементов в режимах пропускания и запираения. Затем

формируются цепные матрицы базовых четырёх- и восьмиполюсников, по обобщённому матричному алгоритму линейной сложности находится результирующая матрица передачи, и вычисляются рабочее затухание и коэффициент стоячей волны в обоих состояниях. По этим величинам рассчитывается аддитивная целевая функция – мера качества текущего варианта.

В динамически компонуемой библиотеке хранятся математические модели базовых элементов, аналитические модели ключевых элементов, параметры материалов и процедуры численной оптимизации. Библиотека обменивается с блоком анализа моделями и промежуточными результатами. Модель нового типа ключевого элемента добавляется в библиотеку без изменения структуры алгоритма, за счёт чего алгоритм применим к переключателям разных типов.

В блоке оптимизации минимум целевой функции ищется методом Пауэлла с одномерным поиском по квадратичной аппроксимации. Метод Пауэлла ведёт спуск вдоль сопряжённых направлений без вычисления градиентов; квадратичная аппроксимация уточняет положение минимума на каждом направлении и сокращает число вычислений целевой функции. Новый вектор параметров передаётся обратно в блок синтеза, и цикл «синтез – анализ – оптимизация» повторяется, пока не достигнута заданная точность или не исчерпан лимит вычислений целевой функции.

Применительно к переключателю, работающему в двух режимах, общая аддитивная функция (3.6), (3.8) приобретает конкретный вид. Её слагаемые соответствуют выходным характеристикам в состоянии пропускания и в состоянии запираения, а суммирование выполняется по частотным точкам рабочего диапазона. Она строится с учётом двух взаимно противоречивых режимов – пропускания и запираения – в виде аддитивной функции из четырёх слагаемых:

$$F = \sum_{i=1}^p \left\{ a_i Y_1^+(f_i) + b_i \left[\Delta_Y - Y_1^-(f_i) \right]^2 + c_i \left[Y_2^+(f_i) - 1 \right]^2 + d_i \left[Y_2^-(f_i) - 1 \right]^2 \right\}, \quad (3.25)$$

где $Y_1^+(f_i)$, $Y_1^-(f_i)$ – функции рабочего затухания в режиме пропускания и запи-
 рания соответственно; $Y_2^+(f_i)$, $Y_2^-(f_i)$ – функции коэффициентов стоячей волны в
 режиме пропускания и запи- рания соответственно; a_i , b_i , c_i , d_i – весовые коэф-
 фициенты; Δ_Y – величина заведомо большая $Y_1^-(f_i)$. Первое слагаемое миними-
 зирует вносимые потери, второе максимизирует развязку, третье и четвёртое
 обеспечивают согласование по входу в обоих состояниях.

Выбор весовых коэффициентов a_i , b_i , c_i , d_i связан с описанным выше ве-
 роятностным подходом к учёту технологических допусков. Директивные до-
 пуски на выходные характеристики и оценки их чувствительности к разбросу
 параметров (соотношения (3.9)–(3.14)) используются для определения относи-
 тельной значимости отдельных характеристик в рабочей полосе: характери-
 стикам с более жёсткими допусками и большей чувствительностью к технологиче-
 скому разбросу назначаются большие весовые коэффициенты. При этом веро-
 ятностный анализ технологических допусков как обоснование весовых коэф-
 фициентов аддитивной целевой функции (3.25), связывая детерминированную
 оптимизацию с требованием устойчивости характеристик к технологическому
 разбросу.

Основная особенность предложенной реализации, отличающая её от из-
 вестных реализаций метода Пауэлла, является способ связи математического
 ядра оптимизации с физическими моделями ключевых элементов. Метод Пау-
 элла сам по себе является универсальным аппаратом поиска минимума и не
 учитывает физическую природу коммутационного элемента. Между тем меха-
 низмы работы полупроводниковых ключевых элементов принципиально раз-
 личны: в PIN-структурах он определяется инжекцией носителей в i -область, в
 приборах на арсениде галлия – полевым эффектом в канале. Вследствие этого
 прямое сопоставление их разнородных электрофизических и геометрических
 параметров в единой постановке задачи синтеза затруднено. (Герконовые мо-

дули, имеющие электромеханическую природу коммутации, описываются отдельной аналитической моделью в приближении Т-волны (глава 2, формула (2.42)) и подключаются к тому же оптимизационному ядру через динамически компоновку библиотеку непосредственно в виде результирующей матрицы передачи; задача сведения разнородных электрофизических параметров к импедансам Z_1, Z_2 для них не возникает.)

Для устранения этой разнородности связь геометрии конструкции с целевой функцией реализуется не напрямую, а через уточнённые в главе 2 аналитические модели ключевых элементов, агрегированные в динамически компоновку библиотеке. Любая из этих моделей ставит в соответствие конструктивным и электрофизическим параметрам элемента комплексные импедансы Z_1 и Z_2 для режимов пропускания и запираания. Различные физические механизмы – инжекция носителей в PIN-структурах, полевой эффект в арсенид-галлиевых приборах – сводятся, таким образом, к одним и тем же входным величинам матричного аппарата, и единое оптимизационное ядро применимо к ключевым элементам разной природы.

На каждой итерации пробные геометрические параметры через уточнённые аналитические модели (глава 2) пересчитываются в импедансы Z_1, Z_2 , которые входят непосредственно в матрицы передачи базовых четырёхполюсников.

Далее по обобщённому матричному алгоритму перемножаются цепные матрицы, определяются рабочее затухание в режимах пропускания L^+ и запираания L^- и значение целевой функции (3.25), которое возвращается в блок оптимизации. Связь между геометрией переключателя и его характеристиками на каждом шаге обеспечивают, следовательно, модели ключевых элементов и матричный аппарат линейной сложности.

Модернизация, следовательно, касается не самого метода поиска минимума, а того, что в него подставляется: аддитивной целевой функции (3.25), учитывающей одновременно режимы пропускания и запираания, уточнённых

аналитических моделей ключевых элементов и быстрого матричного ядра линейной сложности [41, 44]. Благодаря этому одно и то же оптимизационное ядро применимо к переключателям с разными ключевыми элементами, а предварительный поиск квазиоптимального решения выполняется без ресурсоёмкого полномасштабного моделирования; последнее используется только для проверки найденных решений.

Расчётные соотношения метода сопряжённых направлений и одномерного поиска приведены в § 3.2. Программно блок оптимизации состоит из двух процедур: *search* – поиск минимума вдоль направления методом квадратичной аппроксимации (рисунок 3.2) и *powell* – многомерный поиск по сопряжённым направлениям (рисунок 3.4). На их основе разработано программное обеспечение анализа и оптимизации полосковых переключателей. В ранее созданных программах анализа и оптимизации радиочастотных устройств [83] целевая функция строилась в основном по одному режиму работы. В предлагаемом алгоритме она учитывает одновременно пропускание и запирающее (3.25), а геометрия конструкции связывается с электрическими характеристиками через сменные аналитические модели ключевых элементов. Это позволяет применять единый алгоритм к переключателям различных типов без изменения его вычислительного ядра.

Рассмотрим по блок-схеме действие алгоритма (рисунок 3.2). В интерактивном режиме устанавливается величина шага s (подблок 3) из компромиссных соображений. После того как переменным присвоены начальные значения функции цели в подблоках 5 и 6, происходит удвоение величины шага (подблок 7) и значение оптимизируемой переменной увеличивается на величину шага $x[i] = x[i] + h_1 \cdot d[n_1, i]$ (подблок 8). Затем вычисляется f_3 , проверяется условие $f_3 \neq f_2$ (подблок 10). Если $f_2 = f_3$, т. е. функция не изменяется (рис. 3.2, а), то делаем шаг назад (подблок 11) и переходим в конец программы (подблок 24), в

противном случае переходим к условию. При первом шаге это условие не будет выполнено, поэтому переходим к следующему условию $f_3 < f_2$ (подблок 13).

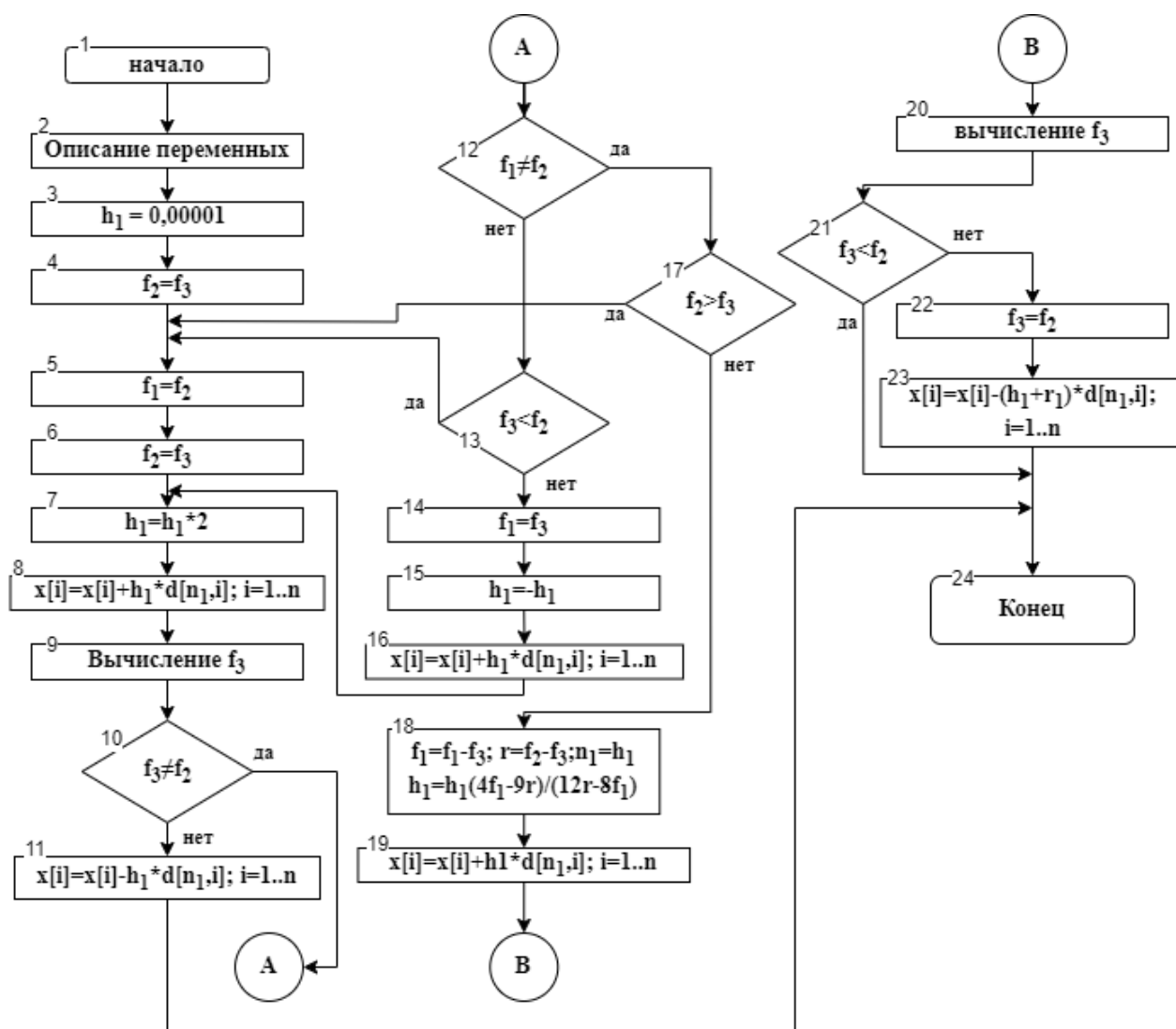


Рисунок 3.2 – Блок-схема процедуры одномерного поиска методом квадратичной аппроксимации (*search*)

Если при первом же шаге $f_3 > f_2$, изменяем направление шага (подблок 15), возвращаемся в исходную точку (подблок 16), переходим к началу программы (подблок 7) и далее будем двигаться в противоположном направлении. Если $f_3 < f_2$ – возвращаемся к началу блок-схемы к подблоку $f_1 = f_2$ и продолжаем цикл удваивая шаг (подблок 7) пока не окажется $f_3 > f_2$.

После чего мы запоминаем это значение функции цели $f_1 = f_3$, а в подблоке 15 меняется направление шага на противоположное $h_1 = -h_1$. Делается шаг в подблоке 16, в результате чего возвращаемся к точке, где функция цели равна f_2 . Далее переходим к началу программы к подблоку 7, делается шаг, вычисляется в подблоке 9 f_3 . Результат этих действий изображен на рисунке 3.3, где приведены графики функции цели (—) и аппроксимирующего полинома (--).

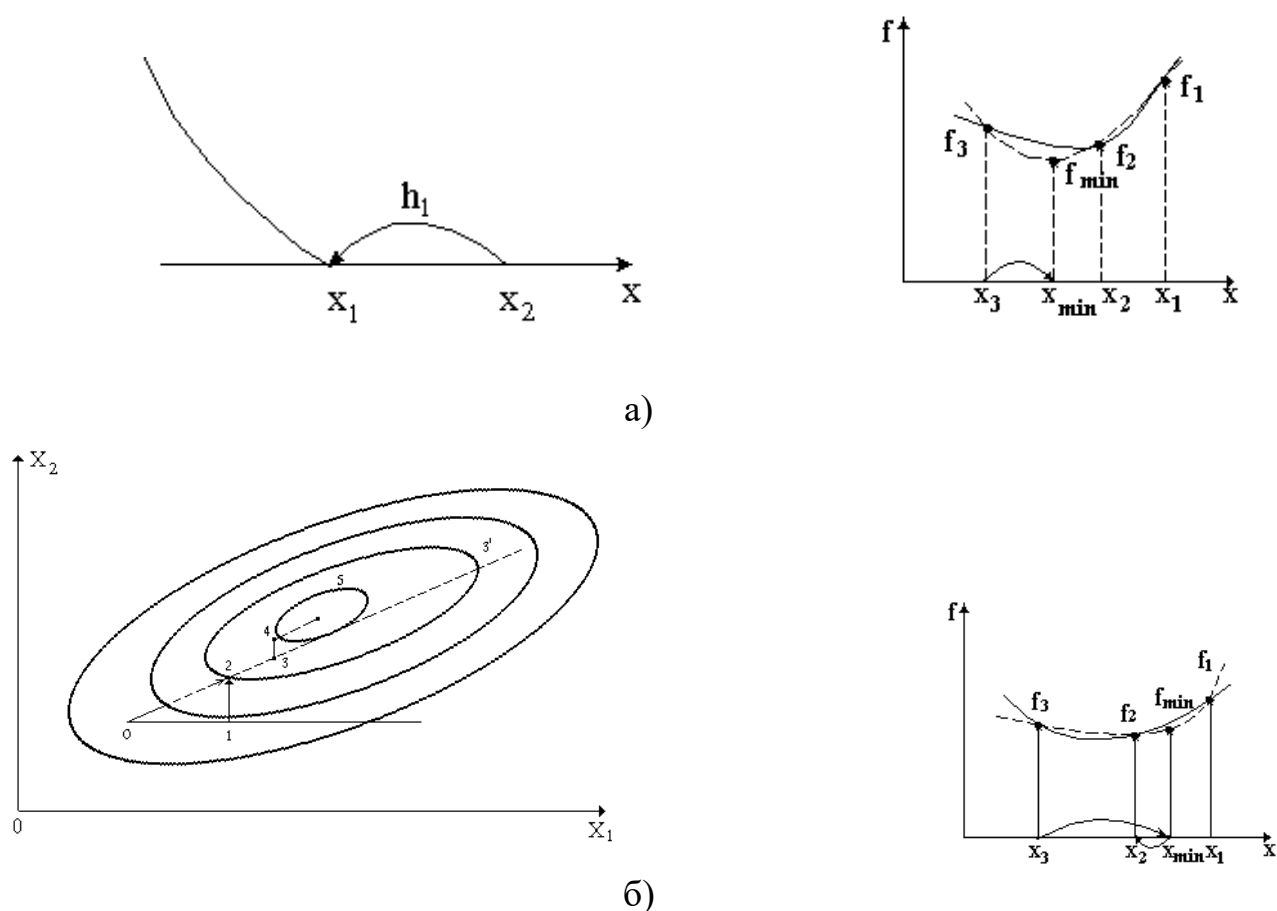


Рисунок 3.3 – Геометрическая интерпретация метода квадратичной аппроксимации (а) и метода Пауэлла (б)

Теперь, когда подойдем к условию $f_1 \neq f_2$ (подблок 12), оно будет выполнено, после чего переходим к условию $f_2 > f_3$ (подблок 17). Если оно выполняется, то возвращаемся в начало алгоритма к подблоку 5 $f_1 = f_2$. Если

$f_3 > f_2$ (подблок 17), то, используя значения f_1, f_2, f_3 , вычислим величину ша-

$$\text{га, } h_1 = \frac{h_{1(\text{стар})} \cdot [4(f_1 - f_3) - 9(f_2 - f_3)]}{[12(f_2 - f_3) - 8(f_1 - f_3)]} \quad (\text{где } h_{1(\text{стар})} - \text{предыдущее значение шага})$$

который из точки x_3 приведет в точку min минимума целевой функции. Далее вычислим функцию цели и проверим условие $f_3 < f_2$ (подблок 21). Если оно выполняется, т. е. $f_{\min} > f_2$, то конец. Если не выполняется, т.е. $f_{\min} < f_2$, то функции цели в подблоке 22 присвоить значение f_2 ($f_3 = f_2$) и в качестве точки минимума в подблоке 23 выберем точку x_2 .

Метод Пауэлла (рисунок 3.4) основан на поиске минимума вдоль сопряжённых направлений. Направления поиска $\bar{S}_j$ и $\bar{S}_i$ называются сопряженными, если $(S_j)^T Q S_i = 0, i \neq j$; $(S_j)^T Q S_i \geq 0, i = j$, где $Q = \nabla^2 f(\bar{x})$ – положительно определенная квадратная матрица; $\bar{x}$ – вектор переменных.

Примером матрицы Q может служить матрица Гессе [42] целевой функции $f(\bar{x})$. Сопряженность – понятие, для частных случаев, аналогичное ортогональности.

Если метод минимизации всегда позволяет определить минимум общей квадратичной функции за определенное ограниченное число операций и если предельное число операций непосредственно зависит от числа переменных n , то такой метод называют квадратично сходящимся. Если квадратичная функция $f(\bar{x}) = \bar{x}' Q \bar{x} + b' \bar{x} + c$ (где b, c – матрицы коэффициентов) минимизируется последовательно вдоль каждого направления из множества n линейно-независимых Q -сопряженных направлений, то глобальный минимум $f(\bar{x}_{\min})$ находится не более чем за n шагов, отсчитанных от начальной точки.

Рассмотрим действие метода Пауэлла на примере отыскания минимума произвольной двухмерной целевой функции (рисунок 3.3). Сначала минимиза-

ция целевой функции идет вдоль системы координат. Из произвольно выбранной начальной точки 0 делаем проходы до точек 1 и 2. Новое направление совпадает со смещением из начальной точки 0 в конечную точку 2. Пауэлл доказал, что это направление будет сопряжено с направлениями 0–1 и 1–2. Делаем проход по новому направлению до точки 3. В точке 3 заканчивается цикл прохода по направлениям и строится новая система направлений. При этом из предыдущей системы исключается то направление, спуск по которому приводит к наибольшему снижению функции цели $\Delta_{\max}$ (в примере направление 0–1). В систему вводится новое направление 0–3, причем оно в системе направлений ставится на последнее место. Система направлений представляется в виде матрицы, столбцы или строки которой являются направлениями поиска (в программах это массив d).

Следует отметить, что замена направлений может привести к вырождению системы направлений, т. е. появлению коллинеарных направлений (параллельных). Для проверки вырождения проводится дополнительное вычисление функции цели в конце цикла. Делается дополнительный шаг величиной $(x_n - x_0)$ (в нашем случае (3–0)), соответствующий полному перемещению на данном этапе и приводящий в точку $(2x_n - x_0)$ (в нашем случае это точка 3'). Обозначим f_1 – функция цели в начальной точке итерации (точке 0), f_2 – функция цели в конечной точке (точке 3), f_3 – функция цели в точке отступления (точке 3'). Замена направлений не производится, на следующей итерации используется та же система направлений, если выполняется одно из условий вырождения:

$$f_3 \geq f_1; 2(f_1 - 2f_2 + f_3) \left[\frac{(f_1 - f_2 - \Delta_{\max})}{(f_1 - f_3)} \right]^2 \geq \Delta_{\max} \quad (3.26)$$

где $\Delta_{\max}$ – наибольшее снижение функции цели.

В программах блок оптимизации по методу Пауэлла реализован в виде процедуры *powell*. Блок-схема алгоритма приведена на рисунке 3.4, при этом

используются следующие переменные: m – количество вычислений функции цели; m_1 – максимально допустимое количество вычислений функции цели; ϵ – точность; $|f_3 - f_1|; d[i, j]$ – двухмерный массив направлений поиска; n – количество оптимизируемых параметров; f_3 – текущее значение функции цели; f_b, f_1 – вспомогательные переменные для запоминания значений функций цели на различных этапах; $b[i]$ – массив для запоминания значений оптимизируемых переменных; n_1 – номер в массиве направлений поиска для обеспечения одномерного поиска в заданном направлении; sum – максимальное из всех направлений изменения функции цели; $isave$ – номер направления, соответствующий максимальному изменению функции цели; r, r_1 – вспомогательные переменные, используемые для запоминания различных текущих значений.

Рассмотрим работу алгоритма Пауэлла. После описания переменных и определения констант в подблоке 3 присвоим $m=1$ и вычислим f_3 (подблок 4). Затем в подблоке 5 формируются направления поиска. Делается так, чтобы в массиве направлений поиска d элементы вдоль главной диагонали были равны 1, а остальные элементы равны 0. Таким образом направления поиска будут совпадать с координатными осями. В подблоках 6 и 7 запоминаются значения функции цели: $f_b = f_3, f_1 = f_3$; запоминаются значения оптимизируемых переменных $b[i]=x[i]$ (подблок 8). С помощью ряда блоков, начиная с $sum=0; n_1=0$ (подблок 9) и кончая $n_1 \leq n$ (подблок 17) выполняются следующие действия: минимизация целевой функции по заданным направлениям, вычисление максимального изменения целевой функции по направлениям (переменная sum), с помощью переменной $isave$ запоминается номер направления, соответствующий максимальному изменению целевой функции.

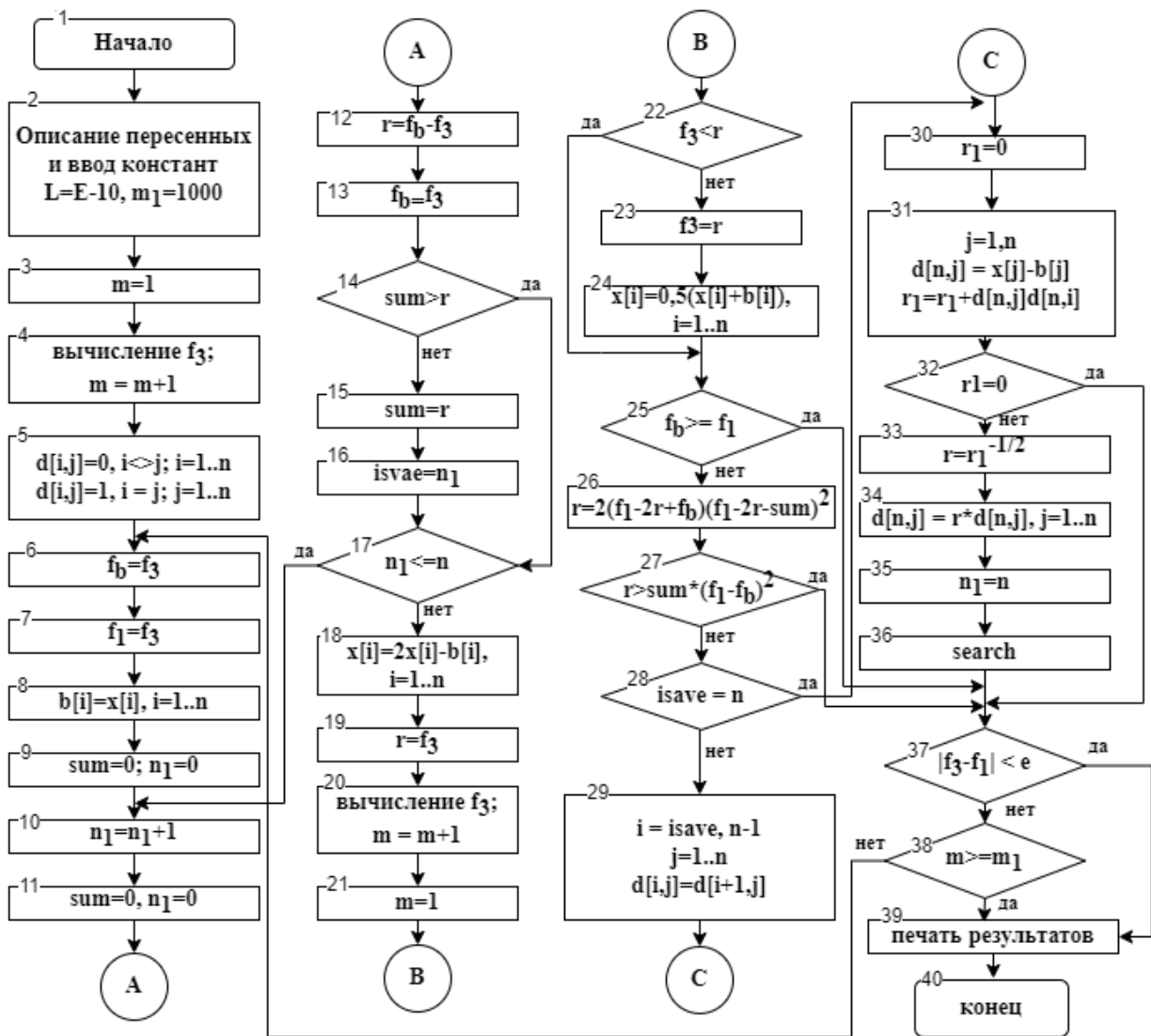


Рисунок 3.4 – Блок-схема процедуры поиска по сопряжённым направлениям (*powell*)

Переменная r здесь используется для вычисления текущего изменения функции по направлению. Направления выбираются в соответствии с переменной n_1 . Массив d построен таким образом, что минимизация функции цели идет строго по заданным направлениям. Далее вычисляются в подблоке 18 координаты дополнительной точки (точки отступления) $x[i] = 2x[i] - b[i]$ (точка 3' на рис.3.3). Запоминается старое значение функции цели $r = f_3$, в подблоке 20 вычисляется значение f_3 в точке отступления и запоминается $f_b = f_3$ в подбло-

ке 21. Затем сравниваются значения целевой функции в старой точке и точке отступления s (подблок 22). Если условие не выполняется, то возвращаются в подблоке 23 к старой точке $f_3 = r$; $x[i] = 0.5(x[i] + b[i])$ (подблок 24). Если условие выполняется, то дальнейший поиск минимума проводится из точки отступления. Затем проверяем условия замены направлений: $f_b = f_1$ (подблок 25); $r = (2f_1 - r + f_e)(f_1 - r - sum)$ (подблок 26); $r > sum(f_1 - f_b)$ (подблок 27). Если условия выполняются, то замена направлений не производится и переходят в подблоке 37 к проверке точности $||f_3 - f_1| < e|$. Если условие не выполняется, то производим замену направлений. Если направление, соответствующее максимальному изменению функции, не является последним в системе направлений, т.е. в подблоке 28 $isave < n$, то из системы направлений это направление исключается: $i = isave$; $i, n - 1$; $j = 1, n$; $d[i, j] = d[i + 1, j]$ (подблок 29), а уже новое рассчитанное направление ставится на последнее место в системе направлений. Производится расчет нового сопряженного направления: $r_1 = 0$ (подблок 30); $d[n, j] = x[j] - b[j]$; $r_1 = r_1 + d[n, j]d[n, j]$ (подблок 31); $r = r_1^{-1/2}$ (подблок 33); $d[n, j] = rd[n, j]$ (для $j = 1..n$) (подблок 34). Таким образом мы получили новое сопряженное направление $d[n, j], j = 1..n$, которое стоит последним в системе направлений. Следует отметить, что если по каким-либо причинам получится $r = 0$, то во избежание деления на ноль производится сразу переход к проверке условия точности (в подблоке 32). Далее принимая $n_1 = n$ (подблок 35), производится в подблоке 36 одномерный поиск по новому направлению – *search*. После этого в подблоке 37 проверяется условие обеспечения заданной точности $|f_3 - f_1| < e$ и если оно выполняется, то печать результатов. Если условие не выполнено, то переходят в подблоке 38 к следующему условию $m \geq m_1$. Это условие введено на случай, если заданной точности достичь невозможно. Когда количество вычислений функции цели m станет рав-

ным m_1 , произойдет остановка вычисления. Если точность не достигается и $m < m_1$, то происходит возврат в начало программы и поиск минимума целевой функции продолжается.

Таким образом, предложенный алгоритм оптимизации сочетает аддитивную целевую функцию двухрежимного функционирования (3.25), уточнённые аналитические модели ключевых элементов и быстрое матричное вычислительное ядро линейной сложности (глава 2). Это обеспечивает предварительный поиск квазиоптимального решения с малыми вычислительными затратами; окончательная проверка найденных конструкций выполняется методами полноволнового электродинамического моделирования (глава 4).

3.4. Универсальный алгоритм создания нейросетевой модели полосковых переключателей

Полноволновое электродинамическое моделирование обеспечивает высокую достоверность анализа, однако расчёт одной конфигурации в средах моделирования (HFSS, CST, AWR) занимает от единиц минут до нескольких часов, что делает многовариантный синтез крайне трудоёмким. Для преодоления этого барьера предложено аппроксимирующее моделирование на основе искусственной нейронной сети (ИНС), воспроизводящей зависимость выходных характеристик от конструктивных параметров с минимальными вычислительными затратами [45, 84–86]. В отличие от известных работ, в которых нейросетевые модели разрабатываются индивидуально для конкретного типа устройства, предлагаемый алгоритм реализует единую автоматизированную процедуру, не зависящую от типа переключателя и физического механизма коммутации [87]. Современные исследования в области аппроксимирующего и нейросетевого моделирования радиочастотных устройств [53–55] также направлены на повышение универсальности моделей, однако предлагаемые в них процедуры, как правило, настраиваются под отдельный класс устройств или конкретную физи-

ческую структуру. Отличие настоящего алгоритма состоит в том, что единая нейросетевая архитектура фиксированной топологии ($16 \times 16 \times 16$) применяется без изменений к двум физически различным механизмам коммутации – микро-электромеханическому (МЭМС) и инжекционному (PIN-диод), а адаптация к конкретному устройству выполняется только за счёт числа входных признаков.

Задача сводится к аппроксимации отображения $f: R^n \rightarrow R^m$, между вектором конструктивных параметров и вектором выходных характеристик. При многовариантном проектировании не требуется восстанавливать полную частотную зависимость S-параметров: достаточно прогнозировать информативные признаки отклика – экстремальные значения и соответствующие им частоты, поскольку именно они связаны с критериями согласования и развязки в рабочем диапазоне. Выбор экстремальных значений и соответствующих им частот в качестве прогнозируемых признаков обусловлен тем, что именно они определяют выполнение технических требований к согласованию и развязке: экстремальные значения S_{21} и S_{11} в режиме запираения и соответствующие им частоты характеризуют положение и глубину резонанса развязки. При необходимости контроля поведения характеристик внутри полосы число прогнозируемых признаков может быть увеличено без изменения структуры алгоритма. Аппроксимация всего частотного профиля приводит к многомерному выходу (десятки–сотни точек), резко увеличивает число параметров сети и требует значительно большего объёма обучающей выборки. Поэтому принят подход аппроксимации признаков отклика, обеспечивающий требуемую точность при умеренном объёме данных и времени прогноза менее 1 мс.

Аппроксимирующее отображение реализуется многослойной нейронной сетью прямого распространения; выходное значение нейрона определяется выражением:

$$z_j^{(l)} = \varphi \left(\sum_i w_{ij}^{(l)} z_i^{(l-1)} + b_j^{(l)} \right), \quad (3.27)$$

где $\varphi(\cdot)$ – функция активации (использована ReLU, устраняющая затухание градиента); $w_{ij}^{(l)}$ – вес связи от i -го нейрона $(l-1)$ -го слоя к j -му нейрону l -го слоя; $b_j^{(l)}$ – смещение (bias), обеспечивающее сдвиг функции активации. Использование функции активации ReLU не ограничивает общие аппроксимационные возможности нейронной сети: для сетей с неограниченными функциями активации типа ReLU доказано свойство универсальной аппроксимации [88]. Конкретная архитектура сети и число нейронов в скрытых слоях в настоящей работе обоснованы экспериментально по критериям MAPE и R^2 , как показано в главе 4. Обучение направлено на минимизацию среднеквадратичной функции потерь:

$$E(W) = \frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^N \|\hat{y}_i - y_i\|^2 \quad (3.28)$$

где N_0 – число образцов в обучающей выборке. В процессе итерационного обновления весов W достигается приближение $\hat{y} \approx y$.

Перед обучением данные стандартизируются (приводятся к нулевому среднему и единичной дисперсии):

$$z = \frac{x - \mu}{\sigma}; \quad (3.29)$$

где μ – среднее значение, σ – среднеквадратическое отклонение. Нормализованная выборка разделяется на обучающую (80 %) и валидационную (контрольную) (20 %) подвыборки. Обучающая подвыборка используется для настройки параметров нейронной сети, а валидационная – для контроля процесса обучения и оценки качества полученной модели.

Качество аппроксимации оценивается средней абсолютной процентной ошибкой (Mean Absolute Percentage Error – MAPE) и коэффициентом детерминации (R^2):

$$\text{MAPE} = \frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^{N_0} \frac{|y_i - \hat{y}_i|}{|y_i|}, \quad (3.30)$$

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^{N_0} (y_i - \hat{y}_i)^2}{\sum_{i=1}^{N_0} (y_i - \bar{y})^2} \quad (3.31)$$

где y_i – истинное значение S-параметра из HFSS, $\hat{y}_i$ – предсказание нейронной сети, N_0 – число образцов в выборке. Метрика MAPE показывает среднюю относительную ошибку в процентах и не зависит от масштаба данных. Метрика R^2 показывает долю дисперсии зависимой переменной, максимальное значение R^2 равно 1; при неудовлетворительном качестве модели коэффициент R^2 может принимать и отрицательные значения. Интегральные показатели MAPE и R^2 модели вычисляются как взвешенные средние по выходным признакам с весами, отражающими значимость признаков для задачи синтеза; наименьший вес присвоен вспомогательному признаку S_{11_max} . Критериями приемлемости модели для инженерных расчётов являются $\text{MAPE} < 3\%$ и $R^2 > 0,9$.

Общая схема алгоритма. Алгоритм построения нейросетевой модели для прогнозирования информативных признаков S-параметров включает двенадцать этапов, сгруппированных в три блока (рисунок 3.5). В первом блоке (этапы 1–5) проектируется и проверяется конструкция, во втором (этапы 6–9) автоматизированным электродинамическим моделированием формируется обучающая выборка, в третьем (этапы 10–12) создаётся нейросетевая модель и проверяется её точность. Рассмотрим содержание каждого этапа.

Этап 1. Формулирование технического задания. Задаются требования к рабочей полосе частот, требуемой развязке в режиме запираания и допустимым вносимым потерям в режиме пропускания, определяющие область конструктивного поиска.

Этап 2. Синтез конструкции переключателя. На основе матричных и физических моделей ключевых элементов (глава 2) формируется исходная конструкция, удовлетворяющая требованиям технического задания.

Этап 3. Формирование базы входных данных. Определяется состав конструктивных и технологических параметров, подлежащих варьированию, и диапазоны их изменения.

Этап 4. Верификация конструкции комбинированными методами. Выполняется электродинамическое моделирование методом конечных элементов (FEM) в среде HFSS совместно со схмотехническим расчётом и моделированием методом моментов (MoM) в среде AWR, что обеспечивает контроль достоверности исходной модели.

Этап 5. Проверка соответствия техническому заданию. При несоответствии результатов требованиям осуществляется возврат к этапу 2 для коррекции конструкции; при соответствии – переход к формированию исходной выборки.

Этап 6. Выбор архитектуры ИНС и общего объёма формируемой выборки N . Архитектура сети прямого распространения определяется по результатам сравнения вариантов (по числу скрытых слоёв и нейронов) с учётом размерности задачи и требуемой точности аппроксимации; сопоставление вариантов и принятая базовая архитектура приведены в главе 4. Число нейронов входного слоя соответствует числу варьируемых конструктивных параметров, выходного – числу признаков отклика. Объём обосновывается балансом точности и вычислительных затрат: при среднем времени одного расчёта в HFSS около 45 с формирование выборки из $N = 1000$ образцов требует приблизительно 12,5 ч машинного времени, что приемлемо для персонального компьютера.

Этап 7. Генерация выборки методом латинского гиперкуба (LHS) [89]. Формируются комбинации конструктивных параметров: диапазон каждого параметра разбивается на N интервалов равной вероятности, из каждого выбира-

ется одно значение, а их сочетание образует матрицу входных векторов. По сравнению с простым случайным выбором (методом Монте-Карло) LHS обеспечивает более равномерное покрытие параметрического пространства и снижает вероятность появления непокрытых областей при ограниченном числе расчётов.

Этап 8. Численное многовариантное моделирование в HFSS. Для каждой комбинации параметров выборки выполняется автоматизированное полноволновое моделирование методом FEM через программный интерфейс PyAEDT с извлечением выходных S-параметров.

Этап 9. Нормализация данных и разделение выборки. Входные и выходные данные стандартизируются (приводятся к нулевому среднему и единичной дисперсии) для улучшения сходимости обучения, после чего выборка разделяется на обучающую (80 %) и валидационную (контрольную) (20 %) подвыборки. Обучающая подвыборка используется для настройки параметров нейронной сети, а валидационная – для контроля процесса обучения и последующей оценки качества модели.

Этап 10. Обучение нейросетевой модели. Обучение выполняется методом обратного распространения ошибки с применением адаптивного алгоритма Adam [90], сочетающего адаптивный шаг обучения с оценкой моментов первого и второго порядков и обладающего большей устойчивостью по сравнению с классическими градиентными методами. Обновление весов на шаге t описывается соотношениями:

$$m_t = \beta_1 m_{t-1} + (1 - \beta_1) \nabla E_t, \quad v_t = \beta_2 v_{t-1} + (1 - \beta_2) (\nabla E_t)^2, \\ W_{t+1} = W_t - \eta \cdot \frac{\hat{m}_t}{\sqrt{\hat{v}_t + \varepsilon}}, \quad (3.32)$$

где m_t и v_t – экспоненциально сглаженные оценки первого и второго моментов градиента функции ошибки ∇E_t ; $\hat{m}_t$, $\hat{v}_t$ – скорректированные (с устранением смещения) оценки моментов; β_1 , β_2 – коэффициенты сглаживания; η – скорость

обучения; $\varepsilon \approx 10^{-8}$ – малый параметр, предотвращающий деление на ноль. В скрытых слоях используется функция активации ReLU, в качестве функции потерь – среднеквадратичная ошибка (MSE). Для ограничения переобучения применяется критерий ранней остановки по значению функции потерь на валидационной подвыборке: при отсутствии дальнейшего улучшения валидационной ошибки обучение прекращается.

Этап 11. Оценка точности аппроксимирующей модели. Вычисляются метрики качества – средняя абсолютная процентная ошибка (MAPE) и коэффициент детерминации (R^2). В качестве критериев пригодности модели для инженерных расчётов используются $\text{MAPE} < 3\%$ и $R^2 > 0,9$. При невыполнении критериев выполняется возврат к этапу 6 для корректировки архитектуры сети или увеличения объёма выборки; при выполнении – переход к финальной верификации.

Этап 12. Верификация точности нейросетевой модели. Выбранные по результатам многовариантного анализа конфигурации, выявленные в ходе многовариантного анализа с использованием обученной модели, повторно рассчитываются методом электродинамического моделирования в HFSS для подтверждения точности нейросетевых предсказаний.

Структура сети выбирается с учётом размерности задачи. Входными параметрами являются конструктивные (геометрические и технологические) параметры переключателя, выходными – информативные признаки отклика: максимальное значение коэффициента отражения S_{11} и соответствующая ему частота, минимальное значение развязки S_{21} и соответствующая ему частота. Число входных параметров определяется числом варьируемых конструктивных размеров конкретного переключателя, число выходных признаков отклика фиксировано и равно четырём; архитектура скрытых слоёв подбирается из условия достижения требуемой точности аппроксимации при умеренном объёме обучающей выборки.

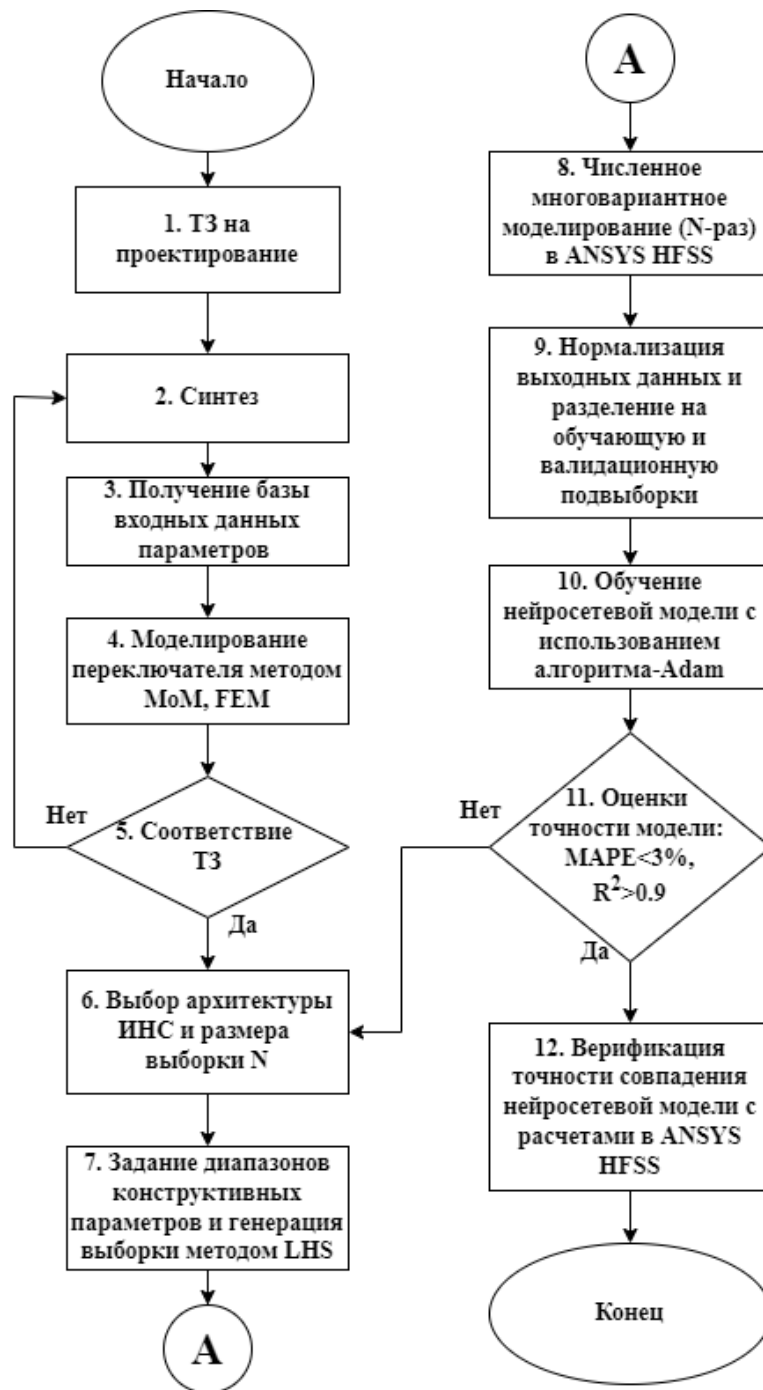


Рисунок 3.5 – Схема алгоритма создания нейросетевой модели полосковых переключателей

В качестве базовой в настоящей работе принята многослойная нейронная сеть прямого распространения с тремя скрытыми слоями по 16 нейронов ($16 \times 16 \times 16$). Для типичного случая трёх варьируемых конструктивных парамет-

ров ей отвечает структура $3-16 \times 16 \times 16-4$, содержащая 676 настраиваемых параметров (рисунок 3.6).

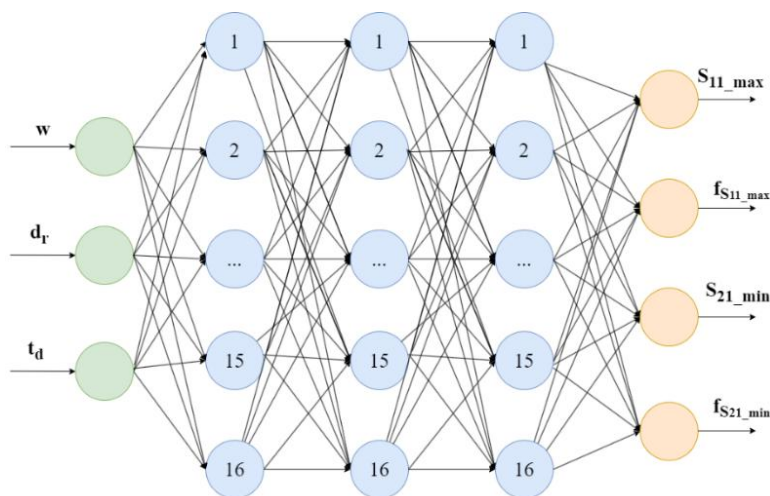


Рисунок 3.6 – Архитектура искусственной нейронной сети для аппроксимации характеристик МЭМС-переключателя

Умеренное число настраиваемых параметров по отношению к объёму обучающей выборки (порядка 10^3 образцов) снижает риск переобучения, чему дополнительно способствуют ранняя остановка и равномерное покрытие параметрического пространства методом латинского гиперкуба. Обоснование выбора числа скрытых слоёв и нейронов по результатам вычислительного эксперимента, а также оценки точности построенных моделей приведены в главе 4.

Предложенный алгоритм является универсальным в том смысле, что он не зависит от типа коммутационного элемента и физического механизма переключения: на всех этапах он оперирует конструктивными параметрами и признаками отклика, общими для широкого класса полосковых переключателей, а структура сети адаптируется к конкретному устройству лишь числом входных параметров при неизменной организации скрытых слоёв и выходного слоя. Результаты применения и экспериментальной верификации построенных по данному алгоритму нейросетевых моделей – для ёмкостного МЭМС-переключателя и PIN-диодного переключателя, включая обоснование архитек-

туры, оценки точности, диаграммы рассеяния и сопоставление с независимыми расчётами в среде полноволнового моделирования, – приведены в главе 4.

3.5. Выводы по третьей главе

1. Разработаны на основе детерминистических и вероятностных подходов целевые функции, учитывающие особенности работы полосковых переключателей. При этом для более точного задания дискретных ограничений на вектор внутренних параметров $\bar{k}_s$, также для более точного приближения случайной начальной точки $\bar{k}_s$ анализируются функции чувствительности вектора выходных характеристик.

2. Разработан модернизированный алгоритм многопараметрической оптимизации полосковых переключателей на основе метода Пауэлла и квадратичной аппроксимации. Отличительной особенностью алгоритма является аддитивная целевая функция двухрежимного функционирования, одновременно учитывающая режимы пропускания и запираания волновых каналов, в сочетании с уточнёнными аналитическими моделями ключевых элементов и быстрым матричным вычислительным ядром линейной сложности (глава 2). Такое построение обеспечивает применимость единого оптимизационного ядра к переключателям с различными типами ключевых элементов и поиск квазиоптимального решения без обращения к полноволновому моделированию на этапе предварительного синтеза.

3. Алгоритм нейросетевого моделирования не привязан к конкретному физическому механизму коммутации; в работе он проверен на ёмкостном МЭМС-переключателе и PIN-диодном переключателе при одной и той же схеме формирования признаков. Как показано в главе 4, прогноз обученной сети занимает менее 1 мс, то есть в несколько раз меньше полноволнового расчёта, что и делает возможными многовариантный анализ и параметрическую оптимизацию.

Эти два алгоритма и составляют методическую основу многовариантного синтеза полосковых переключателей; их эффективность проверяется экспериментально в следующей главе.

ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНО-ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И ВЕРИФИКАЦИЯ РАЗРАБОТАННЫХ МОДЕЛЕЙ И АЛГОРИТМОВ ПОЛОСКОВЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Вводные замечания. В предыдущих главах получены теоретические и методические результаты, образующие основу ускоренного проектирования полосковых переключателей. В первой главе выполнен анализ современного состояния методов моделирования и проектирования коммутационных структур и обоснован двухуровневый маршрут проектирования, сочетающий быстрые расчётные модели с полноволновым электродинамическим анализом. Во второй главе разработаны математические модели ключевых электромагнитных и полупроводниковых элементов и предложен обобщённый алгоритм матричного анализа коммутационных структур. В третьей главе разработаны алгоритм многопараметрической оптимизации полосковых переключателей с аддитивной целевой функцией для двухрежимного функционирования и универсальный алгоритм создания нейросетевой модели.

Достоверность предложенных моделей и алгоритмов требует экспериментально-теоретической проверки на ряде конструкций полосковых переключателей. В качестве эталона при верификации принято полноволновое электродинамическое моделирование, обеспечивающее наивысшую точность анализа, а также данные физического эксперимента. Сопоставление результатов быстрых расчётных моделей с эталонными данными позволяет оценить адекватность разработанного математического аппарата и границы его применимости в радиочастотном диапазоне.

Экспериментально проверяются три положения работы. Первое – математическая модель герконового модуля, расширяющая область применения электромагнитных ключевых элементов. Второе – алгоритм многопараметрической оптимизации многоканальных переключателей на PIN-диодах и ПТШ. Третье –

алгоритм нейросетевого (аппроксимационного) моделирования, универсальный по отношению к физическому механизму коммутации; он проверен на ёмкостном МЭМС-переключателе и PIN-диодном переключателе с одной и той же архитектурой сети $16 \times 16 \times 16$.

4.1. Экспериментальное подтверждение модели герконового модуля

Первое положение проверялось на герконовом модуле, выполненном на основе серийного геркона МКА-10501. Выбор серийного геркона обусловлен тем, что он выпускается по отработанной технологии, не требует дорогостоящего специализированного оборудования, и модули на его основе можно изготавливать малыми партиями на неспециализированных предприятиях. Основные паспортные характеристики применённого геркона приведены в таблице 4.1; они задают исходные ограничения, в рамках которых выполнялись расчёт и оптимизация конструкции модуля.

Таблица 4.1 – Основные характеристики геркона МКА-10501

Характеристика	Значение
Габаритный размер	$\varnothing 2,3 \times 10$ мм
Коммутируемая мощность	5 Вт
Число срабатываний	$10^5 - 2 \cdot 10^7$
МДС срабатывания / отпускания	16–35 А / 10–32 А
Сопротивление в замкнутом состоянии	0,2–0,3 Ом
Межконтактная ёмкость	0,3 пФ
Время срабатывания / отпускания	$\leq 0,8$ мс / $\leq 0,3$ мс

Конструктивно модуль реализован в виде отрезка коаксиальной нерегулярной линии с требуемым поперечным сечением в режимах замкнутых и разомкнутых контакт-деталей (рисунок 4.1). Диаметр внутреннего отверстия корпуса выбран из условия обеспечения волнового сопротивления 50 Ом для

чего затухания в режимах пропускания и запираания. Эти зависимости и сравниваются далее с экспериментом.

Конструкция модуля оптимизировалась методом Пауэлла с квадратичной аппроксимацией по аддитивной целевой функции (3.25). Варьировались размеры баллона и диаметр геркона. Внутренние полости модуля заполнялись тем же диэлектриком, из которого выполнен стеклянный баллон, – это снижает чувствительность характеристик к технологическим допускам. В диапазоне 0,1–3 ГГц оптимизация дала следующее (рисунок 4.2): функция рабочего затухания в режиме запираания выросла примерно на 12 %, в режиме пропускания уменьшилась на 5 %, коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВн) снизился на 3 %. Такое соотношение характеристик соответствует компромиссу между уменьшением вносимых потерь в режиме пропускания и обеспечением требуемой развязки в режиме запираания, который учитывается структурой целевой функции.

Для экспериментальной проверки модуль последовательно включался в разрыв симметричной полосковой линии, изготовленной на тонкой плёнке (рисунок 4.3). Конструктивные параметры линии рассчитывались для металлизированной с двух сторон плёнки Ф4-МБСФ толщиной 0,2 мм с относительной диэлектрической проницаемостью 2,54 и расстоянием между экранами 3 мм. Результаты теоретических и экспериментальных исследований показали, что влиянием диэлектрической плёнки в данном случае можно пренебречь и выполнять расчёт аналогично линии с воздушным заполнением; волновому сопротивлению 50 Ом при этом соответствует ширина проводника 4,2 мм. Применение тонкой плёнки обеспечивает малую трудоёмкость изготовления, низкие потери в режиме пропускания, небольшую массу конструкции и низкую чувствительность к технологическим допускам вследствие отсутствия сплошного диэлектрического заполнения.

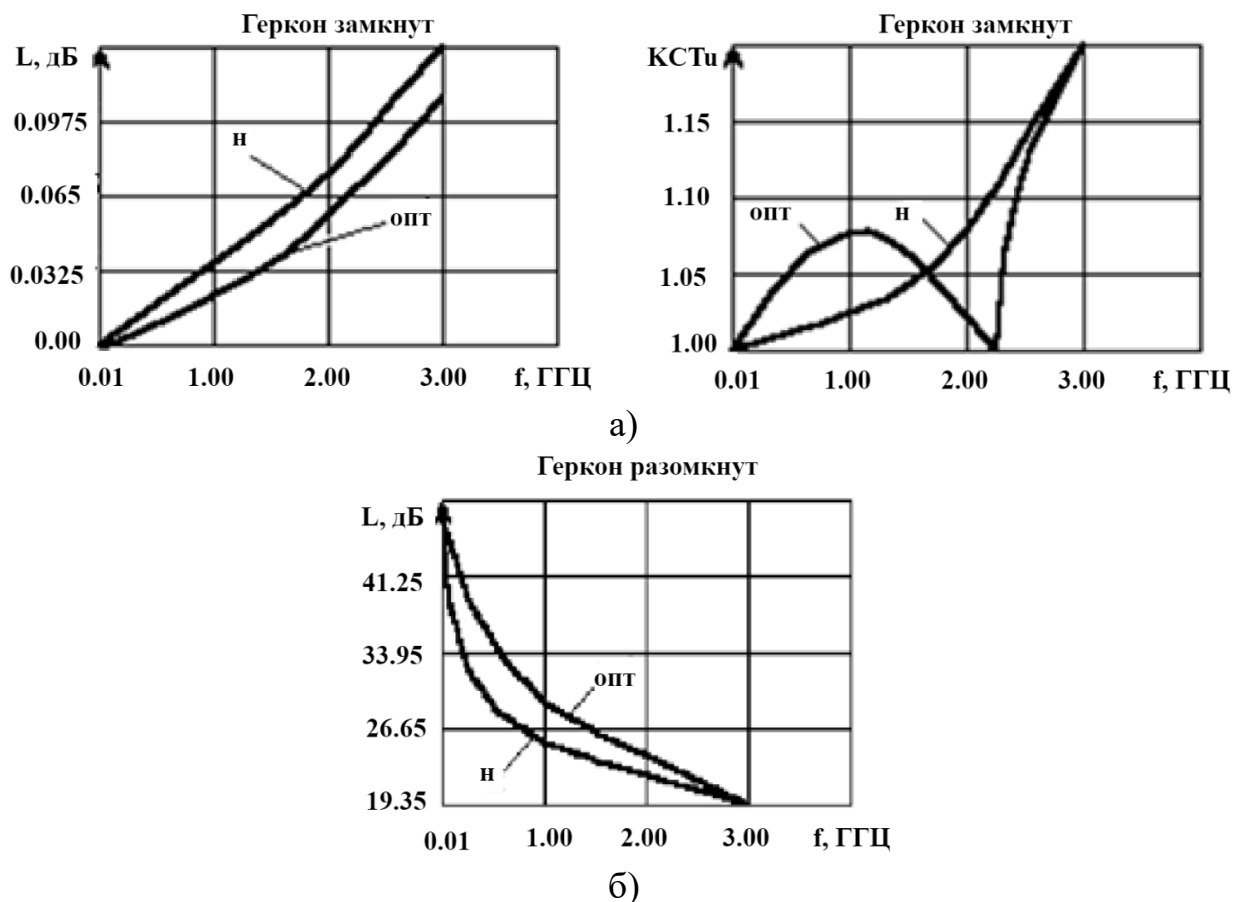


Рисунок 4.2 – Теоретические результаты оптимизации ГМ

(н) – неоптимизированная конструкция; (опт) – оптимизированная

На рисунке 4.4 экспериментальные частотные зависимости $KSTu$ и функции рабочего затухания L при замкнутых и разомкнутых контакт-деталях сопоставлены с соответствующими теоретическими зависимостями. Экспериментальная кривая $KSTu$ получена по усреднённым значениям для партии из 20 герконов. В исследованной линии $KSTu$ не превышал 1,2 до 5 ГГц и 1,35 до 8,5 ГГц; вблизи 9,5–10 ГГц наблюдается выброс до $\approx 1,6$, а среднеквадратичное отклонение при построении зависимости составляло не более 15 % при подключении к тракту с замкнутыми контакт-деталями согласованной нагрузки сопротивлением 50 Ом. Для разомкнутых контакт-деталей зависимость развязки также построена по усреднённым экспериментальным данным; среднеквадратичная ошибка её аппроксимации не превышала 10 %.

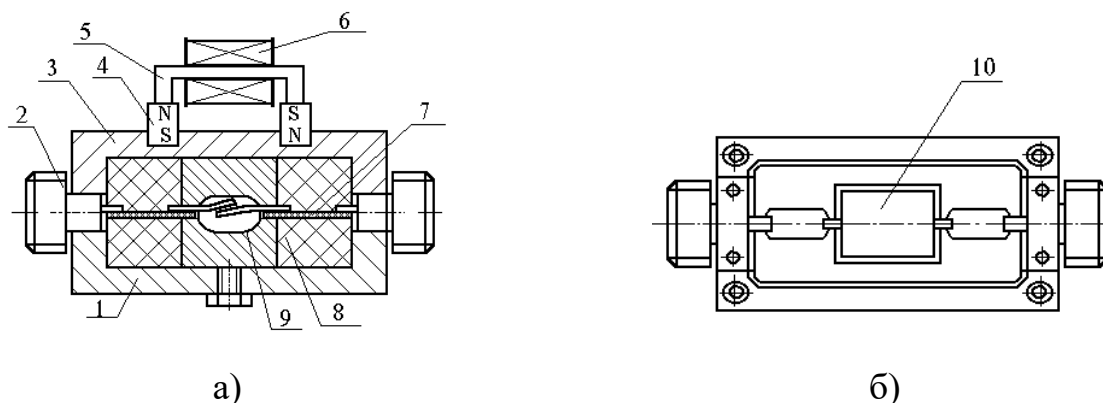


Рисунок 4.3 – Эскиз конструкции выключателя на основе СПЛ на тонкой пленке и ГМ в вертикальной плоскости (а) и в горизонтальной плоскости (б):

1 – корпус; 2 – разъем; 3 – крышка; 4 – постоянный магнит; 5 – магнитопровод;
6 – катушка управления; 7 – СПЛ на тонкой пленке;
8 – прокладка из пенопласта; 9 – геркон; 10 – экран геркона

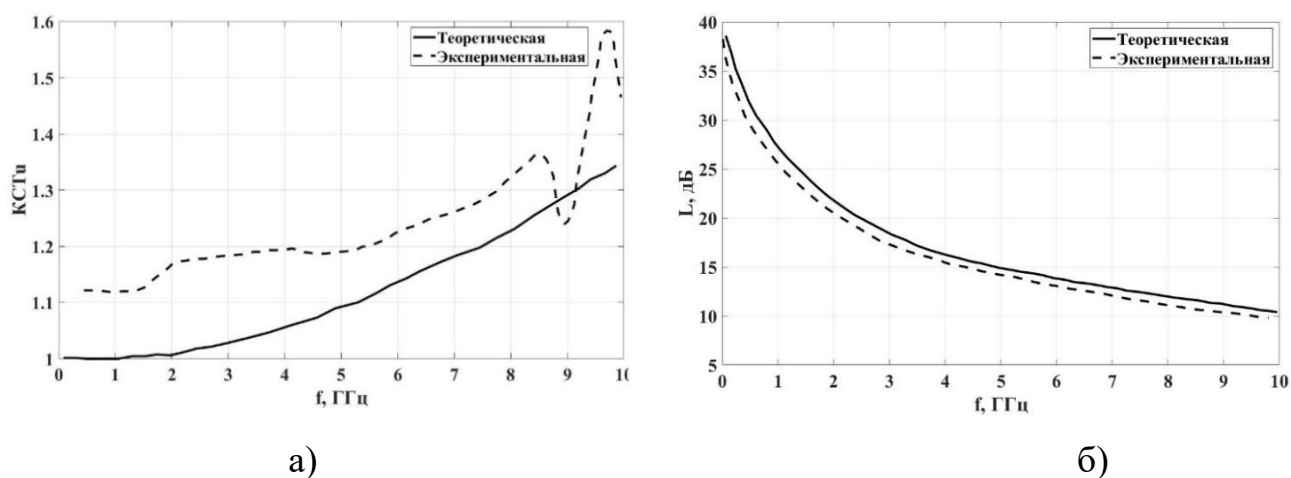


Рисунок 4.4 – Теоретические и экспериментальные зависимости коэффициента стоячей волны (КСТу) и величины затухания (L) ГМ от частоты:

а – при замыкании контакт-деталей; б – при размыкании контакт-деталей

Потери в режиме пропускания не превышали 0,1 дБ при числе срабатываний 10^7 , что подтверждает основное преимущество герконовой реализации – минимальные вносимые потери при гальваническом контакте. На частотах выше 7 ГГц для повышения развязки целесообразно последовательное включение двух-трёх модулей: при этом обеспечивается развязка более 20 дБ, а потери в

режиме пропускания остаются меньшими, чем у выключателей на PIN-диодах. Согласованность теоретических и экспериментальных кривых во всём рассмотренном диапазоне подтверждает адекватность аналитической модели в пределах принятого приближения волны Т-типа.

На основе исследованного канала построен двухканальный переключатель с параллельным включением одинаковых каналов (рисунок 4.5). Каналы переключаются импульсами положительной и отрицательной полярности; благодаря магнитной памяти состояние сохраняется без постоянного тока управления. Идентичность характеристик каналов обеспечивается применением одинаковых герконовых модулей и симметричной топологией, что согласуется с принятой методикой статистической оценки допусков на конструктивные параметры [91].

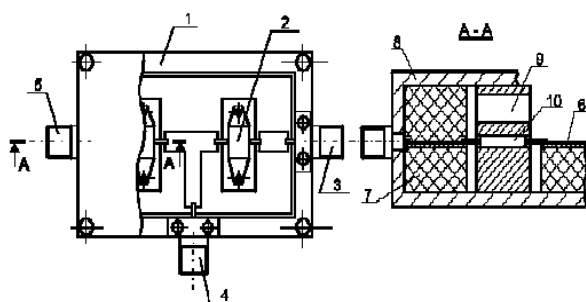


Рисунок 4.5 – Конструкция двухканального переключателя: 1 – корпус; 2 – ГМ-1; 3,5 – разъемы выходных каналов; 4 – разъем входного канала; 6 – СПЛ на тонкой пленке; 7 – пенопласт; 8 – крышка; 9 – место для магнитной системы; 10 – геркон типа МКА-10501

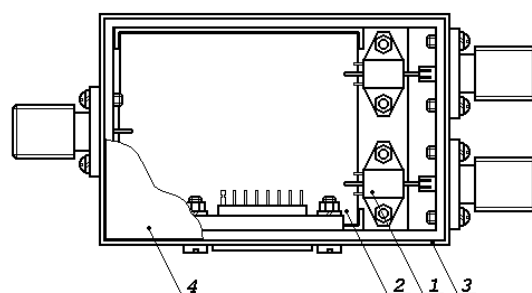


Рисунок 4.6 – Конструкция двухканального переключателя: 1 – ГМ; 2 – полосковая плата; 3 – корпус; 4 – крышка корпуса

Совокупность полученных результатов подтверждает адекватность аналитической модели герконового модуля в пределах приближения волны Т-типа вплоть до 10 ГГц и работоспособность предложенных конструктивных решений. Существенно, что преимущества герконовой реализации – коммутация по-

вышенных уровней мощности (до сотен ватт), высокая линейность и минимальные потери – труднодостижимы для микроэлектромеханических и полупроводниковых ключевых элементов при сопоставимой мощности: для резистивных микроэлектромеханических переключателей до 10 ГГц предельная коммутируемая мощность из-за износа и нагрева контактов ограничена единицами ватт. При этом следует подчеркнуть, что модель адекватна именно в пределах принятого приближения и заявленной погрешности, а не безусловно; на более высоких частотах требуется учёт высших типов волн. С учётом этой границы применимости первое положение получает экспериментальное подтверждение.

4.2. Экспериментальные исследования многоканальных полупроводниковых переключателей

В рамках второго положения исследованы конструктивно-топологические варианты трёх- и четырёхканального полосковых переключателей на PIN-диодах, а также двухканальный монолитный переключатель на полевых транзисторах с барьером Шоттки (арсенид-галлиевые ключевые элементы). Все полупроводниковые структуры выполнены на микрополосковой линии на поликоровой подложке. Цель исследования состоит в подтверждении адекватности аналитических моделей ключевых элементов (глава 2) и алгоритма многопараметрической оптимизации с аддитивной целевой функцией двухрежимного функционирования (глава 3) на конструкциях возрастающей сложности, а также в оценке статистических характеристик выходных параметров при технологических допусках.

Аналитическая модель каждого переключателя формируется на матричном представлении схемы как каскадного соединения отрезков полосковой линии и сосредоточенных элементов, моделирующих PIN-диод в прямом и обратном смещении. Эквивалентная схема диода учитывает сопротивление в откры-

том и закрытом состояниях, индуктивность выводов и ёмкость; конкретные значения этих параметров для применённых типов диодов приводятся ниже при описании соответствующих конструкций. Во всех рассмотренных случаях оптимизация выполнялась по аддитивной целевой функции (3.25) методом Пауэлла [42, 44]; различались число варьируемых параметров, весовые коэффициенты и границы рабочего диапазона.

Трёхканальный переключатель.

Эквивалентная схема и топология трёхканального переключателя приведены на рисунке 4.7.

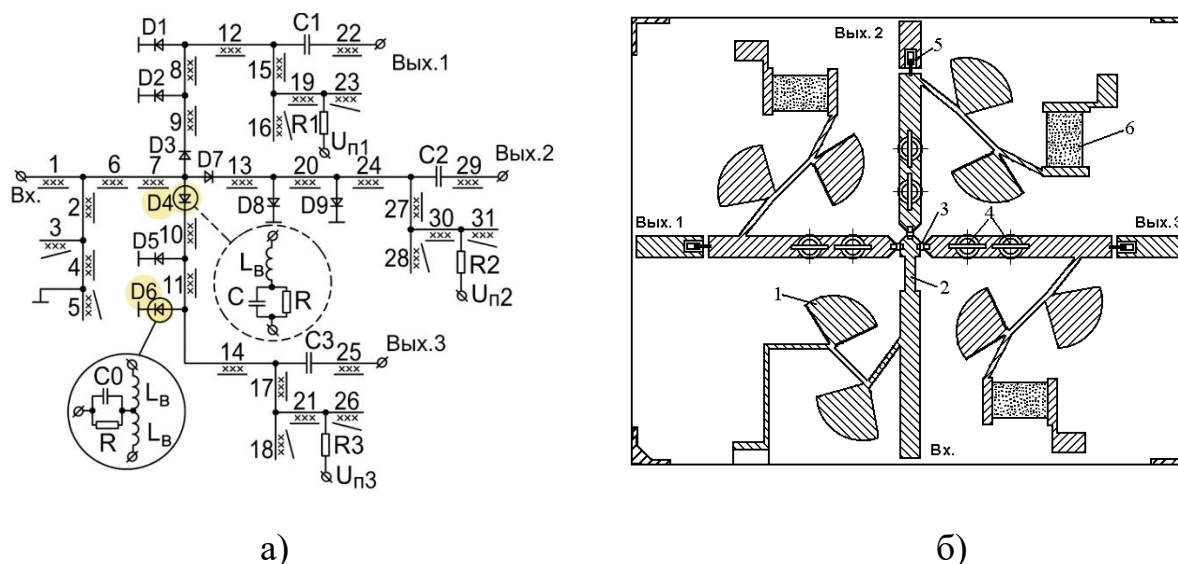


Рисунок 4.7 – Эквивалентная схема и топология трехканального переключателя: 1 – ФНЧ на секторных резонаторах; 2 – компенсирующая выточка; 3 – последовательно включенный в тракт PIN-диод; 4 – параллельно включенные в тракт PIN-диоды; 5 – разделительный конденсатор; 6 – пленочный конденсатор

В тракт включены фильтры нижних частот на секторных резонаторах, последовательные и параллельные PIN-диоды, разделительные и плёночные конденсаторы. Диоды двух типов: D1, D2, D5, D6, D8, D9 имеют сопротивление 1,6 Ом в открытом и 2000 Ом в закрытом состоянии, индуктивность выводов 0,1 нГн и ёмкость 0,16 пФ; D3, D4, D7 – соответственно 3 Ом, 2000 Ом, 0,1 нГн и

0,05 пФ. Размеры регулярных участков топологии и секторных резонаторов до и после оптимизации сведены в таблицу 4.2.

Оптимизация выполнена по 7 конструктивным параметрам с весовыми коэффициентами аддитивной функции $a = 0,1$, $b = 0,2$, $c = 100$ в полосе 11–13 ГГц с шагом 0,1 ГГц (21 частотная точка). Амплитудно-частотные характеристики переключателя приведены на рисунке 4.8.

Таблица 4.2 – Размеры участков топологии трёхканального переключателя до и после оптимизации

Участки МПЛ (рис. 4.7, а)	До оптимизации		После оптимизации	
	w, мм	ℓ , мм	w, мм	ℓ , мм
1	0.96	6.25	1.0597	6.4829
6	0.96	3.1	1.0083	2
12, 14, 24	0.96	3.55	1.0272	3.0336
22, 25, 29	0.96	2.1	1.0241	2.5255
8, 9, 10, 11, 13, 20	0.96	2.5	1.3337	2.8646
7	0.55	2.1	1.1175	1.5001
2, 4, 15, 17, 19, 21, 27, 30	0.2	2.604	0.2	2.654

На центральной частоте 12 ГГц в результате оптимизации функция рабочего затухания в режиме пропускания снизилась на 28 % и составила 0,76 дБ при уменьшении КСТу на 42 %; в режиме запирающего затухание возросло на 1,2 дБ. В полосе частот 11–13 ГГц затухание пропускания снизилось на 42 % до 0,83 дБ, в режиме запирающего возросло на 3,3 дБ, а КСТу уменьшился на 50 %. Сопоставление расчётных и экспериментальных данных в полосе частот 11–13 ГГц приведено в таблице 4.3.

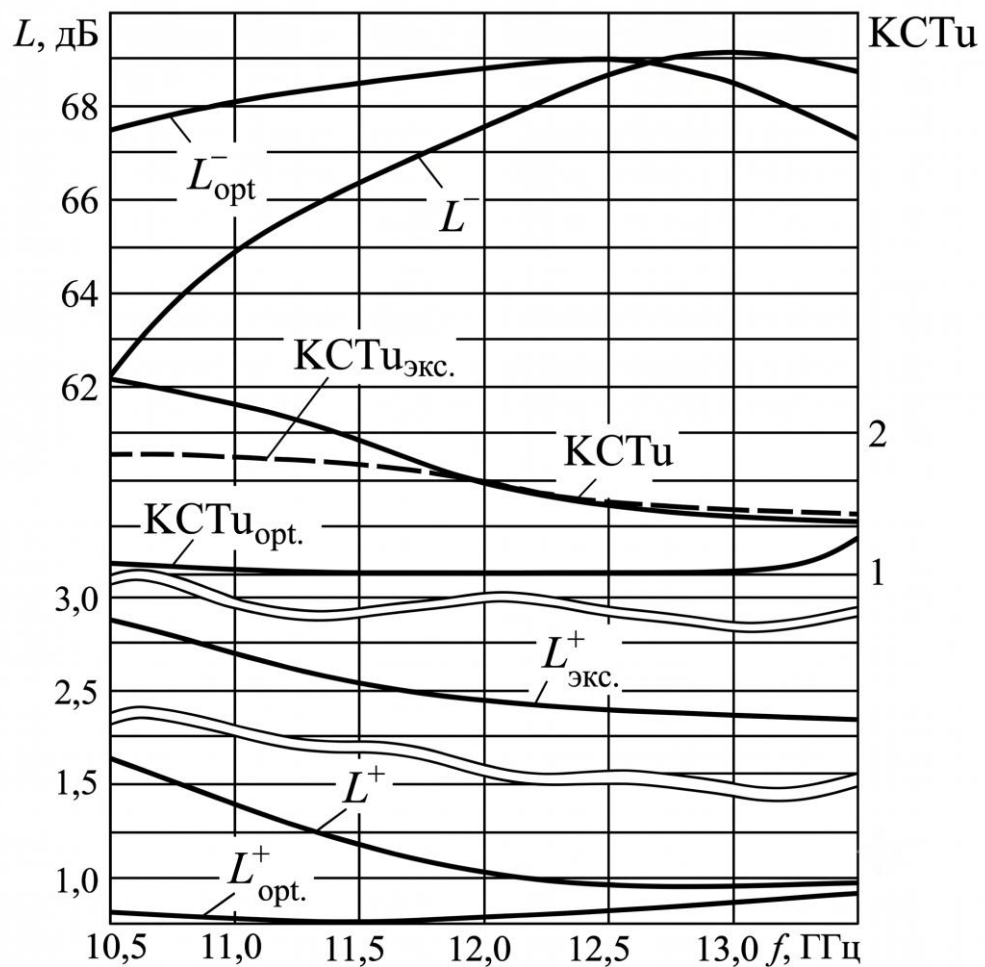


Рисунок 4.8 – Основные АЧХ трехканального переключателя

Измеренные потери в режиме пропускания превышают расчётные, а измеренная развязка ниже расчётной, что обусловлено технологическими допусками, влиянием корпуса и коаксиальных соединителей, не учтёнными в модели; частотный ход характеристик при этом совпадает.

Таблица 4.3 – Результаты исследования трехканального переключателя
в полосе частот 11–13 ГГц

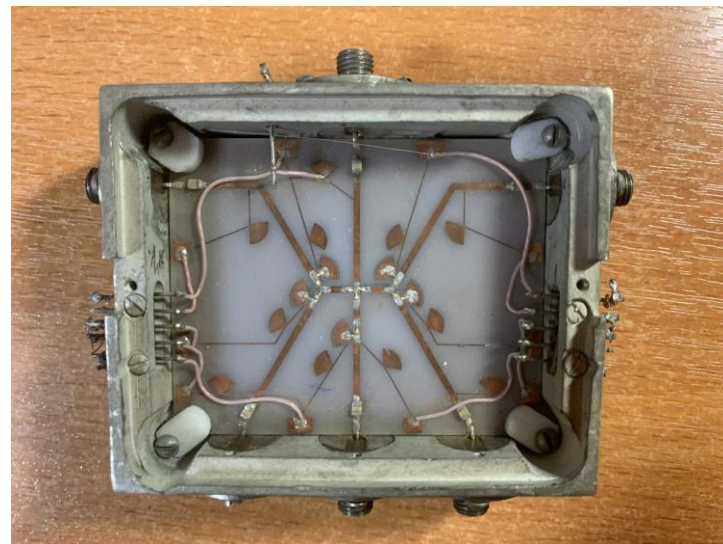
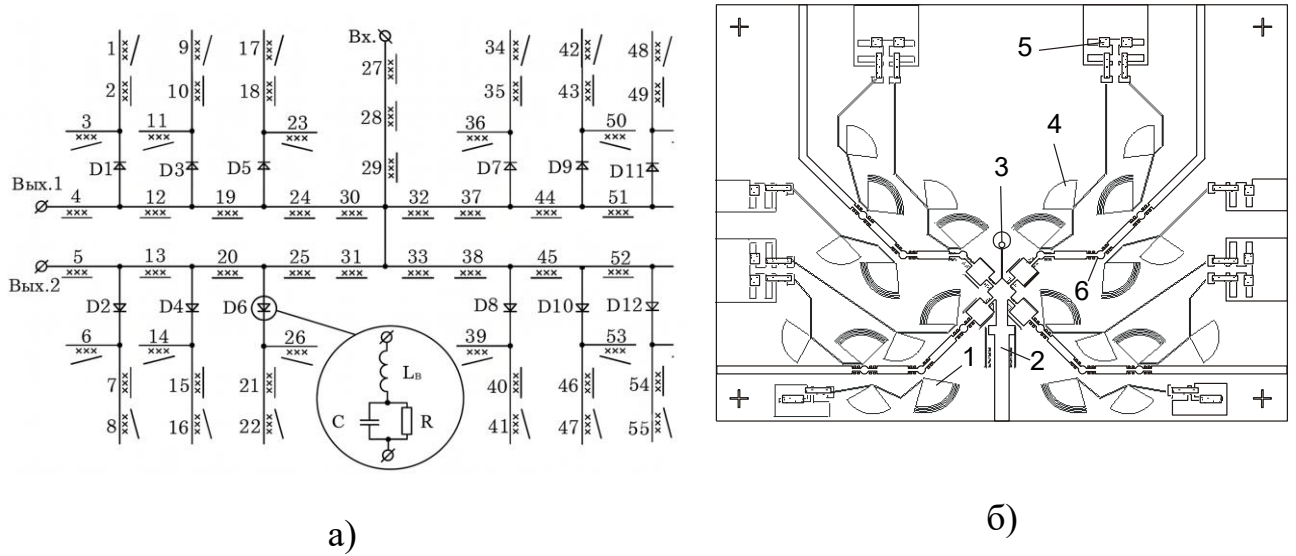
Показатель	Эксперимент, пропускание	Эксперимент, запираение	Расчёт, пропускание	Расчёт, запираение
L , дБ	2,3–3	≥ 30	0,94–1,6	64–69
$KSTu$	1,4–1,9	–	1,3–2,4	–

Четырёхканальный переключатель.

Четырёхканальный переключатель – самая сложная из рассмотренных конструкций. Он выполнен по гибридной интегральной технологии на поликоре толщиной 1 мм (относительная диэлектрическая проницаемость 9,8) и рассчитан на рабочую частоту 10 ГГц. В схеме двенадцать PIN-диодов: сопротивление 0,7 Ом в открытом состоянии и 2000 Ом в закрытом, индуктивность выводов 0,1 нГн, ёмкость 0,3 пФ. В топологии предусмотрены секторные резонаторы с элементами дискретной подстройки, участки компенсации неоднородности крестообразного соединения, цепи подачи смещения и плёночные резонаторы. Размеры участков топологии до и после оптимизации сведены в таблицу 4.4, топология и макет приведены на рисунке 4.9, а теоретические и экспериментальные АЧХ – на рисунке 4.10.

Таблица 4.4 – Размеры соответствующих участков топологии

Участки МПЛ	До оптимизации		После оптимизации	
	w, мм	ℓ , мм	w, мм	ℓ , мм
(рис. 4.9, а)				
4, 5, 57, 58	0.96	12	0.5	1
24, 25, 37, 38	2	1.937	1.5	2.2202
30 – 33	0.96	1	1.5	0.89885
2, 7, 10, 15, 18, 21, 35, 40, 43, 46, 49, 54	0.2	3.061	0.2	4
19, 20, 44, 45	0.96	2.937	1.5	3.2857
12, 13, 51, 52	0.96	2.937	0.87992	2.8
27	0.96	11	0.81598	1
28	2	1	1.5	1.9
29	0.96	2.137	1.5	2.8



в)

Рисунок 4.9 – Эквивалентная схема (а), топология (б) и макет (в) четырехканального переключателя: 1 – секторные резонаторы с элементами дискретной подстройки; 2 – участки компенсации неоднородности Х-соединения; 3 – отверстие для короткого замыкания; 4 – цепь подачи смещения; 5 – пленочные резонаторы; 6 – участки установки PIN-диода с компенсирующими выточками

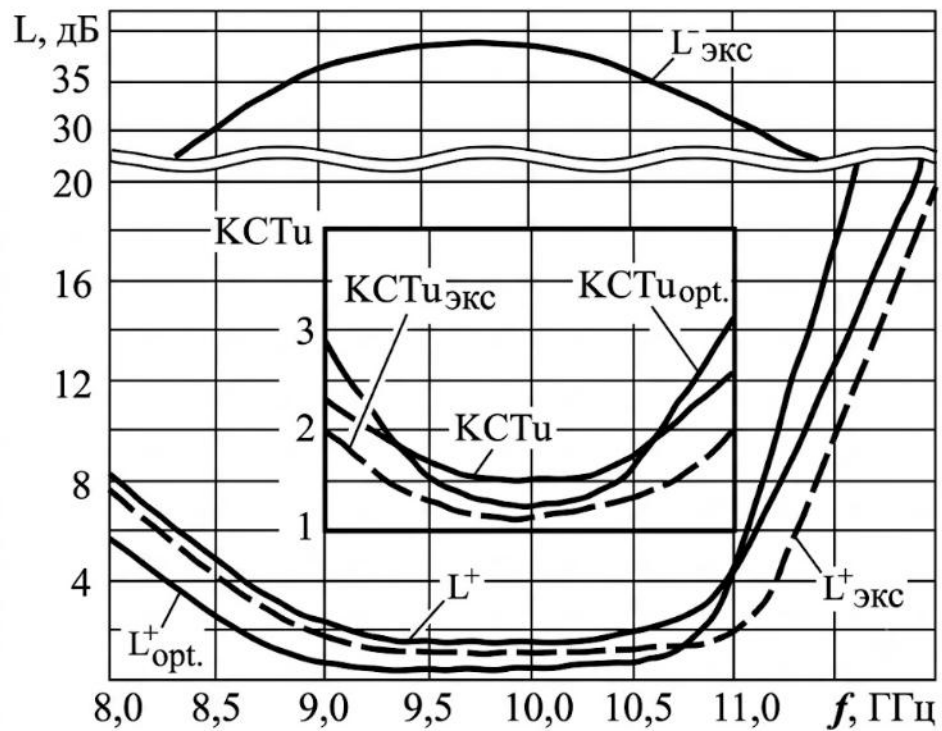


Рисунок 4.10 – Теоретические и экспериментальные АЧХ
четырёхканального переключателя

Оптимизация выполнена по 9 конструктивным параметрам с весовыми коэффициентами $a = 0,1$, $b = 0,2$, $c = 70$ в полосе 9–11 ГГц при шаге 0,1 ГГц. В полосе частот 20 % на центральной частоте 10 ГГц потери в режиме пропускания не превысили 1,8 дБ (при теоретических 1,5–4,0 дБ), развязка в режиме за-
пира- ния составила не менее 30 дБ, а КСТu – не более 2. Сводные результаты в
полосе 20 % приведены в таблице 4.5.

Таблица 4.5 – Результаты исследования четырёхканального переключателя в
полосе 20 %

Показатель	Эксперимент, пропускание	Эксперимент, запирание	Расчёт, пропускание
L, дБ	1,3–1,8	30–40	1,5–4,0
КСТu	1,1–2	–	1,5–2,5

Заметное расхождение теоретических и экспериментальных значений затухания в режиме запираания вблизи центральной частоты (примерно в два раза) объясняется паразитными эффектами – излучением с открытых концов резонаторов и на неоднородностях, влиянием высших типов волн, существенным при больших уровнях вносимого ослабления. Расчётные значения затухания в режиме пропускания в центральной части полосы близки к измеренным, а на её краях превышают их (до 4,0 дБ при измеренных не более 1,8 дБ), т. е. модель даёт оценку потерь с запасом; КСТи отличается в допустимых для радиочастотного диапазона пределах. Таким образом, модель сохраняет адекватность в пределах заявленной погрешности; расхождения по развязке носят систематический характер и должны учитываться при проектировании конструкций с высокими требованиями к запираанию.

Двухканальный переключатель на арсенид-галлиевых ключевых элементах. Двухканальный монолитный переключатель на полевых транзисторах с барьером Шоттки построен по последовательно-параллельной самосогласованной схеме и изготовлен по стандартной арсенид-галлиевой технологии на эпитаксиальных структурах (рисунок 4.11). Кристалл размещён на поликремневой подложке толщиной 0,5 мм и имеет двухуровневую металлизацию с воздушными мостиками и сквозными отверстиями для связи с металлизированным основанием. Поскольку ток затвора мал, сопротивлением утечки затвор–исток пренебрегают, что упрощает схему замещения ключевого элемента. Согласно теоретическим характеристикам (рисунок 4.12), при ограничениях на развязку более 40 дБ, на затухание пропускания менее 2,8 дБ и КСТи менее 1,8 реализуется широкополосность от 0 до 16 ГГц. Переключатель отличают высокое быстродействие, низкое энергопотребление и малые габариты, что делает его предпочтительным для быстродействующих коммутационных структур.

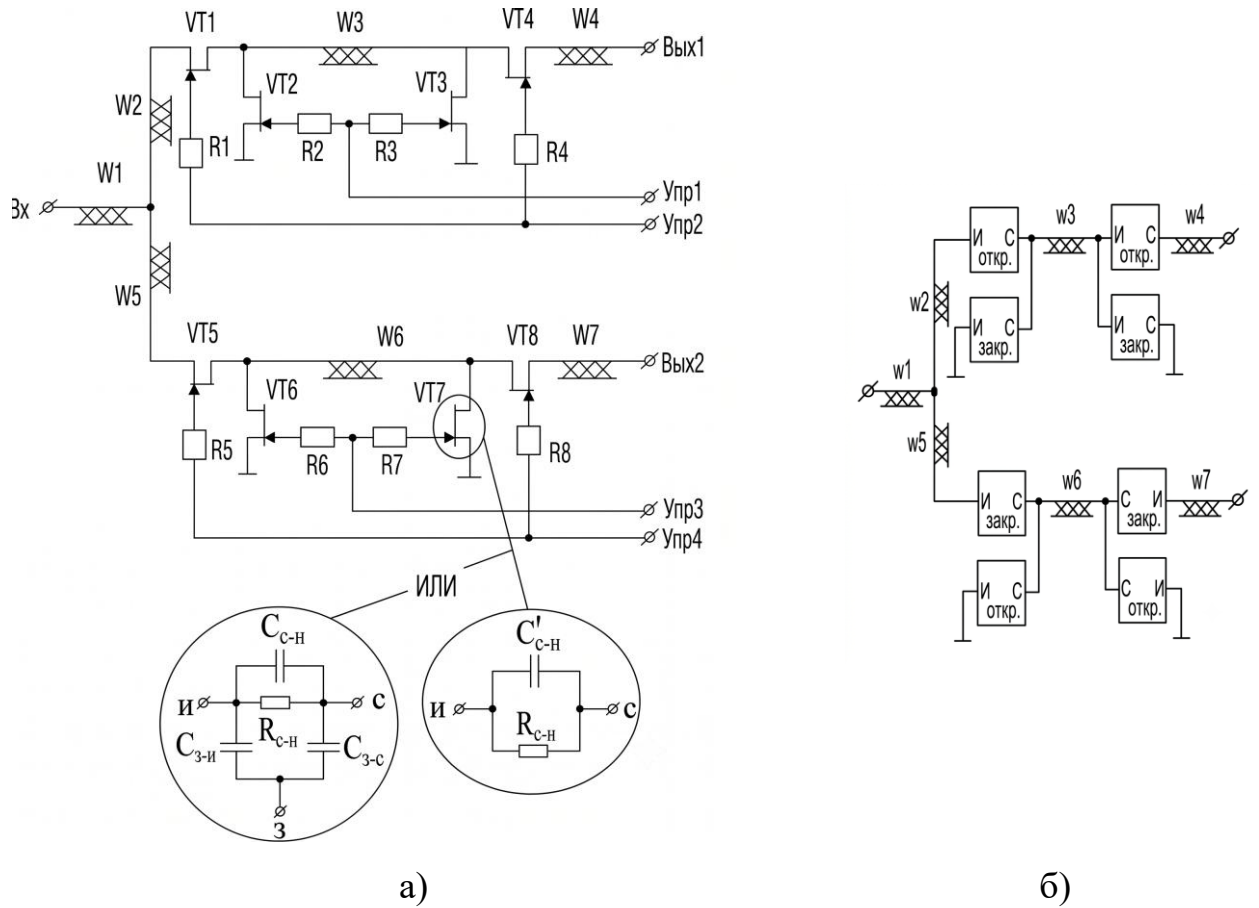


Рисунок 4.11 – Полная (а) и упрощённая (б) эквивалентные схемы двухканального широкополосного монокристаллического переключателя на ПТШ.

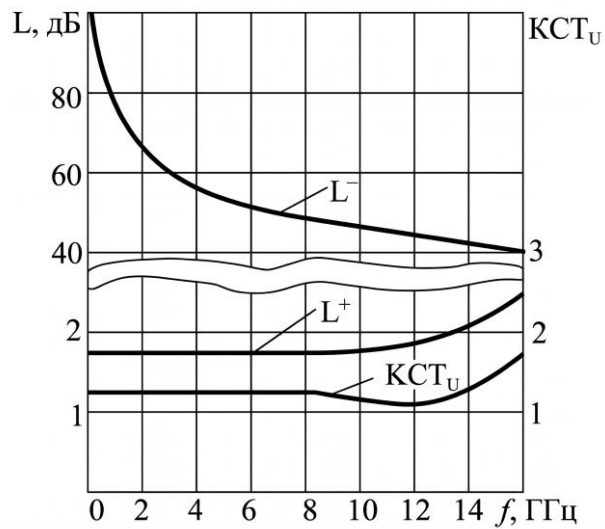


Рисунок 4.12 – Зависимости KCT_u , L^+ и L^- двухканального арсенид-галлиевого переключателя

Статистическое моделирование и оценка допусков

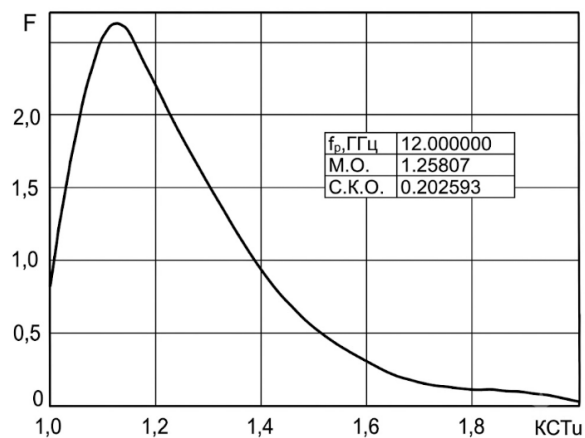
Статистическое моделирование оптимизированных конструкций выполнено при нормальном законе распределения конструктивно-технологических и электрофизических внутренних параметров. При статистическом моделировании использованы типовые значения технологического процесса (относительная проницаемость поликора 9,8, толщина подложки $\pm 2\%$), а также допуски на параметры эквивалентной схемы диодов. Полученные оценки математического ожидания, среднеквадратичного отклонения и дисперсии вектора выходных характеристик на рабочей частоте сведены в таблицу 4.6; функции плотности распределения основных характеристик трёх- и четырёхканального переключателей приведены на рисунках 4.13 и 4.14.

Результаты показывают, что по мере увеличения числа каналов и усложнения топологии устройства наблюдается ухудшение основных показателей качества (КСТu, затухание в режиме пропускания) и возрастают среднеквадратичное отклонение и дисперсия выходных характеристик. Полученная тенденция согласуется с вероятностным аппаратом, изложенным в главе 3, и позволяет обоснованно назначать допуски на выходные параметры и оценивать вероятность выхода годных изделий.

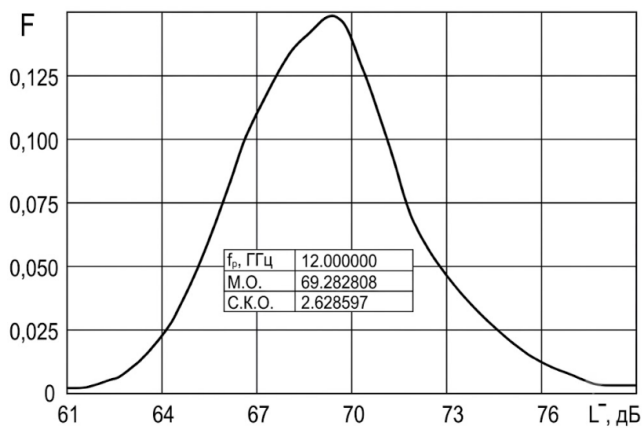
Таблица 4.6 – Результаты статистического моделирования переключателей на PIN-диодах

Конструкция	Параметр	$M[Y]$	$\sigma[Y]$	$D[Y]$
Трёхканальный	КСТu	1,2580	0,2026	0,04104
	L^+ , дБ	0,8378	0,1382	0,01910
	L^- , дБ	69,283	2,6286	6,9095
Четырёхканальный	КСТu	1,4157	0,4060	0,16482
	L^+ , дБ	0,9176	0,3922	0,15384
	L^- , дБ	106,43	2,8059	7,8733

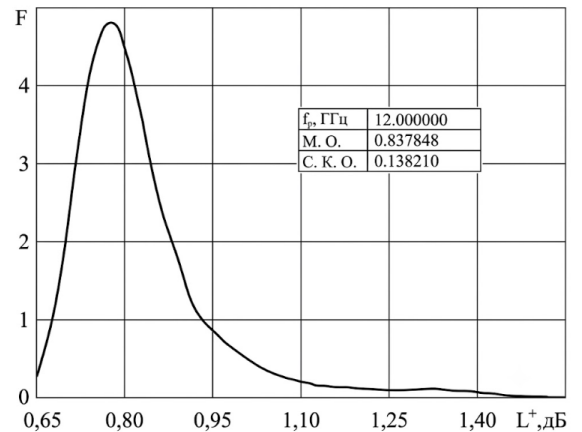
Вместе с тем сопоставление полученных результатов носит преимущественно качественный характер, поскольку рассматриваемые переключатели различаются схемно-техническим и топологическим решением, а также рабочим диапазоном частот; поэтому полученные оценки целесообразно использовать скорее для назначения допусков конкретной конструкции, чем для прямого ранжирования вариантов.



а)

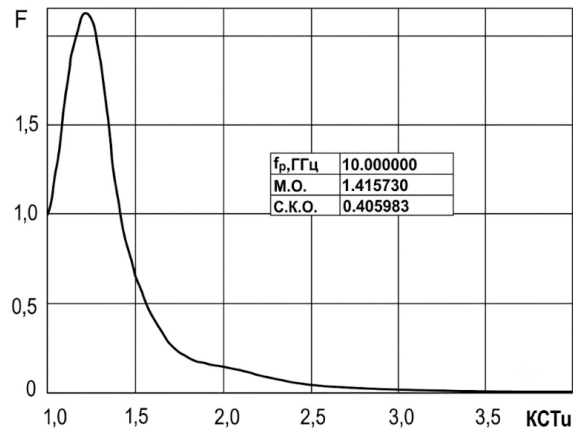


б)

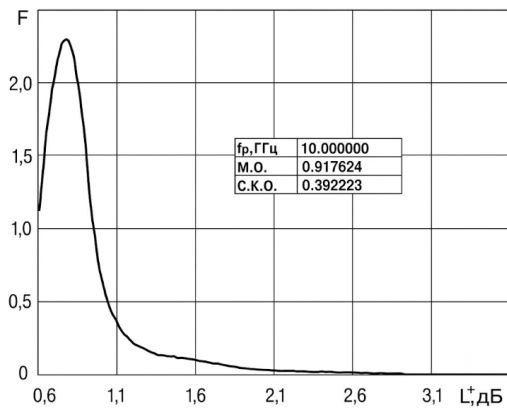


в)

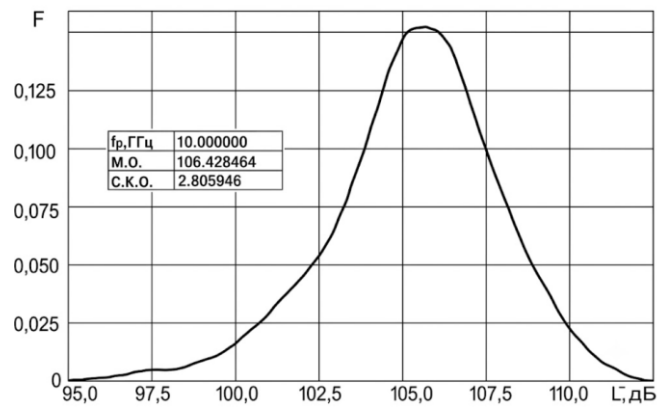
Рисунок 4.13 – Оценки функций плотности распределения основных характеристик трехканального переключателя на рабочей частоте



а)



б)



в)

Рисунок 4.14 – Оценки функций плотности распределения основных характеристик четырехканального переключателя на рабочей частоте

Расхождения теории и эксперимента объясняются технологическими допущениями на конструктивные размеры, влиянием корпуса и коаксиальных соединителей. С учётом этих факторов математические модели ключевых элементов и алгоритм многопараметрической оптимизации признаются адекватными: измеренные потери в режиме пропускания не превышают расчётных, а расхождения по развязке носят систематический характер. Тем самым второе положение получает экспериментальное подтверждение.

4.3. Экспериментальная верификация универсального нейросетевого алгоритма

Универсальный нейросетевой алгоритм, формализованный в главе 3 (двенадцать этапов, объединённых в три блока: подготовительный этап и верификация конструкции, формирование обучающей выборки, создание и верификация модели), проверен на двух принципиально различных по физическому механизму коммутации полосковых переключателях. Первым объектом служит ёмкостный микроэлектромеханический (МЭМС) переключатель шунтирующего типа, коммутация в котором осуществляется электростатическим перемещением мембраны; вторым – PIN-диодный переключатель с открытым шлейфом, коммутация в котором определяется изменением импеданса полупроводникового диода. Цель проверки – подтвердить, что единая архитектура и единый порядок построения аппроксимирующей модели обеспечивают требуемую инженерную точность аппроксимации для устройств разной физической природы.

4.3.1. Обоснование выбора архитектуры

Архитектура нейронной сети обоснована экспериментально путём последовательного усложнения структуры. Исследованы конфигурации с числом скрытых слоёв от одного до трёх и числом нейронов в слое 8 и 16 (таблица 4.7) [87]. В пределах исследованного набора конфигураций увеличение сложности сети сопровождается ростом коэффициента детерминации R^2 и снижением средней абсолютной процентной ошибки MAPE. Наилучшие показатели получены для многослойной нейронной сети с тремя скрытыми слоями конфигурации $16 \times 16 \times 16$: $R^2 = 0,9085$ при MAPE = 1,15 %. Для модели с тремя входными и четырьмя выходными параметрами данная архитектура содержит 676 обучаемых параметров, включая веса и смещения. Из исследованных конфигураций архитектура $16 \times 16 \times 16$ обеспечивает наилучшее качество аппроксимации при

сохранении умеренной сложности сети, поэтому она принята в качестве базовой для всех последующих вычислительных экспериментов.

Подбор архитектуры (таблица 4.7) выполнен на данных МЭМС-переключателя. Для PIN-диодного переключателя та же архитектура применялась без повторного подбора, что позволяет дополнительно оценить её переносимость на радиочастотное устройство другого типа.

Сеть имеет три входа – геометрические параметры конструкции – и четыре выхода: экстремальные значения коэффициента отражения и развязки и соответствующие им резонансные частоты. Прогнозировать полную частотную зависимость S-параметров не требуется. Если бы сеть восстанавливала десятки или сотни частотных отсчётов, соответственно выросло бы число выходов, а вместе с ним и требования к объёму и разнообразию выборки. Для многовариантного анализа и оптимизации достаточно указанных признаков, поскольку именно по ним оцениваются согласование и развязка. Всего сформировано $N_0 = 1000$ реализаций; базовая модель содержит 676 обучаемых параметров.

Таблица 4.7 – Результаты подбора архитектуры нейронной сети

№	Число скрытых слоёв	Число нейронов в слое	R^2	MAPE, %
1	1	8	0,8402	1,46
2	1	16	0,8564	1,38
3	2	8×8	0,8614	1,33
4	2	16×16	0,8753	1,29
5	3	8×8×8	0,8877	1,22
6	3	16×16×16	0,9085	1,15

Отношение объёма выборки к числу обучаемых параметров составляет $N_0/W \approx 1000/676 \approx 1,48$. После деления данных 80 % реализаций используются непосредственно для обучения нейронной сети, а 20 % – для валидационного контроля. При этом отношение N_0/W используется только как вспомога-

тельная характеристика и само по себе не является достаточным критерием репрезентативности выборки и обобщающей способности модели. В рассматриваемой задаче входное пространство имеет низкую размерность и включает всего три конструктивных параметра, тогда как 676 обучаемых параметров сети, включая веса и смещения, обусловлены выбранной архитектурой скрытых слоёв, а не размерностью пространства проектирования. Аналогичный подход к учёту эффективной размерности пространства проектирования используется при построении аппроксимационных моделей миниатюризированных полосковых радиочастотных схем [92].

В работе [92] рассмотрены два полосковых радиочастотных устройства с шестью и пятнадцатью геометрическими параметрами. Размерность области построения аппроксимационной модели снижалась до $K = 3-5$, а для проверки точности использовались обучающие выборки объёмом от 50 до 800 точек. Для одного из рассмотренных устройств авторы отдельно отмечают повышенную надёжность предложенного подхода при малых обучающих выборках объёмом 50–200 точек [92]. В настоящей работе исходная выборка формируется методом латинского гиперкуба, обеспечивающим пространственно распределённое заполнение заданных диапазонов трёх конструктивных параметров.

Тот же приём – равномерное заполнение нормализованного пространства параметров методом латинского гиперкуба – использован в [92].

Переобучение дополнительно ограничивается ранней остановкой (этап 10): обучение прекращается, как только ошибка на валидационной подвыборке перестаёт уменьшаться. Достаточность выборки, следовательно, оценивается не только по отношению N_0/W , но и с учётом малой размерности входного пространства, способа размещения обучающих точек и поведения модели на валидационной подвыборке. Аппроксимационные модели для сокращения затрат времени при проектировании и оптимизации радиочастотных компонентов применяются и в других современных работах [92–95].

В работах [92–95] рассмотрены вычислительно эффективные методы оптимизации радиочастотных компонентов с использованием машинного обучения, аппроксимационных моделей и сокращения числа ресурсоёмких вычислений. Общая тенденция роста применения аппроксимационных моделей в задачах проектирования радиочастотных компонентов подтверждается систематическим обзором [96]: заметное увеличение числа публикаций наблюдается после 2019 г., а наиболее высокая публикационная активность приходится на период 2020–2025 гг. В этом же обзоре показано, что аппроксимационные методы наиболее активно применяются для антенн и фильтров, то есть для классов радиочастотных устройств, в которых многократное электромагнитное моделирование связано со значительными вычислительными затратами.

Точность аппроксимации оценивалась по относительной погрешности:

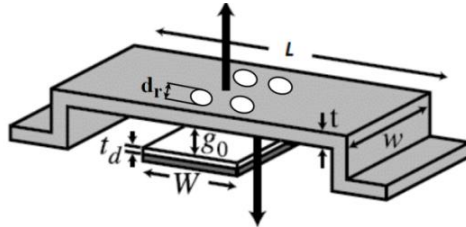
$$\delta = \frac{|y - \hat{y}|}{|y|} \cdot 100\% \quad (4.1)$$

где y – значение выходного параметра, рассчитанное в HFSS; $\hat{y}$ – предсказание нейронной сети, а также по интегральным метрикам MAPE и R^2 , введённым в главе 3 (формулы (3.30) и (3.31)).

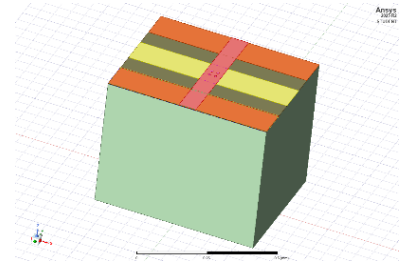
4.3.2. Ёмкостный МЭМС-переключатель

Первым объектом верификации выбран ёмкостный МЭМС-переключатель шунтирующего типа (рисунок 4.15) [97]. Конструкция включает подвижную металлическую мембрану, расположенную над центральным проводником; между мембраной и проводником размещён тонкий диэлектрический слой, предотвращающий короткое замыкание при контакте и ограничивающий максимальное значение ёмкости. Переключатель управляется электростатически. В исходном состоянии (мембрана поднята) между мембраной и диэлектриком остаётся воздушный зазор, ёмкость минимальна, и сигнал проходит с малыми вносимыми потерями (режим пропускания). При подаче управляющего напряжения мембрана притягивается к диэлектрику, ёмкость резко воз-

растает, сигнал шунтируется на землю и обеспечивается высокая развязка (режим запирания). Эквивалентная схема (рисунок 4.16) состоит из двух линий передачи и сосредоточенной RLC-цепи мембраны. Геометрические параметры конструкции приведены в таблице 4.8.



а)



б)

Рисунок 4.15 – Конструкция ёмкостного МЭМС-переключателя (а) и трёхмерная модель в HFSS (б)

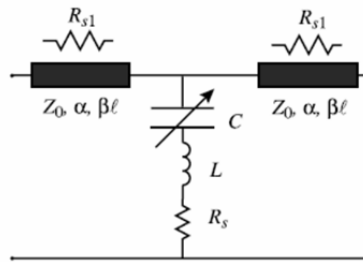


Рисунок 4.16 – Эквивалентная схема замещения шунтирующего МЭМС-переключателя

Таблица 4.8 – Геометрические параметры ёмкостного МЭМС-переключателя

Параметр	Обозначение	Значение (мкм)
Длина мембраны	L	500
Ширина мембраны	w	66
Толщина мембраны	t	1
Ширина центрального проводника	W	115
Толщина диэлектрика	t_d	0,18
Диаметр отверстий	d_r	10
Площадь перекрытия управляющего электрода	$A = W \times w$	115×66
Высота воздушного зазора	g_0	2

До формирования выборки электродинамическая модель в HFSS [24] была проверена: её результаты сопоставлены со схмотехническим расчётом по эквивалентной схеме в среде AWR [28] (рисунок 4.17).

Резонансная частота составила 30,01 ГГц (HFSS) и 29,32 ГГц (AWR); по уровню -40 дБ полоса эффективной развязки для HFSS составила 28,58–31,59 ГГц, для AWR – 26,98–31,75 ГГц.

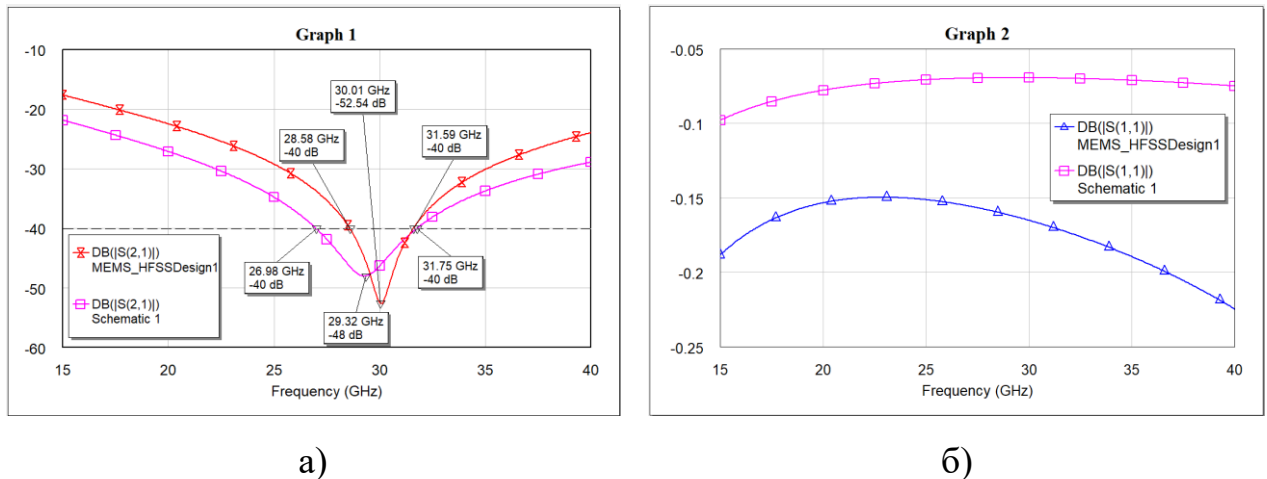


Рисунок 4.17 – Развязка S_{21} (а) и коэффициент отражения S_{11} (б)

во включенном состоянии

Относительное расхождение по резонансной частоте не превысило 2,6 %, что подтверждает корректность электродинамической модели и обосновывает использование данных HFSS в качестве эталонных при обучении нейронной сети.

Исходная выборка из 1000 комбинаций конструктивных параметров сформирована методом латинского гиперкуба [89]; для каждой комбинации выполнено полноволновое моделирование в среде HFSS через программный интерфейс PyAEDT с извлечением S-параметров. Среднее время одного электродинамического расчёта составляло около 45 с, суммарное время формирования выборки – приблизительно 12,5 ч. Полученные данные нормализованы методом стандартизации и разделены на обучающую (80 %, 800 образцов) и валидационную (20 %, 200 образцов) подвыборки. Обучение проведено алгоритмом

Adam [90] с функцией активации ReLU и функцией потерь MSE при использовании критерия ранней остановки по валидационной ошибке. Кривая обучения (рисунок 4.18) демонстрирует устойчивое снижение функции потерь на обучающей и валидационной подвыборках с выходом на близкие значения; обучение заняло 358 эпох при общем времени около 38 с.

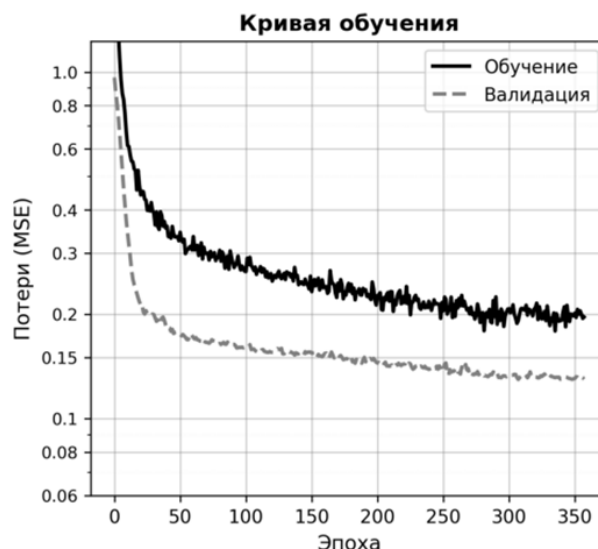


Рисунок 4.18 – Кривая обучения нейронной сети для МЭМС-переключателя

На валидационной подвыборке получены коэффициент детерминации $R^2 = 0,9085$ и средняя абсолютная процентная ошибка $\text{MAPE} = 1,15 \%$. Статистические метрики качества по отдельным выходным параметрам приведены на диаграммах рассеяния (рисунок 4.19): для минимума развязки $\text{MAPE} = 1,09 \%$ ($R^2 = 0,8489$), для частоты минимума развязки $f_{S_{21_min}} = 0,90 \%$ ($R^2 = 0,9750$), для частоты максимума отражения $f_{S_{11_max}} = 1,06 \%$ ($R^2 = 0,9797$).

Результаты дополнительной верификации на девяти независимых тестовых образцах приведены в таблицах 4.9 и 4.10; средняя погрешность предсказания резонансных частот составила 1,3–1,4 %, экстремального значения развязки – 2,2 %.

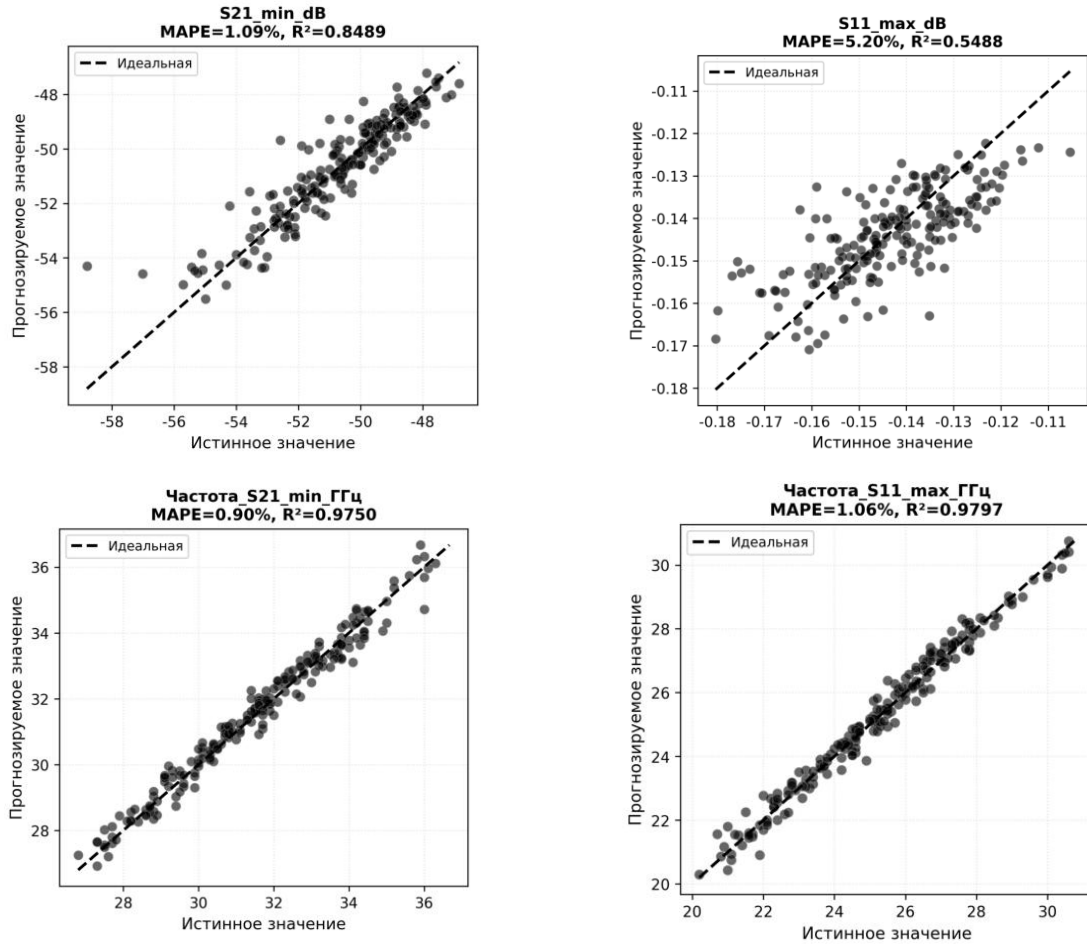


Рисунок 4.19 – Диаграммы рассеяния предсказанных и истинных значений выходных параметров МЭМС-переключателя в режиме запираания

Таблица 4.9 – Верификация предсказания минимального значения развязки и соответствующей частоты МЭМС-переключателя

№	w (мкм)	t _d (мкм)	d _r (мкм)	S _{21_min} (дБ) HFSS	S _{21_min} (дБ) ИНС	ΔS _{21_min} (%)	f _{S21_min} (ГГц) HFSS	f _{S21_min} (ГГц) ИНС	Δf _{S21_min} (%)
1	68,1	0,207	8,5	-50,2	-50,23	0,02	32,2	32,16	0,12
2	61,1	0,204	8,0	-51,1	-51,15	0,04	32,3	32,42	0,37
3	67,5	0,152	7,8	-53,8	-53,78	0,06	27,5	28,57	3,89
4	60,1	0,231	4,8	-49,8	-50,3	1,04	33,4	33,24	0,48
5	69,5	0,201	5,9	-51,2	-50,63	1,06	31,1	31,28	0,58
6	62,4	0,231	8,3	-49,2	-49,69	1,08	33,9	33,84	0,18
7	76,5	0,219	9,5	-52,0	-49,47	4,92	34,0	33,51	1,44
8	61,6	0,166	4,3	-57,0	-54,18	4,96	29,4	28,97	1,46
9	62,7	0,227	9,0	-52,6	-49,7	5,48	34,9	33,82	3,09

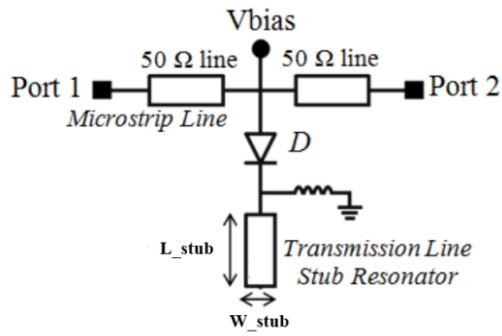
Таблица 4.10 – Верификация предсказания максимального значения коэффициента отражения и соответствующей частоты МЭМС-переключателя

№	w (мкм)	t _d (мкм)	d _r (мкм)	S _{11_max} (дБ) HFSS	S _{11_max} (дБ) ИНС	ΔS_{11_max} (%)	f _{S_{11_max}} (ГГц) HFSS	f _{S_{11_max}} (ГГц) ИНС	$\Delta f_{S_{11_max}}$ (%)
1	68,1	0,207	8,5	−0,145	−0,15	3,45	25,9	26,014	0,44
2	61,1	0,204	8,0	−0,153	−0,15	1,96	26,7	26,457	0,91
3	67,5	0,152	7,8	−0,122	−0,13	6,56	21,9	22,352	2,06
4	60,1	0,231	4,8	−0,156	−0,16	2,56	27,8	27,298	1,81
5	69,5	0,201	5,9	−0,145	−0,14	3,45	24,6	24,921	1,30
6	62,4	0,231	8,3	−0,149	−0,16	7,38	28,7	27,89	2,82
7	76,5	0,219	9,5	−0,171	−0,15	12,28	27,2	27,374	0,64
8	61,6	0,166	4,3	−0,163	−0,14	14,11	23,0	23,022	0,10
9	62,7	0,227	9,0	−0,167	−0,16	4,19	28,6	27,874	2,54

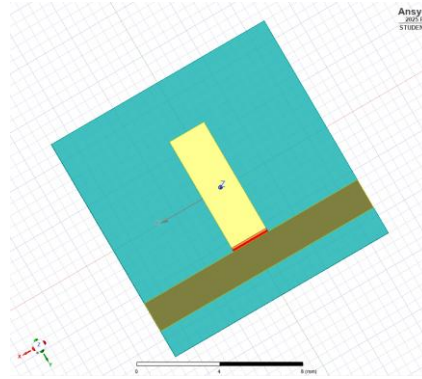
Следует прямо отметить пониженную точность аппроксимации максимума коэффициента отражения S_{11_max} . Это обусловлено крайне узким диапазоном изменения данного параметра (от −0,11 до −0,18 дБ): малые абсолютные отклонения предсказания дают большую относительную ошибку и низкий коэффициент детерминации. Параметр носит вспомогательный характер и не является определяющим при согласовании; основные характеристики предсказываются с достаточной точностью: резонансные частоты – с MAPE 0,90–1,06 % при $R^2 > 0,97$, минимум развязки – с MAPE 1,09 % ($R^2 = 0,85$), что удовлетворяет требованиям многовариантного проектирования и параметрической оптимизации. Выявленная особенность не оказывает существенного влияния на точность модели по основным исследуемым показателям.

4.3.3. PIN-диодный переключатель с открытым шлейфом

Для проверки применимости алгоритма к устройству принципиально иного типа исследован PIN-диодный переключатель SPST с открытым шлейфом (рисунок 4.20) – Т-образная микрополосковая структура, в которой основная линия 50 Ом ориентирована горизонтально, а перпендикулярный открытый шлейф размещён в зазоре с PIN-диодом [98].



а)



б)

Рисунок 4.20 – Конструкция PIN-диодного переключателя с открытым шлейфом и его трёхмерная модель в HFSS

При прямом смещении диод переходит в открытое состояние и шлейф трансформирует разомкнутый конец в короткое замыкание на основной линии, обеспечивая режим запирающего с высокой развязкой; при обратном смещении высокий импеданс диода изолирует шлейф, обеспечивая режим пропускания. Резонансная частота определяется длиной шлейфа через соотношение $\lambda/4$, что существенно для интерпретации точности нейросетевых предсказаний. Геометрические параметры конструкции приведены в таблице 4.11.

Таблица 4.11 – Геометрические параметры PIN-диодного переключателя

Параметр	Обозначение	Значение, мм
Ширина открытого шлейфа	W_{stub}	1
Длина открытого шлейфа	L_{stub}	3
Толщина подложки	h	0,5
Ширина проводника	W	1,56
Длина проводника	L	12
Толщина проводника	d_r	0,03

Исходная выборка из 975 образцов сформирована методом латинского гиперкуба и разделена на обучающую (780 образцов) и валидационную (195 образцов) подвыборки. Обучение проведено с использованием той же архитек-

туры $16 \times 16 \times 16$ и тех же методов (Adam, ReLU, MSE) без дополнительного подбора архитектуры. На валидационной подвыборке получены $R^2 = 0,9684$ и $\text{MAPE} = 2,98 \%$. По отдельным выходным параметрам получено: для максимума отражения S_{11_max} – $\text{MAPE} = 4,22 \%$, $R^2 = 0,9656$; для частоты максимума отражения – $2,49 \%$, $R^2 = 0,9881$; для минимума развязки S_{21_min} – $2,82 \%$, $R^2 = 0,9328$; для частоты минимума развязки – $2,68 \%$, $R^2 = 0,9875$. Диаграммы рассеяния приведены на рисунке 4.21 отдельно от результатов для МЭМС-переключателя, поскольку речь идёт о принципиально различных устройствах и совмещение диаграмм было бы методически некорректным.

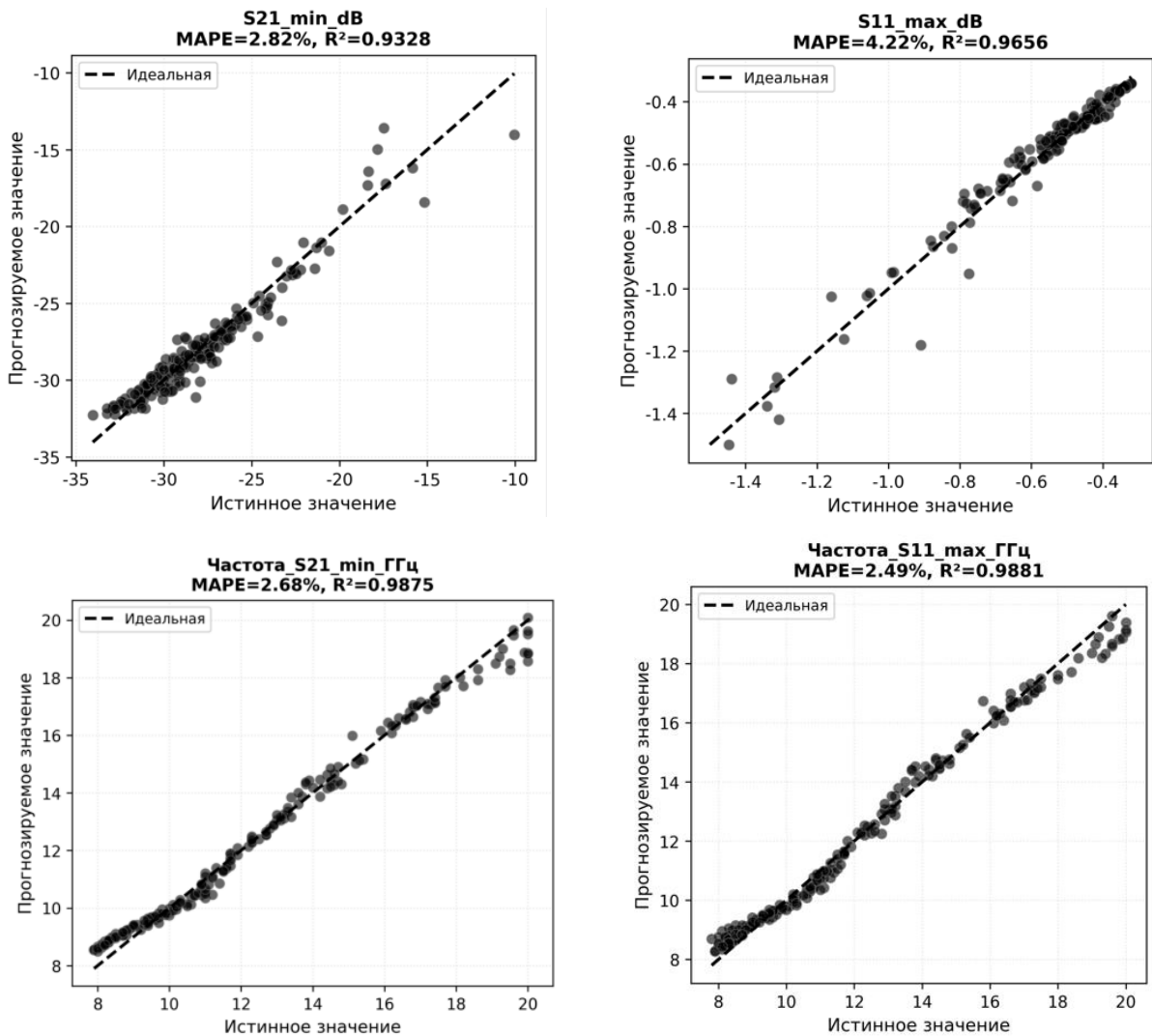


Рисунок 4.21 – Диаграммы рассеяния предсказанных и истинных значений выходных параметров PIN-диодного переключателя в режиме запирания

Результаты дополнительной верификации на девяти независимых тестовых образцах приведены в таблицах 4.12 и 4.13.

Таблица 4.12 – Верификация предсказания минимального значения развязки и соответствующей частоты PIN-диодного переключателя

№	h (мм)	W_stub (мм)	L_stub (мм)	S _{21_min} (дБ) HFSS	S _{21_min} (дБ) ИНС	ΔS_{21_min} (%)	f _{S_{21_min}} (ГГц) HFSS	f _{S_{21_min}} (ГГц) ИНС	$\Delta f_{S_{21_min}}$ (%)
1	0,433	1,64	5,885	-29,11	-30,05	3,25	7,9	8,057	1,98
2	0,266	1,058	5,321	-24,55	-24,52	0,15	8,5	8,446	0,64
3	0,468	1,74	2,332	-27,13	-27,05	0,29	16,2	16,34	0,87
4	0,72	0,43	3,338	-28,06	-27,8	0,93	13,8	14,121	2,33
5	0,572	0,624	4,656	-29,81	-30,75	3,14	10,2	10,15	0,49
6	0,465	1,923	5,892	-29,8	-30,48	2,29	8	8,266	3,32
7	0,609	1,442	3,486	-31,09	-30,26	2,69	12,5	12,624	0,99
8	0,709	0,746	5,628	-31,05	-31,83	2,52	8,7	8,882	2,09
9	0,732	1,381	4,235	-32,89	-31,77	3,4	10,8	10,56	2,23

Таблица 4.13 – Верификация предсказания максимального значения коэффициента отражения и соответствующей частоты PIN-диодного переключателя

№	h (мм)	W_stub (мм)	L_stub (мм)	S _{11_max} (дБ) HFSS	S _{11_max} (дБ) ИНС	ΔS_{11_max} (%)	f _{S_{11_max}} (ГГц) HFSS	f _{S_{11_max}} (ГГц) ИНС	$\Delta f_{S_{11_max}}$ (%)
1	0,433	1,64	5,885	-0,381	-0,368	3,25	7,9	8,074	2,2
2	0,266	1,058	5,321	-0,638	-0,598	6,22	8,5	8,358	1,67
3	0,468	1,74	2,332	-0,565	-0,58	2,7	16,1	15,993	0,66
4	0,72	0,43	3,338	-0,748	-0,679	9,25	13,7	14,077	2,74
5	0,572	0,624	4,656	-0,415	-0,412	0,88	10,2	10,054	1,43
6	0,465	1,923	5,892	-0,363	-0,359	1,11	7,9	8,083	2,32
7	0,609	1,442	3,486	-0,52	-0,51	1,9	12,4	12,486	0,7
8	0,709	0,746	5,628	-0,335	-0,356	6,24	8,7	8,852	1,75
9	0,732	1,381	4,235	-0,418	-0,405	3,13	10,7	10,442	2,42

Средняя погрешность предсказания минимума развязки и соответствующей резонансной частоты не превышает 2 %, что подтверждает высокую точность по основным показателям; повышенный разброс погрешности максимума

отражения S_{11_max} объясняется, как и для МЭМС-переключателя, узким диапазоном значений данного вспомогательного параметра.

В обоих случаях единая архитектура $16 \times 16 \times 16$ без дополнительной настройки обеспечила высокую точность аппроксимации ($R^2 > 0,90$; $MARE < 3\%$) при различном общем объёме сформированных выборок (1000 и 975 образцов) и принципиально различных физических механизмах коммутации – электростатическом управлении мембраной в МЭМС-переключателе и переключении PIN-диода. Тот факт, что архитектура, подобранная для МЭМС-переключателя, обеспечивает высокую точность и для PIN-диодного переключателя без повторной оптимизации, подтверждает устойчивость предложенного алгоритма к изменению типа устройства, физического механизма коммутации и рабочего диапазона частот.

Основное практическое достоинство аппроксимационной модели состоит в её быстродействии. Обученная сеть рассчитывает выходные характеристики для одного набора параметров менее чем за 1 мс, тогда как полноволновый расчёт одной конфигурации в HFSS занимает в среднем около 45 с. Время одного прогноза, таким образом, сокращается в несколько раз, и многовариантный анализ и параметрическая оптимизация, практически невыполнимые при прямом полноволновом моделировании, становятся практически осуществимыми.

Эта оценка относится только к расчёту обученной моделью; разовые затраты на формирование выборки и обучение сети в неё не входят. Для ёмкостного МЭМС-переключателя расчёт 1000 конфигураций в HFSS (около 45 с каждая) занял примерно 12,5 ч, обучение сети – около 38 с (358 эпох). Для PIN-диодного переключателя с открытым шлейфом выборка из 975 конфигураций потребовала сопоставимого времени, порядка 12 ч. Эти затраты являются единовременными и амортизируются за счёт последующего многократного (сотни–тысячи раз) обращения к обученной модели при исследовании влияния вариаций конструктивных параметров на характеристики переключателя, где

прямое использование полноволнового моделирования для каждого варианта практически неосуществимо по вычислительным затратам.

Вместе с тем следует корректно очертить границы сделанных выводов. Подтверждение универсальности получено для двух типов устройств; поэтому строго говорить о применимости алгоритма следует в пределах рассмотренного класса полосковых переключателей, а распространение на иные классы коммутационных структур рассматривается как направление дальнейших исследований. Отдельные этапы алгоритма – автоматизированный сбор данных из среды HFSS, предобработка и нормализация данных, прогнозирование S-параметров и сравнительный анализ результатов нейросетевой модели с электродинамическим моделированием – реализованы средствами языка Python с интеграцией со средой HFSS через интерфейс PyAEDT и оформлены как зарегистрированные программы для ЭВМ [99-102]. Зарегистрированы также программа многопараметрической оптимизации по методу Пауэлла, применённая в параграфе 4.2, и программа визуализации и анализа производительности нейронной сети [103, 104]. Статистический анализ допусков (параграф 4.2) выполнен с использованием подхода к имитационному моделированию, развитого в [105]; методика параметрического синтеза и аналитические модели полупроводниковых ключевых элементов, использованные при проектировании многоканальных переключателей, опубликованы в [106, 107], а методика расчёта секторных резонансных элементов, применённых в топологиях переключателей, – в [108]. Предварительные варианты нейросетевых моделей с двумя и пятью скрытыми слоями, на основе сравнения которых выполнен выбор архитектуры (параграф 4.3.1), оформлены как зарегистрированные программы [109, 110]; методика электродинамического моделирования полосковых структур в среде HFSS изложена в методических указаниях [111]. С учётом указанных границ применимости третье положение получает экспериментальное подтверждение.

4.4. Выводы по четвертой главе

1. Экспериментально подтверждена аналитическая модель герконового модуля в приближении волны Т-типа: потери в режиме пропускания не более 0,1 дБ в нижней части диапазона (до 3 ГГц) при числе срабатываний 10^7 ; коэффициент стоячей волны не превышал 1,2 до 5 ГГц и 1,35 до 8,5 ГГц; вблизи 9,5–10 ГГц наблюдается выброс до $\approx 1,6$. Разработаны и исследованы выключатель и двухканальный переключатель на тонкоплёночной симметричной полосковой линии. Первое положение подтверждено в пределах принятого приближения.

2. Исследованы трёх- и четырёхканальный переключатели на PIN-диодах и двухканальный переключатель на арсенид-галлиевых ПТШ. Для наиболее сложного четырёхканального переключателя в полосе 20 % на частоте 10 ГГц получены потери в режиме пропускания не более 1,8 дБ (при расчётных 1,5–4,0 дБ), запирающее затухание не менее 30 дБ и КСТу не более 2,0, что подтверждает адекватность математических моделей.

3. Подтверждена работоспособность алгоритма многопараметрической оптимизации с аддитивной целевой функцией двухрежимного функционирования: для трёхканального переключателя на частоте 12 ГГц рабочее затухание в режиме пропускания снизилось на 28 % и составило 0,76 дБ при уменьшении КСТу на 42 %. Статистическое моделирование при технологических допусках позволило обоснованно назначить толерантные пределы на выходные параметры и оценить рост разброса характеристик с усложнением топологии. Второе положение подтверждено.

4. Универсальный нейросетевой алгоритм верифицирован на двух принципиально различных по физическому механизму коммутации переключателях при единой архитектуре многослойной нейронной сети с тремя скрытыми слоями $16 \times 16 \times 16$: для ёмкостного МЭМС-переключателя достигнуты $R^2 = 0,9085$ и $\text{MAPE} = 1,15$ %, для PIN-диодного – $R^2 = 0,9684$ и $\text{MAPE} = 2,98$ %, при сокращении времени расчёта в несколько раз. Пониженная точность аппроксимации

вспомогательного параметра S_{11_max} объясняется крайне узким диапазоном его значений (от $-0,11$ до $-0,18$ дБ): при столь малом разбросе небольшие абсолютные отклонения предсказания дают заметную относительную погрешность. На точность предсказания основных показателей (развязка и резонансная частота) это не влияет. Результат справедлив в пределах рассмотренного класса полосковых переключателей. Третье положение подтверждено.

5. Совокупность полученных результатов подтверждает адекватность разработанных моделей и алгоритмов в пределах заявленных погрешностей и обосновывает их применимость для ускоренного проектирования и параметрической оптимизации полосковых переключателей радиотехнических систем.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе решена научно-практическая задача разработки моделей и алгоритмов проектирования полосковых переключателей радиотехнических систем и их ключевых элементов. Сформированы единые принципы моделирования и многопараметрической оптимизации, предложены аппроксимирующие нейросетевые модели, разработаны алгоритмы и зарегистрированные программы, интегрированные со средой полноволнового электродинамического моделирования, что обеспечивает существенное сокращение трудоёмкости проектирования при сохранении точности электродинамического анализа.

Основные результаты и выводы:

1. Усложнение структуры и функциональных возможностей полосковых переключателей приводит к значительному возрастанию временных затрат и снижению оперативности решения проектных задач. Поэтому разработка моделей и алгоритмов полосковых переключателей является актуальной задачей для оперативного проектирования и оптимизации.

2. Разработаны математические модели ключевых электромагнитных и полупроводниковых элементов, предложен алгоритм анализа и оптимизации герконовых модулей, получены аналитические зависимости для полупроводниковых ключевых элементов. Эти модели обеспечили связку «геометрия → электрические характеристики» и подготовили исходные данные для анализа и оптимизации переключателей.

3. Разработан алгоритм многопараметрической оптимизации полосковых переключателей на основе матричной модели переключателей, учитывающей модернизированные аналитические выражения ключевых элементов и аддитивную целевую функцию для двухрежимного функционирования переключателей.

4. Разработаны конструктивно-технологические решения герконовых переключателей, позволяющие получить потери в режиме пропускания менее 0,1 дБ в дециметровом диапазоне при числе срабатываний 10^7 , с расширением рабочего диапазона до 10 ГГц. Также разработаны переключатели на PIN-диодах и ПТШ; для наиболее сложного варианта – четырехканальный PIN-диодный переключатель – в полосе частот 2 ГГц на центральной частоте 10 ГГц экспериментальные потери пропускания составили не более 1,8 дБ (при теоретических значениях 1,5–4,0 дБ), запирающие не менее 30 дБ и КСТу не более 2,0, что подтверждает адекватность полученных алгоритмов.

5. Разработан и верифицирован универсальный алгоритм создания нейросетевой модели полосковых переключателей, обеспечивающий погрешность аппроксимации MAPE не более 3% при коэффициенте детерминации R^2 более 0,9 и сокращении времени расчёта в несколько раз. Универсальность алгоритма подтверждена на ёмкостном МЭМС-переключателе ($R^2 = 0,9085$, MAPE = 1,15%) и PIN-диодном переключателе с открытым шлейфом ($R^2 = 0,9684$, MAPE = 2,98%) при единой архитектуре многослойной нейронной сети с тремя скрытыми слоями ($16 \times 16 \times 16$), что позволяет рекомендовать его в качестве типового подхода к созданию нейросетевых моделей полосковых переключателей различных типов.

Рекомендации и перспективы дальнейшей разработки темы. Разработанные алгоритмы и программы рекомендуются для применения на этапе предварительного синтеза полосковых переключателей с последующей проверкой найденных решений полноволновым моделированием. Опыт применения разработанных методов моделирования и оптимизации к микрополосковым антеннам [112–114], результаты анализа систем проектирования радиоэлектронных средств [115], многопараметрической оптимизации коммутируемых устройств [116], анализа волноведущих структур во временной области [117], проектирования сумматоров-делителей мощности [118] и МЭМС-переключателей [119]

показывают возможность распространения предложенного подхода на другие классы полосковых устройств. Перспективными направлениями являются распространение нейросетевого алгоритма на переключатели на ПТШ и герконовых модулях, прогнозирование полной частотной зависимости S-параметров и учёт высших типов волн в модели герконового модуля на частотах выше 10 ГГц.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Caverly R. H., Hiller G. Establishing the minimum reverse bias for a p-i-n diode in a high-power switch // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1990. – Vol. 38, № 12. – P. 1909–1915.
2. Free C. E., Aitchison C. S. RF and Microwave Circuit Design: Theory and Applications. – Wiley, 2022.
3. Anusha Y., Guha K., Mummaneni K., Thati J. Low-voltage U-shaped RF MEMS shunt switch integration for K-band phased array beam steering // Scientific Reports. – 2026. – Vol. 16. – Art. no. 11585. – DOI: 10.1038/s41598-026-36980-7.
4. Nascimento V.L. do, Barbosa E.V.S., Rondineau S. RF SP4T PIN Diode Switch for Mobile Satellite Communication System at Ku-band // 5th Workshop on Communication Networks and Power Systems (WCNPS 2020). – Brasília, 2020. – DOI: 10.1109/WCNPS50723.2020.9263750.
5. Lehmensiek R., Jacobs O.B., Jiang N., Knox-Davies E.C., Marais S.J., Theron I.P. L-band cryogenic radio astronomy receiver front-end of the Square Kilometre Array // Journal of Astronomical Telescopes, Instruments, and Systems. – 2022. – Vol. 8, № 1. – Art. no. 011002. – DOI: 10.1117/1.JATIS.8.1.011002.
6. Breed G. A review of RF/microwave switching technologies // High Frequency Electronics. – 2010. – May.
7. Percy J. J., Selvaraj J. J. et al. A review perspective on design and optimization of RF MEMS switches // Microelectronics Journal. – 2023. – Vol. 132. – Art. no. 105567.
8. Захарьящев Л. И., Алымов В. Н., Васильев Е. П. Применение герконов в диапазоне СВЧ // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1983. – Вып. 8. – С. 54–56.

9. Алымов В. Н., Васильев Е. П. Геркон для гибридных интегральных схем СВЧ // Микроминиатюризация радиоэлектронных устройств. – Рязань: РРТИ, 1983. – С. 58–62.
10. Васильев Е. П. Переключатели СВЧ с электромеханически управляемыми элементами // Известия вузов. Приборостроение. – 1997. – Т. 40, № 9. – С. 35–39.
11. Caverly R. H., Reif A. M. Modeling fast switching speed PIN diodes for RF and microwave applications // Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest. – 2008. – P. 983–986.
12. Дзехцер Г.Б., Орлов О.С. р-і-п-диоды в широкополосных устройствах СВЧ. – М.: Советское радио, 1970.
13. Хижа Г.С., Вендик И.Б., Серебрякова Е.А. СВЧ фазовращатели и переключатели: особенности создания на р-і-п-диодах в интегральном исполнении. – М.: Радио и связь, 1984.
14. Вайсблат А.В. Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах. – М.: Радио и связь, 1987.
15. Pritchett S.D., Seymour D.J. A monolithic 2–20 GHz GaAs pin diode SP16T switch // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 1989.
16. Bahl I. Control Components Using Si, GaAs, and GaN Technologies. – Artech House, 2014.
17. Zhu H. Design and simulation of RF MEMS switches with improved microwave power handling // Results in Engineering. – 2022. – Vol. 16. – Art. no. 100639.
18. Bajwa R., Singh S., Arora A. Machine learning-based surrogate modeling for RF-MEMS switches with multi-objective optimization via FEA // Micromachines. – 2023. – Vol. 14, № 4.
19. Kurmendra, Kumar R. A review on RF micro-electro-mechanical-systems (MEMS) switch for radio frequency applications. – 2020.

20. Chitra S. A comparative analysis of RF MEMS switches and semiconductor switches // JETIR Journal. – 2023. – October.
21. Lucyszyn S. Advanced RF MEMS. – Cambridge University Press, 2010.
22. Sterner M., Roxhed N., Stemme G., Oberhammer J. Static zero-power-consumption coplanar waveguide embedded DC-to-RF metal-contact MEMS switches in two-port and three-port configuration // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2010. – Vol. 57, № 7. – P. 1659–1669.
23. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х. Моделирование электромагнитных ключевых элементов в микроволновом диапазоне // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2025. – № 92. – С. 13–24.
24. Ansys Inc. HFSS – 3D High Frequency Electromagnetic Simulation Software. – URL: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss> (дата обращения: 2025).
25. Dassault Systèmes. CST Studio Suite – Electromagnetic Field Simulation Software. – URL: <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite> (дата обращения: 2025).
26. Altair Engineering. Altair FEKO – Electromagnetic Simulation Software. – URL: <https://altair.com/feko> (дата обращения: 2025).
27. Sonnet Software Inc. Sonnet Suites – High Frequency Electromagnetic Software. – URL: <https://www.sonnetsoftware.com> (дата обращения: 2025).
28. Cadence Design Systems (AWR Corporation). AWR Microwave Office – RF and Microwave Design Software. – URL: https://www.cadence.com/en_US/home/tools/system-analysis/rf-microwave-design/awr-microwave-office.html (дата обращения: 2025).
29. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. – 2-е изд. – М.: Советское радио, 1967.
30. Миттра Р., Ли С. Аналитические методы теории волноводов / Пер. с англ. под ред. Г. В. Воскресенского. – М.: Мир, 1974. – 324 с.

31. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ полосковых устройств / С. И. Бахарев, В. И. Вольман, Ю. Н. Либ и др.; под ред. В. И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.
32. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ: в 2 т. – М.: Высшая школа, 1970–1972.
33. Сазонов Д.М., Гридин А.Н., Мишустин Б.А. Устройства СВЧ / под ред. Д.М. Сазонова. – М.: Высшая школа, 1981.
34. Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн. – М.: Наука, 1989.
35. Алексеев Л.В., Знаменский А.Е., Лоткова Е.Д. Электрические фильтры метрового и дециметрового диапазонов. – М.: Связь, 1976.
36. Диэлектрические резонаторы / М.Е. Ильченко, В.Ф. Взятышев, Л.Г. Гассанов и др.; под ред. М.Е. Ильченко. – М.: Радио и связь, 1989.
37. Бова Н.Т., Ефремов Ю.Г., Конин В.В. и др. Микроэлектронные устройства СВЧ. – Киев: Техніка, 1984.
38. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х. Анализ численными методами конструктивных вариантов миниатюрных радарных резонансных элементов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2023. – № 84. – С. 3–14.
39. Нефёдов Е.И., Фиалковский А.Т. Полосковые линии передачи. – М.: Наука, 1980.
40. Garg R., Bahl I., Bozzi M. Microstrip Lines and Slotlines. – 3rd ed. – Artech House, 2013.
41. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х. Оптимизация переключателей с учётом интегральных критериев качества // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2024: сб. трудов VII Междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. – Рязань, 2024. – Т. 6. – С. 57–63.

42. Powell M. J. D. An efficient method for finding the minimum of a function of several variables without calculating derivatives // The Computer Journal. – 1964. – Vol. 7, № 2. – P. 155–162.
43. Растрингин Л. А. Статистические методы поиска. – М.: Наука, 1968. – 376 с.
44. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х. Алгоритм оптимизации микроволновых переключателей методом Пауэлла // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2024: сб. трудов VII Междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. – Рязань, 2024. – Т. 6. – С. 6–12.
45. Zhang Q. J., Gupta K. C. Neural Networks for RF and Microwave Design. – Artech House, 2000.
46. Devabhaktuni V., Chattaraj R., Sarkar T. K. Application of neural networks in electromagnetics // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1997. – Vol. 45, № 12. – P. 1945–1953.
47. Haykin S. Neural Networks and Learning Machines. – 3rd ed. – Pearson, 2009.
48. Sorokosz Ł., Zieniutycz W. Neural networks in microwave design: state-of-the-art and perspectives // Przegląd Elektrotechniczny. – 2012. – Vol. 88, № 6. – P. 229–233.
49. Murphy E. K., Yakovlev V. V. Generation of artificial neural networks for optimal design of microwave structures // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. – 2011. – Vol. 21, № 2. – P. 216–225.
50. Jha A. N., Devabhaktuni V., Choudhury D. et al. Artificial neural networks for RF and microwave design – from theory to practice // IEEE Microwave Magazine. – 2009. – Vol. 10, № 6. – P. 65–76.
51. Marinković Z., Marković V., Ćirić T., Vietzorreck L., Pronić-Rančić O. Artificial neural networks in RF MEMS switch modelling // Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics. – 2016. – Vol. 29, № 2. – P. 285–298.

52. Marinković Z., Kim T., Marković V., Milijić M., Pronić-Rančić O., Vietzorreck L. Artificial neural network based design of RF MEMS capacitive shunt switches // *ACES Journal*. – 2016. – Vol. 31, № 7. – P. 756–764.

53. Yu Y., Zhang Q. J. et al. State-of-the-art: AI-assisted surrogate modeling and optimization for microwave filters // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2022. – Vol. 70, № 11. – P. 4635–4651.

54. Koziel S., Pietrenko-Dąbrowska A. Fast machine-learning-enabled size reduction of microwave components using response features // *Scientific Reports*. – 2024. – Vol. 14. – Art. no. 22492.

55. Sahu K. C., Koziel S., Pietrenko-Dąbrowska A. Surrogate modeling of passive microwave circuits using recurrent neural networks and domain confinement // *Scientific Reports*. – 2025. – Vol. 15. – Art. no. 13322.

56. Singh T., Khaira N. K., Repeta M., Mansour R. R. Phase-change RF devices for future communications: phase-change materials and devices for reconfigurable RF front-ends – state-of-the-art and future perspectives // *IEEE Microwave Magazine*. – 2024. – Vol. 25, № 2. – P. 18–38.

57. Исследование особенностей проектирования и применения герконов в микроволновых устройствах: отчёт о НИР (заключ.) / РРТИ; рук. Л. И. Захарьящев. Тема № 17-77. № ГР У41574/700888. – Рязань: РРТИ, 1979. – 84 с.

58. Исследование герконов на микроволновые частоты и выбор герконов для проектируемых устройств: отчёт о НИР / РРТИ; рук. Л. И. Захарьящев. Тема № 13-79. – Рязань: РРТИ, 1980. – 61 с.

59. Исследование герконов на микроволновые частоты и разработка герконового фильтра: отчёт о НИР / РРТИ; рук. Л. И. Захарьящев. Тема № 55-79. – Рязань: РРТИ, 1981. – 34 с.

60. Алымов С. А., Васильев Е. П. Геркон для гибридных интегральных схем микроволнового диапазона // *Сб. науч. тр. РРТИ*. – Рязань: РРТИ, 1983. – С. 58–62.

61. Алымов С. А., Васильев Е. П. Конструирование переключателей микроволнового диапазона на базе герконов // Сб. науч. тр. РРТИ. – Рязань: РРТИ, 1984. – С. 49–53.
62. Васильев Е. П., Алымов С. А. Геркон-фильтр микроволнового диапазона // Сб. науч. тр. РРТИ. – Рязань: РРТИ, 1984. – С. 67–70.
63. Васильев Е. П. Переключатель микроволнового диапазона с магнитной памятью // Материалы Всерос. науч.-техн. конф. «Наука. Промышленность. Оборона». – Рязань, 1996. – С. 33–35.
64. Васильев Е. П. Конструктивно-технологическая реализация переключателей и коммутируемых фильтров микроволнового диапазона // Сб. науч. тр. РГРТУ. – Рязань: РГРТУ, 1997. – С. 71–76.
65. Васильев Е. П. Управляющие устройства микроволнового диапазона на базе герконов // Материалы Всерос. науч.-техн. конф. (РГРТУ). – Рязань, 1997. – С. 62–64.
66. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Синтез четырёхполюсников и восьмиполусников на СВЧ. – М.: Связь, 1971. – 388 с.
67. Маттей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи: в 2 т. – М.: Связь, 1971. – Т. 1. – 440 с.
68. Pozar D. M. Microwave Engineering. – 4th ed. – Hoboken: John Wiley & Sons, 2011. – 756 p.
69. Collin R. E. Foundations for Microwave Engineering. – 2nd ed. – New York: Wiley-IEEE Press, 2001. – 944 p.
70. Вольман В. И., Пименов Ю. В. Техническая электродинамика / под ред. Г. З. Айзенберга. – М.: Связь, 1971. – 487 с.
71. Васильев Е. П. Неоднородности в полосковых и микрополосковых линиях: методические указания к курсовому и дипломному проектированию. – Рязань: РРТИ, 1983. – 20 с.

72. Гнеденко Б. В., Ким В. М., Селиванов В. Н. Моделирование и проектирование интегральных схем СВЧ на основе арсенида галлия. – М.: Радио и связь, 1987. – 232 с.
73. Ким В. М., Ким В. В. Технология и схемотехника микроволновых интегральных схем на GaAs. – М.: Радио и связь, 1990. – 280 с.
74. Сапожников В. В., Васильев Е. П. Моделирование и расчёт p-i-n-диодных переключателей и аттенюаторов. – Рязань: РГРТУ, 1999. – 156 с.
75. Разевиг В. Д. Применение программ P-CAD и PSpICE для моделирования и проектирования электронных схем. – М.: Радио и связь, 1992. Вып. 1–4. 351 с.
76. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: в 2 кн. – 2-е изд. – М.: Мир, 1984.
77. Ширман Я. Д., Чистяков В. А. Вентильное отношение и методы оценки качества ключевых элементов СВЧ // Радиотехника и электроника. – 1978. Т. 23, № 7. С. 1512–1518.
78. Чистяков В. А. К вопросу о комплексной оценке параметров полупроводниковых ключевых элементов // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1980. Т. 23, № 2. С. 45–50.
79. Iannacci J., Tagliapietra G., Bucciarelli A. Exploitation of response surface method for the optimization of RF-MEMS reconfigurable devices in view of future beyond-5G, 6G and super-IoT applications // Scientific Reports. – 2022. – Vol. 12. – Art. no. 3543. – DOI: 10.1038/s41598-022-07643-0.
80. Bajwa R., Yapici M. K. Machine learning-based modeling and generic design optimization methodology for radio-frequency microelectromechanical devices // Sensors. – 2023. – Vol. 23, № 8. – Art. no. 4001. – DOI: 10.3390/s23084001.
81. Gao H. Design and development of a multi-channel high-frequency switch matrix // Electronics. – 2026. – Vol. 15, № 7. – Art. no. 1505. – DOI: 10.3390/electronics15071505.

82. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. – М.: Наука, 1969. – 576 с.
83. Васильев Е. П. Программа анализа и оптимизации микроэлектронных устройств СВЧ // Физика полупроводников и микроэлектроника: межвуз. сб. науч. тр. – Рязань: РГРТА, 1997. – С. 63–64.
84. Rayas-Sánchez J. E. EM-based optimization of microwave circuits using artificial neural networks: the state-of-the-art // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2004. – Vol. 52, № 1. – P. 420–435.
85. Cao Y., Reitzinger S., Zhang Q. Simple and efficient high-dimensional parametric modeling for microwave cavity filters using modular neural network // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2011. – Vol. 21, № 5. – P. 258–260.
86. Feng F., Zhang C., Na W. et al. Adaptive feature zero assisted surrogate-based EM optimization for microwave filter design // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2019. – Vol. 29, № 1. – P. 2–4.
87. Нгуен Данг Хоп, Васильев Е. П. Алгоритм создания нейросетевой модели на примере полоскового МЭМС-переключателя // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2026. – № 95. – С. 27–40.
88. Sonoda S., Murata N. Neural Network with Unbounded Activation Functions Is Universal Approximator // Applied and Computational Harmonic Analysis. – 2017. – Vol. 43, № 2. – P. 233–268. – DOI: 10.1016/j.acha.2015.12.005.
89. McKay M. D., Beckman R. J., Conover W. J. A comparison of three methods for selecting values of input variables in the analysis of output from a computer code // Technometrics. – 1979. – Vol. 21, № 2. – P. 239–245.
90. Kingma D. P., Ba J. Adam: A Method for Stochastic Optimization // Proc. 3rd Int. Conf. on Learning Representations (ICLR). – 2015. – DOI: 10.48550/arXiv.1412.6980.
91. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х., Лью Т. Д. Моделирование управляющих устройств радиотехнических систем // Современные исследования: перспективы и вызовы: сборник статей IX Международной научно-практической конфе-

ренции. – Москва: Международный центр «Новые научные исследования». – 2025. С.67–80.

92. Koziel S., Pietrenko-Dąbrowska A., Al-Hasan M. Design-Oriented Two-Stage Surrogate Modeling of Miniaturized Microstrip Circuits With Dimensionality Reduction // *IEEE Access*. – 2020. – Vol. 8. – P. 121744–121754. – DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3006708.

93. Koziel S., Pietrenko-Dąbrowska A. Optimization of microwave components using machine learning and rapid sensitivity analysis // *Scientific Reports*. – 2024. – Vol. 14. – Art. no. 31265. – DOI: 10.1038/s41598-024-82701-3.

94. Koziel S., Pietrenko-Dąbrowska A. Machine learning for microwave optimization using simplex surrogates, dual-resolution computational models and local tuning with sparse sensitivity updates // *Scientific Reports*. – 2025. – Vol. 15. – Art. no. 40071. – DOI: 10.1038/s41598-025-28208-x.

95. Pietrenko-Dąbrowska A., Koziel S., Gołński Ł. Cost-Efficient Globalized Parameter Optimization of Microwave Components Through Response-Feature Surrogates and Nature-Inspired Metaheuristics // *IEEE Access*. – 2024. – Vol. 12. – P. 79051–79065. – DOI: 10.1109/ACCESS.2024.3407978.

96. Prousalı M., Tsitsos S. Surrogate-Based EM Design of RF and Microwave Components: A Systematic Review of Workflow Roles, Inverse Design, Multifidelity, and Active Learning // *Sensors*. – 2026. – Vol. 26, № 8. – Art. no. 2504. – DOI: 10.3390/s26082504.

97. Rebeiz G. M. *RF MEMS: Theory, Design, and Technology*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003. 483 p.

98. Algumaei M. Y., Shairi N. A., Zakaria Z., Zobilah A. M. S., Ahmad B. H. Analysis of Open Stub Resonator and its Application in Dual Isolation Band of SPDT Switch Design // *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*. 2016. Vol. 6, № 6. P. 2900–2910.

99. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х. Программа автоматизированного сбора данных из ANSYS HFSS для обучения искусственных нейронных сетей: свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ № RU 2026613752. Зарегистр. 17.02.2026; опубл. 17.02.2026. Яз. программирования: Python. Правообладатель: ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В. Ф. Уткина».

100. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х. Программа предварительной обработки и нормализации данных S-параметров полосковых переключателей для обучения искусственных нейронных сетей: свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ № RU 2026614659. Зарегистр. 17.02.2026. Яз.: Python. Правообладатель: ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В. Ф. Уткина».

101. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х. Программа прогнозирования S-параметров полосковых переключателей с использованием искусственной нейронной сети: свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ № RU 2026618170. Зарегистр. 24.03.2026. Яз.: Python. Правообладатель: ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В. Ф. Уткина».

102. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х. Программа сравнительного анализа результатов прогнозирования искусственной нейронной сети и моделирования в ANSYS HFSS: свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ № RU 2026613724. Зарегистр. 17.02.2026. Яз.: Python. Правообладатель: ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В. Ф. Уткина».

103. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х. Программа оптимизации параметров микроволновых выключателей и переключателей методом Пауэлла: свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ № RU 2024661161. М.: ФСИС,

2024. Правообладатель: ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В. Ф. Уткина».

104. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х. Программа визуализации и анализа производительности искусственных нейронных сетей для моделирования S-параметров полосковых переключателей: свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ № RU 2026614660. Зарегистр. 17.02.2026. Яз.: Python. Правообладатель: ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В. Ф. Уткина».

105. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х. Метод параметрического синтеза переключателей // Современные технологии в науке и образовании – СТНО–2024: сборник трудов VII международного научно–технического форума: в 10 т. Рязань, 2024 г. Т.6. С.64–68.

106. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х. Аналитические модели микроволновых полупроводниковых ключевых элементов // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXIX Всероссийской научно–технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов; Рязань: РГРТУ, 2024 г. С.201–203.

107. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х., Лыу Т. Д. Полосовой фильтр на связанных микрополосковых линиях с двумя секторными резонаторами // Вестник РГРТУ. 2021. № 75. С. 15–23.

108. Васильев Е. П., Нгуен Д.Х., Программа оптимизации параметров микроволновых переключателей на основе глубокой нейронной сети с двумя скрытыми слоями: свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ № RU 2025685052. – Зарегистр. 08.08.2025; опубл. 19.09.2025 – Яз. программирования: Python. – Правообладатель: ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В. Ф. Уткина».

109. Васильев Е. П., Нгуен Д.Х., Программа оптимизации параметров микроволновых переключателей на основе глубокой нейронной сети с пятью

скрытыми слоями: свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ № RU 2025685049. – Зарегистр. 08.08.2025; опубл. 19.09.2025 – Яз. программирования: Python. – Правообладатель: ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В. Ф. Уткина».

110. Васильев Е. П., Нгуен Д.Х. Моделирование микроволновых структур в среде High Frequency Structural Simulator: методические указания к практическим и лабораторным занятиям Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина, 2024. 34 с.

111. Васильев Е. П., Нгуен Д.Х. Моделирование микрополосковой антенны с высокой направленностью для применения в X–диапазоне// Современные технологии в науке и образовании – СТНО–2022: сборник трудов V международного научно–технического форума: в 10 т. Рязань, 2022 г. Т.6. С.37–43.

112. Нгуен Д. Х. Математическое моделирование и исследование микрополосковых антенн для космических аппаратов // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXVII Всероссийской научно–технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов; Рязань: РГРТУ, 2022 г. С.150–152.

113. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х. Алгоритм проектирования миниатюрных антенн // Материалы VII Всероссийской научно–технической конференции «Актуальные проблемы современной науки и производства». Рязань: РГРТУ, 2022 г. С.84–93.

114. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х. Анализ САПР радиоэлектронных средств. Особенности и критерии оценки // Современные технологии в науке и образовании – СТНО–2023: сборник трудов VI международного научно–технического форума: в 10 т. Рязань, 2023 г. Т.6. С.10–14.

115. Нгуен Д. Х. Анализ и многопараметрическая оптимизация коммутируемых микроволновых устройств// Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXVIII Всероссийской научно–

технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов; Рязань: РГРТУ, 2023 г. С.219–220.

116. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х. Анализ в пространственно-временной области микроволновых волноведущих структур с использованием запаздывающих потенциалов // Материалы VIII Всероссийской научно–технической конференции «Актуальные проблемы современной науки и производства». Рязань: РГРТУ, 2023 г. С.412–418.

117. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х., Лыу Т. Д. Микроволновые сумматоры – делители мощности // Материалы VIII Всероссийской научно–технической конференции «Актуальные проблемы современной науки и производства». Рязань: РГРТУ, 2023 г. С.418–424.

118. Васильев Е. П., Нгуен Д. Х. Применение методов и алгоритмов оптимизации для моделирования МЭМС–переключателей // Современные технологии в науке и образовании – СТНО–2025: сборник трудов VIII международного научно–технического форума: в 10 т. Рязань, 2025 г. Т.6. С.130–137.

ПРИЛОЖЕНИЯ

П1. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО
о государственной регистрации программы для ЭВМ
№ 2024661161

«Программа оптимизации параметров микроволновых выключателей и переключателей методом Пауэлла»

Правообладатель: *федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина» (RU)*

Авторы: *Нгуен Данг Хон (VN), Васильев Евгений Петрович (RU)*

Заявка № **2024619498**
Дата поступления **02 мая 2024 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ **16 мая 2024 г.**



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности
Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2025685049

**Программа оптимизации параметров микроволновых
переключателей на основе глубокой нейронной сети с
пятью скрытыми слоями**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический
университет имени В.Ф. Уткина» (RU)*

Авторы: *Нгуен Данг Хон (VN), Васильев Евгений Петрович
(RU)*



Заявка № 2025683137

Дата поступления 08 августа 2025 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 19 сентября 2025 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ

Сертификат: 0692e7c1a6300b154240f670bca2026

Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**

Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2025685052

**Программа оптимизации параметров микроволновых
переключателей на основе искусственной нейронной
сети с двумя скрытыми слоями**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический
университет имени В.Ф. Уткина» (RU)*

Авторы: *Нгуен Данг Хон (VN), Васильев Евгений Петрович
(RU)*



Заявка № 2025683138

Дата поступления **08 августа 2025 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **19 сентября 2025 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ

Сертификат 0692e761a6300b154f240f670bca2026

Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**

Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2026614580

**Программа сравнительного анализа результатов
прогнозирования искусственной нейронной сети и
моделирования в ANSYS HFSS**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический
университет имени В.Ф. Уткина» (RU)*

Авторы: *Нгуен Данг Хон (VN), Васильев Евгений Петрович
(RU)*



Заявка № **2026613724**

Дата поступления **17 февраля 2026 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **17 февраля 2026 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 00a57064f73d38d531b4b8818e75f29506
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 04.03.2025 по 28.11.2026

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2026614597

**Программа автоматизированного сбора данных из
программного комплекса ANSYS HFSS для обучения
искусственных нейронных сетей**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический
университет имени В.Ф. Уткина» (RU)*

Авторы: *Нгуен Данг Хон (VN), Васильев Евгений Петрович
(RU)*



Заявка № 2026613752

Дата поступления 17 февраля 2026 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 17 февраля 2026 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

документ подписан электронной подписью
Сертификат 00a570e4f7add8d531b4b8818e75f29506
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 04.09.2025 по 28.11.2026

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2026614659

**Программа предварительной обработки и
нормализации данных S-параметров полосковых
переключателей для обучения искусственных
нейронных сетей**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический
университет имени В.Ф. Уткина» (RU)*

Авторы: *Нгуен Данг Хон (VN), Васильев Евгений Петрович (RU)*

Заявка № 2026613794

Дата поступления 17 февраля 2026 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 17 февраля 2026 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 00a570e477ad08d531b4b8818e75f29506
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 04.09.2025 по 28.11.2026

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2026614660

**Программа визуализации и анализа
производительности искусственных нейронных сетей
для моделирования S-параметров полосковых
переключателей**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический
университет имени В.Ф. Уткина» (RU)*

Авторы: *Нгуен Данг Хон (VN), Васильев Евгений Петрович (RU)*



Заявка № 2026613799

Дата поступления 17 февраля 2026 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 17 февраля 2026 г.

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 00a570e4f7add8d531b4b8818e75f29506
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 04.09.2025 по 28.11.2026

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2026618170

**Программа прогнозирования S-параметров полосковых
переключателей с использованием искусственной
нейронной сети**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический
университет имени В.Ф. Уткина» (RU)*

Авторы: *Нгуен Данг Хон (RU), Васильев Евгений Петрович
(RU)*



Заявка № 2026617614

Дата поступления **24 марта 2026 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **24 марта 2026 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 00a570e4f7add8d531b4b8818e75f29506
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 04.03.2025 по 28.11.2026

Ю.С. Зубов

П2. Акты о внедрении результатов диссертационной работы

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по образовательной деятельности
Рязанского государственного
радиотехнического университета
имени В.Ф. Уткина

 д.т.н., профессор Дубков М.В.
«02» 09 2026 г.



АКТ

об использовании в учебном процессе ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина» результатов диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук Нгуен Данг Хоп на тему «Алгоритмы моделирования и оптимизации полосковых переключателей радиотехнических систем на основе матричного анализа и нейронных сетей»

Настоящим актом подтверждаем, что материалы кандидатской диссертации Нгуен Д.Х. на тему «Алгоритмы моделирования и оптимизации полосковых переключателей радиотехнических систем на основе матричного анализа и нейронных сетей», использованы в учебном процессе подготовки студентов по направлению подготовки 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» на кафедре радиоуправления и связи (РУС).

Полученные в диссертационной работе результаты использованы при подготовке лекционных и лабораторных материалов по дисциплине «Устройства СВЧ и антенны» и включены в методические указания «Моделирование микроволновых структур в среде High Frequency Structural Simulator» / Е.П. Васильев, Нгуен Д.Х. Рязань, 2024. 32 с.

В содержании учебных материалов использованы следующие результаты диссертации:

1. Алгоритм проектирования микроволновых устройств в среде High frequency structural simulator
2. Математическое моделирование микроволновых переключателей и их базовых элементов.
3. Разработка математической модели электромагнитных модулей.
4. Анализ и многопараметрическая оптимизация коммутируемых устройств.

Декан факультета радиотехники и телекоммуникации
к.т.н.



А.В. Егоров

Председатель методической комиссии факультета
радиотехники и телекоммуникаций
д.т.н., доцент



В.А. Корнеев

Заведующий кафедрой радиоуправления и связи
д.т.н., доцент



В.Т. Дмитриев

CÔNG TY TNHH CÔNG NGHỆ HTR

Số 1, ngách 64, ngõ Trại Cá, phường Trương Định,
Quận Hai Bà Trưng, Thành phố Hà Nội
Tel.: +84 946 862 521

CHỨNG NHẬN

(Việc ứng dụng kết quả luận án Nghiên cứu sinh tiến sĩ
Nguyễn Đăng Hợp trường “Đại học Tổng hợp Kỹ thuật Vô tuyến Điện tử
Quốc gia Ryazan mang tên V.F Utkin” – Liên Bang Nga)

Giấy chứng nhận này chứng thực các mô hình toán học, thuật toán, phương pháp và hệ thống phần mềm được phát triển trong khuôn khổ luận án Tiến sĩ của nghiên cứu sinh Nguyễn Đăng Hợp phục vụ công tác nghiên cứu khoa học, giảng dạy và ứng dụng thực tiễn tại Công ty TNHH Công nghệ HTR

Các phương pháp trong luận án được áp dụng vào nghiên cứu và phát triển, đồng thời thực hiện các chức năng chính sau:

1. Ứng dụng học máy vào quá trình tối ưu thiết kế bộ chuyển mạch, giúp tiết kiệm thời gian và giảm khối lượng tính toán trong việc thiết kế.
2. Phát triển mô hình toán học của các bộ chuyển mạch, áp dụng trong việc thiết kế các thiết bị chuyển mạch dùng trong vô tuyến và hệ thống thông tin liên lạc.

Các kết quả nghiên cứu của nghiên cứu sinh Nguyễn Đăng Hợp cho phép tiết kiệm về thời gian và chi phí, giảm khối lượng tính toán trong quá trình tối ưu thiết kế các thiết bị chuyển mạch.

Hà Nội, ngày 30 tháng 06 năm 2025



Nguyễn Hồng Linh

Перевод с вьетнамского языка на русский язык

ООО «НТР ТЕХНОЛОГИИ»

Дом № 1, переулок 64, улица Чайка,
микрорайон Чыонгдинь, район Хайбачынг, г. Ханой
Телефон: +84 946 862 521

АКТ

**(Об использовании результатов диссертации аспиранта Нгуен Данг Хоп,
обучавшегося в Рязанском государственном радиотехническом университете
имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация)**

Настоящий акт подтверждает, что математические модели, алгоритмы, методы и программные системы, разработанные в рамках кандидатской диссертации аспиранта Нгуен Данг Хоп, используются в научно-исследовательской, учебной и практической деятельности ООО «НТР Технологии».

Методы, представленные в диссертационной работе, применяются при проведении исследований и разработок, а также выполняют следующие основные функции:

1. Применение методов машинного обучения для оптимизации проектирования переключателей, что позволяет сократить время и уменьшить объем вычислений при разработке.
2. Разработка математических моделей переключателей, используемых в радиотехнических и телекоммуникационных системах.

Результаты исследований аспиранта Нгуен Данг Хоп позволяют сократить время и затраты, а также уменьшить объем вычислений при оптимизации проектирования переключателей.

Ханой, 30 июня 2025 года

ДИРЕКТОР

Нгуен Хонг Линь

(подпись и печать)

/Печать: Код предприятия: 0110842288-СТТННН

Район Хайбачынг – г. Ханой

ООО «НТР Технологии»/

Перевод данного текста выполнен переводчиком Рахманиной Викторией Александровной

Российская Федерация

Город Москва

Четырнадцатого октября две тысячи двадцать пятого года

Я, Карнаухова Айгуль Энгельсовна, нотариус города Москвы, свидетельствую подлинность подписи переводчика Рахманиной Викторией Александровны.

Подпись сделана в моем присутствии.

Личность подписавшего документ установлена.

Зарегистрировано в реестре: № 77/236-н/77-2025- 19-1290

Уплачено за совершение нотариального действия: 400 руб. 00 коп.



А.Э. Карнаухова



Пронумеровано, прошнуровано и
скреплено печатью 2 листа (ов)

Нотариус