

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ  
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
“ОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ”  
(ОмГТУ)**

На правах рукописи



Ерохин Виктор Валерьевич

**СИНТЕЗ И РЕАЛИЗАЦИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ  
СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫХ LC-ФИЛЬТРОВ И ИХ  
ТОПОЛОГИЙ С МИНИМИЗАЦИЕЙ ПОТЕРЬ В ПОЛОСЕ  
ПРОПУСКАНИЯ ДЛЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМ  
НА КРИСТАЛЛЕ**

Специальность 2.2.13. – Радиотехника, в том числе системы и устройства  
телевидения

Диссертация  
на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель:  
кандидат технических наук,  
доцент С.А. Завьялов

Омск - 2023

## Оглавление

ВВЕДЕНИЕ.....	6
1. АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ LC-ФИЛЬТРОВ..	13
1.1 Анализ вариантов реализаций пассивных СВЧ фильтров.....	13
1.2 Анализ численных методов моделирования СВЧ фильтров.....	15
1.3 Анализ методики синтеза и этапов проектирования интегральных СВЧ LC-фильтров в СнК.....	19
1.4 Анализ базовых моделей пассивных элементов.....	23
1.5 Анализ характеристик и ограничений Si/SiGe/GaAs технологических процессов.....	24
1.6 Анализ способов уменьшения потерь в полосе пропускания интегральных LC-фильтров.....	29
1.6.1 Катушки индуктивности.....	30
1.6.2 Конденсаторы.....	38
1.6.3 Проводники.....	41
1.7 Выводы.....	42
2. АНАЛИТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЭЛЕМЕНТОВ ИНТЕГРАЛЬНЫХ LC-ФИЛЬТРОВ.....	45
2.1 Расчет индуктивности планарных катушек .....	45
2.1.1 Симметричные квадратные катушки индуктивности.....	49
2.1.2 Симметричные восьмиугольные катушки индуктивности .....	54
2.1.3 Спиральные катушки индуктивности круглой формы.....	62
2.2 Модель катушки индуктивности.....	64
2.3 Модель конденсатора.....	73
2.3.1 МИМ конденсаторы.....	74
2.3.2 Встречно-штыревые конденсаторы.....	75
2.4 Модель проводника.....	78
2.5 Верификация разработанных моделей.....	79
2.5.1 Тестовая катушка индуктивности.....	81
2.5.2 Эллиптический ФВЧ 18 ГГц.....	84
2.5.3 Эллиптический ПФ 14-18 ГГц.....	87

2.5.4 ФВЧ 18 ГГц Чебышева.....	90
2.5.4 ПФ 14-18 ГГц Чебышева.....	92
2.6 Выводы.....	94
3. АЛГОРИТМЫ ОПТИМИЗАЦИИ ТОПОЛОГИЙ ЭЛЕМЕНТОВ LC- ФИЛЬТРОВ.....	96
3.1 Оптимизация топологий интегральных катушек индуктивности.....	96
3.2 Оптимизация топологий интегральных конденсаторов.....	101
3.2.1 Оптимизация топологий МИМ конденсаторов.....	101
3.2.2 Оптимизация топологий ВШК.....	102
3.3 Оптимизация топологий интегральных проводников.....	104
3.4 Выводы.....	108
4. МЕТОДИКА СИНТЕЗА ТОПОЛОГИЙ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СВЧ LC- ФИЛЬТРОВ С МИНИМИЗАЦИЕЙ ПОТЕРЬ В ПОЛОСЕ ПРОПУСКАНИЯ..	109
4.1 Синтез принципиальной схемы.....	109
4.2 Анализ топологий интегральных LC-фильтров.....	110
4.3 Минимизация длины проводников межсоединений LC-фильтров....	115
4.4 Алгоритм синтеза топологий фильтров с минимизацией потерь в полосе пропускания.....	121
4.5 Выводы.....	128
5. ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ РАЗРАБОТАННОЙ МЕТОДИКИ.....	130
5.1 Синтез оптимальной топологии ФВЧ 18 ГГц .....	130
5.2 Синтез оптимальной топологии ПФ 14-18 ГГц .....	134
5.3 Выводы.....	139
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	141
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	145
ПРИЛОЖЕНИЕ А – Акт внедрения .....	156
ПРИЛОЖЕНИЕ Б – Акт внедрения .....	157
ПРИЛОЖЕНИЕ В – Методика расчета минимальных длин проводников LC-фильтров .....	158
ПРИЛОЖЕНИЕ Г – Методика синтеза топологий СВЧ интегральных LC-фильтров с минимизацией потерь в полосе пропускания .....	165

**СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ**

АЧХ – Амплитудно-частотная характеристика

ВШК – Встречно - штыревой конденсатор

ИС – Интегральные схемы

КСВ – Коэффициент стоячей волны

НИОКР – Научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы

НИР – Научно-исследовательская работа

МКЭ – Метод конечных элементов

МИМ – Металл-изолятор-металл

МоМ – Метод моментов

МПЛ – Микрополосковая линия

ПАВ – Поверхностные акустические волны

ПЗ – Полоса задерживания

ПНИР – Прикладная научно-исследовательская работа

ПО – программное обеспечение

ПП – Полоса пропускания

ПФ – Полосовой фильтр

САПР – Система автоматизированного проектирования

СВЧ – Сверхвысокие частоты

СКА – Система компьютерной алгебры

СЛАУ – Система линейных алгебраических уравнений

СнК – Система на кристалле

СФ – Сложно-функциональный

ТЗ – Техническое задание

ТП – Технологический процесс

ФВЧ – Фильтр верхних частот

ФНЧ – Фильтр нижних частот

ФЦП – Федеральный целевой проект

ЭСП – Элементы с сосредоточенными параметрами

GaAs – Арсенид галлия

LTCC – Low Temperature Co-Fired Ceramic (Низкотемпературная совместно обжигаемая керамика)

PDK – Process Design Kit (Комплект базовых моделей и документации для проектирования интегральных микросхем)

PGS – Patterned Ground Shield (Шаблонный заземленный экран)

Si – Кремний

SiGe – Кремний-германий

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы исследования.** Характеристики интегральных LC-фильтров СВЧ диапазона определяют ряд параметров современных сверхширокополосных радиотехнических средств связи, радиолокации и управления, выполненных в виде устройств типа “система на кристалле” (СнК), таких как избирательность, помехозащищенность, массогабаритные показатели. Частотные фильтры СВЧ диапазона, выполненные на основе ПАВ-структур, микрополосковых линий, объемных резонаторов не отвечают требованиям, предъявляемым к сверхширокополосным устройствам типа СнК, таким как относительная ширина полос пропускания и массогабаритные показатели.

Для проектирования интегральных схем (ИС) используется библиотека базовых компонентов, или PDK (Process Design Kit), которая описывает модели активных и пассивных элементов для конкретного технологического процесса. PDK предоставляется производителем ИС. Ошибки и неточности в базовых моделях пассивных элементов ведут к несоответствию моделируемых и реальных характеристик LC-фильтров.

Диссертационная работа посвящена вопросам исследования возможностей реализации библиотеки достоверных моделей интегральных пассивных элементов технологических процессов Si, SiGe, GaAs, применяемых для реализации устройств типа СнК, вопросам минимизации потерь в полосе пропускания фильтров, вопросам конструирования интегральных фильтров в целом.

Исследования по теме диссертации проводились в ходе выполнения ПНИР № АААА-А17-117102470012-8 от 24.10.2017, проводящейся в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014—2020 годы». Результаты исследования были применены в ходе выполнения НИР № 122091300037-0 от 13 сентября 2022 года в рамках федерального проекта “Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности” по гос. заданию на выполнение научно-исследовательской работы “Разработка методики

прототипирования электронной компонентной базы на отечественных микроэлектронных производствах на основе сервиса MPW (FSMR-2023-0008)”, и в ходе выполнения НИОКР № АААА-Б20-220122990013-5 от 29.12.2020.

**Степень проработанности проблемы.** В данный момент процесс синтеза принципиальных схем LC-фильтров методом аппроксимации АЧХ автоматизирован в различных ПО, таких как MatLab, Micro-Cap, FiltersSolutions и др. Однако, результаты такого синтеза напрямую не применимы к интегральным LC-фильтрам ввиду того, что при таком синтезе не учитываются основные физические эффекты и характеристики технологического процесса, из-за чего характеристики реальных фильтров не соответствуют исходным данным синтеза. На сегодняшний день в мире отсутствуют коммерческие системы автоматизированного проектирования топологий интегральных LC-фильтров СВЧ диапазона.

Проектированию интегральных LC-фильтров СВЧ диапазона уделено большое внимание в работах таких авторов, как Бол, Вендик, Хроленко, Тюменцев, Борейко и пр., однако нерешенной проблемой остается уменьшение потерь в полосе пропускания фильтров и это требует дальнейшего исследования. Описанные в литературе способы уменьшения потерь в полосе пропускания фильтров имеют недостатки и ограниченную область эффективного применения, а также отсутствуют методики, позволяющие оценить эффективность и найти оптимальную комбинацию этих способов для реализации топологии конкретного фильтра в конкретном технологическом процессе.

**Объект исследования:** интегральные LC-фильтры СВЧ диапазона.

**Предмет исследования:** аналитические модели элементов фильтров, минимизация потерь в полосе пропускания, методика синтеза топологий интегральных LC-фильтров СВЧ диапазона.

**Цель диссертационной работы:** достижение соответствия результатов моделирований и реальных характеристик интегральных LC-фильтров диапазона частот 1-40 ГГц и уменьшение потерь в полосе их пропускания.

Для достижения поставленной цели диссертационной работы были поставлены и решены следующие **основные задачи**:

1. Исследованы методы моделирования СВЧ интегральных LC-фильтров.
2. Проанализированы структуры и характеристики Si, SiGe, GaAs технологических процессов отечественных и мировых полупроводниковых фабрик, вследствие чего, определены характеристики и ограничения, которые должны быть учтены при проектировании интегральных LC-фильтров.
3. Разработана и экспериментально верифицирована библиотека достоверных аналитических моделей интегральных пассивных элементов (катушек индуктивности, конденсаторов, проводников)
4. Исследованы способы увеличения добротности сосредоточенных элементов и уменьшения потерь в проводниках межсоединений и разработаны алгоритмы оптимизации топологий сосредоточенных элементов по критерию получения максимальной добротности и алгоритм оптимизации топологий проводников по критерию минимальных потерь в полосе пропускания фильтра, в том числе с использованием таких способов, как дублирование слоев металлизаций, экранирование, травление подложки.
5. Разработана методика минимизации длины проводников межсоединений, основанная на поиске минимального расстояния между катушками индуктивности, исключая паразитные электромагнитные связи между ними.
6. Разработана методика синтеза топологий интегральных LC-фильтров с минимизацией потерь в полосе пропускания для использования их в качестве сложно-функциональных блоков сверхширокополосных систем на кристалле СВЧ диапазона.

**Методы исследования:**

1. Теоретические: методы теории электрических цепей для расчета LC-фильтров, моделирование численными методами: 3D методами моделирования при помощи ПО Empire XPU и САПР Advanced Design System (ADS), 2.5D методами моделирования в САПР Cadence Virtuoso, квазистатическими методами моделирования средствами системы компьютерной алгебры MathCAD.

2. Экспериментальные: векторный анализ электрических цепей для получения значений электрических параметров интегральных фильтров.

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

1. Получены новые аналитические выражения расчета индуктивности симметричных планарных катушек квадратной и восьмиугольной формы с погрешностью не более 2% для интегральных катушек номиналом 0,1 – 10 нГн.

2. Впервые предложены аналитические модели интегральных катушек индуктивности, конденсаторов, проводников отличающиеся унификацией применения во всех Si, SiGe, GaAs технологических процессах за счет учета структуры, характеристик и ограничений технологического процесса, скин-эффекта, краевых эффектов, влияния экранирования и травления подложки.

3. Предложена методика и аналитические выражения минимизации длин проводников межсоединений интегральных LC-фильтров, основанные на поиске минимального расстояния между катушками индуктивности, при котором электромагнитными связями между катушками можно пренебречь.

**Достоверность результатов исследования** подтверждается использованием в процессе исследований адекватных физически обоснованных математических моделей, логической обоснованностью выводов, строгостью доказательств. Достоверность полученных результатов оценивалась методом сравнения экспериментальных данных с результатами моделирования.

**Теоретическая значимость** состоит в развитии теории синтеза аналоговых фильтров в части синтеза интегральных LC-фильтров диапазона рабочих частот 1-40 ГГц с минимизацией потерь в полосе пропускания.

**Практическая значимость** работы состоит в следующем:

1. Конфигурируемые модели катушек индуктивности, конденсаторов, проводников реализованы в качестве программных кодов на языке программирования Spectre [1, 2, 3], что позволяет использовать их в качестве достоверных моделей элементов в САПР Cadence Virtuoso при проектировании широкого спектра интегральных устройств.

2. Разработанная программа синтеза топологий интегральных LC-фильтров [4] позволяет значительно упростить процесс проектирования и сократить время получения оптимальной топологии фильтра до десятков минут.

3. Результаты исследований применены при проектировании LC-фильтров в качестве сложно-функциональных блоков сверхширокополосных приемников с рабочим частотным диапазоном 0,8-20 ГГц, 1-18 ГГц, 18-40 ГГц [5-8] (ПНИР № АААА-А17-117102470012-8, НИОКР № АААА-Б20-220122990013-5) и качестве сложно-функциональных блоков модулятора телевизионных сигналов с выходным частотным диапазоном 1-1,4 ГГц [9- 11] (НИР № 122091300037-0), что подтверждается актами внедрения.

4. Применение разработанной методики синтеза топологий LC-фильтров с минимизацией потерь в полосе пропускания позволило уменьшить потери в полосе пропускания фильтров на 1,9-2,7 дБ, увеличить крутизну АЧХ ФВЧ 1 ГГц на 54...56 дБ/дек, крутизну фронта АЧХ ПФ 14-18 ГГц на 56...58 дБ/дек, крутизну спада АЧХ ПФ 14-18 ГГц на 247...250 дБ/дек (значительное увеличение крутизны спада АЧХ ПФ 14-18 ГГц преимущественно вызвано выбором оптимального фильтра-прототипа), уменьшить разброс частот среза в крайних точках технологического разброса по сравнению с ранее произведенными фильтрами, разработанными без оптимизации.

**Основные положения, выносимые на защиту:**

1. Новые аналитические формулы расчета индуктивности планарных симметричных катушек квадратной и восьмиугольной формы, полученные путем декомпозиции топологии катушки на части (полные витки, внутренний не полный виток, выводы) и расчетом индуктивности каждой части и взаимных индуктивностей между частями.

2. Верифицированные аналитические конфигурируемые модели интегральных катушек индуктивности, конденсаторов, проводников, учитывающие структуру и характеристики технологического процесса, скин-эффект, краевые эффекты, влияние подложки, экранирования и травления подложки.

3. Алгоритмы поиска топологий катушек индуктивности, конденсаторов с максимальной добротностью на требуемой частоте и топологий проводников, обеспечивающих минимальные потери фильтра в полосе пропускания, на основе верифицированных аналитических моделей с применением таких способов увеличения добротности, как использование нескольких параллельных слоев металлизаций, заземленного экрана под катушками индуктивности и проводниками, травления подложки под катушками индуктивности.

4. Методика минимизации длин проводников межсоединений, основанная на поиске минимального расстояния между катушками индуктивности.

5. Методика синтеза топологий интегральных LC-фильтров с минимизацией потерь в полосе пропускания, основанная на максимизации добротностей элементов и минимизации потерь в проводниках межсоединений.

**Личный вклад автора.** Результаты исследований, представленные в диссертационной работе, получены автором лично. Личный вклад автора включает формулировку цели и задач исследования, выбор путей их решения, разработку методик и алгоритмов, применение результатов исследований в НИР. Практическая реализация основных результатов работы, измерения экспериментальных образцов осуществлялись при непосредственном участии автора, обработка результатов выполнена автором лично. В работах,

опубликованных в соавторстве, автором получены существенные теоретические и практические результаты.

**Апробация работы.** Основные результаты диссертационной работы были представлены в докладах на следующих конференциях:

- региональная научно-техническая конференция «Ученые Омска - региону», ОмГТУ, г. Омск (2019, 2020 г.);

- всероссийская научно-техническая конференция «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем», ЦКБА, г. Омск (2020, 2022 г.);

- международная IEEE научно-техническая конференция «Динамика систем, механизмов и машин», ОмГТУ, г. Омск (2022, 2023 г.);

- всероссийская конференция по микроэлектронике «Школа молодых ученых» в рамках форума «Микроэлектроника-2022», Республика Крым, г. Ялта, пгт Гурзуф (2022 г.);

- международная научная конференция по моделированию и анализу комплексных систем и процессов «MACSPRO 2022», ВШЭ, г. Москва (2022 г.);

- всероссийская научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Микроэлектроника и информатика-2023», МИЭТ, г. Зеленоград (2023 г.).

**Публикации.** Результаты проведенных исследований опубликованы в 22 работах, в том числе: 3 в изданиях, включенных в перечень ВАК, 2 работы в издании, индексируемом в базах данных Scopus, зарегистрированы 4 программы для ЭВМ, 7 топологий интегральных микросхем, 6 публикаций в материалах конференций.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из списка сокращений и условных обозначений, введения, пяти глав, списка литературы и приложений. Общий объем составляет 181 страницу машинописного текста, 77 рисунков, 29 таблиц, 179 формул, 4 приложений, а также списка использованных источников, включающих в себя 85 наименований.

# 1 АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ LC-ФИЛЬТРОВ В СНК

## 1.1 Анализ вариантов реализаций пассивных СВЧ фильтров

Современные сверхширокополосные СВЧ устройства, выполненные в виде СНК, имеют относительную полосу рабочих частот порядка 50%....200%, поэтому выбор реализации пассивных СВЧ фильтров, являющихся СФ-блоками СНК, определяется требованием к обеспечению необходимой относительной полосы пропускания.

В зависимости от требований, предъявляемых к конечным устройствам, фильтры СВЧ диапазона могут быть выполнены в виде структур с распределенными параметрами, в виде структур с элементами с сосредоточенными параметрами (ЭСП), на основе эффекта поверхностных акустических волн (ПАВ). К фильтрам, реализованным на структурах с распределенными параметрами, относятся фильтры на волноводных структурах, объемных резонаторах и микрополосковых линиях. Фильтры с ЭСП могут быть выполнены на дискретных элементах (катушки индуктивности, конденсаторы, кварцевые резонаторы в виде SMD компонентов) или в виде монолитной интегральной микросхемы, где все элементы формируются на одной подложке (рисунок 1.1).

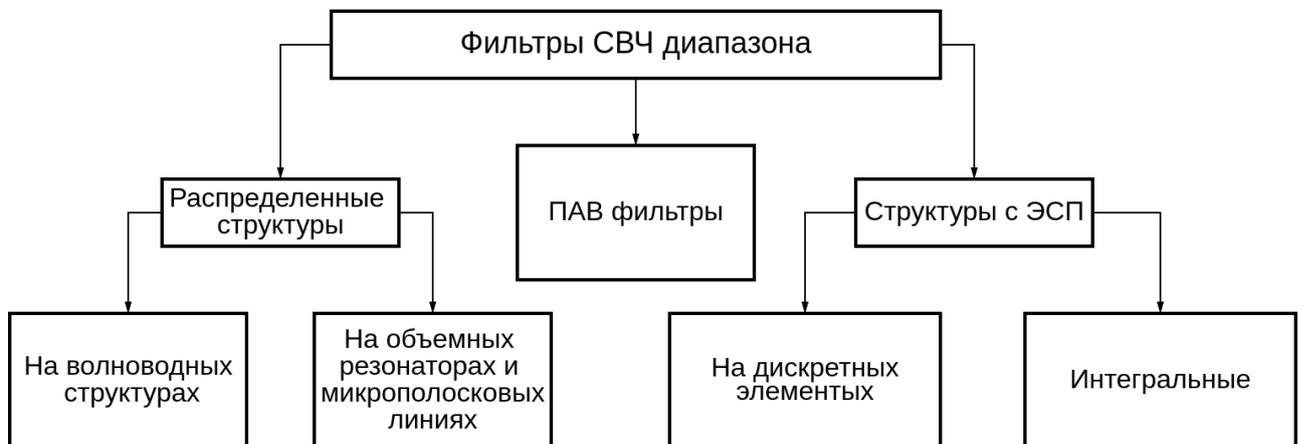


Рис. 1.1. Варианты реализации частотных фильтров СВЧ диапазона

Фильтры на объемных резонаторах и волноводных структурах характеризуются высокими значениями добротности, позволяют работать с большими уровнями сигнала, но имеют значительный вес и габариты. Реализация подобных фильтров возможна в виде многослойных интегральных структур, но при этом они имеют узкие относительные ПП.

Микрополосковые фильтры имеют паразитные полосы пропускания и имеют ограничения использования в нижней области СВЧ диапазона.

ПАВ-фильтры обладают малыми габаритами, но имеют узкие полосы пропускания и работают в диапазоне 30 МГц – 3 ГГц.

На рисунке 1.2 представлены диапазоны частот и относительные ширины ПП в зависимости от вида фильтров [12]. Видно, что LC-фильтры на дискретных SMD компонентах позволяют реализовывать относительные полосы пропускания более 100%, но их применение ограничивается рабочим частотным диапазоном до 500 МГц. Это обусловлено тем, что с повышением рабочих частот номиналы элементов уменьшаются и увеличивается влияние монтажных емкостей и индуктивностей, что приводит к значительному искажению характеристик фильтров.

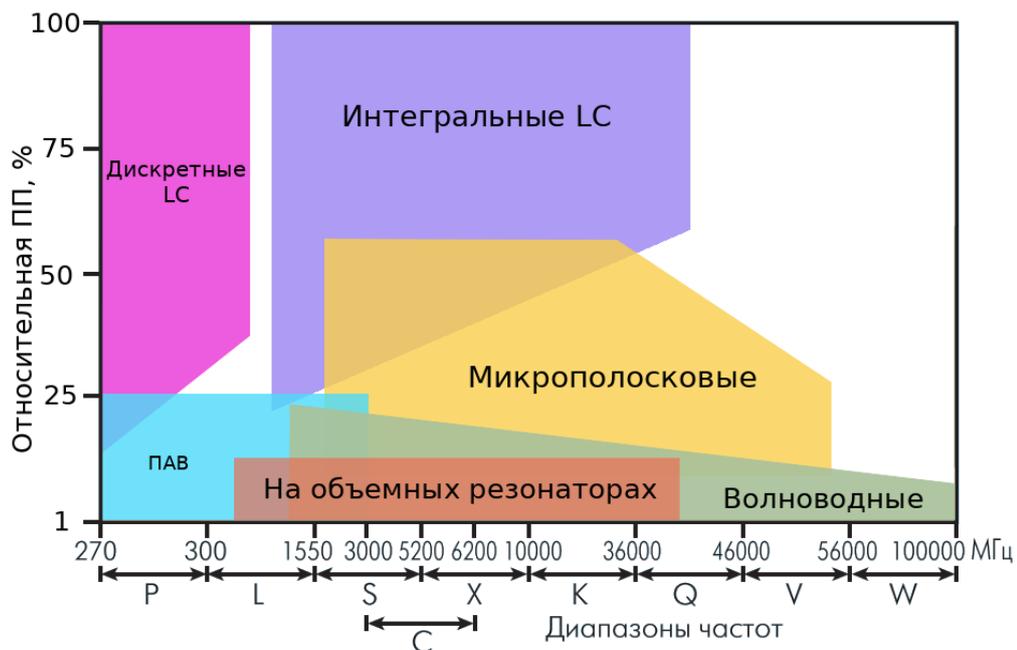


Рис. 1.2. Диапазоны частот и относительная ширина полосы пропускания в зависимости от вариантов реализации фильтров

Таким образом, для использования фильтров в качестве сложно-функциональных блоков сверхширокополосных систем на кристалле с рабочим диапазоном частот 1-40 ГГц применимы только интегральные LC-фильтры.

## **1.2 Анализ численных методов моделирования СВЧ фильтров**

Процесс оптимизации топологий фильтров – много итерационный. Для выбора численных методов моделирования СВЧ фильтров, позволяющих полностью автоматизировать оптимизацию топологий LC-фильтров был произведен анализ численных методов.

Методы численного моделирования СВЧ устройств можно разделить на квазистатические и электромагнитные (рисунок 1.3) [13-16]. Квазистатические методы являются модификацией метода теории цепей, в которой планарные структуры и неоднородности описываются в виде функциональных зависимостей элементов матриц рассеивания или матриц передачи, определенных на основе телеграфных уравнений. Исходное устройство заменяется композицией из многополюсников, являющихся составными частями устройства: линии передачи, связанные линии, неоднородности и др., при этом электромагнитные связи между многополюсниками не учитываются. Для LC-фильтров декомпозицией будет являться разбиение на элементы фильтра: катушки индуктивности, конденсаторы, проводники межсоединений.

Электромагнитные методы основаны на постановке граничной задачи для электромагнитных полей в трехмерном пространстве.

Метод конечных элементов (МКЭ) – это вариационный метод. Функционал энергии для всей рассматриваемой области здесь представляется в виде суммы функционалов отдельных ее частей – конечных элементов (чаще всего тетраэдры, в пределах которых параметры материала неизменны). Решение сводится к поиску экстремума функционала, который получается в вариационной формулировке для дифференциальных уравнений Гельмгольца относительно электромагнитных полей. Неизвестные функции заменяются линейной

комбинацией базисных функций, получившееся уравнение сводится к эквивалентной системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), которое решается методом Галеркина [13].

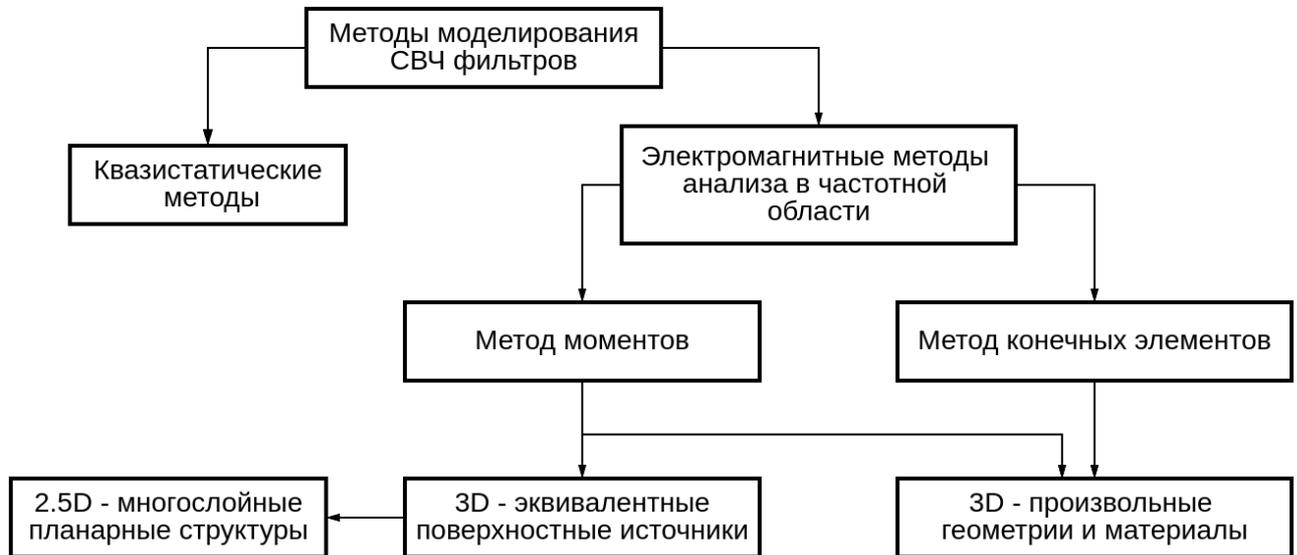


Рис. 1.3. Классификация методов моделирования СВЧ фильтров

В методе моментов (МоМ) решение граничных задач сводится к интегральным уравнениям относительно неизвестных плотностей токов в однородной области. Моделирование поля основано на аналитическом решении некоторой ключевой задачи, а именно проблемы возбуждения структуры элементарным источником тока. В математике такое решение получило название функции Грина. Применимо к плоскопараллельным многослойным структурам функция Грина может быть вычислена аналитически [14]. Метод моментов оперирует непрерывными полями и не требует дискретизации пространства, в то время как МКЭ принципиально основан на дискретизации пространства. Поэтому метод моментов является несколько более быстродействующим. При моделировании методом моментов дискретизации подвергается лишь поверхность, а все не пространство, что снижает размерность задачи.

2.5D методы моделирования являются модификациями МоМ, которые предназначаются для численного анализа плоскопараллельных многослойных планарных структур. Суть 2.5D методов – разбиение 3D задачи на две 2D задачи в вертикальных и горизонтальных сечениях модели, что позволяет значительно

увеличить скорость моделирования. Слои диэлектриков представляются в виде эквивалентной схемы, составленной из линий передачи длиной в толщину слоя. Токи и напряжения в таких линиях описываются телеграфными уравнениями. Бесконечно тонкие проводники располагаются на границах между слоями диэлектрика, они заменяются эквивалентным распределением токов.

Сравнение достоинств и недостатков, рассмотренных методов моделирования СВЧ устройств, сведены в таблицу 1.1 [15-16].

Таблица 1.1. Сравнение методов моделирования СВЧ устройств

	<b>Квазистатические</b>	<b>МКЭ</b>	<b>MoM</b>	<b>2.5D</b>
<b>Достоинства</b>	Очень высокая скорость вычислений.	Произвольные материалы и геометрии;	1) Разнообразие модификаций метода; 2) Дискретизация только областей неоднородностей; 3) Простота дискретизации поверхностей.	1) Высокая скорость вычислений; 2) Дискретизация только поверхностей проводников.
<b>Недостатки</b>	1) Достоверность результатов зависит от достоверностей моделей; 2) Декомпозиция устройства осуществляется пользователем вручную.	1) Большие затраты машинного времени; 2) Сложность дискретизации объема.	1) Сложность вычисления диагональных и близлежащих элементов; 2) Высокая чувствительность к дискретизации.	Невозможность моделирования произвольных 3D объектов;
<b>Примеры ПО</b>	AWR Design Environment, Cadence Virtuoso, Advanced design system (ADS).	HFSS, Empire 3D, Advanced design system (ADS).	Efield, Advanced design system (ADS), AWR Microwave Office.	AWR Microwave Office, Cadence Virtuoso.

Как видно из сравнения методов моделирования СВЧ устройств, квазистатические методы обладают значительным преимуществом в скорости моделирования. Автоматизация процесса оптимизации фильтров при использовании 3D и 2.5D методов моделирования затруднена необходимостью интеграции программного кода в САПР, где осуществляется проектирование СнК (в основном это AWR Microwave Office, Advanced Design System, Cadence Virtuoso). Квазистатические методы моделирования можно относительно легко реализовать не только в специализированных САПР интегральных микросхем, но и в системах компьютерной алгебры (СКА), таких как MathCad и MatLab, где возможны матричные операции с комплексными переменными.

Полупроводниковые фабрики создают PDK, в том числе модели активных и пассивных элементов схемы устройств, только для определенного САПР, которые невозможно применить в другом САПР. Реализация программы автоматизированного синтеза и оптимизации топологий LC-фильтров в СКА с использованием квазистатических методов моделирования (см. главу 4) позволила унифицировать применение этой программы для различных технологических процессов, независимо от САПР, применяемой для проектирования интегральных микросхем.

Для использования квазистатического метода моделирования при синтезе и оптимизации топологий интегральных СВЧ LC-фильтров были устранены его недостатки. Для соответствия результатов моделирований и результатов измерений реальных фильтров к аналитическим моделям катушек индуктивности, конденсаторов, проводников (см. главу 2) были выдвинуты и реализованы следующие требования:

- Учтены основные физические эффекты, существенно влияющие на характеристики фильтров: скин-эффект, краевые эффекты, эффекты в подложке;
- Учтены характеристики технологического процесса;

- Паразитные электромагнитные связи между элементами, не учитываемые при моделировании, были минимизированы и не оказывают существенного влияния на характеристики фильтра.

Для автоматизации декомпозиции топологий интегральных LC-фильтров было разработано ограниченное количество аналитически описанных вариаций их топологий (см. главу 4).

В результате исследований численных методов моделирования СВЧ фильтров установлено, что квазистатические методы обладают наибольшей скоростью моделирования, применение которых позволило реализовать автоматизированный синтез и оптимизацию топологий интегральных СВЧ LC-фильтров в системах компьютерной алгебры. Для устранения недостатков квазистатических методов были разработаны достоверные аналитические модели катушек индуктивности, конденсаторов, проводников и ограничено количество вариаций топологий фильтров.

### **1.3 Анализ методики синтеза и этапов проектирования интегральных СВЧ LC-фильтров в СпК**

Задача проектирования фильтра по заданным требованиям к частотным характеристикам является достаточно сложной и многоэтапной. На первом этапе решается задача аппроксимации, которая заключается в определении передаточной функции устойчивого и физически реализуемого фильтра, АЧХ которого наилучшим образом приближается к определенной идеальной характеристике.

Получить идеальные характеристики у фильтров на практике не удастся, поэтому при проектировании аналоговых фильтров задаются определенные требования к частотным характеристикам, которые определяют степень их отклонения от идеальных. В качестве исходных данных при решении задачи аппроксимации задаются граничные частоты полос пропускания и задерживания,

допуски на максимальное значение неравномерности АЧХ в полосе пропускания и максимальное отклонение АЧХ от нуля в полосе задерживания.

Традиционно пассивные фильтры выполняют в четырех вариациях, которые соответствуют различным способам аппроксимации идеальной прямоугольной АЧХ:

1) фильтры Баттерворта, имеющие максимально плоскую АЧХ в полосе пропускания и монотонную характеристику в полосе задерживания;

2) фильтры Чебышева первого рода, имеющие заданную величину пульсаций АЧХ в полосе пропускания и монотонную характеристику в полосе задерживания;

3) фильтры Чебышева второго рода, имеющие максимально плоскую АЧХ в полосе пропускания и фиксированный уровень пульсаций в полосе задерживания;

4) эллиптические фильтры, имеющие равноволновые пульсации АЧХ как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания.

Для минимизации потерь в полосе пропускания LC-фильтров в работе используются только эллиптические фильтры. Эллиптические фильтры имеют большую крутизну АЧХ чем фильтры Баттерворта и Чебышева, следовательно, эллиптический фильтр с заданными характеристиками будет иметь меньший порядок. Фильтр меньшего порядка имеет меньшее количество элементов и межсоединений а, следовательно, меньшие потери в полосе пропускания.

Синтез принципиальных схем идеальных фильтров подробно описан в справочниках по расчету фильтров [17, 18], а также полностью автоматизирован в различных САПР, таких как Micro-Cap, ADS, Filter Solutions, AWR [19] и др. Расчет сводится к поиску табличного нормированного фильтра-прототипа низких частот и его денормированию и трансформации в фильтр требуемого вида АЧХ (фильтры верхних частот, полосовые или заграждающие фильтры). Однако, результаты такого синтеза напрямую не применимы к интегральным LC-фильтрам ввиду того, что при таком синтезе не учитывается физические эффекты и характеристики технологического процесса, из-за чего характеристики реальных фильтров не соответствуют исходным данным синтеза. На сегодняшний

день в мире отсутствуют коммерческие системы автоматизированного проектирования топологий интегральных LC-фильтров СВЧ диапазона.

Традиционные маршруты проектирования интегральных СВЧ LC-фильтров в упрощенном виде представлены на рисунке 1.4. Первый вариант (А) маршрута подразумевает производство экспериментальных образцов фильтра, второй вариант (Б) – производства тестовых катушек индуктивности различных номиналов. Необходимость производства дополнительных экспериментальных образцов обусловлена несовершенством базовых моделей элементов фильтра (катушек индуктивности, конденсаторов, проводников). Время производства интегральных микросхем Si/SiGe/GaAs технологических процессов может варьироваться от 3 до 8 месяцев.

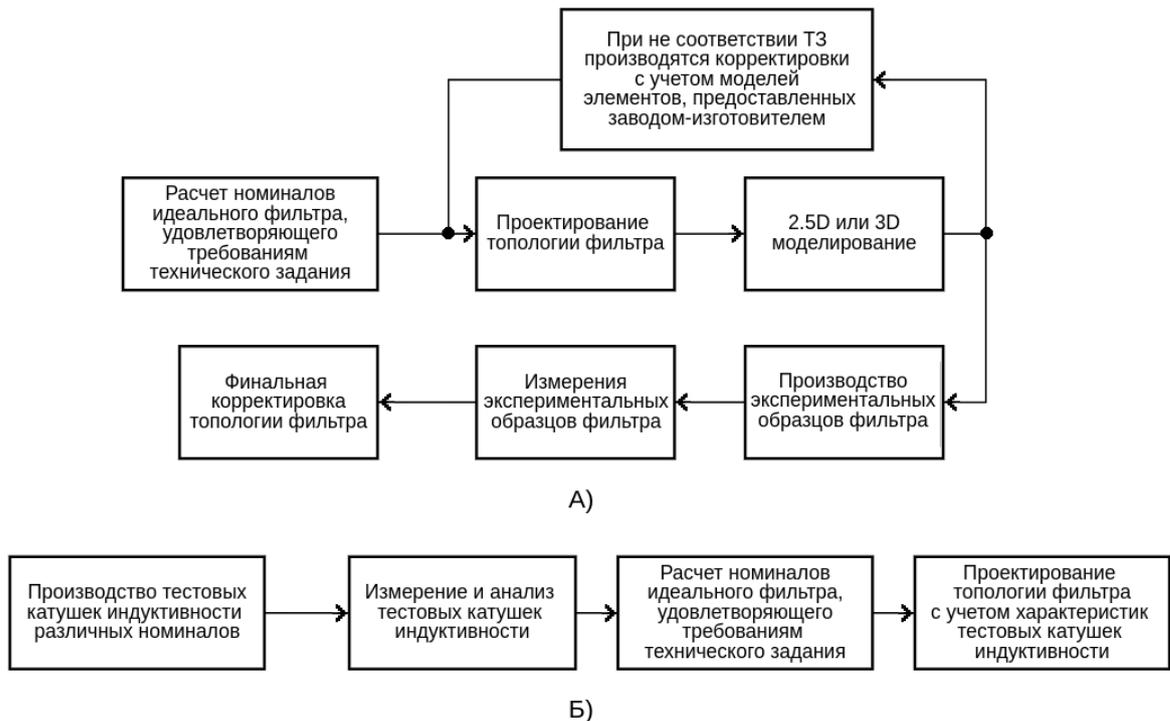


Рис. 1.4. Стандартные варианты маршрутов проектирования интегральных LC-фильтров

Недостатки стандартных маршрутов проектирования:

1. Необходимость производства экспериментальных образцов.
2. Одиночная корректировка топологии фильтра на основе результатов измерений экспериментальных образцов фильтров или катушек индуктивности не

гарантирует получение характеристик реального фильтра, соответствующим ТЗ. Потому что в процессе корректировок может изменяться множество параметров топологии фильтров (например, длины или ширины проводников межсоединений), которые не будут учтены.

3. Для каждого технологического процесса необходимо производить свои экспериментальные образцы ввиду различия многих параметров технологических процессов.

На рисунке 1.5 изображен предложенный маршрут проектирования интегральных LC-фильтров, который исключает промежуточное изготовление экспериментальных образцов и вышеописанные недостатки стандартных маршрутов проектирования. Такой маршрут проектирования может быть реализован только в случае использования достоверных моделей элементов фильтра, при этом результат моделирования фильтра должен соответствовать характеристикам изготовленного фильтра. Разработанные физически обоснованные достоверные модели элементов, учитывающие физические эффекты и характеристики технологического процесса представлены в главе 2, использование которых позволяет исключить дополнительное производство экспериментальных образцов. Пунктирной линией выделена часть маршрута проектирования, которая была полностью автоматизирована в системах компьютерной алгебры (MathCad).

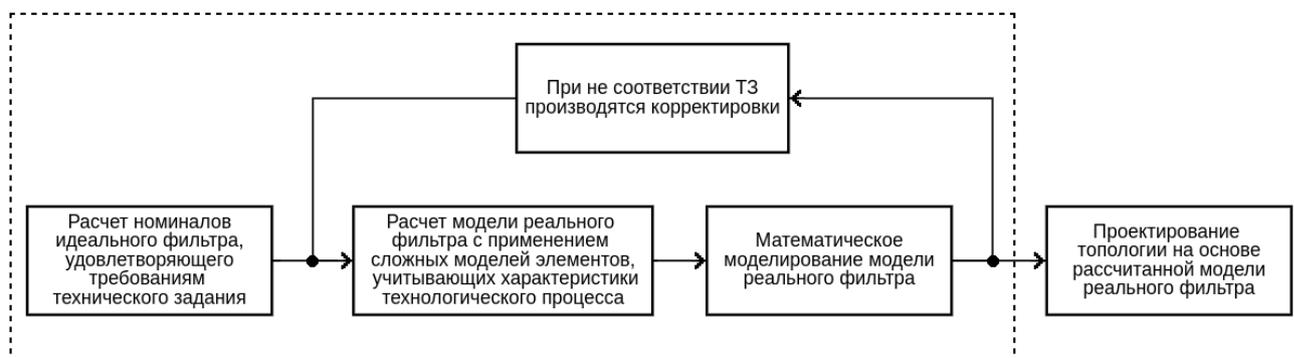


Рис. 1.5. Модернизированный маршрут проектирования интегральных LC-фильтров

Для разработки достоверных элементов интегральных LC-фильтров были исследованы технологические процессы и определены характеристики процессов, которые необходимо учитывать.

#### **1.4 Анализ базовых моделей пассивных элементов**

Был произведен анализ библиотек базовых моделей пассивных элементов технологических процессов отечественных и зарубежных полупроводниковых фабрик (в том числе АО “Микрон”, TSMC, INP, Silterra, HiWafer). В результате выявлено, что модели имеют один или несколько недостатков из следующих:

- Не учитывается скин-эффект;
- Не учитываются краевые эффекты;
- Не учитывается или учитывается в упрощенном виде подложка;
- Не учитывается влияние переходных отверстий между слоями металлизаций;
- Не учитывается индуктивность проводников межсоединений;
- Номинал индуктивности не соответствует реальному.

При проектировании фильтров с использованием не достоверных моделей, предоставляемых заводом-изготовителем, характеристики реальных фильтров (подавление в ПП, крутизна АЧХ, частоты среза) будут отличаться от характеристик, полученных в результате моделирования. Сравнение и анализ характеристик фильтров и катушек индуктивности, полученных в процессе моделирования и при измерении экспериментальных образцов опубликованы в [20-23] и представлены в разделе 2.5. Так как добротности интегральных катушек индуктивности на порядок меньше добротностей интегральных конденсаторов, то характеристики реального фильтра преимущественно зависят от характеристик катушек индуктивности.

Как было описано выше, номинал моделей катушек индуктивности, предоставляемых заводом-изготовителем, может отличаться от номинала реальной катушки индуктивности. Это обусловлено применением в моделях

упрощенных формул расчета индуктивности, имеющие большие погрешности. В литературе представлено множество формул расчета номинала индуктивности планарных катушек [24-27] такие как формула Уиллера, формулы, основанные на аппроксимации плотности тока, формулы, полученные в результате аппроксимации индуктивностей экспериментальных образцов. Недостаток этих формул заключается в том, что они узкоприменимы и имеют большие погрешности. Наиболее точным методом расчета индуктивности является метод, заключающийся в разбиении катушки на прямоугольные сегменты и нахождения всех собственных и взаимных индуктивностей [28-31]. В литературе отсутствуют аналитические выражения для расчета индуктивности катушек различных конфигураций по указанному методу. С увеличением количества витков трудоемкость расчетов возрастает в геометрической прогрессии. Для автоматизации вычисления индуктивности был разработан метод и выведены новые аналитические формулы, позволяющие упростить вычисления (см. раздел 2.1).

### **1.5 Анализ характеристик и ограничений Si/SiGe/GaAs технологических процессов**

Информация о структуре и характеристиках технологического процесса содержится в Process Design Kit (PDK), то есть в документации, предоставляемой заводом-изготовителем.

Были проанализированы документации (PDK) технологических процессов Si, SiGe, GaAs ведущих отечественных и мировых полупроводниковых фабрик, таких как TSMC, IHP, Silterra, HiWafer, АО “Микрон”. В результате в таблицу 1.2 сведены основные характеристики технологических процессов, влияющие на характеристики катушек индуктивности, конденсаторов, проводников и, соответственно, на характеристики СВЧ интегральных LC-фильтров.

Количество слоев металлизаций ТП накладывает ограничения на топологии катушек индуктивности, конденсаторов и проводников. В GaAs процессах

количество слоев не превышает 2-3, в процессах SiGe может достигать 4-8, в Si процессах количество слоев может достигать 4-10.

Таблица 1.2. Структура и характеристики технологического процесса

Характеристика	Обозначение	Единицы измерения
Количество слоев металлизации	$n_0$	шт
Толщина $i$ -го слоя металлизации	$t_i$	м
Погонное сопротивление слоя металлизации	$R_{norm}, R_{min}, R_{max}$	Ом
Сопротивление одного переходного отверстия	$r_{via}, r_{via\_min}, r_{via\_max}$	Ом
Толщина диэлектрика между $i$ -ым слоем металлизации и подложкой	$h_i$	м
Диэлектрическая проницаемость диэлектрика	$\epsilon_{ox}, \epsilon_{ox\_min}, \epsilon_{ox\_max}$	-
Толщина подложки	$t_{sub}$	м
Диэлектрическая проницаемость подложки	$\epsilon_{sub}$	-
Удельное сопротивление подложки	$\rho_{sub}$	Ом·м
Толщина МИМ слоя (расстояние между обкладками)	$h_{mim}$	м
Удельная емкость МИМ конденсатора	$C_{norm}, C_{min}, C_{max}$	Ф/м <sup>2</sup>
Толщины обкладок МИМ конденсатора	$t_{mim\_top}, t_{mim\_bot}$	м
Погонное сопротивление обкладок МИМ конденсатора	$R_{mim\_top}, R_{mim\_bot}$	Ом
Толщина диэлектрика между нижней обкладкой МИМ конденсатора и подложкой	$h_{mim\_ox}$	м

Разброс погонных сопротивлений ( $R_{min}, R_{max}$ ) каждого слоя металлизации учитывает технологический разброс удельного сопротивления, зависящего от количества примесей, а также не идеальность производства геометрии проводников (допуски на ширину проводников, не прямоугольность сечения).

Удельное сопротивление  $i$ -го слоя металлизации рассчитывается из погонного по формуле:

$$\rho_i = R_i \cdot t_i$$

где  $R_i$  – погонное сопротивление,  $t_i$  – толщина  $i$ -го слоя металлизации.

От толщин слоев металлизаций и их удельных сопротивлений зависит активное сопротивление проводников, катушек индуктивности, обкладок

конденсаторов. В результате анализа документации различных ТП выявлено, что технологический разброс удельного сопротивления слоев металлизаций может достигать 15% - 35%. Активное сопротивление элементов фильтров также зависит от сопротивлений переходных отверстий между слоями металлизаций.

От толщин диэлектрика между слоями металлизаций и подложкой, а также от их диэлектрической проницаемости зависят паразитные емкости к подложке, а также эффективные емкости конденсаторов. В процессе анализа PDK установлено, что технологический разброс диэлектрической проницаемости диэлектрических слоев и подложки может достигать  $\pm 5\%$ .

От характеристик полупроводниковой подложки (толщина, удельное сопротивление, диэлектрическая проницаемость) зависят паразитные емкости и сопротивления подложки, влияющие на все элементы интегральных фильтров. В некоторых технологических процессах, в частности в большинстве GaAs процессов используют металлизацию с обратной стороны подложки, подключенную к общему выводу. Это позволяет уменьшить сопротивление проводников общего вывода, упростить проектирование топологии общего вывода в условиях малого количества слоев металлизаций (2-3), а также значительно уменьшить влияние паразитных каналов связи через подложку между элементами схемы.

Интегральные МИМ конденсаторы выполняются в специализированных дополнительных слоях для уменьшения расстояния между обкладками, также используется диэлектрик между обкладками с повышенной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_{mim}$ , вследствие чего, удельная емкость МИМ конденсаторов повышается.

Разброс удельной емкости МИМ конденсатора обусловлен разбросом диэлектрической проницаемости  $\epsilon_{mim}$  и допусками производства геометрии обкладок конденсатора. Разброс удельной емкости МИМ конденсаторов в рассмотренных технологических процессах составляет 5%...10 %.

Диэлектрическая проницаемость МИМ слоя из удельной емкости рассчитывается по формуле:

$$\varepsilon_{mim} = \frac{C_{norm} \cdot h_{mim}}{\varepsilon_0}$$

где  $\varepsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$  – электрическая постоянная [Ф/м],  $h_{mim}$  – расстояние между обкладками,  $C_{mim}$  – удельная емкость МИМ конденсатора.

Кроме структуры и характеристик технологического процесса документация PDK содержит ограничения технологического процесса, также называемые правилами проектирования топологий (layout rules). Основные ограничения технологического процесса, влияющие на проектирование СВЧ LC-фильтров, сведены в таблицу 1.3.

Таблица 1.3. Ограничения проектирования

Ограничение	Обозначение	Единицы измерения
Минимальный угол поворота проводников	$\varphi_{min}$	°
Технологическое ограничение минимальной и максимальной ширины проводника	$w_{min}, w_{max}$	м
Максимальный постоянный ток на единицу ширины проводника $i$ -го слоя металлизации	$J_i$	А/м
Минимальный шаг изменения ширины и длины проводника	$min\_step$	м
Минимальный зазор между проводниками для всех слоев металлизации	$s_{min}$	м
Длина и ширина переходного отверстия	$a$	м
Минимальное расстояние между переходными отверстиями	$b$	м
Минимальное расстояние между переходным отверстием и краем проводника	$c$	м
Количество используемых слоев металлизации для ВШК	$n_{ID}$	шт
Минимальная ширина проводника пальцев ВШК в слоях $n_{ID}$	$w_{min\_ID}$	м
Минимальный зазор между пальцами ВШК в слоях $n_{ID}$	$s_{min\_ID}$	м

От минимального угла поворота проводников зависит форма катушек индуктивности. В Si и SiGe технологических процессах минимальный угол поворота проводников может составлять 90° или 45°. Следовательно, в первом случае применяются катушки только прямоугольной формы, во втором случае –

прямоугольной и восьмиугольной формы. Некоторые Si, SiGe процессы имеют исключения в правилах для проектирования катушек, а также большинство GaAs процессов не имеют ограничений на угол поворота проводников, что позволяет проектировать катушки индуктивности круглой формы.

Минимальная и максимальная ширина проводника, шаг изменения ширины и длины, а также минимальный зазор между проводниками ограничивают конструкции катушек индуктивности, конденсаторов и проводников межсоединений.

Минимальную ширину проводников и минимальную ширину витков катушек индуктивности необходимо выбирать не только в зависимости от технологических ограничений, но и в зависимости от предельной мощности, которую должен выдерживать фильтр. На сверхвысоких частотах плотность тока по проводнику распределяется неравномерно и преимущественно в поверхностном слое. Следовательно, максимальный ток на единицу ширины проводника будет уменьшаться с ростом частоты.

В технологических процессах Si, SiGe переходные отверстия между слоями металлизаций (via) выполняются в виде столбов квадратного сечения. Для визуализации ограничений проектирования переходных отверстий на рисунке 1.6 представлен массив из 4-х отверстий (вид сверху). От ограничений  $a$ ,  $b$ ,  $c$  зависит плотность расположения переходных отверстий в массиве и, следовательно, сопротивление массива переходных отверстий.

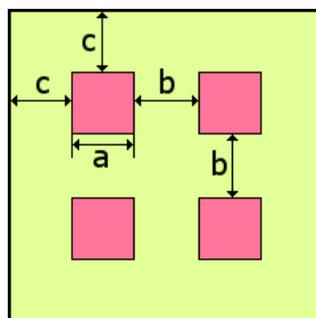


Рис. 1.6. Массив переходных отверстий

Если в технологическом процессе не предусмотрены МИМ конденсаторы, то используют встречно-штыревые конденсаторы (ВШК). Катушки

индуктивности и проводники целесообразно проектировать в верхних слоях металлизации, так как они имеют большую толщину и большее расстояние до подложки, следовательно, паразитные сопротивления и емкости будут иметь меньшее влияние. Но ограничения проектирования в верхних слоях металлизаций более жесткие (большие значения  $w_{min}$  и  $s_{min}$ ). Проектирование ВШК в верхних слоях металлизаций в большинстве случаев не целесообразно, ввиду того, что плотность расположения пальцев и удельная емкость значительно меньше, чем в нижних слоях металлизаций. Поэтому ВШК проектируют в  $n_{ID}$  нижних слоях металлизаций (обычно от 3 до 6), в которых ограничения минимальной ширины и зазора проводников ( $w_{min\_ID}$ ,  $s_{min\_ID}$ ) значительно меньше, чем в верхних слоях ( $w_{min}$ ,  $s_{min}$ ).

В результате анализа документации (PDK) технологических процессов ведущих мировых и отечественных полупроводниковых фабрик выявлены характеристики и ограничения, которые были учтены при проектировании интегральных СВЧ LC-фильтров (см. главы 2 и 3).

## **1.6 Анализ способов уменьшения потерь в полосе пропускания интегральных LC-фильтров**

Минимизация потерь в полосе пропускания сводится к решению двух основных задач: максимизация добротностей катушек индуктивности и конденсаторов; минимизация потерь в проводниках межсоединений.

Добротности интегральных катушек индуктивности на 1-2 порядка меньше добротностей конденсаторов, поэтому потери в ПП интегральных LC-фильтров преимущественно определяются добротностями катушек и потерями в проводниках.

Целью исследований, приведенных в данном разделе, является выявление преимуществ и недостатков описанных в литературе способов уменьшения

потерь и определение параметров оптимизации топологий элементов LC-фильтров.

### *1.6.1 Катушки индуктивности*

Добротности интегральных планарных катушек индуктивности на порядок ниже добротностей интегральных конденсаторов и составляют всего 5 – 50 единиц, что сильно сказывается на крутизнах АЧХ LC-фильтров и потерях в полосе пропускания. К тому же, катушки индуктивности имеют на порядки больше вариантов реализации, чем конденсаторы. Поэтому поиск оптимальных топологий интегральных катушек индуктивности по критерию получения максимальной добротности на требуемой частоте является актуальной и не тривиальной задачей. Описанные в литературе способы увеличения добротностей интегральных катушек индуктивности сводятся к решению следующих задач: увеличение индуктивности на единицу площади, уменьшение сопротивления катушки, уменьшение емкости между катушкой и подложкой, уменьшение влияния подложки.

Уменьшение сопротивления катушки достигается увеличением ширины витков и/или дублированием витков катушки в нескольких слоях металлизаций [32]. Для уменьшения емкости между катушкой и подложкой катушки выполняют в верхних слоях металлизации.

В интегральных СВЧ фильтрах, выполненных на основе LTCC технологии, применяются катушки индуктивности, выполненные в виде различных 3D спиралей [33-35], где витки располагаются один под другим в разных слоях металлизации. Такие конструкции позволяют получить большую индуктивность на единицу площади, чем конструкции планарных катушек индуктивности, следовательно, уменьшить паразитную емкость к подложке. Но данные типы конструкций не позволяют уменьшать сопротивление катушки путем дублирования витков в нескольких слоях металлизаций. К тому же в технологических процессах Si, SiGe, GaAs, используемых для производства

устройств типа СнК, количество слоев металлизации ограничено значениями от 2 до 10, поэтому целесообразно использовать планарные катушки индуктивности.

Согласно исследованиям, опубликованным в [36-37], симметричные катушки индуктивности имеют добротности больше спиральных катушек на 5% - 15%.

От ограничения минимального угла поворота проводников используемого технологического процесса зависит форма катушек индуктивности. В Si, SiGe технологических процессах разрешенный угол поворота может быть  $90^\circ$  или  $45^\circ$ . В первом случае катушки индуктивности могут быть только квадратной формы, во втором случае квадратной или восьмиугольной формы. В некоторых GaAs процессах отсутствуют ограничения на угол поворота проводников, поэтому имеется возможность использовать и катушки индуктивности круглой формы. На рисунке 1.7 представлены результаты исследования различных форм катушек индуктивности в виде зависимостей добротности от частоты катушки индуктивности номиналом 5 нГн [38]. Видно, что добротность катушки восьмиугольной формы на 10% - 15% больше, чем добротность катушки квадратной формы. Это обусловлено тем, что восьмиугольная катушка индуктивности будет иметь меньшую длину, соответственно, и меньшее сопротивление проводника. Катушка индуктивности круглой формы имеет добротность на 2% - 5% больше, чем восьмиугольной формы.

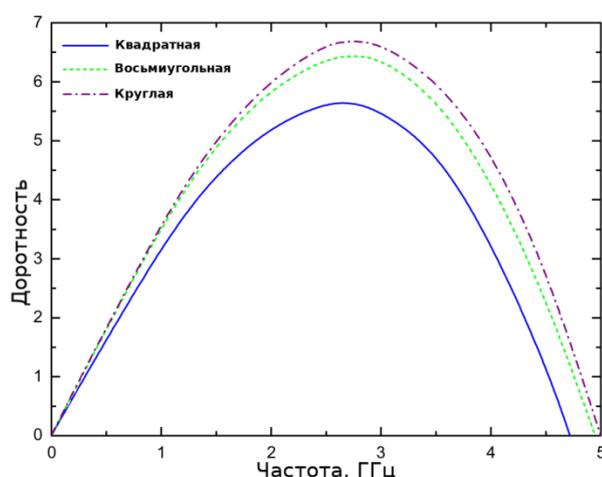


Рис. 1.7. Сравнение добротностей катушек индуктивности различных форм

На основании вышеизложенного определены оптимальные формы планарных катушек в зависимости от разрешенного угла поворота проводников:

- для  $90^\circ$  – симметричные катушки квадратной формы,
- для  $45^\circ$  – симметричные катушки восьмиугольной формы,
- при отсутствии ограничения – спиральные катушки круглой формы, так как катушки индуктивности круглой формы невозможно выполнить симметричными.

Для разработки алгоритма расчета оптимальной топологии интегральной катушки индуктивности заданного номинала необходимо исследовать влияние параметров катушек индуктивности на их добротности. На рисунке 1.8 представлена зависимость добротности восьмиугольных катушек индуктивности от количества их витков (при одинаковой ширине витков) в технологическом процессе SiGe 130 нм. Процесс имеет 6 медных слоев металлизации, из которых четыре нижних имеют толщину 0,4 мкм, а два верхних 3,2 мкм, толщина диэлектрика между слоями металлизаций и подложкой составляет от 1 до 8 мкм, удельное сопротивление подложки не более 0,5 Ом·м.

На графике 1.8 видно, что с увеличением количества витков добротность катушек индуктивности возрастает за счет уменьшения длины и сопротивления проводника. Из этого следует, что для максимизации добротности катушки индуктивности с заданным номиналом и шириной витков следует использовать минимально возможный зазор между витками и максимально возможное количество витков. При этом максимально возможное число витков катушки зависит от выбранной ширины витков.

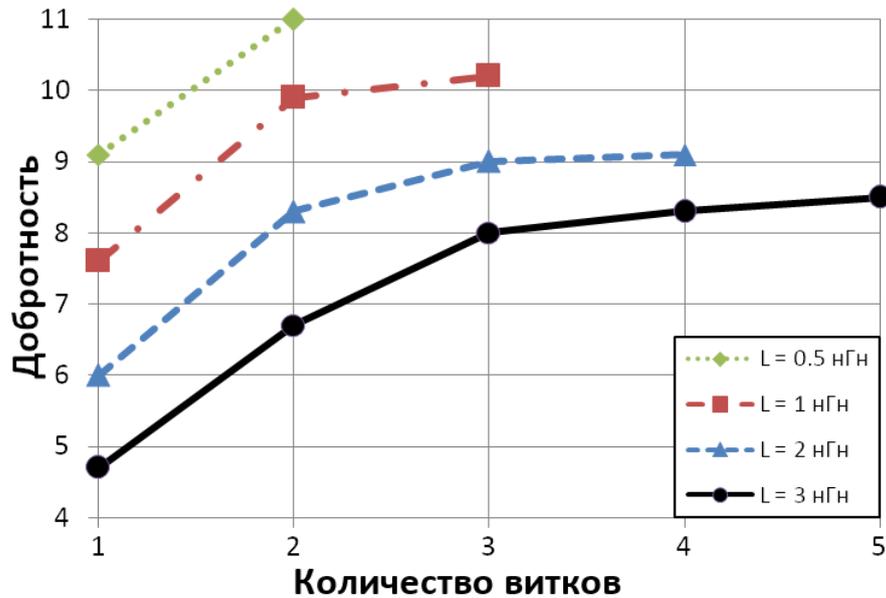


Рис. 1.8. Зависимость добротности катушки индуктивности от количества витков

На рисунках 1.9 и 1.10 представлены графики зависимости добротностей катушек индуктивности номиналом 1 нГн (с максимальным количеством витков) на частоте 10 ГГц от ширины витков ( $w$ ) и количества используемых слоев металлизаций ( $n_{use}$ ) соответственно. Видно, что зависимости имеют сложный характер и максимальная добротность достигается, когда суммарное влияние сопротивления проводника катушки индуктивности и паразитной емкости к подложке минимально. В данном случае максимальной добротностью обладает топология катушки с шириной витков 5 мкм и с количеством используемых слоев металлизаций равным 5.

В результате анализа выявлено, что поиск топологии катушки индуктивности с максимальной добротностью сводится к поиску оптимальной комбинации параметров катушки: ширина витков, количество используемых слоев металлизации. При этом зазор между витками устанавливается минимальным, исходя из ограничений технологического процесса на минимальное расстояние между проводниками, количество витков зависит от ширины витков, внутренний диаметр подстраивается для получения требуемого номинала индуктивности.

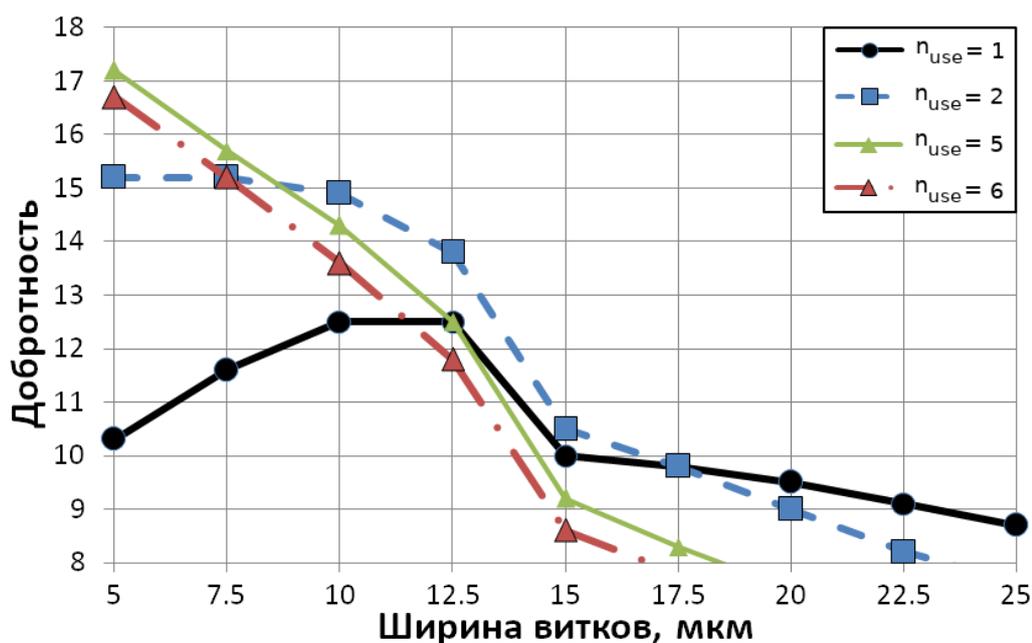


Рис. 1.9. Зависимость добротности катушки индуктивности от ширины  
ВИТКОВ

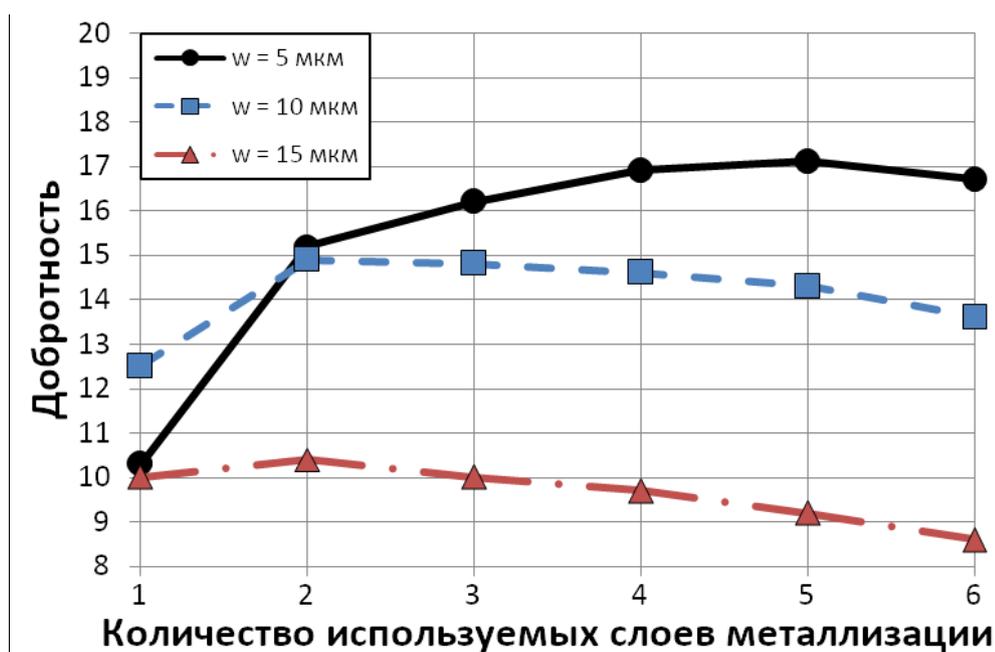


Рис. 1.10. Зависимость добротности катушки индуктивности от количества  
используемых слоев металлизации

В публикациях [39-46, 49-51] исследовались три способа увеличения добротности интегральных планарных катушек индуктивности за счет уменьшения влияния подложки.

Первый способ [39-42] – использование катушек индуктивности с изменяемой шириной витков (рис. 1.11). Данный способ позволяет увеличить

добротность катушек до 10%. Наиболее эффективен данный метод при использовании спиральных катушек индуктивности с подключением широкого вывода катушки к общему выводу. Существенным недостатком данного способа является большая сложность расчета, моделирования и проектирования таких катушек индуктивности, поэтому данный способ не будет использован в данной работе.

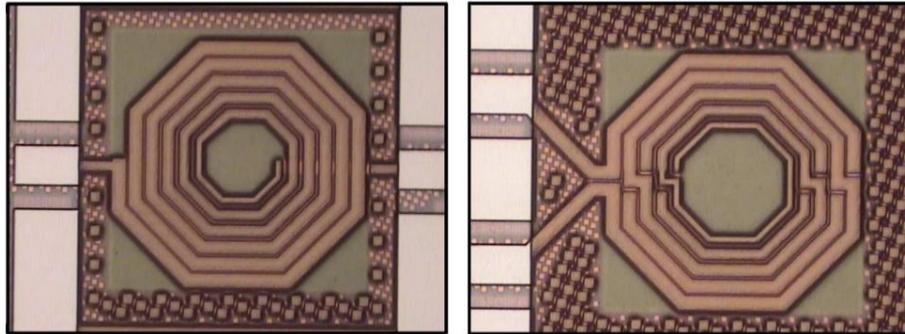


Рис. 1.11. Катушки индуктивности с изменяемой шириной витков

Второй способ был исследован в публикациях [44-46]. Были исследованы возможности увеличения добротности интегральных катушек индуктивности за счет уменьшения влияния подложки путем использования заземленных экранов из различных материалов под катушками индуктивности. В результате исследований было выявлено, что наиболее эффективным экраном является заземленный экран, выполненный в нижнем слое металлизации, использование которого позволяет повысить максимальную добротность на 5% - 30%. Выбор оптимальной топологии экрана катушки индуктивности является не тривиальной задачей и зависит от характеристик подложки. В данной работе экран рассчитывается как сплошной экран в нижнем слое металлизации, что позволяет полностью исключить влияние подложки, независимо от ее характеристик, но увеличить паразитную емкость между катушкой индуктивности и общим выводом. В Si/SiGe процессах имеются ограничения на максимальную ширину проводника ( $w_{max}$ ), поэтому топология экрана, по характеристикам наиболее приближенная к сплошному экрану продемонстрирована на рисунке 1.12 ( $s_{min}$  – минимальный зазор между проводниками). Особенность экрана заключается в

том, что проводники экрана не образуют замкнутое кольцо под катушкой, что препятствует возникновению вихревых токов в экране и уменьшению индуктивности и добротности катушки индуктивности [47-48].

Недостаток использования экранирования – это увеличение паразитной емкости к общему выводу, вследствие чего, частота собственного резонанса катушки индуктивности уменьшается. Поэтому применение заземленного экрана не всегда целесообразно. Экран невозможно применить при наличии только двух слоев металлизации (в техпроцессах GaAs).

Третий способ. В публикациях [49-51] был исследован способ увеличения добротности интегральных катушек путем травления подложки под катушками индуктивности. Данный способ позволяет полностью исключить влияние подложки и в разы увеличить максимальную добротность и частоту собственного резонанса. Пример травления подложки в SiGe технологическом процессе представлен на рис. 1.13 [49].

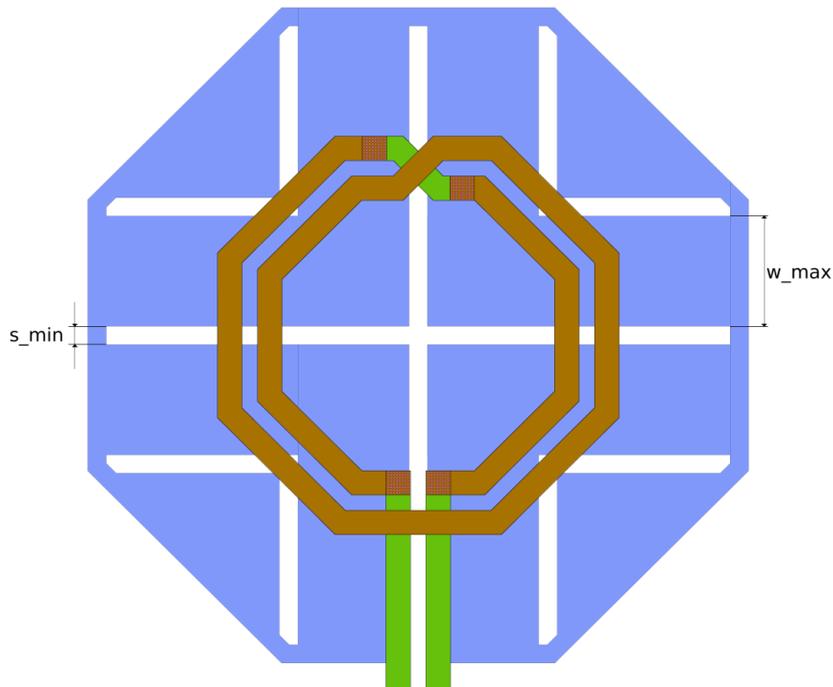


Рис. 1.12. Экранирование катушки индуктивности

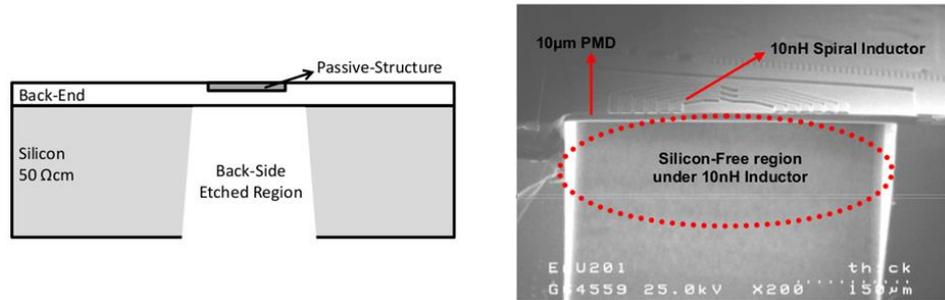


Рис. 1.13. Травление подложки под катушкой индуктивности

Недостатками данного способа являются необходимость наличия специализированного высокоточного оборудования и невозможность применения способа для катушек индуктивности, выполненных в технологических процессах, которые имеют металлизацию с обратной стороны кристалла.

Сравнение исследованных способов увеличения добротностей катушек индуктивности представлено на графике 1.14.

Установлено, что для синтеза фильтров с минимизацией потерь в полосе пропускания необходимо оценивать и при необходимости использовать способы увеличения добротности катушек индуктивности: травление подложки, экранирование.

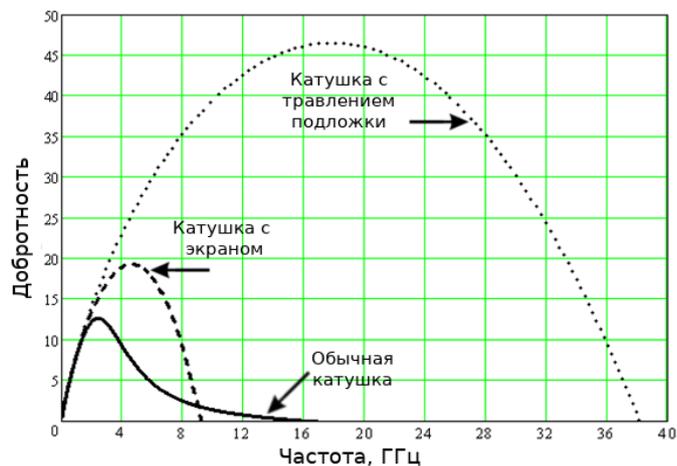


Рис. 1.14. Сравнение добротностей катушек индуктивности

В работах [52-56] представлены ранее разработанные алгоритмы и программы оптимизации интегральных планарных катушек индуктивности. Недостатки данных работ:

- Расчет только несимметричных спиральных катушек индуктивности;

- Для расчета номинала индуктивности используются мономиальные выражения с подгонкой коэффициентов, которые могут иметь погрешности до 10%;
- Не учитываются некоторые характеристики технологического процесса;
- Не оцениваются и не используются такие способы увеличения добротности как использование нескольких слоев металлизации, заземленный экран, травление подложки.

### 1.6.2 Конденсаторы

В интегральных микросхемах используются два основных типа конденсаторов: МИМ и встречно-штыревые (ВШК) конденсаторы (рис. 1.15). МИМ конденсаторы выполняются в специальных слоях, что позволяет уменьшить расстояние между обкладками, также в качестве изолятора часто используют диэлектрик с более высокой диэлектрической проницаемостью. Это позволяет получить высокую удельную емкость ( $1...5$  фФ/мкм<sup>2</sup>). Если в технологическом процессе предусмотрена возможность использовать МИМ конденсаторы, то целесообразно использовать именно их, а не ВШК, ввиду большей удельной емкости и добротности.

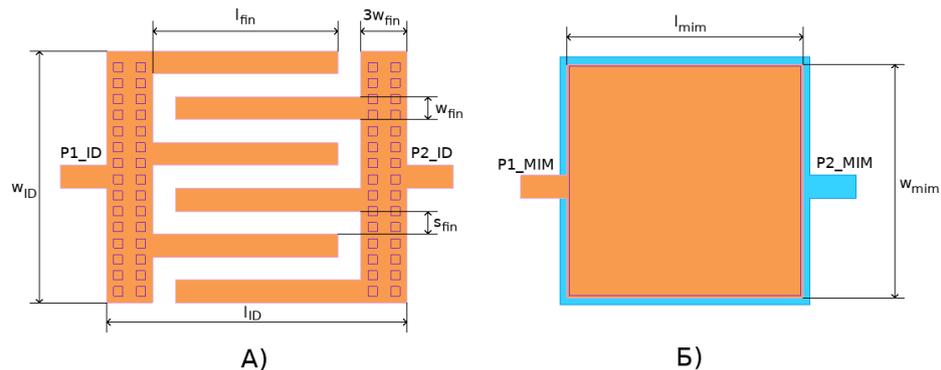


Рис. 1.15. Интегральные конденсаторы: А) ВШК, Б) МИМ

Для получения требуемого номинала емкости в МИМ конденсаторах изменяются только два параметра: длина ( $l_{mim}$ ) и ширина ( $w_{mim}$ ) обкладок. На рисунке 1.16 представлена построенная зависимость добротности МИМ

конденсатора от отношения его сторон при различных номиналах в технологическом процессе SiGe130 нм.

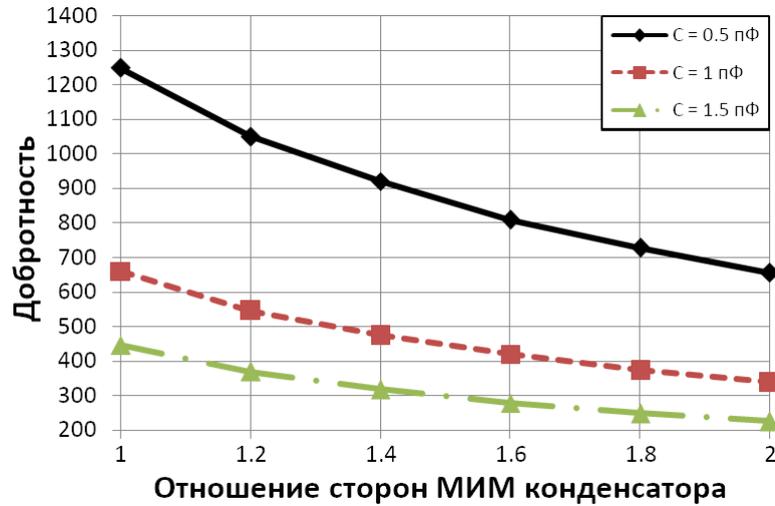


Рис. 1.16. Зависимость добротности МИМ конденсатора от отношения его сторон

Выявлено, что добротность МИМ конденсаторов уменьшается с увеличением отношения сторон его обкладок и для получения максимальной добротности необходимо использовать топологии конденсаторов с отношением сторон близким к единице независимо от характеристик технологического процесса. Это обусловлено увеличением паразитной емкости к подложке с учетом краевых эффектов при увеличении периметра нижней обкладки.

Встречно-штыревые конденсаторы выполняются с обкладками, расположенными в одном слое металлизации (рис. 1.15а).

Плотность расположения пальцев, следовательно, удельная емкость ВШК зависит от ограничений технологического процесса:

$$w_{fin} = s_{fin} = \max(w_{\min}, s_{\min}),$$

где  $w_{fin}$  — ширина пальцев,  $s_{fin}$  — зазор между пальцами,  $w_{\min}$  и  $s_{\min}$  — минимальная ширина проводника и минимальный зазор между проводниками.

Для минимизации влияния краевых эффектов паразитных емкостей к подложке необходимо иметь отношение сторон ВШК равное единице:

$$l_{ID} = W_{ID},$$

$$W_{ID} = N_{fin} \cdot (w_{fin} + s_{fin}) - s_{fin} = w_{fin} \cdot (2 \cdot N_{fin} - 1),$$

$$l_{ID} = 6 \cdot w_{fin} + l_{fin} + s_{fin} = 7 \cdot w_{fin} + l_{fin}.$$

Следовательно, выразив формулу расчета длины пальцев (1.1), расчет емкости ВШК в одном слое металлизации сводится к одному параметру – количеству пальцев ( $N_{fin}$ ).

$$l_{fin} = w_{fin} \cdot (2 \cdot N_{fin} - 8), \quad (1.1)$$

где  $W_{ID}$ ,  $l_{ID}$  – внешние размеры ВШК,  $l_{fin}$  – длина пальцев,  $N_{fin}$  – количество пальцев.

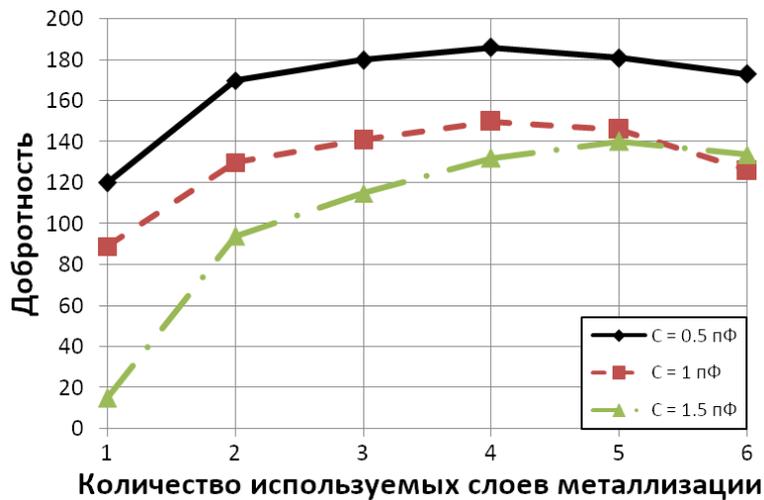


Рис. 1.17. Зависимость добротности ВШК от количества используемых слоев металлизации

При сравнении графиков на рисунках 1.16 и 1.17, установлено, что добротности МИМ конденсаторов на порядок больше, чем добротности ВШК в процессе SiGe 130 нм. Это обусловлено ограничениями технологического процесса, а именно минимальной шириной проводника и минимальным расстоянием между проводниками, выполненными в одном слое металлизации. Это влияет на плотность расположения пальцев ВШК. Для технологических процессов 90 нм и выше минимальное расстояние исчисляется единицами мкм (0,5...5 мкм), поэтому здесь преимущественно используются МИМ конденсаторы. В технологических процессах с топологическими нормами 65 нм и ниже минимальное расстояние исчисляется десятками нм (50...500 нм), вследствие чего, ВШК имеют удельную емкость больше, чем МИМ конденсаторы и, следовательно, добротность.

Выявлено, что для каждого требуемого номинала емкости ВШК имеется оптимальное количество используемых слоев металлизаций, которое преимущественно зависит от таких характеристик технологического процесса как толщина и диэлектрическая проницаемость диэлектриков между слоями металлизации и подложкой, а также от характеристик подложки. На графике 1.17 видно, что для ТП SiGe 130 нм оптимальное количество используемых слоев металлизаций при требуемых номиналах конденсатора 0,5 пФ, 1 пФ – 4 слоя, для номинала 1,5 пФ – 5 слоев.

### ***1.6.3 Проводники***

Проводники межсоединений характеризуются параметрами: длина, ширина, количество используемых слоев металлизации. Длина зависит от расположения и размеров сосредоточенных элементов. Для анализа влияния характеристик проводников на потери построены зависимости коэффициента передачи (на частоте 15 ГГц, сопротивление источника и нагрузки – 50 Ом) проводника длиной 300 мкм от количества используемых слоев металлизаций при различных ширинах проводника, представленные на рисунке 1.18 (сплошные линии – проводники без экранирования, пунктирной линией – проводники с заземленным экраном в нижнем слое металлизации).

В результате анализа установлено, что для заданной длины проводника имеется оптимальная комбинация ширины проводника и количества используемых слоев металлизаций. Увеличение ширины проводника и количества используемых слоев металлизации с одной стороны уменьшает сопротивление проводника, с другой стороны увеличивает паразитную емкость к подложке. Поэтому максимальная добротность проводника достигается при такой комбинации параметров проводника, когда суммарное влияние сопротивления проводника и паразитных емкостей минимально. На графике видно, что оптимальной топологией проводника длиной 300 мкм в технологическом процессе SiGe 130 нм для фильтров с полосой пропускания до 15 ГГц является проводник шириной 25 мкм с использованием 2-х параллельных слоев

металлизаций. Ослабление проводника оптимальной топологии без использования экранирования составляет 0,17 дБ.

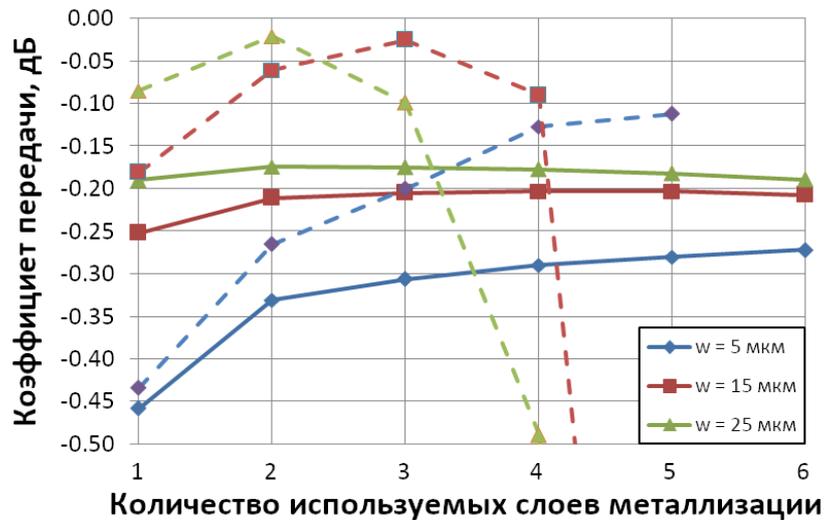


Рис. 1.18. Зависимость коэффициента передачи проводника от количества используемых слоев металлизаций

Выявлено, что при определенных конфигурациях проводника экранирование уменьшает потери в проводнике за счет несколько лучшего согласования источника сигнала и нагрузки в узком диапазоне сопротивлений. Ослабление оптимальной топологии проводника с использованием заземленного экрана под проводником позволило сократить потери до 0,03 дБ.

Ввиду того, что количество проводников межсоединений зависит от порядка и конфигурации фильтра и может достигать 2-20 единиц, то суммарные потери в проводниках межсоединений фильтра могут достигать единиц дБ. Очевидно, что потери в проводниках прямо пропорциональны их длинам. Поэтому кроме поиска оптимальных топологий проводников была разработана методика, позволяющая минимизировать количество и длины проводников межсоединений (см. главу 4).

## 1.7 Выводы

1. В результате анализа численных методов моделирования СВЧ фильтров, выбран квазистатический метод моделирования, применение которого позволило

реализовать автоматизированный синтез и оптимизацию топологий интегральных СВЧ LC-фильтров в системах компьютерной алгебры (ПО MathCad).

2. В результате произведенного анализа базовых моделей катушек индуктивности, конденсаторов, проводников, разработанных отечественными и зарубежными полупроводниковыми фабриками для своих технологических процессов (в том числе АО “Микрон”, TSMC, ИHP, Silterra, HiWafer) выявлено, что модели имеют недостатки (такие как не учет скин-эффекта, влияния подложки, переходных отверстий и др.).

3. Произведен анализ документации (PDK) технологических процессов ведущих мировых и отечественных полупроводниковых фабрик, в результате чего, определены характеристики и ограничения, учет которых позволил реализовать физически обоснованные аналитические модели пассивных элементов для проектирования интегральных СВЧ LC-фильтров. Выявлено, что основными характеристиками техпроцесса являются: толщины, удельные сопротивления слоев металлизации; толщина, удельное сопротивление, диэлектрическая проницаемость подложки; диэлектрическая проницаемость и толщины диэлектриков между слоями металлизаций и подложкой. Ограничения: минимальный угол поворота, минимальная и максимальная ширина, минимальный зазор, минимальный шаг изменения геометрии проводников.

4. Исследованы известные способы увеличения добротности интегральных катушек индуктивности и конденсаторов, способы уменьшения потерь в проводниках, в результате было установлено, что они имеют недостатки, ограничивающие эффективность их применения. Использование нескольких параллельных слоев металлизаций уменьшает последовательное сопротивление, но увеличивает паразитную емкость к подложке, использование экранирования уменьшает влияние подложки, но увеличивает паразитную емкость к общему выводу, что ведет к уменьшению резонансной частоты. Определены оптимальные формы катушек индуктивности в зависимости от ограничения технологического процесса на минимальный угол поворота проводников: для ограничения  $90^\circ$  – планарные симметричные катушки квадратной формы, для  $45^\circ$  – планарные

симметричны катушки восьмиугольной формы, при отсутствии ограничения – планарные спиральные катушки круглой формы. Определены параметры оптимизации топологий элементов фильтров. Для катушек индуктивности параметрами оптимизации являются ширина витков, количество используемых параллельных слоев металлизаций, наличие экранирования или травление подложки, при этом зазор между витками задается минимально возможным, количество витков задается максимально возможным для заданного номинала и ширины витков. Установлено, что МИМ конденсаторы имеют максимальную добротность при минимальном периметре обкладок за счет минимизации краевых эффектов паразитной емкости к подложке. Параметром оптимизации топологии встречно-штыревых конденсаторов является количество используемых слоев металлизации. Параметрами оптимизации топологии проводников являются ширина проводника, количество используемых слоев металлизации, наличие или отсутствие экранирования.

## 2 АНАЛИТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЭЛЕМЕНТОВ ИНТЕГРАЛЬНЫХ LC-ФИЛЬТРОВ

Для разработки достоверных моделей интегральных катушек индуктивности, конденсаторов и проводников были использованы эквивалентные П-модели [29, 30, 40, 41, 57 - 65]. Выбор сосредоточенных моделей элементов обусловлен тем, что длина волны на частотах 1-40 ГГц составляет 7,5...300 мм, что на 2-3 порядка больше, чем геометрические размеры элементов LC-фильтров диапазона 1-40 ГГц (десятки...сотни мкм).

### 2.1 Расчет индуктивности катушек

Для расчета индуктивности планарных интегральных катушек индуктивности часто используют модифицированную формулу Уиллера (2.1), формулы, основанные на аппроксимации плотности тока (2.4), мономиальные выражения с подгонкой данных (2.5) [24-27]. Однако эти формулы могут иметь погрешности более 10%.

$$L_w = \frac{K_1 \cdot \mu_0 \cdot N^2 \cdot d_{avg}}{1 + K_2 \cdot p}, \quad (2.1)$$

$$d_{avg} = 0.5 \cdot (d_{out} + d_{in}), \quad (2.2)$$

$$p = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}}, \quad (2.3)$$

$$L_{CSA} = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot d_{avg}}{2} \cdot \left[ \ln\left(\frac{c_2}{p}\right) + c_3 \cdot p + c_4 \cdot p^2 \right], \quad (2.4)$$

$$L_{MON} = \beta \cdot d_{out}^{\alpha_1} \cdot w^{\alpha_2} \cdot d_{avg}^{\alpha_3} \cdot N^{\alpha_4} \cdot s^{\alpha_5}, \quad (2.5)$$

где  $\mu_0$  - магнитная проницаемость вакуума ( $4\pi \cdot 10^{-7}$ ),  $N$  - количество витков,  $d_{in}$ ,  $d_{out}$ ,  $d_{avg}$  - внутренний, внешний и средний диаметр соответственно,  $w$  -

ширина витков,  $s$  – зазор между витками,  $K$ ,  $c$ ,  $\beta$ ,  $\alpha$  - коэффициенты, приведенные в таблице 2.1.

Таблица 2.1. Коэффициенты формул расчета индуктивности

Формула	Форма катушки	Коэффициенты					
		$K_1$	$K_2$	$c_1$	$c_2$	$c_3$	$c_4$
(2.1)							
	Квадратная	2,34	2,75				
	Восьмиугольная	2,25	3,55				
	Круглая	1,96	2,75				
(2.4)							
	Квадратная	1,27	2,07	0,18	0,13		
	Восьмиугольная	1,07	2,29	0	0,19		
	Круглая	1,00	2,46	0	0,2		
(2.5)		$\beta$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$
	Квадратная	0,00162	-1,21	-0,147	2,40	1,78	-0,030
	Восьмиугольная	0,00133	-1,21	-0,163	2,43	1,75	-0,049

Наиболее точным методом расчета индуктивности планарных катушек различных конфигураций является метод, заключающийся в разбиении катушки на прямоугольные сегменты и расчете всех собственных и всех взаимных индуктивностей сегментов [28-31]. Данный метод расчета широко используется при экстрагировании индуктивностей и коэффициентов индуктивной связи эквивалентной принципиальной схемы из топологии интегрального устройства такими программными продуктами как Calibre Parasitic Extraction и Assura Physical Verification в САПР Cadence Virtuoso.

Собственная индуктивность прямого проводника прямоугольного сечения находится по формуле (2.6), а взаимные индуктивности проводников находятся по формулам (2.7-2.17) в зависимости от их взаимного расположения, варианты которых приведены на рис. 2.1.

$$L_s(w, l, t) = \frac{\mu_0 \cdot l}{2 \cdot \pi} \cdot \left[ \ln \left( \frac{2 \cdot l}{w + t} \right) + 0,50049 + \frac{w + t}{3 \cdot l} \right], \quad (2.6)$$

где  $w, l, t$  – ширина, длина и толщина проводника соответственно.

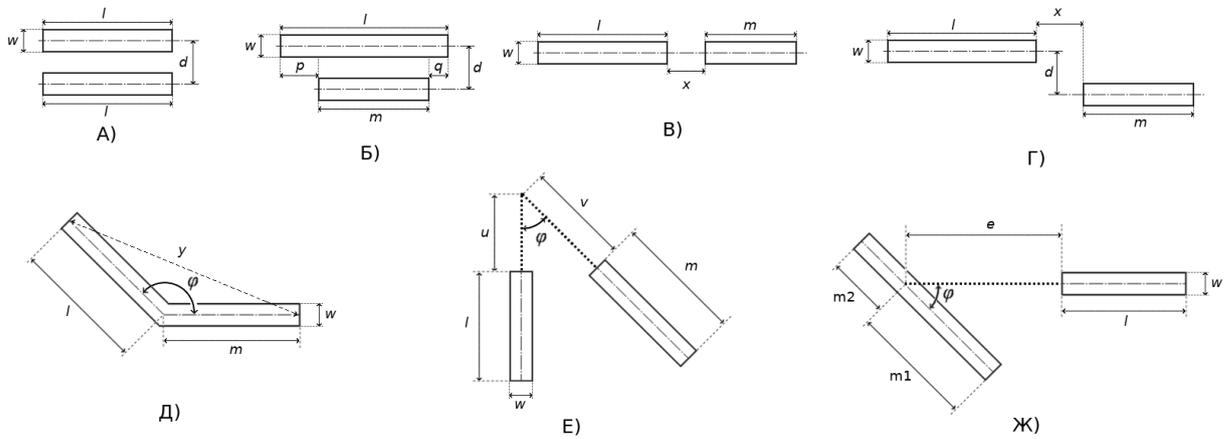


Рис. 2.1. Варианты расположения проводников

Для случая параллельного расположения сегментов одинаковой длины без смещения (рис. 2.1а) взаимная индуктивность будет рассчитываться по формуле:

$$M(w, l, d) = \frac{\mu_0}{2 \cdot \pi} \cdot l \cdot Q(w, l, d), \quad (2.7)$$

где  $Q(w, l, d)$  – параметр взаимной индуктивности, характеризующий удельную взаимную индуктивность на единицу длины проводника:

$$Q(w, l, d) = \ln \left[ \frac{l}{\text{GMD}(w, d)} + \sqrt{1 + \left( \frac{l}{\text{GMD}(w, d)} \right)^2} \right] - \sqrt{1 + \left( \frac{\text{GMD}(w, d)}{l} \right)^2} + \frac{\text{GMD}(w, d)}{l}, \quad (2.8)$$

где  $d$  – расстояние между осями симметрии проводников,  $\text{GMD}(w, d)$  – среднегеометрическое расстояние между проводниками:

$$\text{GMD}(w, d) = \exp \left[ \ln(d) - \frac{w^2}{12 \cdot d^2} - \frac{w^4}{60 \cdot d^4} - \frac{w^6}{168 \cdot d^6} - \frac{w^8}{360 \cdot d^8} - \frac{w^{10}}{660 \cdot d^{10}} \right]. \quad (2.9)$$

Для случая параллельного расположения проводников разной длины со смещениями (рис. 2.1б) взаимная индуктивность рассчитывается по формуле:

$$M_{\text{dt}}(w, l, m, d, p, q) = \frac{M(w, m + p, d) + M(w, m + q, d) - M(w, p, d) - M(w, q, d)}{2}. \quad (2.10)$$

В случае, когда смещения  $p$  и  $q$  равны, взаимную индуктивность параллельных сегментов разной длины можно найти по формуле (11).

$$M_{dts}(w, l, m, d) = M\left(w, \frac{l+m}{2}, d\right) - M\left(w, \frac{|l-m|}{2}, d\right). \quad (2.11)$$

Для случая расположения проводников на одной линии со смещением (рис. 2.1в) взаимная индуктивность рассчитывается по формуле:

$$M_{ol}(w, l, m, x) = M_{dts}\left(w, l, m, x + \frac{l+m}{2}\right). \quad (2.12)$$

Для случая, изображенного на рис. 2.1г взаимная индуктивность будет рассчитываться по формуле:

$$M_{olk}(w, l, m, d, x) = \frac{M(w, l+m+x, d) + M(w, x, d) - M(w, l+x, d) - M(w, m+x, d)}{2}. \quad (2.13)$$

Для случая, изображенного на рисунке 2.1д, когда сегменты соединены одним из концов, взаимная индуктивность этих сегментов рассчитывается по формулам (2.14-2.15).

$$M_{oe}(l, m, \varphi) = \frac{\mu_0 \cdot \cos(\varphi)}{2 \cdot \pi} \cdot \left[ l \cdot \operatorname{atanh}\left(\frac{m}{l + y(l, m, \varphi)}\right) + m \cdot \operatorname{atanh}\left(\frac{l}{m + y(l, m, \varphi)}\right) \right] \quad (2.14)$$

$$y(l, m, \varphi) = \sqrt{l^2 + m^2 - 2 \cdot l \cdot m \cdot \cos(\varphi)} \quad (2.15)$$

Для взаимного расположения, изображенного на рисунке 2.1е, когда точка пересечения находится за пределами двух сегментов, взаимная индуктивность рассчитывается по формуле:

$$M_{ots}(l, m, \varphi, u, v) = 2 \cdot \cos(\varphi) \cdot [M_{oe}(l+u, m+v, \varphi) + M_{oe}(u, v, \varphi) - M_{oe}(l+u, v, \varphi) - M_{oe}(u, m+v, \varphi)] \quad (2.16)$$

При взаимном расположении с пересечением на одном из сегментов, изображенном на рисунке 2.1ж, взаимная индуктивность сегментов рассчитывается по формуле:

$$M_{aos}(l, m1, m2, \varphi, e) = M_{ots}(l, m1, \varphi, 0, e) + M_{ots}(l, m2, \varphi, 0, e) \quad (2.17)$$

При использовании рассмотренного метода количество вычислений взаимных индуктивностей значительно увеличивается с увеличением количества витков. Для упрощения вычислений и получения аналитических формул

предлагается модернизированный метод, который заключается в том, что предварительно топология катушки разбивается на части (полные витки, внутренний не полный виток, выводы), рассчитывается полная индуктивность каждой части путем разбиения на прямоугольные сегменты и находятся все собственные и взаимных индуктивности, далее рассчитываются взаимные индуктивности каждой части со всеми остальными.

### 2.1.1 Симметричные квадратные катушки индуктивности

На рис. 2.2 представлена декомпозиция топологии интегральных квадратных симметричных катушек индуктивности на части для расчета полной индуктивности по предложенному модифицированному методу. Для обеспечения минимальной длины проводников между сосредоточенными элементами синтезируемых фильтров расположение выводов у катушки индуктивности может быть двух видов: с одной стороны или с противоположных сторон.

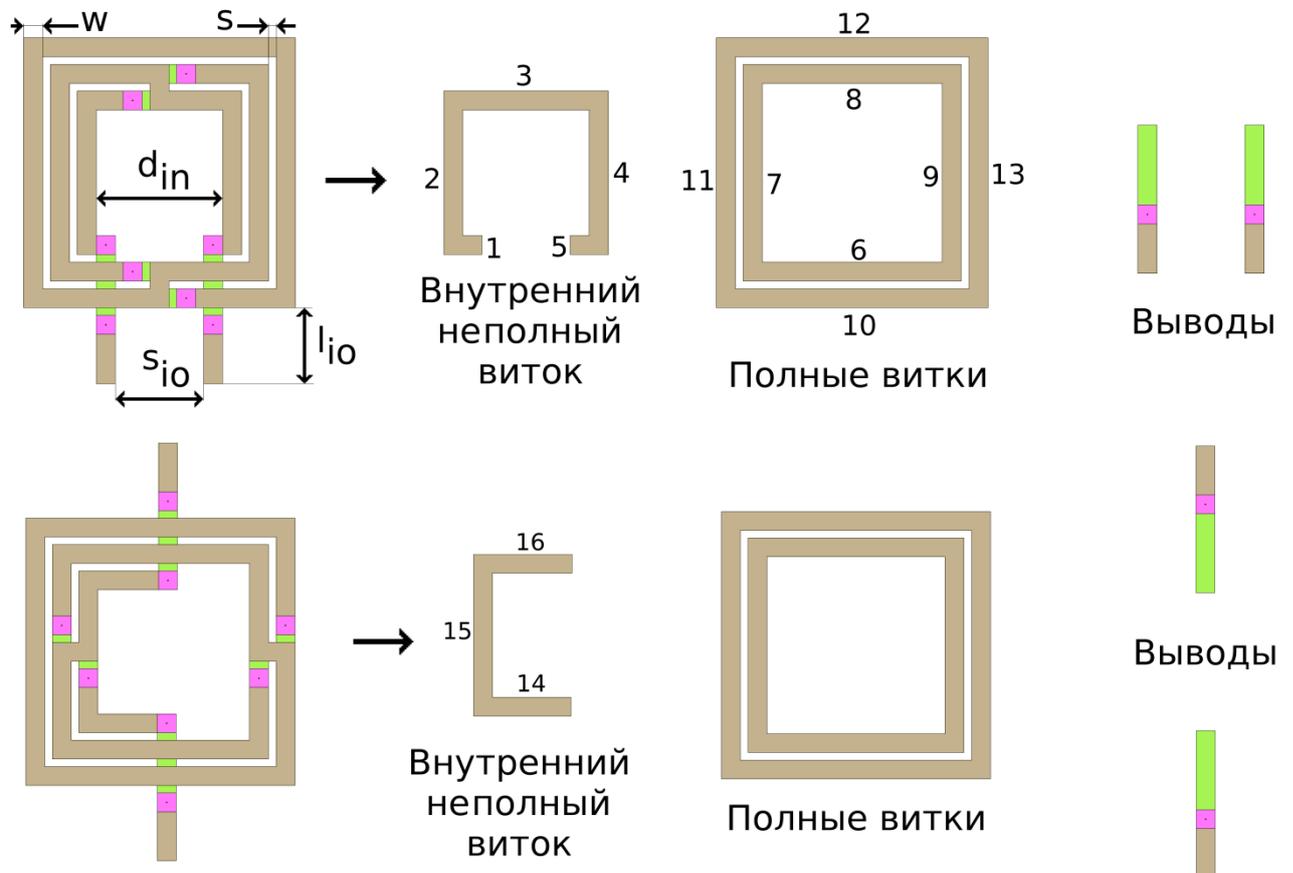


Рис. 2.2. Декомпозиция топологии интегральных квадратных симметричных катушек индуктивности на части

Катушка индуктивности характеризуется следующими параметрами:  $w$  – ширина витков и выводов;  $s$  – зазор между витками;  $d_{in}$  – внутренний диаметр;  $N$  – количество витков;  $l_{io}$  – длина выводов, выступающая за внешний виток;  $s_{io}$  – зазор между выводами, расположенными с одной стороны,  $n_{use}$  – количество используемых слоев металлизаций.

Для нахождения собственной индуктивности сегментов выведены формулы расчета внутреннего диаметра (2.18) и длины сегментов (2.19)  $i$ -го витка катушки (сегменты 2-4, 6-13, 15 на рис.2.2).

$$D_{in}(i) = d_{in} + 2 \cdot (i - 1) \cdot (w + s), \quad (2.18)$$

$$l_{seg}(i) = D_{in}(i) + w, \quad (2.19)$$

Во внутреннем неполном витке есть короткие сегменты. Для катушки с расположением выводов с одной стороны длина этих сегментов (1, 5 на рис. 2.2) рассчитывается по формуле (2.20), а при расположении выводов с разных сторон (сегменты 14, 16 на рис. 2.2) – по формуле (2.21).

$$l_{sh\_par} = \frac{d_{in} + w - s_{io}}{2}, \quad (2.20)$$

$$l_{sh\_ser} = \frac{d_{in} + w}{2}. \quad (2.21)$$

Полная длина вывода:

$$l_{io\_full} = l_{io} + w + \text{ceil}(N - 1) \cdot (w + s), \quad (2.22)$$

где функция  $\text{ceil}(X)$  округляет число  $X$  вверх до целого.

Расстояние между параллельными сегментами одного  $i$ -го витка равно  $l_{seg}(i)$ , а взаимные индуктивности параллельных сегментов одной длины (сегменты одного полного витка) рассчитываются по формуле (2.7), тогда полная индуктивность полного  $i$ -го витка будет рассчитываться по выведенной формуле:

$$L_{coil}(i) = 4 \cdot L_s(w, l_{seg}(i), t_{ind}) - 4 \cdot M(w, l_{seg}(i), l_{seg}(i)), \quad (2.23)$$

где  $t_{ind}$  – толщина катушки индуктивности, которая при использовании нескольких параллельных слоев металлизаций рассчитывается по формуле (2.24)

исходя из того, что линии электромагнитного поля замыкаются вокруг всех слоев планарной катушки, а не вокруг каждого.

$$t_{ind} = \sum_{i=n_0-n_{use}+1}^{n_0} (t_i) + \sum_{i=n_0-n_{use}+2}^{n_0} (h_i - h_{i-1} - t_{i-1}), \quad (2.24)$$

где  $n_0$  – общее количество слоев металлизаций в технологическом процессе,  $t_i$  – толщина  $i$ -го слоя металлизации,  $h_i$  – толщина диэлектрика между  $i$ -ым слоем металлизации и подложкой.

Взаимная индуктивность коротких и длинных сегментов (например, 1 и 3 на рис. 2.2) находится по формуле (2.10). Взаимная индуктивность коротких сегментов внутреннего витка (1 и 5 на рис. 2.2) рассчитывается по формуле (2.12). Тогда полная индуктивность внутреннего неполного витка рассчитывается по выведенной формуле (2.25) для расположения выводов с одной стороны, и по формуле (2.26) для расположения выводов с разных сторон.

$$L_{in\_par} = 3 \cdot L_s(w, l_{seg}(1), t_{ind}) + 2 \cdot L_s(w, l_{sh\_par}, t_{ind}) + 2 \cdot M_{ol}(w, l_{sh\_par}, l_{sh\_par}, s_{io} + w) - \\ - 2 \cdot M(w, l_{seg}(1), l_{seg}(1)) - 4 \cdot M_{dt}\left(w, l_{seg}(1), l_{sh\_par}, l_{seg}(1), \frac{d_{in} + w + s_{io}}{2}, 0\right) \quad (2.25)$$

$$L_{in\_ser} = L_s(w, l_{seg}(1), t_{ind}) + 2 \cdot L_s(w, l_{sh\_ser}, t_{ind}) - 2 \cdot M(w, l_{sh\_ser}, l_{seg}(1)) \quad (2.26)$$

Полная индуктивность выводов, расположенных с одной стороны катушки рассчитывается по формуле (2.27), с разных сторон по формуле (2.28).

$$L_{io\_par} = 2 \cdot L_s(w, l_{io\_full}, t_{ind}) - 2 \cdot M(w, l_{io\_full}, s_{io} + w) \quad (2.27)$$

$$L_{io\_ser} = 2 \cdot L_s(w, l_{io\_full}, t_{ind}) + 2 \cdot M_{ol}(w, l_{io\_full}, l_{io\_full}, d_{in}) \quad (2.28)$$

Взаимная индуктивность параллельных сегментов разных витков (например, сегменты 8 и 12 на рис. 2.2) рассчитывается по формуле (2.11). Тогда взаимная индуктивность  $i$ -го и  $n$ -го полных витков будет находиться по формулам (2.29-2.31). При  $i = n$ :

$$M_{coils}(i, i) = 0.$$

$$M_{coils}(i, n) = 8 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(n), d_{pos}(i, n)) - 8 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(n), d_{neg}(i, n)), \quad (2.29)$$

$$d_{pos}(i, n) = (|i - n|) \cdot (w + s), \quad (2.30)$$

$$d_{neg}(i, n) = D_{in}(\min(i, n)) + w + d_{pos}, \quad (2.31)$$

где  $d_{pos}$  – расстояния между сегментами разных витков с положительной взаимной индуктивностью,  $d_{neg}$  – с отрицательной.

Взаимная индуктивность  $i$ -го полного витка ( $i \geq 2$ ) с неполным внутренним витком рассчитывается по выведенной формуле (2.32) для катушки с расположением выводов с одной стороны и по выведенной формуле (2.33) с расположением выводов с разных сторон.

$$M_{inner\_par}(i) = 6 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(1), d_{pos}(i, 1)) + 4 \cdot M_{dt}(w, l_{seg}(i), l_{sh\_par}, d_{pos}(i, 1), p(i), q_{par}(i)) - \quad (2.32)$$

$$- 6 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(1), d_{neg}(i, 1)) - 4 \cdot M_{dt}(w, l_{seg}(i), l_{sh\_par}, d_{neg}(i, 1), p(i), q_{par}(i))$$

$$M_{inner\_ser}(i) = 2 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(1), d_{pos}(i, 1)) + 4 \cdot M_{dt}(w, l_{seg}(i), l_{sh\_ser}, d_{pos}(i, 1), p(i), q_{ser}(i)) - \quad (2.33)$$

$$- 2 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(1), d_{neg}(i, 1)) - 4 \cdot M_{dt}(w, l_{seg}(i), l_{sh\_ser}, d_{neg}(i, 1), p(i), q_{ser}(i))$$

$$p(i) = (i - 1) \cdot (w + s), \quad (2.34)$$

$$q_{par}(i) = l_{seg}(i) - l_{sh\_par} - p(i), \quad (2.35)$$

$$q_{ser}(i) = l_{seg}(i) - l_{sh\_ser} - p(i), \quad (2.36)$$

где  $p(i)$ ,  $q_{par}(i)$ ,  $q_{ser}(i)$  – смещения коротких отрезков внутреннего неполного витка относительно сегментов  $i$ -го полного витка.

Взаимные индуктивности между выводом и сегментами 2,4,7,9,11,13 на рис. 2.2 рассчитываются по формуле (2.13). Взаимная индуктивность выводов, расположенных с одной стороны катушки и  $i$ -го витка ( $i \geq 1$ ) рассчитывается по формулам (2.37-2.40).

$$M_{io\_par}(i) = 2 \cdot M_{olx}(l_{seg}(i), l_{io\_full}, d_{io\_pos}(i), x_{io}(i)) - \quad (2.37)$$

$$- 2 \cdot M_{olx}(l_{seg}(i), l_{io\_full}, d_{io\_neg}(i), x_{io}(i))$$

$$d_{io\_pos}(i) = \frac{D_{in}(i) - s_{io} - w}{2} \quad (2.38)$$

$$d_{io\_neg}(i) = D_{in}(i) - d_{io\_pos}(i) \quad (2.39)$$

$$x_{io}(i) = (1 - i) \cdot (w + s) \quad (2.40)$$

где  $d_{io\_pos}(i)$  – расстояния между выводами и сегментами  $i$ -го витка с положительной взаимной индуктивностью,  $d_{io\_neg}(i)$  – с отрицательной.

Так как при расположении выводов с разных сторон катушки выводы расположены симметрично относительно полных витков, то их взаимная индуктивность будет равняться нулю. Взаимная индуктивность выводов и внутреннего неполного витка рассчитывается по формуле (2.41).

$$M_{io\_ser} = 2 \cdot M_{olx} \left( l_{seg}(1), l_{io\_full}, \frac{d_{in} + w}{2}, 0 \right) \quad (2.41)$$

В результате применения модифицированного метода декомпозиции топологии, использования ранее известных формул расчета взаимных индуктивностей проводников различных взаимных расположений (2.7)-(2.17), и выведении аналитических зависимостей длин сегментов и расстояний между сегментами от параметров катушки ( $w, s, d_{in}, N, l_{io}, n_{use}$ ) получены аналитические формулы полной индуктивности симметричной катушки квадратной формы с расположением выводов с одной стороны (2.42), с разных сторон (2.43).

$$L_{ind\_par} = L_{in\_par} + L_{io\_par} + M_{io\_par}(1) + \sum_{i=2}^N \left[ L_{coil}(i) + M_{inner\_par}(i) + M_{io\_par}(i) + \sum_{n=2}^N \left( \frac{M_{coils}(i,n)}{2} \right) \right], \quad (2.42)$$

$$L_{ind\_ser} = L_{in\_ser} + L_{io\_ser} + M_{io\_ser} + \sum_{i=2}^{ceil(N)} \left[ L_{coil}(i) + M_{inner\_ser}(i) + \sum_{n=2}^{ceil(N)} \left( \frac{M_{coils}(i,n)}{2} \right) \right]. \quad (2.43)$$

Для оценки точности полученных формул расчета индуктивности были произведены 3D электромагнитные моделирования симметричных квадратных катушек индуктивности с различными параметрами методом конечных элементов (МКЭ) в САПР Advanced Design System (ADS). 3D электромагнитное моделирование методом конечных элементов (МКЭ) и методом моментов (MoM) применяется в качестве эталона для верификации моделей интегральных пассивных элементов и в частности катушек индуктивности [26, 37, 39, 40, 41, 42,

56, 66, 74]. Для исключения влияния паразитных элементов, моделирования проходили в идеализированном технологическом процессе: слой металлизации и переходные отверстия – идеальные проводники, подложка отсутствует, в качестве диэлектрика используется воздух. На рис. 2.3 представлено сравнение модуля погрешностей расчета индуктивности по полученным формулам и ранее опубликованным формулам относительно результатов моделирования 35 катушек индуктивности с различными параметрами  $w$ ,  $d_{in}$ ,  $N$ .

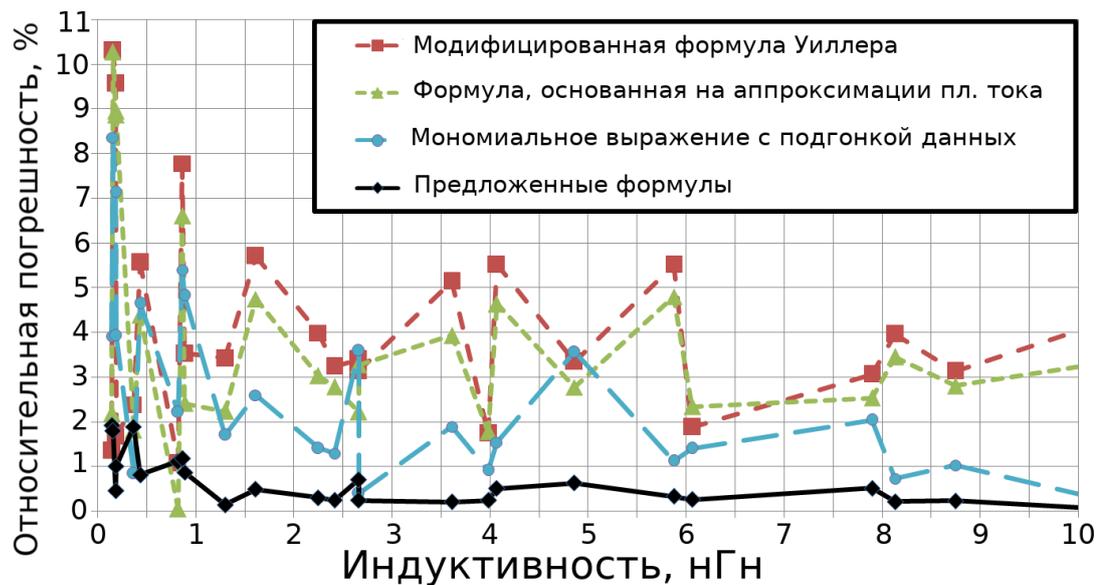


Рис. 2.3. Сравнение погрешностей формул расчета индуктивности квадратной катушки

Установлено, что предложенные формулы имеют погрешности не более 2% для номиналов 0,1...1.0 нГн и не более 1% для номиналов 1...10 нГн. При этом погрешности ранее опубликованных формул превышают 10% при малых номиналах индуктивностей.

Результаты исследования и применения предложенного модифицированного метода декомпозиции топологии симметричных катушек индуктивности квадратной формы опубликованы в [67].

### 2.1.2 Симметричные восьмиугольные катушки индуктивности

Декомпозиция топологий планарных симметричных восьмиугольных катушек индуктивности представлена на рис. 2.4.

Длину основных сегментов  $i$ -го витка (сегменты 2-8, 10-25, 27-29 на рис. 2.4) можно найти по формуле вписанной окружности в восьмиугольник (2.44), где  $D_{in}(i)$  рассчитывается по формуле (2.18).

$$l_{seg}(i) = (D_{in}(i) + w) \cdot \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) \quad (2.44)$$

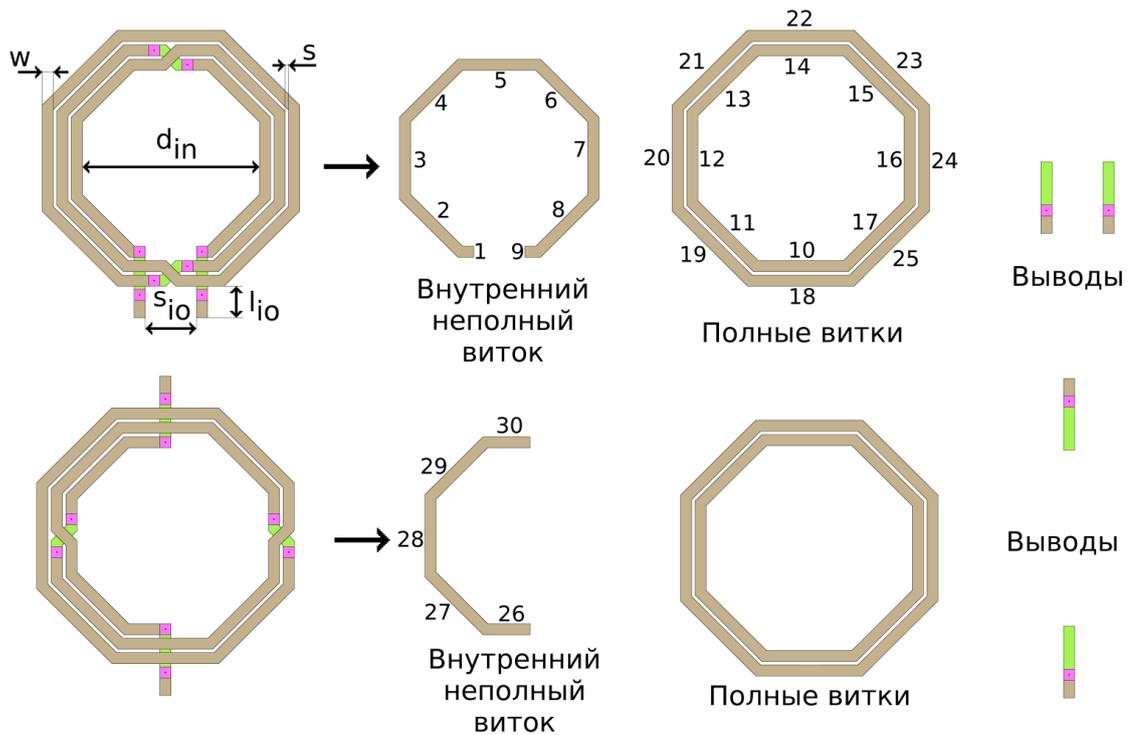


Рис. 2.4. Декомпозиция топологий интегральных симметричных восьмиугольных катушек индуктивности

Длина коротких сегментов внутреннего неполного витка для катушки с расположением выводов с одной стороны (1, 9 на рис. 2.4) рассчитывается по формуле (2.45), а при расположении выводов с разных сторон (сегменты 26, 30 на рис. 2.4) – по формуле (2.46).

$$l_{sh\_par} = \frac{l_{seg}(1) - s_{io}}{2} \quad (2.45)$$

$$l_{sh\_ser} = \frac{l_{seg}(1)}{2} \quad (2.46)$$

Полную длину вывода можно найти по формуле:

$$l_{io\_full} = l_{io} + w + \text{ceil}(N - 1) \cdot (w + s) \quad (2.47)$$

Взаимная индуктивность сегментов, соединенных одним из концов (например, сегменты 2 и 3 на рис. 2.4) рассчитывается по формулам (2.14-2.15). При взаимном расположении сегментов, когда точка пересечения находится за пределами двух сегментов (например, сегменты 3 и 6 на рис. 2.4), взаимная индуктивность рассчитывается по формуле (2.16). При взаимном расположении с пересечением на одном из сегментов (например, сегменты 10 и 19 на рис. 2.4), взаимная индуктивность сегментов рассчитывается по формуле (2.17).

На рисунке 2.5 представлены смещения сегментов двух витков симметричной восьмиугольной катушки индуктивности. Исходя из геометрии катушки, были выведены формулы (2.48-2.53). Смещения  $u$  и  $v$  для сегментов одного  $i$ -го витка находятся по формуле (2.48), смещения  $u$ ,  $v$ ,  $e$  для сегментов разных  $i$ -го и  $n$ -го витков рассчитываются по формулам (2.49-2.51),  $m1$  и  $m2$  рассчитываются по формулам (2.52-2.53).

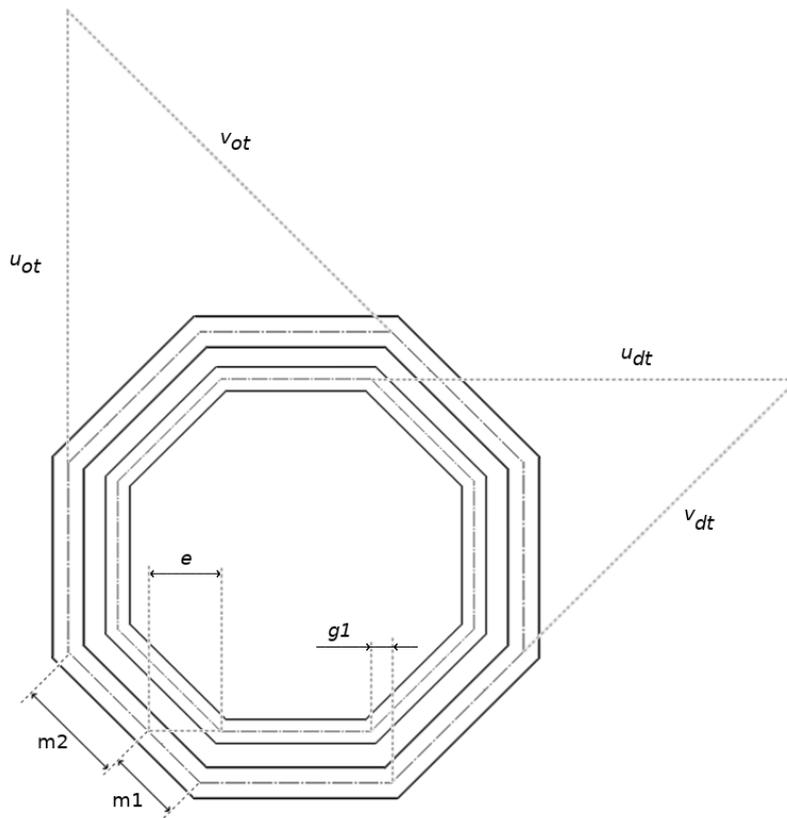


Рис. 2.5. Смещения сегментов восьмиугольной катушки индуктивности

$$u_{ot}(i) = v_{ot}(i) = D_{in}(i) + w \quad (2.48)$$

$$u_{dt}(i, n) = \frac{D_{in}(\min(i, n)) + 2 \cdot w + l_{seg}(\min(i, n)) - l_{seg}(\max(i, n))}{2} \quad (2.49)$$

$$v_{dt}(i, n) = \left[ \frac{D_{in}(\min(i, n)) + w + l_{seg}(\min(i, n))}{2} + (w + s) \cdot |i - n| \right] \cdot \sqrt{2} \quad (2.50)$$

$$e(i, n) = |i - n| \cdot (w + s) \cdot \sqrt{2} \quad (2.51)$$

$$m1(i, n) = e(i, n) \quad (2.52)$$

$$m2(i, n) = l_{seg}(\max(i, n)) - m1(i, n) \quad (2.53)$$

Исходя из вышеописанных формул, выведена формула полной индуктивности полного  $i$ -го витка:

$$\begin{aligned} L_{coil}(i) = & 8 \cdot L_s(w, l_{seg}(i), t_{ind}) + 16 \cdot M_{oe}\left(l_{seg}(i), l_{seg}(i), \frac{3 \cdot \pi}{4}\right) - \\ & - 8 \cdot M\left(w, l_{seg}(i), D_{in}(i)\right) - 16 \cdot M_{ots}\left(l_{seg}(i), l_{seg}(i), \frac{\pi}{4}, u_{ot}(i), v_{ot}(i)\right) \end{aligned} \quad (2.54)$$

Для нахождения смещений между короткими сегментами внутреннего витка (сегменты 1,9,26,30 на рис. 2.4) и параллельными им сегментами  $i$ -го витка (сегменты 10,18,14,22 на рис. 2.4) разработаны формулы (2.55). Формула (2.56) применима для катушки с выводами, направленными в одну сторону, формула (2.57) – направленными в разные стороны.

$$g1(i) = \sqrt{\frac{(l_{seg}(i) - l_{seg}(1))^2}{2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)} - ((i-1) \cdot (w + s))^2} \quad (2.55)$$

$$g2_{par}(i) = l_{seg}(i) - l_{sh_{par}} - 2 \cdot g1(i) = l_{seg}(i) - \frac{l_{seg}(1) - s_{io}}{2} - 2 \cdot g1(i) \quad (2.56)$$

$$g2_{ser}(i) = l_{seg}(i) - l_{sh_{ser}} - 2 \cdot g1(i) = l_{seg}(i) - \frac{l_{seg}(1)}{2} - 2 \cdot g1(i) \quad (2.57)$$

Общая индуктивность неполного внутреннего витка с расположением выводов с одной стороны катушки рассчитывается по формулам (2.58-2.61), с расположением выводов с разных сторон катушки по формулам (2.62-2.65).

$$L_{in_{par}} = L_{self_{par}} + M_{pos_{par}} - M_{neg_{par}} \quad (2.58)$$

$$L_{self\_par} = 7 \cdot L_s(w, l_{seg}(1), t_{ind}) + 2 \cdot L_s(w, l_{sh\_par}, t_{ind}) \quad (2.59)$$

$$M_{pos\_par} = 12 \cdot M_{oe} \left( l_{seg}(1), l_{seg}(1), \frac{3 \cdot \pi}{4} \right) + 4 \cdot M_{oe} \left( l_{seg}(1), l_{sh\_par}, \frac{3 \cdot \pi}{4} \right) + \quad (2.60)$$

$$+ 2 \cdot M_{ol}(w, l_{sh\_par}, l_{sh\_par}, s_{io})$$

$$M_{neg\_par} = 6 \cdot M(w, l_{seg}(1), d_{in}) + 12 \cdot M_{ots} \left( l_{seg}(1), l_{seg}(1), \frac{\pi}{4}, u_{ot}(1), v_{ot}(1) \right) + \quad (2.61)$$

$$+ 4 \cdot M(w, l_{sh\_par}, d_{in}) + 4 \cdot M_{ots} \left( l_{seg}(1), l_{sh\_par}, \frac{\pi}{4}, u_{ot}(1), v_{ot}(1) \right)$$

$$L_{in\_ser} = L_{self\_ser} + M_{pos\_ser} - M_{neg\_ser} \quad (2.62)$$

$$L_{self\_ser} = 3 \cdot L_s(w, l_{seg}(1), t_{ind}) + 2 \cdot L_s(w, l_{sh\_ser}, t_{ind}) \quad (2.63)$$

$$M_{pos\_ser} = 4 \cdot M_{oe} \left( l_{seg}(1), l_{seg}(1), \frac{3 \cdot \pi}{4} \right) + 4 \cdot M_{oe} \left( l_{seg}(1), l_{sh\_ser}, \frac{3 \cdot \pi}{4} \right) \quad (2.64)$$

$$M_{neg\_ser} = 2 \cdot M(w, l_{sh\_ser}, d_{in}) + 4 \cdot M_{ots} \left( l_{seg}(1), l_{sh\_ser}, \frac{\pi}{4}, u_{ot}(1), v_{ot}(1) \right) \quad (2.65)$$

Взаимная индуктивность двух полных  $i$ -го и  $n$ -го витков рассчитывается по выведенным формулам (2.66-2.68). При  $i = n$ :

$$M_{coils}(i, i) = 0$$

$$M_{coils}(i, n) = 16 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(n), d_{pos}(i, n)) - 16 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(n), d_{neg}(i, n)) + \quad (2.66)$$

$$+ 32 \cdot M_{aos} \left( l_{seg}(\min(i, n)), m1(i, n), m2(i, n), \frac{3 \cdot \pi}{4}, e(i, n) \right) -$$

$$- 32 \cdot M_{ots} \left( l_{seg}(\max(i, n)), l_{seg}(\min(i, n)), \frac{\pi}{4}, u_{dt}(i, n), v_{dt}(i, n) \right)$$

$$d_{pos}(i, n) = (|i - n|) \cdot (w + s) \quad (2.67)$$

$$d_{neg}(i, n) = D_{in}(\min(i, n)) + w + d_{pos} \quad (2.68)$$

где  $d_{pos}$  – расстояния между сегментами разных витков с положительной взаимной индуктивностью,  $d_{neg}$  – с отрицательной.

Взаимная индуктивность полного  $i$ -го витка ( $i > 1$ ) и внутреннего не полного витка с выводами с одной стороны катушки можно рассчитать по формулам (2.69-2.71), с выводами с разных сторон по формулам (2.72-2.73).

$$M_{inner\_par}(i) = M_{pos\_par} - M_{neg\_par} \quad (2.69)$$

$$M_{pos\_par} = 14 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(n), d_{pos}(i, n)) + \\ + 4 \cdot M_{dt}(w, l_{seg}(i), l_{sh\_par}, d_{pos}(i, n), g1(i), g2_{par}(i)) + \quad (2.70)$$

$$+ 28 \cdot M_{aos}\left(l_{seg}(1), m1(i, 1), m2(i, 1), \frac{3 \cdot \pi}{4}, e(i, 1)\right) + 8 \cdot M_{aos}\left(l_{sh\_par}, m1(i, 1), m2(i, 1), \frac{3 \cdot \pi}{4}, e(i, 1)\right)$$

$$M_{neg\_par} = 14 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(n), d_{neg}(i, n)) + \\ + 4 \cdot M_{dt}(w, l_{seg}(i), l_{sh\_par}, d_{neg}(i, n), g1(i), g2_{par}(i)) + \quad (2.71)$$

$$+ 28 \cdot M_{ots}\left(l_{seg}(i), l_{seg}(1), \frac{\pi}{4}, u_{dt}(i, 1), v_{dt}(i, 1)\right) + 8 \cdot M_{ots}\left(l_{seg}(i), l_{sh\_par}, \frac{\pi}{4}, u_{dt}(i, 1), v_{dt}(i, 1)\right)$$

$$M_{inner\_ser}(i) = M_{pos\_ser} - M_{neg\_ser} \quad (2.72)$$

$$M_{pos\_ser} = 6 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(n), d_{pos}(i, n)) + \\ + 4 \cdot M_{dt}(w, l_{seg}(i), l_{sh\_ser}, d_{pos}(i, n), g1(i), g2_{par}(i)) + \quad (2.73)$$

$$+ 12 \cdot M_{aos}\left(l_{seg}(1), m1(i, 1), m2(i, 1), \frac{3 \cdot \pi}{4}, e(i, 1)\right) + 8 \cdot M_{aos}\left(l_{sh\_ser}, m1(i, 1), m2(i, 1), \frac{3 \cdot \pi}{4}, e(i, 1)\right)$$

$$M_{neg\_ser} = 6 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(n), d_{neg}(i, n)) + \\ + 4 \cdot M_{dt}(w, l_{seg}(i), l_{sh\_ser}, d_{neg}(i, n), g1(i), g2_{par}(i)) + \quad (2.74)$$

$$+ 12 \cdot M_{ots}\left(l_{seg}(i), l_{seg}(1), \frac{\pi}{4}, u_{dt}(i, 1), v_{dt}(i, 1)\right) + 8 \cdot M_{ots}\left(l_{seg}(i), l_{sh\_par}, \frac{\pi}{4}, u_{dt}(i, 1), v_{dt}(i, 1)\right)$$

Полная индуктивность выводов, расположенных с одной стороны катушки рассчитывается по формуле (2.75), расположенных с разных сторон по формуле (2.76).

$$L_{io\_par} = 2 \cdot L_s(w, l_{io\_full}, t_{ind}) - 2 \cdot M(w, l_{io\_full}, s_{io} + w) \quad (2.75)$$

$$L_{io\_ser} = 2 \cdot L_s(w, l_{io\_full}, t_{ind}) + 2 \cdot M_{ol}(w, l_{io\_full}, l_{io\_full}, d_{in}) \quad (2.76)$$

При использовании катушки индуктивности с расположением выводов с разных сторон положительная взаимная индуктивность выводов и сегментов полных витков равна отрицательной, поэтому необходимо учитывать только взаимную индуктивность выводов с сегментами внутреннего неполного витка, которая рассчитывается по формуле (2.77-2.78).  $e$ ,  $m1$ ,  $m2$  для выводов, направленных в разные стороны, рассчитываются по формулам (2.79-2.81).

$$\begin{aligned} M_{io\_ser} = & 4 \cdot M_{olx}(l_{seg}(1), l_{io\_full}, d_{io\_ser}, l_{seg}(1) \cdot \sqrt{2}) + \\ & + 4 \cdot M_{aos}\left(l_{seg}(1), m1_{io\_ser}, m2_{io\_ser}, \frac{3 \cdot \pi}{4}, e_{io\_ser}\right) - \\ & - 4 \cdot M_{ots}\left(l_{seg}(1), l_{io\_full}, \frac{\pi}{4}, e_{io\_ser}, d_{in} + m1_{io\_ser}\right) \end{aligned} \quad (2.77)$$

$$d_{io\_ser} = l_{seg}(1) \cdot \sqrt{2} + l_{sh\_ser} - \frac{w}{2} \quad (2.78)$$

$$m1_{io\_ser} = l_{sh\_ser} - \frac{w}{2} \quad (2.79)$$

$$m2_{io\_ser} = l_{io\_full} - m1_{io\_ser} \quad (2.80)$$

$$e_{io\_ser} = \sqrt{2} \cdot m1_{io\_ser} \quad (2.81)$$

Для катушки с расположением выводов с одной стороны взаимная индуктивность выводов и сегментами  $i$ -го витка ( $i \geq 1$ ) рассчитывается по формулам (2.82-2.85).

$$\begin{aligned} M_{io\_par}(i) = & 4 \cdot M_{olx}(l_{seg}(i), l_{io\_full}, d_{io\_pos}(i), x_{io}(i)) - \\ & - 4 \cdot M_{olx}(l_{seg}(i), l_{io\_full}, d_{io\_neg}(i), x_{io}(i)) \end{aligned} \quad (2.82)$$

$$d_{io\_pos}(i) = l_{seg}(1) \cdot \sqrt{2} + l_{sh\_par} + (i-1) \cdot (w + s) \quad (2.83)$$

$$d_{io\_neg}(i) = d_{io\_pos} + w + s_{io} \quad (2.84)$$

$$x_{io}(i) = l_{seg}(1) \cdot \sqrt{2} - gI(i) \quad (2.85)$$

В результате применения модифицированного метода декомпозиции топологии получены аналитические формулы полной индуктивности симметричной катушки восьмиугольной формы с расположением выводов с одной стороны (2.86), с разных сторон (2.87).

$$L_{ind\_par} = L_{in\_par} + L_{io\_par} + M_{io\_par}(1) + \sum_{i=2}^N \left[ L_{coil}(i) + M_{inner\_par}(i) + M_{io\_par}(i) + \sum_{n=2}^N \left( \frac{M_{coils}(i,n)}{2} \right) \right] \quad (2.86)$$

$$L_{ind\_ser} = L_{in\_ser} + L_{io\_ser} + M_{io\_ser} + \sum_{i=2}^{ceil(N)} \left[ L_{coil}(i) + M_{inner\_ser}(i) + \sum_{n=2}^{ceil(N)} \left( \frac{M_{coils}(i,n)}{2} \right) \right] \quad (2.87)$$

Для оценки полученных формул были произведены 3D моделирования симметричных восьмиугольных катушек индуктивности методом конечных элементов в САПР ADS в идеализированном технологическом процессе. Результаты моделирования сравнены с результатами расчетов (рис. 2.6).

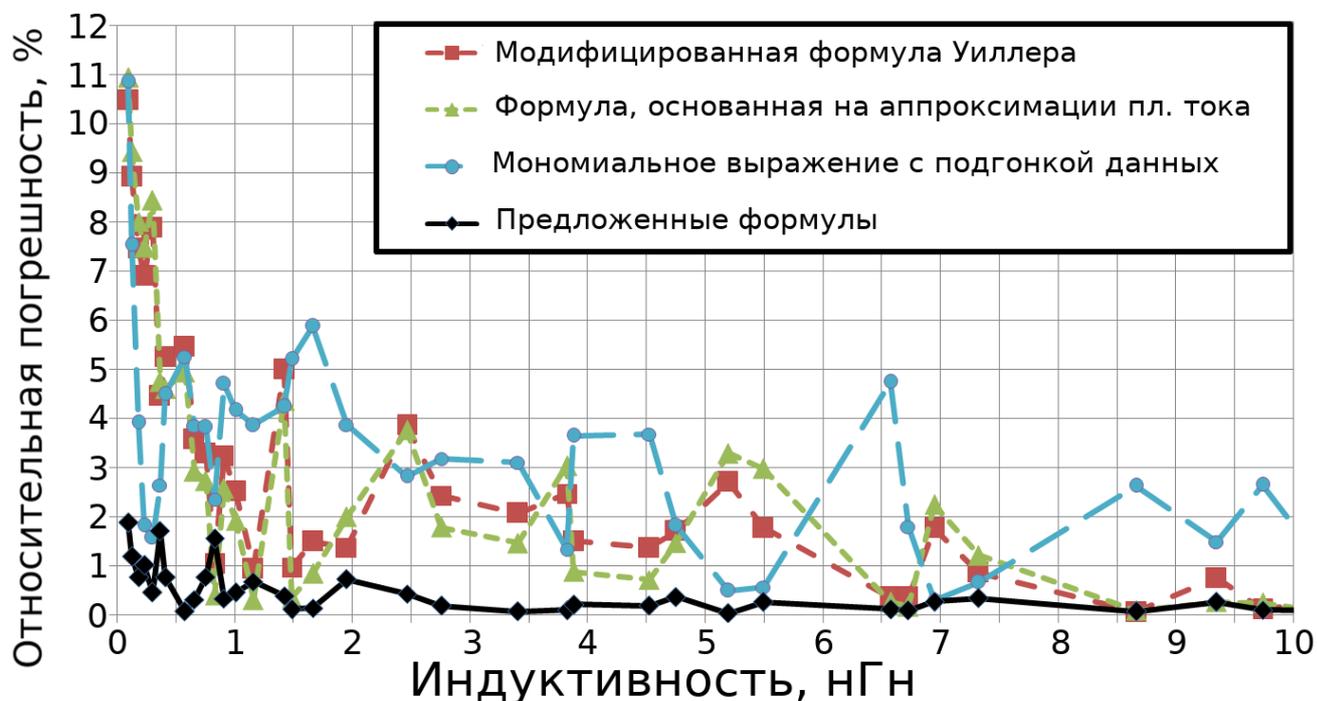


Рис. 2.6. Сравнение погрешностей формул расчета индуктивности планарной симметричной катушки восьмиугольной формы

Установлено, что предложенные формулы имеют погрешности не более 2% для номиналов 0,1...1.0 нГн и не более 1% для номиналов 1...10 нГн.

### 2.1.3 Спиральные катушки индуктивности круглой формы

Декомпозиция топологии спиральной круглой катушки представлена на рис. 2.7.

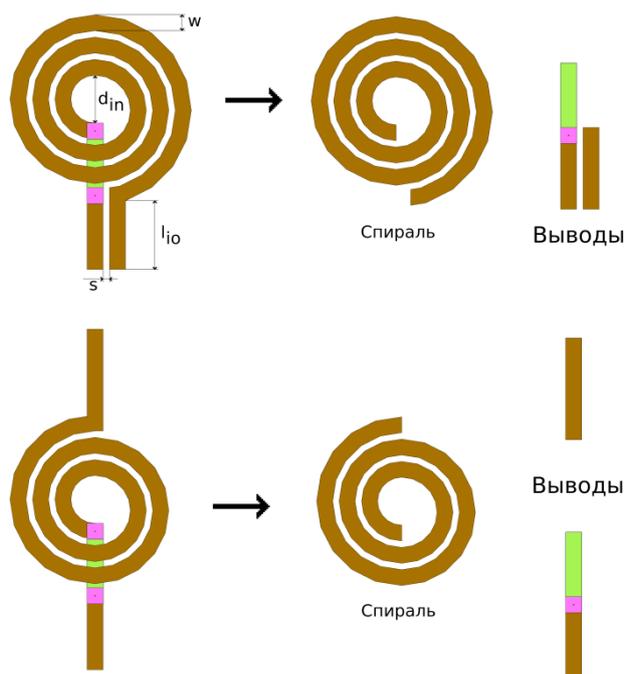


Рис. 2.7. Разбиение интегральной круглой спиральной катушки индуктивности на части

Получена формула расчета индуктивности планарной спиральной катушки круглой формы, учитывающая собственные и взаимные индуктивности выводов:

$$L_{ind} = L_{cir} + L_i + L_o + M_{io} \quad (2.88)$$

где  $L_i$ ,  $L_o$  – собственные индуктивности выводов,  $M_{io}$  – взаимная индуктивность между выводами,  $L_{cir}$  – индуктивность круглой спирали.

В качестве формулы расчета индуктивности круглой спирали прямоугольного сечения была использована модифицированная формула Неймана [66]:

$$L_{cir} = \frac{\mu_0}{4 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi N} \int_0^{2\pi N} \frac{(R_{in} + a \cdot \theta) \cdot (R_{in} + a \cdot \chi) \cdot \cos(\chi - \theta)}{\sqrt{(R_{in} + a \cdot \theta)^2 + (R_{in} + a \cdot \chi)^2 - 2 \cdot (R_{in} + a \cdot \theta) \cdot (R_{in} + a \cdot \chi) \cdot \cos(\chi - \theta) + g^2}} \cdot d\theta \cdot d\chi \quad (2.89)$$

$$a = \frac{s + w}{2 \cdot \pi}, \quad (2.90)$$

$$g = 0,2236 \cdot (w + t_{ind}), \quad (2.91)$$

где  $R_{in} = d_{in}/2$  – внутренний радиус катушки,  $a$  – коэффициент шага обмотки,  $g$  – среднее геометрическое расстояние площади прямоугольника от самой себя.

Длина одного вывода катушки равняется  $l_{io}$ , длина второго вывода рассчитывается по формуле (2.92).

$$l_{io\_2} = l_{io} + w + \text{ceil}(N) \cdot (w + s) \quad (2.92)$$

Полная индуктивность круглой спиральной катушки индуктивности с выводами с одной стороны рассчитывается по предложенной формуле (2.93), с выводами с разных сторон – по формуле (2.94).

$$L_{ind\_par} = L_{cir} + L_s(w, l_{io}, t_{ind}) + L_s(w, l_{io\_2}, t_{ind}) - 2 \cdot M_{dt}(l_{io\_2}, l_{io}, s, l_{io\_2} - l_{io}, 0) \quad (2.93)$$

$$L_{ind\_ser} = L_{cir} + L_s(w, l_{io}, t_{ind}) + L_s(w, l_{io\_2}, t_{ind}) + 2 \cdot M_{ol}(w, l_{io\_2}, l_{io}, s, d_{in} + \text{ceil}(N - 1) \cdot (w + s)) \quad (2.94)$$

Для оценки полученных формул были произведены 3D моделирования симметричных восьмиугольных катушек индуктивности в САПР ADS в идеализированном технологическом процессе. Результаты моделирований сравнены с результатами расчетов (рис. 2.8).

Установлено, что предложенная формула имеет погрешности не более 4,5% для номиналов индуктивности 0,1...10 нГн, в то время как погрешности формулы Уиллера и формулы, полученной путем аппроксимации плотности тока в катушке достигают 10%.

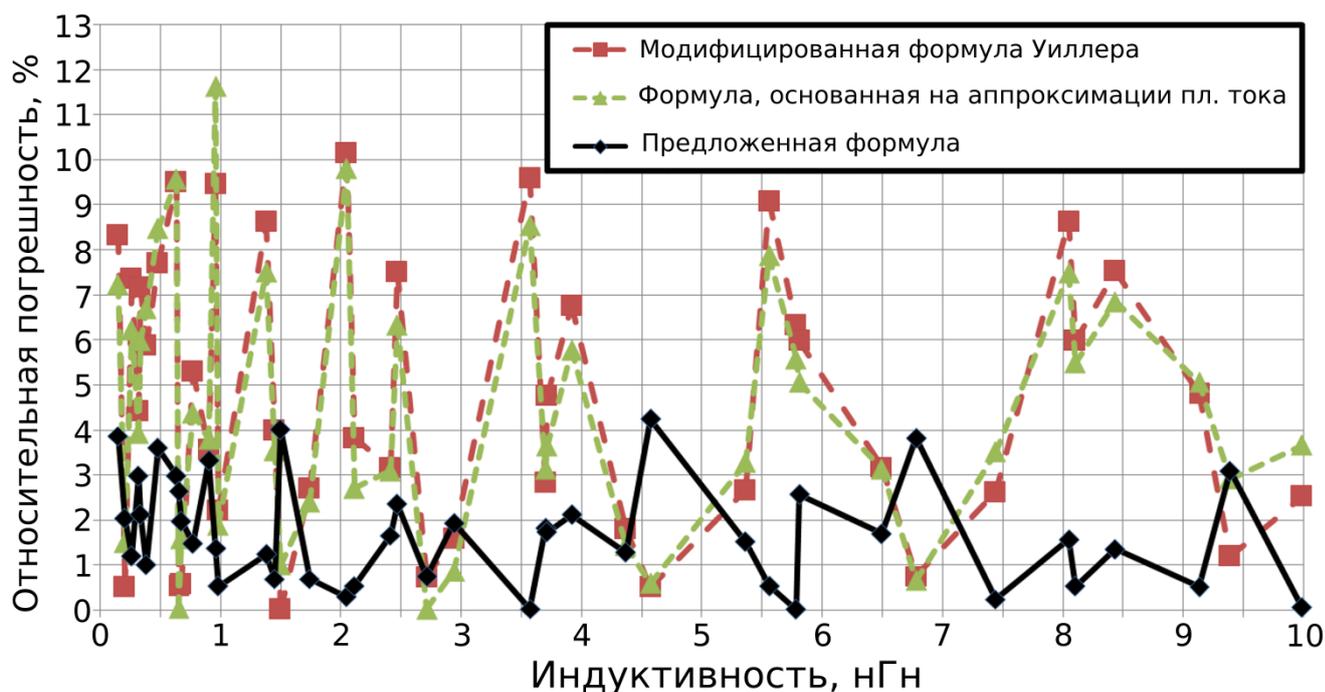


Рис. 2.8. Сравнение погрешностей формул расчета индуктивности планарной спиральной катушки круглой формы

## 2.2 Модель катушки индуктивности

В основе модели интегральной катушки индуктивности была использована эквивалентная П-модель, представленная на рисунке 2.9.  $L_{ind}$  – индуктивность катушки, которая рассчитывается по предложенным формулам в разделе 2.1,  $R_{ind}$  – активное сопротивление с учетом скин-эффекта и сопротивлений переходных отверстий,  $C_{ind}$  – паразитная емкость между перемычками и выводами,  $C_{ox}$  – паразитная емкость между подложкой и конденсатором,  $C_{sub}$  и  $R_{sub}$  – паразитная емкость и сопротивление подложки.

Для расчета активного сопротивления на сверхвысоких частотах необходимо учитывать скин-эффект, который заключается в том, что с ростом частоты плотность тока по проводнику распределяется не равномерно и ток протекает преимущественно в поверхностном слое материала проводника [25, 29, 58, 68-72]. Для расчета сопротивления проводника с учетом скин-эффекта используются формулы (2.95-2.97)

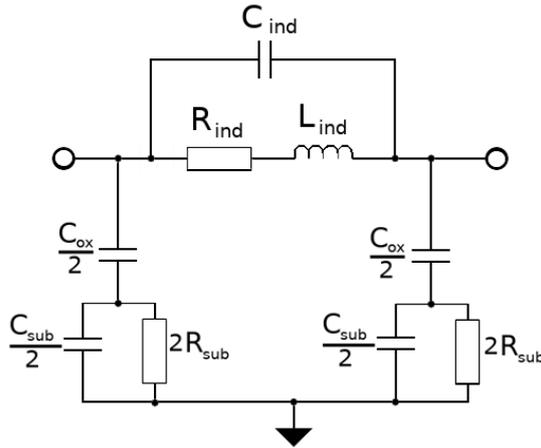


Рис. 2.9. П-модель планарной интегральной катушки индуктивности

$$R_{skin}(w, l, t, \rho, f) = \frac{\rho \cdot l}{w \cdot t_{eff}(t, \rho, f)}, \quad (2.95)$$

где  $l$  – длина,  $w$  – ширина,  $\rho$  – удельное сопротивление,  $f$  – частота,  $t_{eff}$  – эффективная толщина проводника, рассчитываемая по формуле:

$$t_{eff}(t, \rho, f) = \delta \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\delta}} \right), \quad (2.96)$$

где  $t$  – физическая толщина проводника,  $\delta$  – толщина скин-слоя:

$$\delta(\rho, f) = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot \mu_0 \cdot f}}, \quad (2.97)$$

где  $\mu$ ,  $\mu_0$  – относительная магнитная проницаемость и магнитная проницаемость вакуума ( $4\pi \cdot 10^{-7}$ ).

Эквивалентные схемы паразитного сопротивления  $R_{ind}$  представлены на рисунке 2.10.  $R_{ind_i}$  – сопротивление проводника катушки индуктивности с учетом скин-эффекта в  $i$ -том слое металлизации.  $R_{via\_ind}$  – сопротивление массива переходных отверстий, расположенных по всей длине катушки индуктивности, кроме перемычек.  $R_{via\_ind_1}$  – суммарное сопротивление массивов переходных отверстий при использовании катушки в одном слое металлизации.

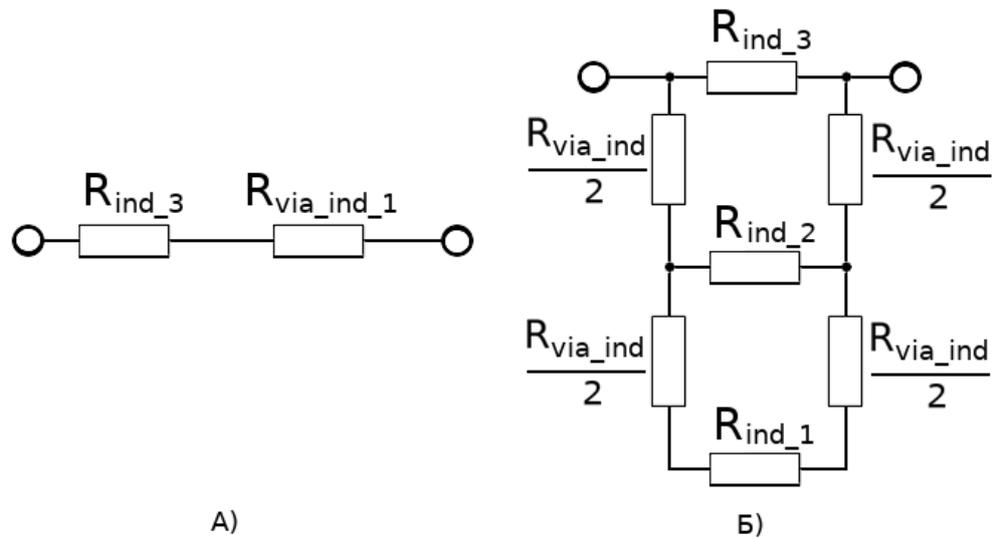


Рис. 2.10. Эквивалентные схемы активного сопротивления катушки индуктивности при использовании одного слоя металлизации (А) и трех слоев металлизации (Б)

Для минимизации сопротивления массива переходных отверстий разработана формула расчета максимального количества переходных отверстий квадратного сечения между слоями металлизаций с учетом ограничений технологического процесса:

$$N_{via}(w, l) \leq \left[ \left( \frac{w - 2 \cdot c + b}{a + b} \right) \cdot \left( \frac{l - 2 \cdot c + b}{a + b} \right) \right] \quad (2.98)$$

где  $w$  и  $l$  – длина и ширина проводника,  $a$  – ширина переходного отверстия,  $b$  – минимальное расстояние между переходными отверстиями,  $c$  – минимальное расстояние между переходным отверстием и краем проводника.

Для расчета сопротивления  $R_{ind}$  катушки, выполненной в одном слое металлизации была выведена формула (2.99), для выполненной в нескольких слоях металлизаций выведена формула (2.100).  $N_{mas}$  – количество массивов переходных отверстий, которое зависит от формы катушки и количества витков ( $N$ ). Для симметричных квадратных и восьмиугольных катушек

$$N_{mas} = 2 \cdot (N - 1) + 4 \quad (N_{mas} = 0 \text{ при } N \leq 1), \text{ для спиральных круглых катушек}$$

$$N_{mas} = 2 \quad (N_{mas} = 0 \text{ при } N \leq 1).$$

$$R_{ind}(f) = R_{skin}(w, l_{ind}, t_{n_0}, \rho_{n_0}, f) + N_{mas} \cdot \frac{r_{via}}{N_{via}(w, w)} \quad (2.99)$$

$$\frac{1}{R_{ind}(f)} = \frac{1}{R_{skin}(w, l_{ind}, t_{n_0}, \rho_{n_0}, f)} + \sum_{i=1}^{n_0 - n_{use}} \frac{1}{R_{skin}(w, l_{ind}, t_{n_0 - i}, \rho_{n_0 - i}, f) + \frac{r_{via}}{N_{via}(w, l_{ind\_jump})}} \quad (2.100)$$

где  $R_{skin}(w, l_{ind}, t_{n_0}, \rho_{n_0}, f)$  – сопротивление проводника шириной  $w$ , длиной  $l_{ind}$ , толщиной  $t_{n_0}$ , с удельным сопротивлением,  $\rho_{n_0}$ , с учетом скин-эффекта на частоте  $f$ ,  $r_{via}$  – сопротивление одного переходного отверстия,  $N$  – количество витков катушки,  $n_0$  – общее количество слоев металлизации,  $n_{use}$  – количество слоев металлизации, используемых в катушке,  $l_{ind}$  – полная длина катушки,  $l_{ind\_jump}$  – длина катушки, за вычетом перемычек. В перемычках не располагаются переходные отверстия.

Полная длина квадратной симметричной катушки с расположением выводов в одну сторону рассчитывается по формуле (2.101), в разные стороны по формуле (2.102), длина катушки, за вычетом перемычек по формуле (2.103)

$$l_{ind\_par} = 3 \cdot l_{seg}(1) + 2 \cdot l_{sh\_par} + 2 \cdot l_{io\_full} + \sum_{i=2}^N (4 \cdot l_{seg}(i)) \quad (2.101)$$

$$l_{ind\_ser} = l_{seg}(1) + 2 \cdot l_{sh\_ser} + 2 \cdot l_{io\_full} + \sum_{i=2}^{ceil(N)} (4 \cdot l_{seg}(i)) \quad (2.102)$$

$$l_{ind\_jump} = l_{ind} - 2 \cdot ceil(N - 1) \cdot (3 \cdot w + 5 \cdot s) - 2 \cdot s \quad (2.103)$$

где  $l_{seg}$ ,  $l_{sh\_par}$ ,  $l_{sh\_ser}$  рассчитываются по формулам (2.19-2.21) соответственно.

Полная длина восьмиугольной симметричной катушки с расположением выводов в одну сторону рассчитывается по формуле (2.104), в разные стороны по формуле (2.105), длина катушки, за вычетом перемычек по формуле (2.106)

$$l_{ind\_par} = 7 \cdot l_{seg}(1) + 2 \cdot l_{sh\_par} + 2 \cdot l_{io\_full} + \sum_{i=2}^N (8 \cdot l_{seg}(i)) \quad (2.104)$$

$$l_{ind\_ser} = 3 \cdot l_{seg}(1) + 2 \cdot l_{sh\_ser} + 2 \cdot l_{io\_full} + \sum_{i=2}^{ceil(N)} (8 \cdot l_{seg}(i)) \quad (2.105)$$

$$l_{ind\_jump} = l_{ind} - 2 \cdot \text{ceil}(N - 1) \cdot \left( 3 \cdot w + 4 \cdot s + 2 \cdot s \cdot \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) \right) - 2 \cdot s \quad (2.106)$$

где  $l_{seg}$ ,  $l_{sh\_par}$ ,  $l_{sh\_ser}$  рассчитываются по формулам (2.44-2.46) соответственно.

Полная длина спиральной катушки круглой формы рассчитывается по формуле (2.107), длина катушки, за вычетом перемычек по формуле (2.108)

$$l_{ind} = l_{io} + l_{io\_2} + \sum_{i=1}^{2 \cdot N} \frac{\pi}{2} \cdot (d_{in} + w + (i - 1) \cdot (w + s)) \quad (2.107)$$

$$l_{ind\_jump} = l_{ind} - \text{ceil}(N - 1) \cdot (2 \cdot w + 3 \cdot s) - s \quad (2.108)$$

где  $l_{io\_2}$  рассчитывается по формуле (2.92).

Классическая формула плоского конденсатора (2.109) не учитывает краевые эффекты. Для учета краевых эффектов в данной работе будет использоваться формула Палмера, который аппроксимировал краевые эффекты плоского конденсатора методом Шварца-Кристоффеля для обкладок конечной длины и бесконечно малой толщины (2.110). Формула Палмера имеет расхождение с моделированием методом конечных элементов не более 1.3% [73], при этом технологический разброс диэлектрической проницаемости SiO<sub>2</sub> может достигать 5%.

$$C(w, l, h, \varepsilon) = \frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot w \cdot l}{h}, \quad (2.109)$$

$$C_{edge}(w, l, h, \varepsilon) = \frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot w \cdot l}{h} \cdot \left( 1 + \frac{h}{\pi \cdot l} + \frac{h}{\pi \cdot l} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot l}{h}\right) \right), \quad (2.110)$$

где  $\varepsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$  – электрическая постоянная,  $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость диэлектрика между обкладками,  $h$  – толщина диэлектрика между обкладками,  $w$  и  $l$  – ширина и длина обкладок конденсатора.

Паразитная емкость  $C_{ox}$  рассчитывается с учетом краевых эффектов по формуле (2.110), где одной из обкладок принимается нижняя плоскость катушки индуктивности, второй – подложка:

$$C_{ox\_ind} = C_{edge}(w, l_{ind}, h_{n_0 - n_{use}}, \varepsilon_{ox}), \quad (2.111)$$

Паразитная емкость  $C_{ind}$  для квадратной симметричной катушки с выводами в разные стороны будет ограничиваться емкостью между перемычками [68]:

$$C_{ind\_ser} = \text{ceil}(N - 1) \cdot C_{edge}(w, 2 \cdot w + s, t_{MM}, \varepsilon_{ox}) + \\ + 2 \cdot \text{ceil}(N - 1) \cdot C_{edge}(w, w, t_{MM}, \varepsilon_{ox}) \quad , \quad (2.111)$$

где  $t_{MM}$  – толщина диэлектрика между двумя верхними слоями металлизации:

$$t_{MM} = h_{n_0} - h_{n_0-1} - t_{n_0-1} \quad (2.112)$$

Для квадратной симметричной катушки с выводами с одной стороны паразитная емкость  $C_{ind}$  будет включать в себя и емкость между параллельными выводами:

$$C_{ind\_par} = C_{ind\_ser} + C_{edge}(t_{ind}, l_{io\_full}, s_{io}, \varepsilon_{ox}) \quad (2.113)$$

Паразитная емкость  $C_{ind}$  симметричной восьмиугольной катушки рассчитывается по формулам:

$$C_{ind\_ser} = 3 \cdot \text{ceil}(N - 1) \cdot C_{edge}(w, w, t_{MM}, \varepsilon_{ox}),$$

$$C_{ind\_par} = C_{ind\_pos} + C_{edge}(t_{ind}, l_{io\_full}, s_{io}, \varepsilon_{ox}).$$

Паразитная емкость  $C_{ind}$  спиральной круглой катушки рассчитывается по формулам:

$$C_{ind\_ser} = \text{ceil}(N - 1) \cdot C_{edge}(w, w, t_{MM}, \varepsilon_{ox}), \quad (2.114)$$

$$C_{ind\_par} = C_{ind\_ser} + C_{edge}(t_{ind}, l_{io} + w, s, \varepsilon_{ox}) \quad (2.115)$$

Для расчета паразитной емкости подложки используется формула (2.116), которая получена методом изображений и учитывает краевой эффект поля, который состоит в том, что силовые линии электрического поля распространяются внутри подложки дальше физических краев конденсатора [41, 59, 74].

$$C_{sub}(w, l) = \frac{\varepsilon_{sub} \cdot \varepsilon_0 \cdot w \cdot l}{2 \cdot t_{sub} + \sqrt{\frac{w \cdot l}{\pi}} - \sqrt{4 \cdot t_{sub}^2 + \frac{w \cdot l}{\pi}}}, \quad (2.116)$$

где  $\varepsilon_{sub}$  и  $t_{sub}$  – диэлектрическая проницаемость и толщина подложки.

Тестовые измерения емкостей и сопротивлений подложки показали, что формула (2.100) имеет большую погрешность только при площади конденсатора более 40000 мкм<sup>2</sup> [59].

При наличии металлизации с обратной стороны чипа паразитная емкость подложки рассчитывается по формуле (2.99), где за расстояние между обкладками нужно принять  $t_{sub}$ , а за диэлектрическую проницаемость  $\varepsilon_{sub}$ .

Сопротивление подложки находится по формуле расчета времени диэлектрической релаксации  $\tau$  [41, 59, 74]:

$$R_{sub}(w,l) = \frac{\tau}{C_{sub}(w,l)} = \frac{\rho_{sub} \cdot \varepsilon_{sub} \cdot \varepsilon_0}{C_{sub}(w,l)}, \quad (2.117)$$

где  $\rho_{sub}$  – удельное сопротивление подложки.

Сопротивление и емкость подложки катушки индуктивности рассчитывается по формулам (2.116-2.117) где за ширину принимается ширина витков, за длину – полная длина катушки  $l_{ind}$ .

Для расчета АЧХ фильтра требуется рассчитать матрицу А-параметров фильтра (ABCD-матрица). Матрица А-параметров катушки индуктивности рассчитывается согласно теории простых четырехполюсников [78] расчета П-звена (рис. 2.11) по формулам (2.118-2.123).

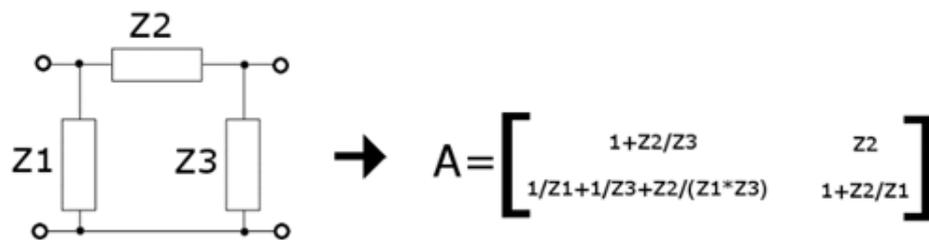


Рис. 2.11. Расчет матрицы А-параметров П-звена

$$A_{12} = Z2_{ind}(f) = \frac{(R_{ind}(f) + Z_L(L_{ind}, f)) \cdot Z_C(C_{ind}, f)}{R_{ind}(f) + Z_L(L_{ind}, f) + Z_C(C_{ind}, f)}, \quad (2.118)$$

$$Z1_{ind}(f) = Z_C\left(\frac{C_{ox}}{2}, f\right) + \frac{2 \cdot Z_C\left(\frac{C_{sub}}{2}, f\right) \cdot R_{sub}}{2 \cdot R_{sub} + Z_C\left(\frac{C_{sub}}{2}, f\right)} \quad (2.119)$$

$$A_{11} = A_{22} = 1 + \frac{Z_{2ind}(f)}{Z_{1ind}(f)}, \quad (2.120)$$

$$A_{21} = \frac{2}{Z_{1ind}(f)} + \frac{Z_{2ind}(f)}{(Z_{1ind}(f))^2}, \quad (2.121)$$

$$Z_C(C, f) = \frac{1}{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot C \cdot f}, \quad (2.122)$$

$$Z_L(L, f) = i \cdot 2 \cdot \pi \cdot L \cdot f. \quad (2.123)$$

Добротность катушки индуктивности можно найти по формуле (2.124):

$$Q = \frac{\text{Im}(Z_{11})}{\text{Re}(Z_{11})} = \frac{\text{Im}\left(\frac{Z_{2ind}(f) \cdot Z_{1ind}(f)}{Z_{2ind}(f) + Z_{1ind}(f)}\right)}{\text{Re}\left(\frac{Z_{2ind}(f) \cdot Z_{1ind}(f)}{Z_{2ind}(f) + Z_{1ind}(f)}\right)} \quad (2.124)$$

При использовании экранирования и травления подложки модель П-модель катушки индуктивности трансформируется в схемы, представленные на рисунке 2.12.  $C_{SHD}$  – емкость между катушкой индуктивности и заземленным экраном в нижнем слое металлизации.

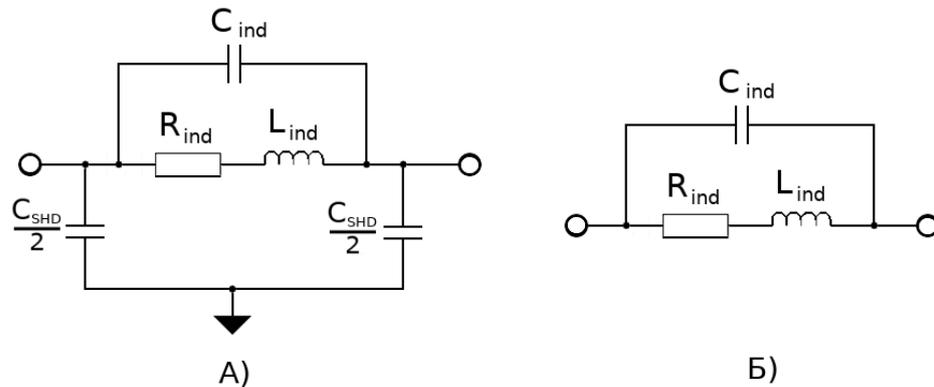


Рис. 2.12. Модель катушки индуктивности при использовании заземленного экрана (А) и при травлении подложки под катушкой (Б)

Матрица А-параметров катушки с экраном рассчитывается по формулам (2.118, 2.120-2.123), где  $Z_{1ind}$  рассчитывается по формуле:

$$Z_{1ind}(f) = Z_C\left(\frac{C_{SHD}}{2}, f\right) \quad (2.125)$$

Паразитную емкость между катушкой индуктивности и заземленным экраном можно рассчитать с учетом краевых эффектов по формуле (2.110):

$$C_{SHD\_ind} = C_{edge}(w, l_{ind}, h_{SHD}, \epsilon_{ox}), \quad (2.126)$$

где  $h_{SHD}$  – толщина диэлектрика между катушкой индуктивности и заземленным экраном, которую можно рассчитать по формуле:

$$h_{SHD} = h_{n_0 - n_{use}} - h_1 - t_1$$

При травлении подложки под катушкой индуктивности матрица A-параметров будет иметь вид:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & Z2_{ind}(f) \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

При травлении подложки под катушкой индуктивности добротность будет ограничиваться только активным сопротивлением проводников с учетом скин-эффекта и сопротивления переходных отверстий  $R_{ind}$  и емкостью между выводами  $C_{ind}$ :

$$Q = \frac{\text{Im}(Z2_{ind}(f))}{\text{Re}(Z2_{ind}(f))} \quad (2.127)$$

Разработанная модель интегральной планарной катушки индуктивности, учитывающая характеристики технологического процесса, скин-эффект, краевые эффекты, влияние подложки, переходных отверстий, экранирования и травления подложки, реализована в качестве программ на языках программирования Spectre [1] и Mathcad [4]. Входными параметрами модели являются характеристики технологического процесса, приведенные в таблице 1.2, и параметры катушки: форма катушки, расположение выводов, ширина витков, количество витков, внутренний диаметр, количество используемых слоев металлизаций, наличие или отсутствие экранирования или травления подложки.

### 2.3 Модель конденсатора

Эквивалентная П-модель конденсатора представлена на рисунке 2.13.  $C_{cap}$  – емкость конденсатора,  $R_{cap}$  – активное сопротивление обкладок и переходных отверстий конденсатора,  $L_{cap}$  – паразитная индуктивность конденсатора,  $C_{ox}$  – паразитная емкость между подложкой и конденсатором,  $C_{sub}$  и  $R_{sub}$  – паразитная емкость и сопротивление подложки.

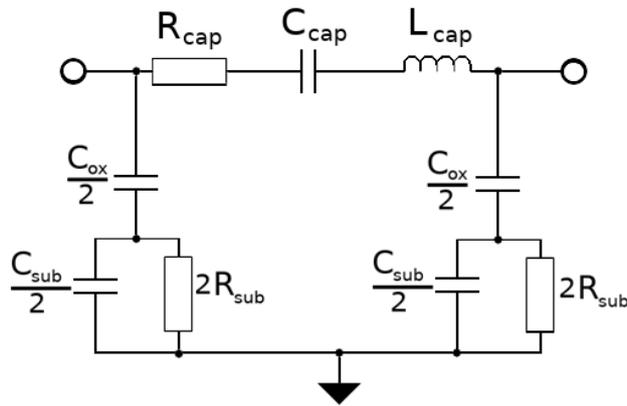


Рис. 2.13. П-модель интегрального конденсатора

А-матрица конденсатора рассчитывается по формулам:

$$A_{12} = Z_{2_{cap}}(f) = R_{cap}(f) + Z_C(C_{cap}, f) + Z_L(L_{cap}, f), \quad (2.128)$$

$$Z_{1_{cap}}(f) = Z_C\left(\frac{C_{ox}}{2}, f\right) + \frac{2 \cdot Z_C\left(\frac{C_{sub}}{2}, f\right) \cdot R_{sub}}{2 \cdot R_{sub} + Z_C\left(\frac{C_{sub}}{2}, f\right)} \quad (2.129)$$

$$A_{11} = A_{22} = 1 + \frac{Z_{2_{cap}}(f)}{Z_{1_{cap}}(f)}, \quad (2.130)$$

$$A_{21} = \frac{2}{Z_{1_{cap}}} + \frac{Z_{2_{cap}}(f)}{\left[Z_{1_{cap}}(f)\right]^2}, \quad (2.131)$$

### 2.3.1 МИМ конденсаторы

Изменяемыми параметрами конденсатора являются только ширина и длина обкладок ( $w_{MIM}$  и  $l_{MIM}$ ). Характеристиками технологического процесса определяются следующие параметры МИМ конденсатора:

- $t_{MIM\_bot}$  – толщина нижней обкладки;
- $t_{MIM\_top}$  – толщина верхней обкладки;
- $h_{MIM}$  – расстояние между обкладками;
- $\epsilon_{MIM}$  – диэлектрическая проницаемость диэлектрика между обкладками;
- $h_{MIM\_ox}$  – толщина диэлектрика между нижней обкладкой конденсатора и подложкой.

Емкость  $C_{cap\_MIM}$  с учетом краевых эффектов рассчитывается по формуле (2.110), где за ширину принимается  $w_{MIM}$ , за длину –  $l_{MIM}$ , за диэлектрическую проницаемость –  $\epsilon_{MIM}$ , за расстояние между обкладками –  $h_{MIM}$ .

Паразитную индуктивность МИМ конденсатора можно найти исходя из формулы (2.6):

$$L_{cap\_MIM}(w_{MIM}, l_{MIM}) = L_s(l_{MIM}, t_{MIM\_bot} + h_{MIM} + t_{MIM\_top}, w_{MIM}) \quad (2.132)$$

В большинстве Si/SiGe технологических процессов для подключения к одной из обкладок МИМ конденсатора необходимо использовать переходные отверстия. Поэтому при расчете активного сопротивления МИМ конденсатора нужно учитывать сопротивление массива переходных отверстий и сопротивление обкладок с учетом скин-эффекта:

$$R_{cap\_MIM}(f) = R_{skin}\left(w_{mim}, \frac{l_{mim}}{2}, t_{mim\_top}, \rho_{mim\_top}, f\right) + \quad (2.133)$$

$$+ R_{skin}\left(w_{mim}, \frac{l_{mim}}{2}, t_{mim\_bot}, \rho_{mim\_bot}, f\right) + R_{via}(w_{mim}, l_{mim})$$

Паразитные емкости  $C_{ox}$ ,  $C_{sub}$  и сопротивление  $R_{sub}$  МИМ конденсатора с учетом краевых эффектов рассчитываются по формулам (2.110), (2.116), (2.117)

соответственно принимая ширину  $w_{MIM}$ , длину  $l_{MIM}$ , толщину диэлектрика  $h_{MIM\_OX}$ , диэлектрическую проницаемость оксида  $\varepsilon_{ox}$ .

Разработанная модель интегрального МИМ конденсатора, учитывающая характеристики технологического процесса, скин-эффект, краевые эффекты, влияние подложки, и переходных отверстий, реализована в качестве программ на языках программирования Spectre [2] и Mathcad [4]. Входными параметрами модели являются характеристики технологического процесса, приведенные в таблице 1.1, и параметры МИМ конденсатора: ширина и длина обкладок.

### 2.3.2 Встречно-штыревые конденсаторы

Изменяемыми параметрами ВШК являются ширина пальцев ( $w_{fin}$ ), длина пальцев ( $l_{fin}$ ), зазор между пальцами ( $s_{fin}$ ), количество пальцев ( $N_{fin}$ ), количество используемых слоев металлизаций ( $n_{use}$ ).

Расчет емкости ВШК в одном слое металлизации производится по формулам (2.124-2.126), которые получены методом декомпозиции топологии конденсатора на основные микрополосковые сегменты: одиночные микрополосковые линии, связанные микрополосковые линии, разрыв с открытым концом, несимметричный зазор, изгибы под углом  $90^\circ$  и разрывы Т-образного перехода [76, 77]. Пример разбиения топологии ВШК на сегменты представлен на рисунке 2.14.

$$A1(w_{fin}, t) = 4.409 \cdot \tanh \left[ 0.55 \cdot \left( \frac{t}{w_{fin}} \right)^{-0.45} \right], \quad (2.134)$$

$$A2(w_{fin}, t) = 9.92 \cdot \left[ 0.52 \cdot \left( \frac{t}{w_{fin}} \right)^{-0.5} \right], \quad (2.135)$$

$$C_{cap\_ID}(w_{fin}, l_{fin}, N_{fin}, t, \varepsilon_{ox}) = l_{fin} \cdot (\varepsilon_{ox} + 1) \times \\ \times \left[ (N_{fin} - 3) \cdot A1(w_{fin}, t) + A2(w_{fin}, t) \right] \cdot 10^{-11}, \quad (2.136)$$

где  $t$  – толщина слоя металлизации.

Зазор между пальцами ВШК  $s_{fin}$  выбирается равным ширине пальца.

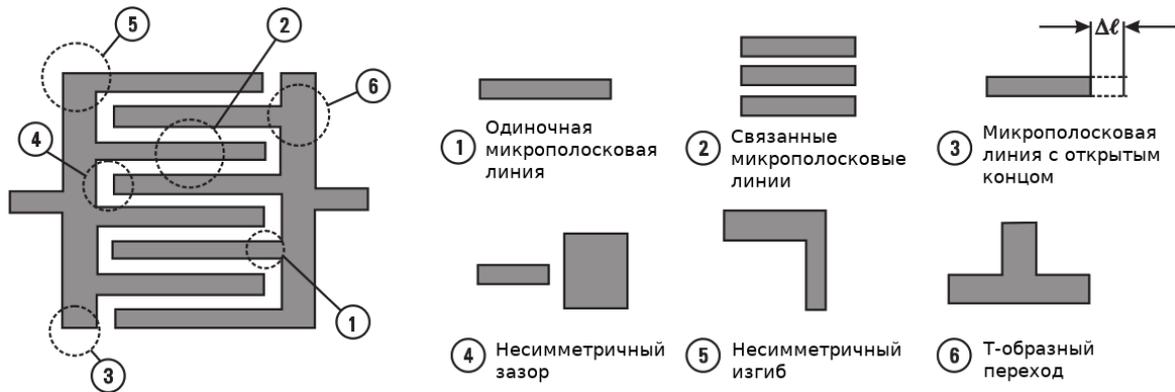


Рис. 2.14. Разбиение ВШК на сегменты

При использовании нескольких слоев металлизации емкость ВШК рассчитывается по формуле:

$$C_{cap\_ID\_full} = \sum_{i=n_{ID}}^{n_{ID}-n_{use}} C_{cap\_ID}(w_{fin}, l_{fin}, N_{fin}, t_i, \epsilon_{ox}) \quad (2.137)$$

Паразитное сопротивление обкладок ВШК в одном  $i$ -том слое металлизации рассчитывается по формуле [76]:

$$R_{ID}(i, f) = \frac{4}{3 \cdot N_{fin}} \cdot R_{skin}(w_{fin}, l_{fin}, t_i, \rho_i, f), \quad (2.138)$$

Как показано на рисунке 1.15а переходные отверстия не располагаются на пальцах ВШК, а ширина проводников соединяющих пальцы была принята равной  $3 \cdot w_{fin}$ , поэтому сопротивление массива переходных отверстий рассчитывается по формуле (2.129), а полное паразитное сопротивление конденсатора с учетом скин-эффекта и переходных отверстий по формуле (2.130):

$$R_{via\_ID} = \frac{r_{via}}{2 \cdot N_{via}(3 \cdot w_{fin}, W_{ID})} \quad (2.139)$$

$$\frac{1}{R_{cap\_ID}(f)} = \frac{1}{R_{ID}(n_{ID}, f)} + \sum_{i=1}^{n_{ID}-n_{use}} \frac{1}{R_{ID}(n_{ID}-i, f) + R_{via\_ID}} \quad (2.140)$$

где  $r_{via}$  – сопротивление одного переходного отверстия,  $N_{via}$  – выведенная формула расчета количества переходных отверстий в массиве (2.98).

Силловые линии магнитного поля закручиваются не вокруг каждого пальца, а вокруг поперечного сечения ВШК шириной  $W_{ID}$  [77], поэтому паразитную индуктивность ВШК можно найти исходя из формулы (2.6):

$$L_{cap\_ID} = L_s(W_{ID}, l_{ID}, t_{ID}) \quad (2.141)$$

где  $W_{ID}$  и  $l_{ID}$  – внешние габариты ВШК (см. рис. 1.16а),  $t_{ID}$  – толщина ВШК. При использовании одного слоя металлизации толщина ВШК будет равняться толщине этого слоя металлизации. При использовании нескольких слоев металлизации  $t_{ID}$  рассчитывается по формуле (2.24) где за значение  $n_0$  нужно принять  $n_{ID}$ .

Паразитная емкость к подложке ВШК, емкость и сопротивление подложки рассчитывается исходя из формул (2.110), (2.116), (2.117) путем декомпозиции топологии ВШК на прямоугольные сегменты:

$$C_{ox\_ID} = N_{fin} \cdot C_{edge}(w_{fin}, l_{fin}, h_{ID}, \epsilon_{ox}) + 2 \cdot C_{edge}(3 \cdot w_{fin}, W_{ID}, h_{ID}, \epsilon_{ox}), \quad (2.142)$$

$$C_{sub\_ID} = N_{fin} \cdot C_{sub}(w_{fin}, l_{fin}) + 2 \cdot C_{sub}(3 \cdot w_{fin}, W_{ID}), \quad (2.143)$$

$$R_{sub\_ID} = \frac{\rho_{sub} \cdot \epsilon_{sub} \cdot \epsilon_0}{C_{sub\_ID}}, \quad (2.144)$$

Разработанная модель интегрального встречно-штыревого конденсатора, учитывающая характеристики технологического процесса, скин-эффект, краевые эффекты, влияние подложки, и переходных отверстий, реализована в качестве программ на языках программирования Spectre [2] и Mathcad [4]. Входными параметрами модели являются характеристики технологического процесса, приведенные в таблице 1.2, и параметры ВШК: ширина, длина и количество пальцев, зазор между пальцами, количество используемых слоев металлизаций.

## 2.4 Модель проводника

Эквивалентная П-модель проводника представлена на рисунке 2.15.  $L_{cond}$  – индуктивность проводника,  $R_{cond}$  – активное сопротивление с учетом скин-эффекта и сопротивлений переходных отверстий.

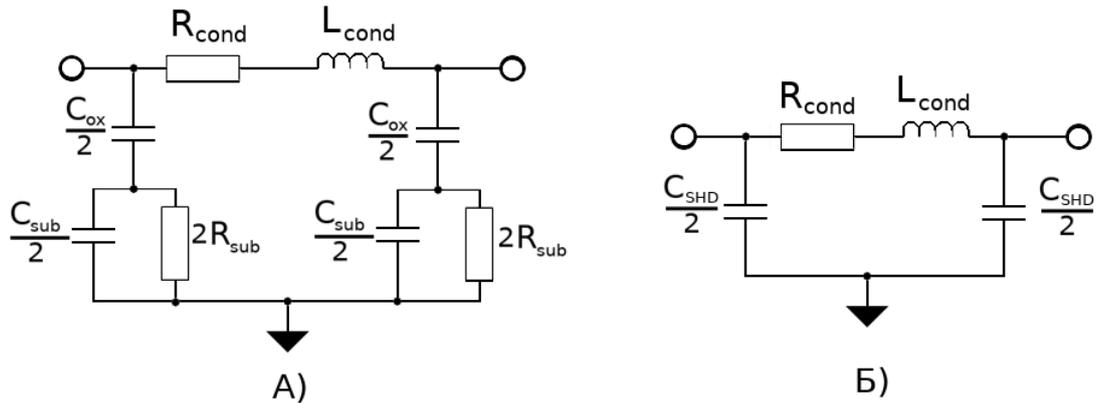


Рис. 2.15. Модель интегрального проводника (А – без экрана, Б – с экраном)

Параметрами интегрального проводника являются: ширина ( $w_c$ ), длина ( $l_c$ ) и количество параллельно подключенных слоев металлизаций ( $n_{use}$ ).

Паразитная индуктивность прямого проводника  $L_{cond}$  рассчитывается по формуле (2.6). Паразитное последовательное сопротивление  $R_{cond}$  по формулам (2.99), (2.100) при  $N_{mas} = 0$ ,  $l_{ind} = l_{ind\_jump} = l_c$ .

Паразитные емкости и сопротивления  $C_{ox}$ ,  $C_{sub}$ ,  $R_{sub}$ ,  $C_{SHD}$  рассчитываются по формулам (2.111), (2.116), (2.117), (2.126), где за длину катушки индуктивности необходимо принять длину проводника  $l_c$ , за ширину витков принять ширину проводника  $w_c$ .

Для расчета А-матрицы проводника рассчитаны формулы (2.145-2.147). Формула (2.146) применима для проводника без экрана, формула (2.147) для проводника со сплошным экраном в нижнем слое металлизации под проводником.

$$Z_{2_{cond}}(f) = R_{cond}(f) + Z_L(L_{cond}, f), \quad (2.145)$$

$$Z1_{cond}(f) = Z_C\left(\frac{C_{ox}}{2}, f\right) + \frac{2 \cdot Z_C\left(\frac{C_{sub}}{2}, f\right) \cdot R_{sub}}{2 \cdot R_{sub} + Z_C\left(\frac{C_{sub}}{2}, f\right)} \quad (2.146)$$

$$Z1_{cond}(f) = Z_C\left(\frac{C_{SHD}}{2}, f\right), \quad (2.147)$$

A-матрица проводника рассчитывается по формуле:

$$A = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z2_{cond}(f)}{Z1_{cond}(f)} & Z2_{cond}(f) \\ \frac{2}{Z1_{cond}(f)} + \frac{Z2_{cond}(f)}{(Z1_{cond}(f))^2} & 1 + \frac{Z2_{cond}(f)}{Z1_{cond}(f)} \end{bmatrix} \quad (2.148)$$

Разработанная модель интегрального проводника, учитывающая характеристики технологического процесса, скин-эффект, краевые эффекты, влияние подложки, переходных отверстий и экранирования, реализована в качестве программ на языках программирования Spectre [3] и Mathcad [4]. Входными параметрами модели являются характеристики технологического процесса, приведенные в таблице 1.2, и параметры проводника: ширина, длина, количество используемых слоев металлизаций, наличие или отсутствие экранирования.

## 2.5 Верификация разработанных моделей

Для верификации разработанных моделей интегральных катушек индуктивности, конденсаторов и проводников были произведены экспериментальные образцы интегральных микросхем в технологическом процессе SiGe 130 нм. Процесс имеет 6 медных слоев металлизации, из которых четыре нижних имеют толщину 0,4 мкм, а два верхних 3,2 мкм, толщина диэлектрика между слоями металлизаций и подложкой составляет от 1 до 8 мкм, удельное сопротивление подложки не более 0,5 Ом·м.

На основе разработанных моделей катушек индуктивности, конденсаторов и проводников реализованы модели произведенных тестовых образцов интегральных микросхем и произведена симуляция этих моделей.

Для проверки характеристик разработанных интегральных микросхем в данном технологическом процессе используется 2.5D моделирование в САПР Cadence Virtuoso. Оно заключается в моделировании эквивалентной электрической схемы, полученной путем экстракции топологического описания с помощью ПО Assura Physical Verification (интегрируется в Cadence Virtuoso) по правилам, предоставляемым заводом-изготовителем.

2.5D моделирование является стандартным способом проверки характеристик интегральных микросхем типа «система на кристалле» (СНК) в кремниевых (Si) и кремний-германиевых (SiGe) технологических процессах.

Измерение характеристик экспериментальных образцов происходило с помощью зондовой станции MPI TS200 и поверенного анализатора спектра ZVA40 компании Rohde & Schwarz (рабочий частотный диапазон от 10 МГц до 40 ГГц), находящихся на балансе ОмГТУ. Перед измерениями микросхем измерительная установка (рис. 2.16) проходила калибровку на специализированных калибровочных пластинах. Измерения были произведены согласно утвержденной в ОмГТУ программе и методике экспериментальных исследований сложно-функциональных блоков. Было измерено по 40 образцов каждой микросхемы.



Рисунок 2.16 – Структурная схема измерительной установки для испытания экспериментальных образцов

### 2.5.1 Тестовая катушка индуктивности

На рисунке 2.17 представлена микрофотография тестовой восьмиугольной катушки индуктивности ( $d_{in} = 185,6$  мкм,  $w = 24,8$  мкм,  $s_{io} = 5$  мкм,  $l_{io} = 60$  мкм). Подробный расчет данной катушки опубликован в статье [20]. Сравнение характеристик тестовой катушки полученных путем испытания экспериментальных образцов и 2.5D моделирования, предусмотренного заводом-изготовителем, представлено на рисунках 2.17 и 2.18. Эффективная индуктивность и добротность рассчитывается по формулам:

$$L_{eff} = \frac{\text{Im}(Z_{11})}{2 \cdot \pi \cdot f},$$

$$Q_{eff} = \frac{\text{Im}(Z_{11})}{\text{Re}(Z_{11})}.$$

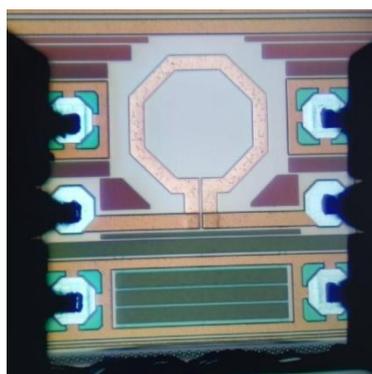


Рис. 2.17 –Микрофотография тестовой катушки индуктивности

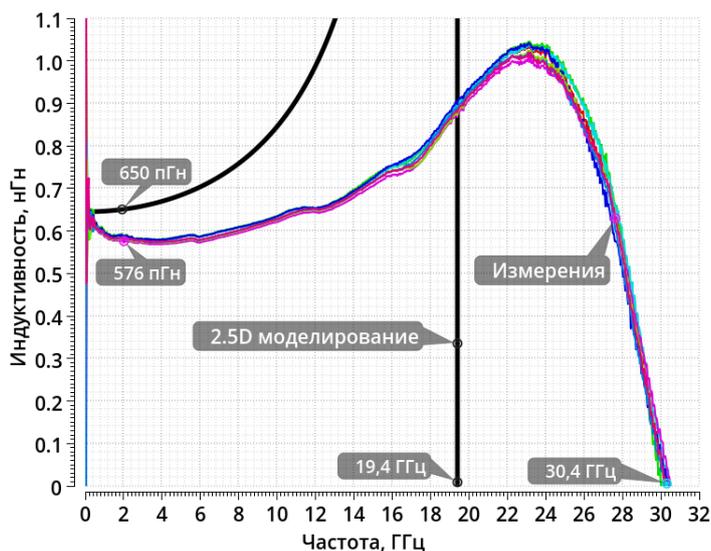


Рис. 2.18 - Зависимость эффективной индуктивности от частоты

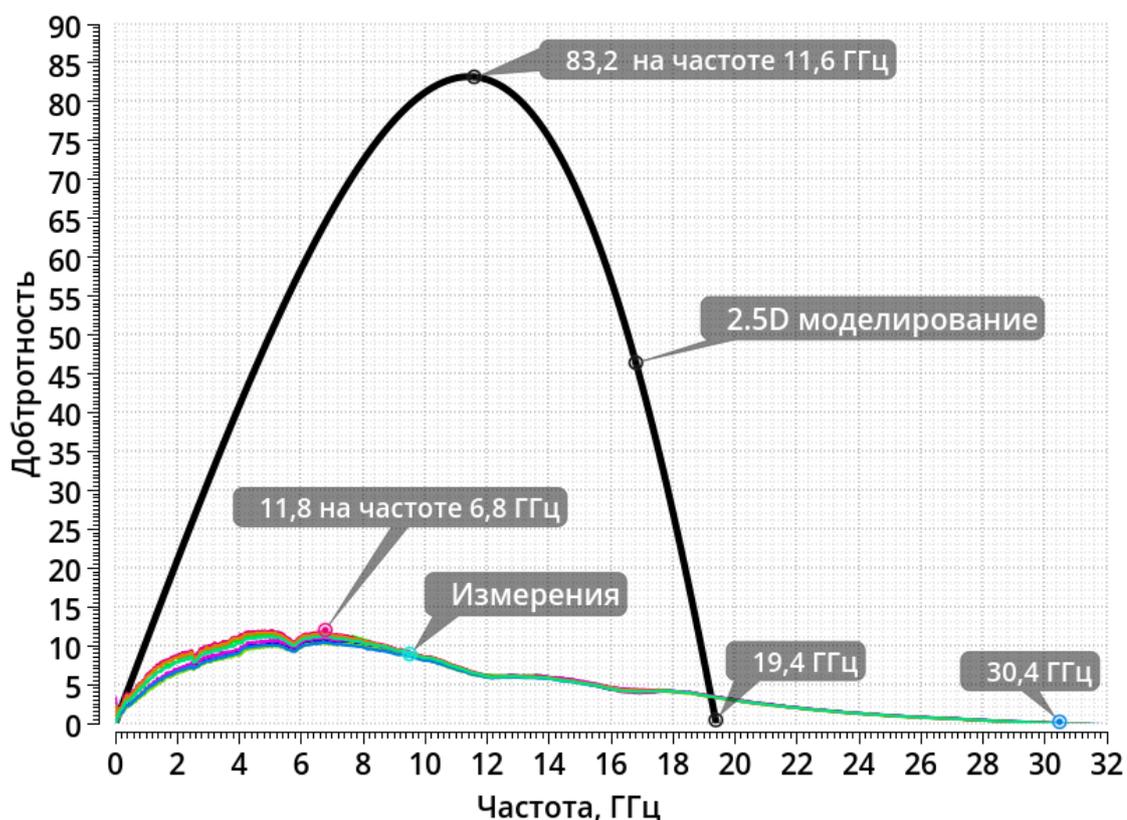


Рис. 2.19 - Зависимость эффективной добротности от частоты

На графиках 2.18 и 2.19 видно, что смоделированное значение эффективной индуктивности на низких частотах отличается от измеренного не более чем на 13%, значения максимальной добротности отличаются более чем в 7 раз, а значения резонансной частоты в 1,5 раза. Следовательно, характеристики экстрагированной модели катушки индуктивности, выполненной по правилам экстрагирования, предоставленным заводом изготовителем, не отражает ее реальных характеристик.

Результаты симуляции разработанной модели и результаты 3D электромагнитного моделирования в ПО Empire XPU приведены на рисунках 2.20, 2.21 и таблице 2.2. Симуляции разработанной модели катушки и 3D моделирования выполнены в крайних точках технологического разброса.

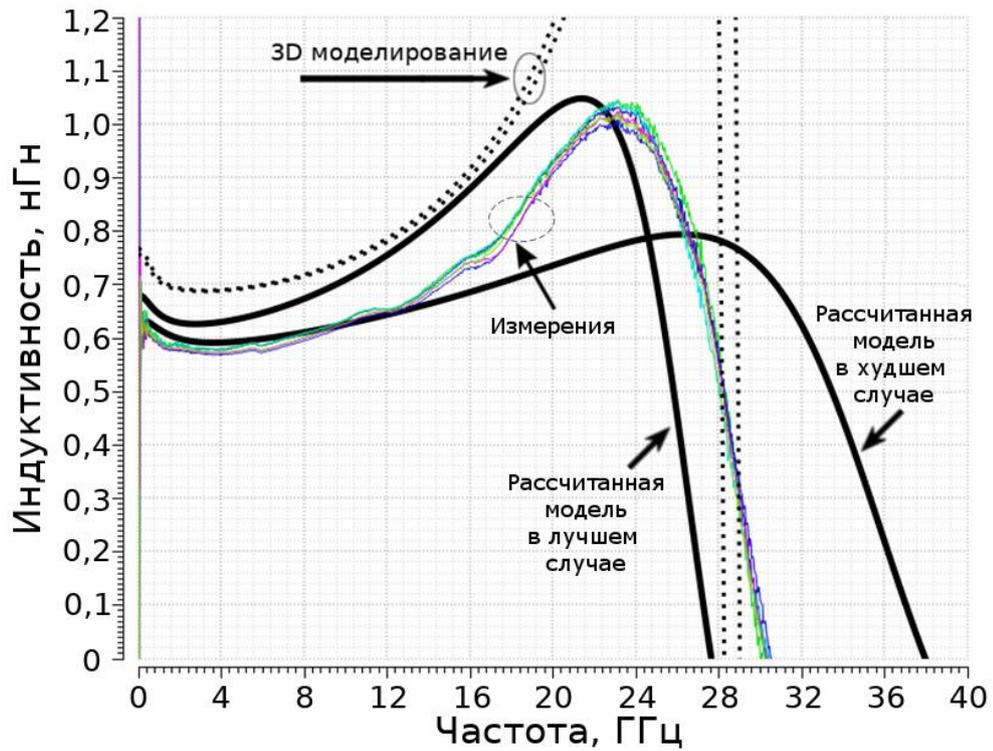


Рисунок 2.20 – Зависимость эффективной индуктивности от частоты

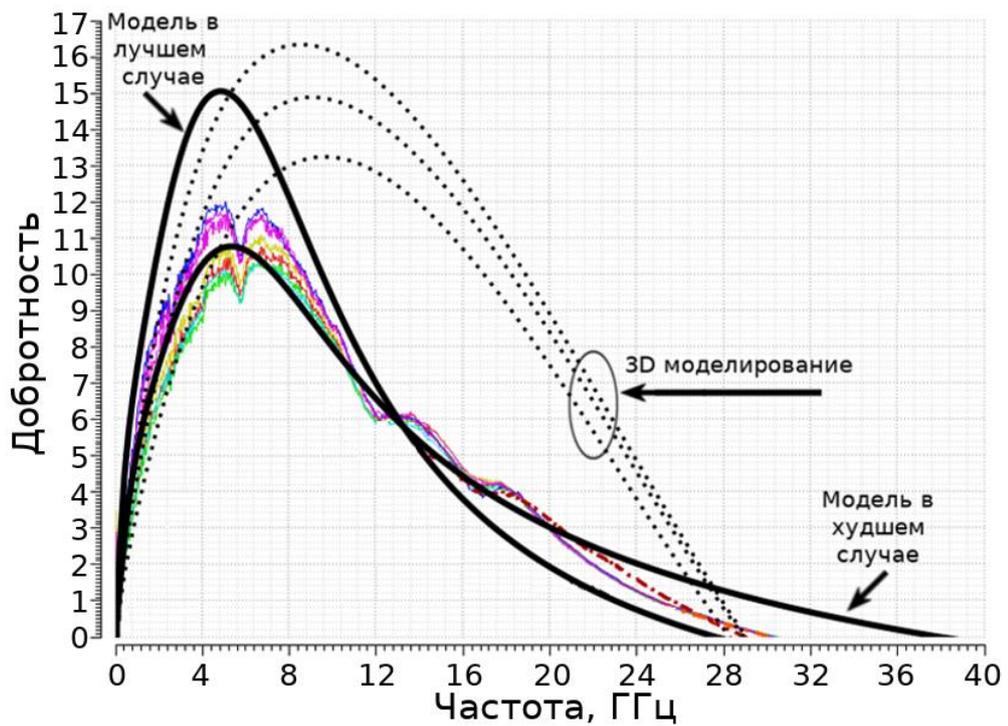


Рисунок 2.21 – Зависимость эффективной добротности от частоты

Таблица 2.2 – Сравнительные характеристики тестовой катушки

Характеристика	2.5D моделирование в САПР Cadence Virtuoso	3D моделирование в ПО Empire XPU	Симуляция разработанной модели	Измерения экспериментального образца
Индуктивность (2 ГГц), пГн	651	685	590 - 620	576 - 592
Максимальная добротность	83,2	13,1 – 16,2	10,5 – 15,1	10,3 – 12,0
Частота максимальной добротности, ГГц	11,7	8,5 – 9,2	5,0 – 6,0	5,1 – 6,3
Резонансная частота, ГГц	19,4	28,5 – 29,0	28,0 – 38,0	28,5 – 30,5

Результаты моделирований показали, что характеристики разработанной модели катушки индуктивности имеют значительно большее сходение с результатами измерений экспериментальных образцов, чем результаты моделирования экстракции топологического описания (2.5D моделирование). Это достигается полным учетом скин-эффекта, краевых эффектов и влияния подложки. Результаты 3D моделирования имеют большее сходение с измерениями экспериментальных образцов, чем результаты 2.5D моделирования, но меньшее, чем результаты симуляции разработанной модели. Установлено, что измеренные эффективные индуктивность и добротность тестовой катушки индуктивности находятся в диапазоне симулированных характеристик разработанной модели в крайних точках технологического разброса.

### 2.5.2 Эллиптический ФВЧ 18 ГГц

На рисунке 2.22 представлена микрофотография произведенной интегральной микросхемы разработанного ФВЧ 18 ГГц (7-го порядка), рассчитанного с аппроксимацией Золотарева-Кауэра (эллиптический). Габариты ядра фильтра (без учета контактных площадок): длина – 670 мкм, ширина – 430 мкм, площадь – 0,289 мм<sup>2</sup>.

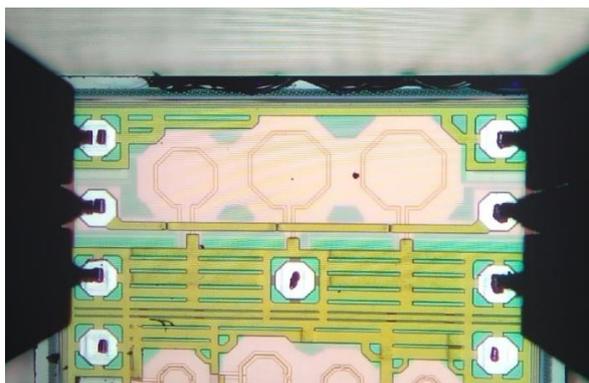


Рисунок 2.22 – Микрофотография эллиптического ФВЧ 18 ГГц

На рисунке 2.23 представлена АЧХ фильтра, на рисунке 2.24 – зависимость КСВ от частоты, в таблицу 2.3 сведены характеристики фильтра.

Таблица 2.3 – Сравнительные характеристики эллиптического ФВЧ 18 ГГц

Характеристика	2.5D моделирование в САПР Cadence Virtuoso	Симуляция рассчитанной модели	Измерение экспериментальных образцов
Минимальное ослабление в ПП, дБ	0,5	2,1 – 2,7	2,6 – 2,8
Частота среза, ГГц	18,3	18,5 – 19,3	18,8 – 18,9
Ослабление на частоте 15 ГГц, дБ	56,1	42,1 – 43,8	46,4 – 46,8
Ослабление на частоте 40 ГГц, дБ	0,5	2,4 – 3,1	3,4
КСВ в ПП	1,3 – 2,2	1,2 – 1,9	1,3 – 1,7

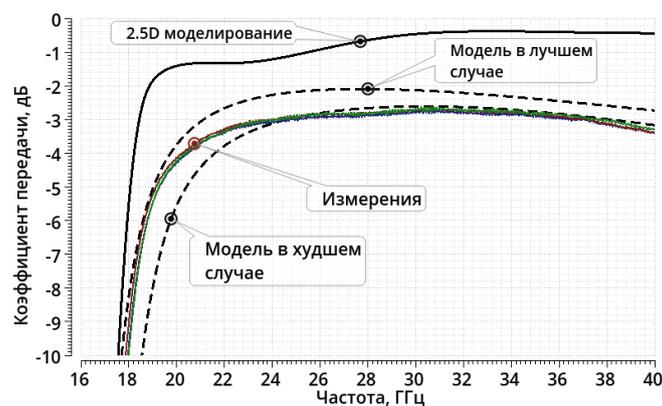
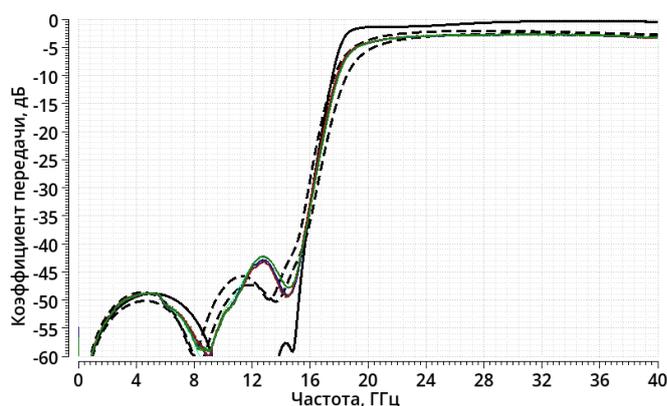


Рис. 2.23. АЧХ эллиптического ФВЧ 18 ГГц

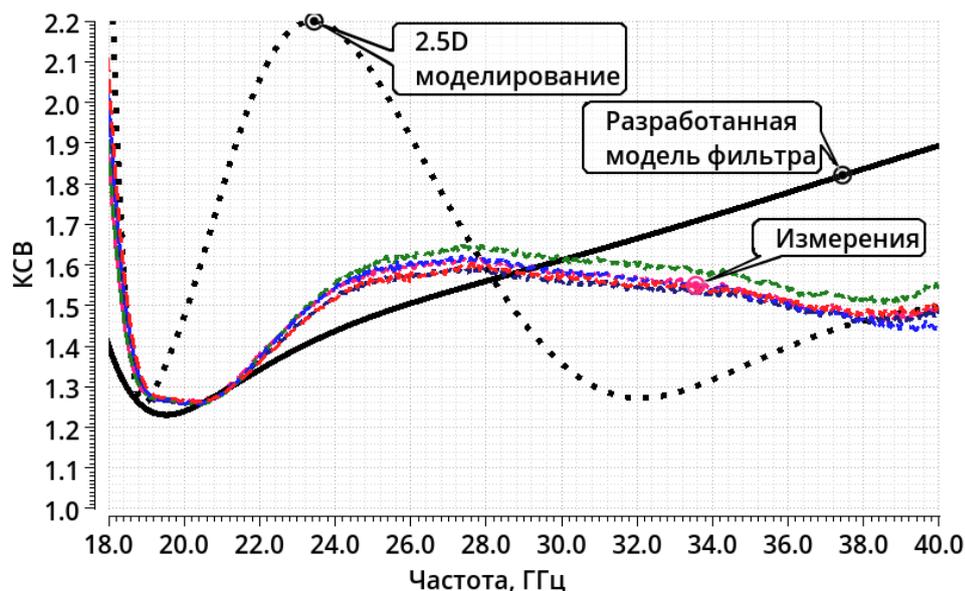


Рис. 2.24 Зависимость КСВ от частоты эллиптического ФВЧ 18 ГГц

АЧХ модели фильтра рассчитаны в крайних точка технологического разброса, в том числе учтены разбросы погонных сопротивлений слоев металлизаций, разброс диэлектрической проницаемости диэлектрика ( $\text{SiO}_2$ ) и подложки, разброс удельного сопротивления подложки, разброс удельных емкостей МИМ конденсаторов (учитывая допуски производства геометрии обкладок и разброс диэлектрической проницаемости  $\epsilon_{\text{min}}$ ).

На графиках видно, что измеренные АЧХ экспериментальных образцов фильтра находятся в диапазоне технологического разброса рассчитанной модели фильтра. Незначительные различия в полосе задерживания обусловлены не учетом паразитных электромагнитных связей между катушками индуктивности. КСВ в полосе пропускания разработанной модели фильтра имеет схожий характер с измеренным КСВ. Результаты 2.5D моделирования значительно отличаются от результатов измерений.

Используемая при измерениях зондовая станция MPI TS200 позволяет производить измерения с нагревом интегральных микросхем. Нагрев микросхемы осуществляется нагревом чака (держатель микросхем, на котором они зафиксированы вакуумным способом). Для исследования зависимости характеристик фильтра от температуры микросхемы были произведены измерения АЧХ фильтра в температурном диапазоне 30 °C ... 120 °C (рис. 2.25).

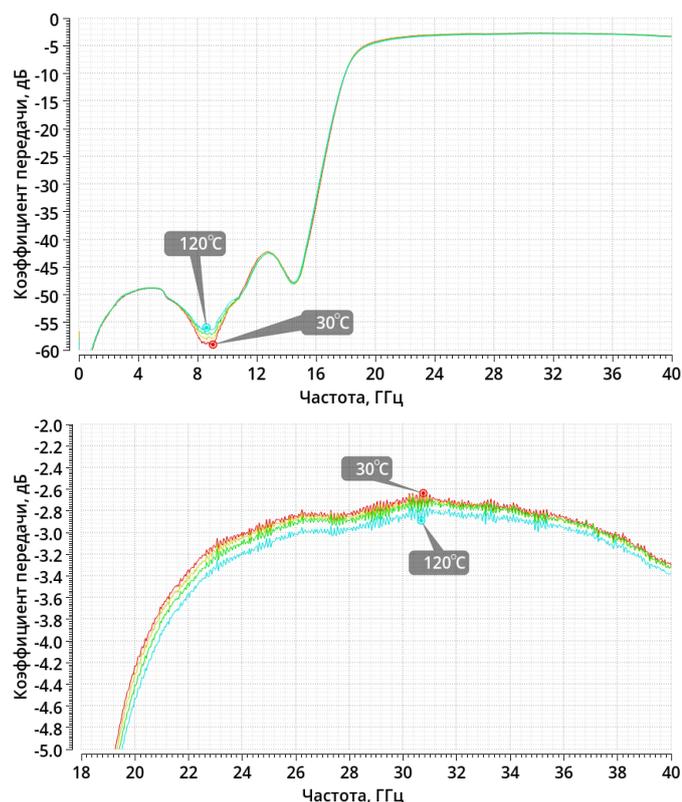


Рис. 2.25 АЧХ эллиптического ФВЧ 18 ГГц при температурах от 30 °С до 120 °С

Видно, что изменение температуры микросхемы не привело к существенным изменениям характеристик фильтра. При увеличении температуры микросхемы до 120 °С коэффициент передачи в полосе пропускания уменьшился на 0,15 дБ, а изменение частоты среза составило 92 МГц, что меньше чем разброс характеристик фильтра в пределах одной партии (см. таблицу 2.3) и значительно меньше разброса характеристик фильтров между партиями.

### 2.5.3 Эллиптический ПФ 14-18 ГГц

Микрофотография полосового фильтра с рассчитанной полосой пропускания 14-18 ГГц представлена на рисунке 2.26, результаты моделирования и измерений в виде АЧХ представлены на рисунке 2.27, в виде зависимости КСВ от частоты на рисунке 2.28 и таблице 2.4. Полосовой фильтр представляет собой каскадное соединение эллиптических ФВЧ 9-го порядка и ФНЧ 9-го порядка. Габариты ядра фильтра (без учета контактных площадок): длина – 670 мкм, ширина – 440 мкм, площадь – 0,295 мм<sup>2</sup>.

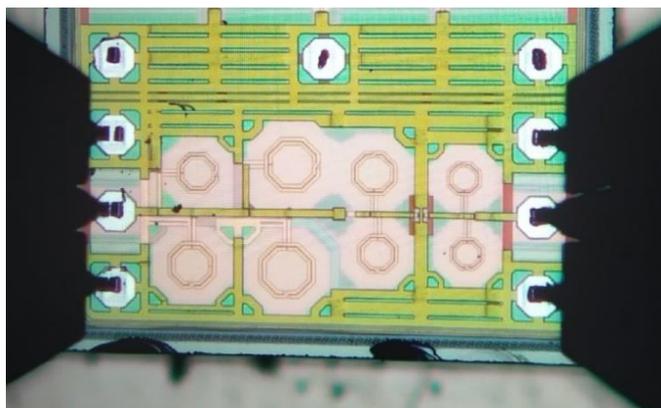


Рисунок 2.26 – Микрофотография эллиптического ПФ 14-18 ГГц

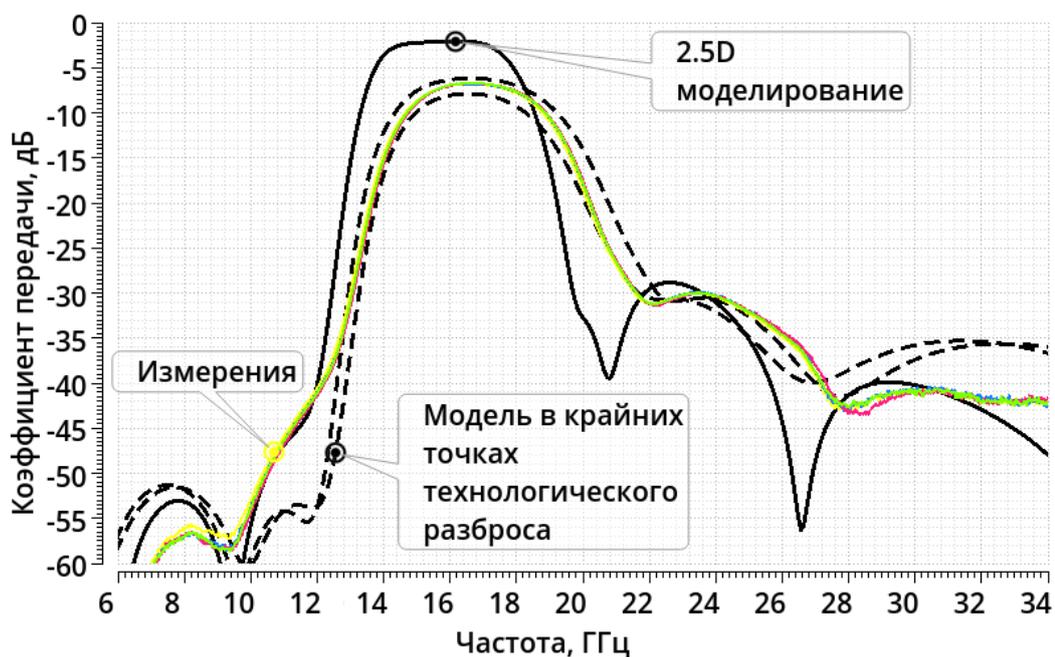


Рис. 2.27 - АЧХ эллиптического ПФ 14-18 ГГц

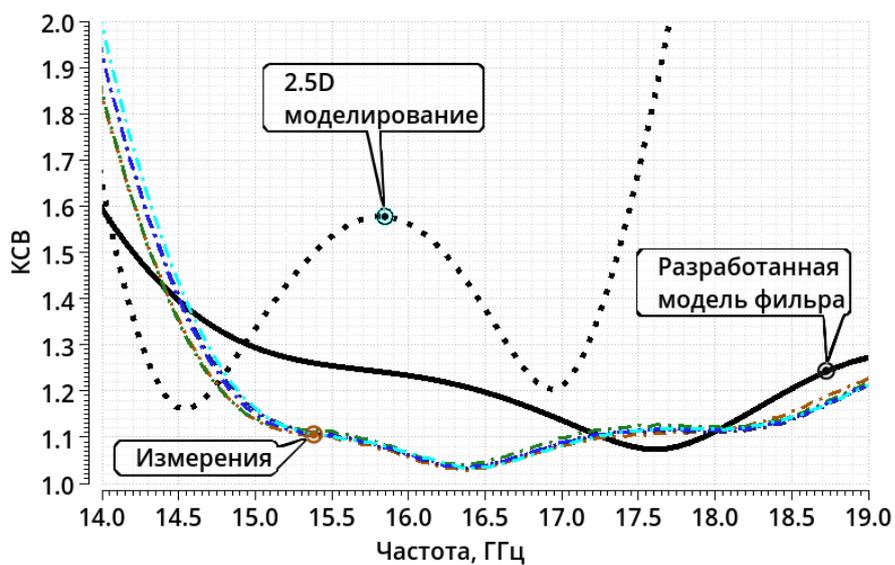


Рис. 2.28 Зависимость КСВ от частоты эллиптического ПФ 14-18 ГГц

Таблица 2.4 – Сравнительные характеристики эллиптического ПФ14-18 ГГц

Характеристика	2.5D моделирование в САПР Cadence Virtuoso	Симуляция разработанной модели	Измерения экспериментального образца
Минимальное ослабление в ПП, дБ	2,1	6,2 – 7,9	6,6 – 6,9
Частота среза 1, ГГц	13,7	14,4 – 14,9	14,5 – 14,8
Частота среза 2, ГГц	17,9	18,6 – 19,2	18,9 – 19,1
Ослабление на частоте 11 ГГц, дБ	46,8	53,8 – 54,0	45,9 - 46,3
Ослабление на частоте 21 ГГц, дБ	37,1	22,3 – 27,2	26,1 – 27,0
КСВ в ПП	1,2 – 1,6	1,1 – 1,4	1,1 – 1,3

Результаты 2.5D моделирования значительно отличаются от результатов измерений по всем параметрам: ослаблению в полосе пропускания, частотам среза, крутизне АЧХ. Результаты измерений находятся в диапазоне технологического разброса разработанной модели фильтра на частотах 13-27 ГГц. Различия в полосах задерживания на частотах 10-13 ГГц и 27-34 ГГц вызваны не учетом паразитных электромагнитных связей между сигнальными проводниками и проводниками общего вывода и паразитными емкостями элементов к общему выводу.

Результаты температурных испытаний, представленные в виде АЧХ на рис. 2.29 показали, что при изменении температуры микросхемы с 30 °С до 120 °С коэффициент передачи в полосе пропускания уменьшился на 0,27 дБ, а частоты среза изменились не более, чем на 170 МГц.

Путем анализа результатов температурных испытаний ФВЧ 18 ГГц (рис. 2.25) и ПФ 14-18 ГГц (рис. 2.29) установлено, что при увеличении температуры с 30 °С до 120 °С изменение характеристик одного образца LC-фильтра не превышает разброс характеристик образцов в пределах одной партии, следовательно, влияние температуры не существенно и далее в работе не рассматривается.

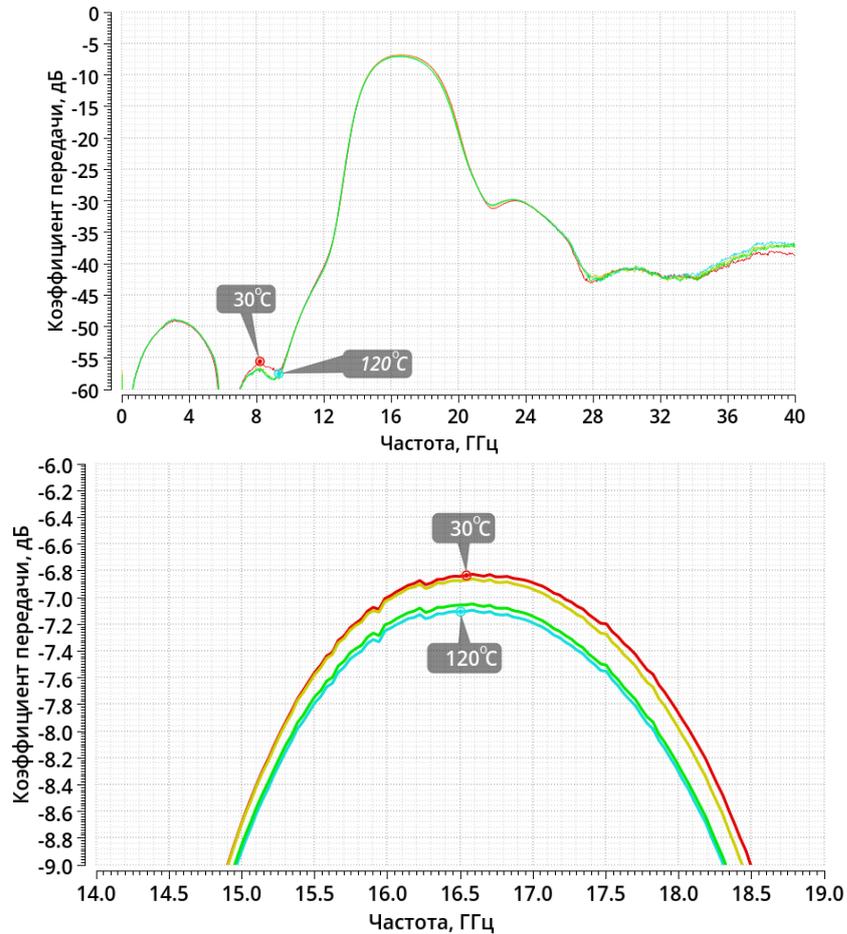


Рис. 2.29. АЧХ эллиптического ПФ 14-18 ГГц при температурах микросхемы от 30 °С до 120 °С

#### 2.5.4 ФВЧ 18 ГГц Чебышева

Подробный расчет фильтра описан в статье [78]. Микрофотография приведена на рисунке 2.30, АЧХ на рисунке 2.31, зависимость КСВ от частоты на рисунке 2.32. Характеристики фильтра сведены в таблицу 2.5. Габариты ядра фильтра (без учета контактных площадок): длина – 1174 мкм, ширина – 275 мкм, площадь – 0,32 мм<sup>2</sup>.



Рисунок 2.30– Микрофотография ФВЧ 18 ГГц Чебышева

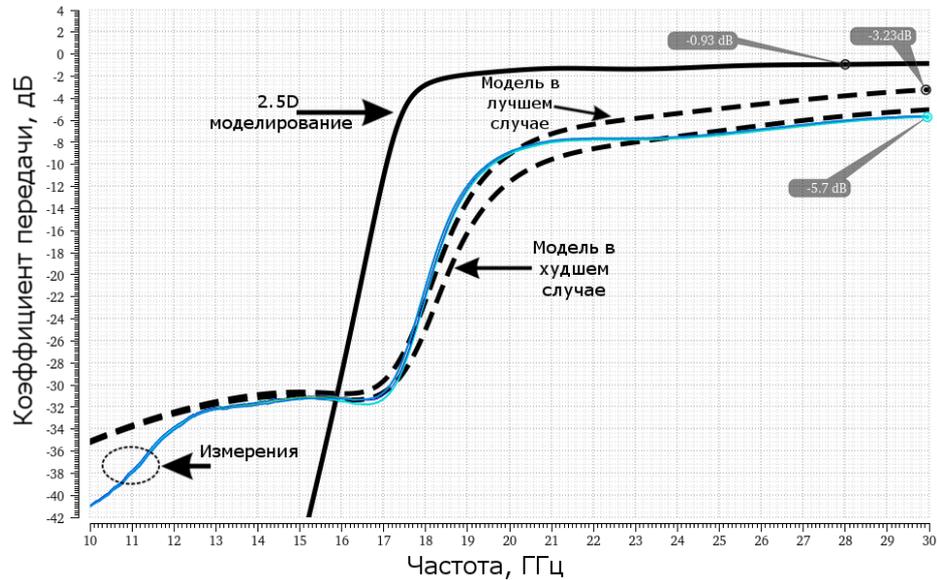


Рис. 2.31 – АЧХ ФВЧ 18 ГГц аппроксимации Чебышева

Видно, что разработанная модель имеет характеристики близкие к измерениям экспериментальных образцов, в отличие от результатов моделирования экстракции топологического описания.

Выявлено, что малое ослабление в полосе задерживания на частотах 10-17 ГГц обусловлено влиянием паразитных каналов связи через подложку между катушками индуктивности [78].

Таблица 2.5 – Сравнительные характеристики ФВЧ 18 ГГц Чебышева

Характеристика	2.5D моделирование в САПР Cadence Virtuoso	Симуляция разработанной модели	Измерения экспериментального образца
Ослабление в полосе пропускания, дБ	0,9	3,2 – 5,8	5,6 – 5,8
Частота среза, ГГц	17,7	20,1 – 20,8	20,0 – 20,3
Ослабление на частоте 15 ГГц, дБ	45,3	30,6 – 31,0	31,0 – 31,2
КСВ в ПП	$\leq 2,1$	$\leq 1,6$	$\leq 1,7$

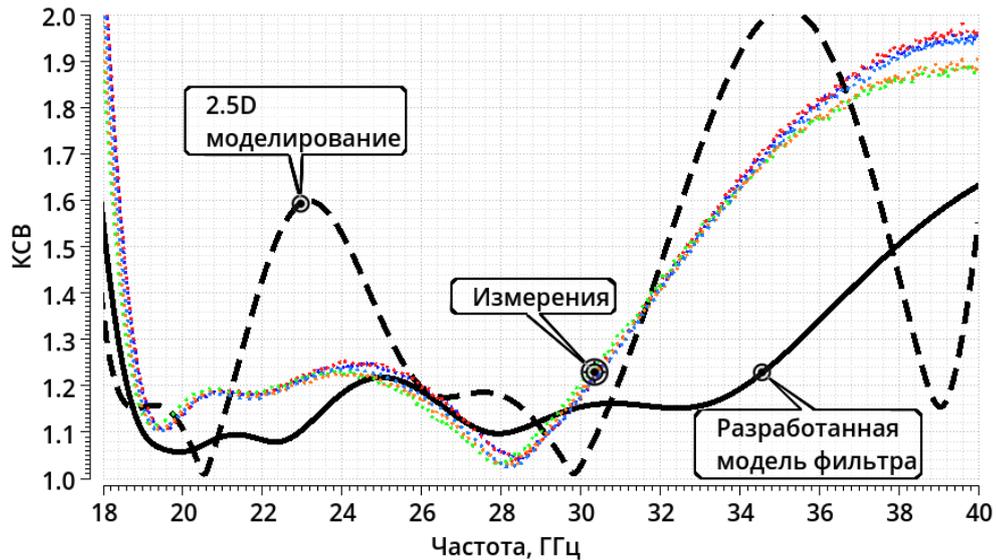


Рис. 2.32 Зависимость КСВ от частоты ФВЧ 18 ГГц аппроксимации Чебышева

В результате анализа АЧХ симуляции разработанных моделей и измеренных АЧХ экспериментальных образцов фильтров установлено, что АЧХ экспериментальных образцов находятся в диапазоне АЧХ моделей фильтров в крайних точках технологического разброса. Незначительные различия в полосах задерживания обусловлены пренебрежением паразитными емкостями и взаимными индуктивностями между элементами. Стоит отметить, что результаты 2.5D моделирования, выполненного путем симуляции эквивалентной схемы, полученной путем экстракции топологических описаний по алгоритмам, предоставленными заводом-изготовителем, значительно отличаются от результатов измерений. В процессе анализа экстрагированных эквивалентных схем выявлено, что алгоритмы экстракции, разработанные заводом-изготовителем для своего технологического процесса SiGe 130 нм, не учитывают скин-эффект и не корректно учитывают влияние подложки, что приводит к ошибочным результатам моделирования.

### 2.5.5 ПФ 14-18 ГГц Чебышева

На рис. 2.33 представлена микрофотография произведенного экспериментального образца полосового LC-фильтра с рассчитанной полосой пропускания от 14 ГГц до 18 ГГц (ПФ 14-18 ГГц), представляющий собой

каскадное соединение ФВЧ 15-го порядка и ФНЧ 13-го порядка аппроксимации Чебышева, на рис. 2.34 представлена его АЧХ, на рис. 2.35 – зависимость КСВ от частоты. Габариты ядра фильтра (без учета контактных площадок): длина – 2436 мкм, ширина – 334 мкм, площадь – 0,813 мм<sup>2</sup>.



Рис. 2.33. Микрофотография ПФ 14-18 ГГц Чебышева

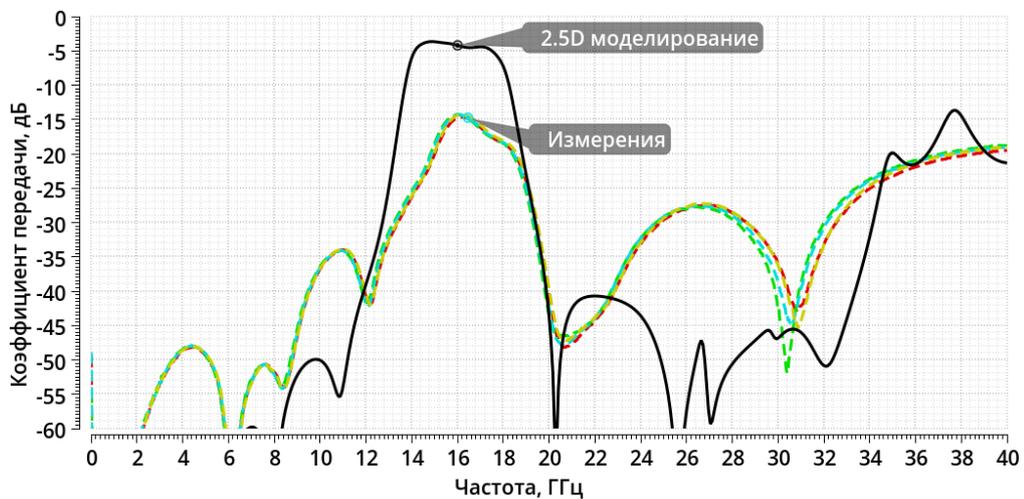


Рис. 2.34 – АЧХ ПФ 14-18 ГГц аппроксимации Чебышева

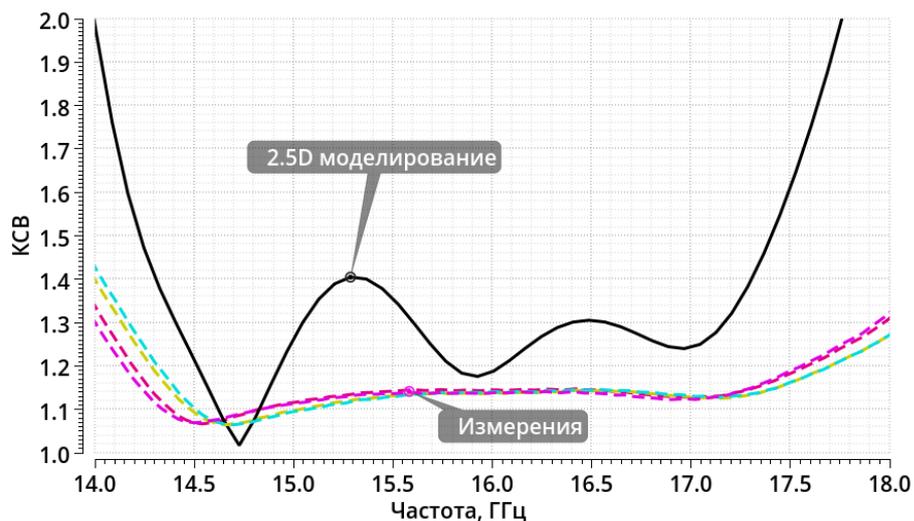


Рис. 2.35 Зависимость КСВ от частоты ПФ 14-18 ГГц аппроксимации Чебышева

Результаты измерений АЧХ ПФ 14-18 ГГц аппроксимации Чебышева явно показывают, что инженерный подход, состоящий в использовании стандартного 2.5D метода моделирования с экстрагированными эквивалентными схемами, полученными по правилам, предоставляемых заводом-изготовителем микросхем, при проектировании интегральных LC-фильтров СВЧ диапазона, несостоятелен. Видно, что измеренный КСВ реальных микросхем в предполагаемой полосе пропускания 14-18 ГГц составляет не более 1,4, при этом измеренные АЧХ значительно отличаются от результатов 2.5D моделирования и не имеют явно выраженной полосы пропускания. Определить границы полос задерживания и полосы пропускания произведенных экспериментальных образцов ПФ 14-18 ГГц аппроксимации Чебышева не представляется возможным ввиду сильного искажения АЧХ, поэтому модель данного фильтра не разрабатывалась.

Примененный научный подход, состоящий в исследовании характеристик технологического процесса, анализе базовых моделей пассивных элементов, и применении разработанных аналитических физически обоснованных моделей пассивных элементов, позволил достоверно смоделировать характеристики произведенных экспериментальных образцов интегральных микросхем (параграфы 2.5.1-2.5.4).

## **2.6 Выводы**

Предложен модернизированный метод расчета индуктивности катушек, заключающийся в декомпозиции топологии катушки на части (внутренний не полный виток, полные витки, выводы), расчете полных индуктивностей каждой части и взаимных индуктивностей между частями. Применение модернизированного метода расчета с использованием ранее известных формул расчета взаимных индуктивностей проводников различных взаимных расположений и анализ зависимостей длин сегментов и расстояний между сегментами от параметров катушки позволили вывести новые аналитические формулы расчета планарных симметричных катушек индуктивности квадратной и восьмиугольной форм. Сравнение результатов расчета по предложенным

формулам и результатов моделирований методом конечных элементов показало, что предложенные формулы имеют погрешность не более 2% для номиналов индуктивности 0,1...10 нГн.

Разработаны аналитические модели интегральных катушек индуктивности, конденсаторов и проводников. Новизна моделей заключается в их параметризации и выведении полных аналитических зависимостей между параметрами элементов и характеристиками реальных элементов в заданном технологическом процессе, в том числе с использованием различных комбинаций способов уменьшения потерь. Это позволяет использовать модели при оптимизации топологий элементов или для сравнения характеристик элементов в разных технологических процессах. Модели учитывают скин-эффект, краевые эффекты, влияние подложки и переходных отверстий, характеристики ТП: толщины, удельные сопротивления слоев металлизации, толщина, удельное сопротивление, диэлектрическая проницаемость подложки, диэлектрическая проницаемость и толщины диэлектриков между слоями металлизаций и подложкой, сопротивление переходных отверстий.

Было установлено, что разработанные модели интегральных пассивных элементов отражают характеристики реальных элементов. Верификация моделей элементов происходила путем симуляции моделей произведенных интегральных микросхем (тестовой катушки индуктивности и LC-фильтров) и сравнения результатов симуляции с результатами измерений. При этом результаты моделирования, методом и с моделями, определенными заводом-изготовителем значительно отличаются от измеренных реальных характеристик интегральных LC-фильтров.

Модели интегральных катушек индуктивности, конденсаторов и проводников реализованы на языке программирования Spectre [1, 2, 3], что позволяет использовать их в качестве достоверных моделей элементов при проектировании широкого спектра интегральных устройств в САПР Cadence Virtuoso.

### **3 АЛГОРИТМЫ ОПТИМИЗАЦИИ ТОПОЛОГИЙ ЭЛЕМЕНТОВ LC-ФИЛЬТРОВ**

Для минимизации потерь в полосе пропускания интегральных LC-фильтров необходимо максимизировать добротности катушек индуктивности и конденсаторов и минимизировать потери в проводниках межсоединений.

Разработанные алгоритмы оптимизации топологий учитывают ограничения физической реализуемости элементов, обусловленные ограничениями проектирования технологического процесса, приведенные в таблице 1.3.

Алгоритмы оптимизации топологии разработаны на основе верифицированных достоверных моделях пассивных элементов, описанных в главе 2.

#### **3.1 Оптимизация топологий интегральных катушек индуктивности**

Для нахождения топологии катушки с максимальной добротностью необходимо максимизировать индуктивность на единицу площади. В первую очередь необходимо использовать максимальное количество витков, так как индуктивность катушки имеет квадратичную зависимость от количества витков. Для этого требуется определить минимально-возможный внутренний диаметр катушки индуктивности.

Для обеспечения максимальной плотности витков катушки и, следовательно, максимальной индуктивности на единицу площади зазор между витками ( $s$ ) принимается минимально возможному зазору между проводниками в технологическом процессе ( $s_{min}$ ).

Симметричные катушки индуктивности имеют перемычки, в том числе между выводами (см. рис. 2.2 и рис. 2.4). Это ограничивает их минимальный внутренний диаметр. Путем анализа топологий катушек индуктивности разработаны формулы минимальных внутренних диаметров симметричных квадратных (3.1, 3.2) и восьмиугольных (3.3, 3.4) катушек индуктивности,

которые зависят от ширины ( $w$ ) и количества ( $N$ ) витков, а также от минимального расстояния между проводниками ( $s_{\min}$ ). Формулы (3.1) и (3.3) применимы для катушек с расположением выводов с одной стороны, формулы (3.2) и (3.4) – с расположением выводов с разных сторон.

$$d_{in\_min} = \begin{cases} 2 \cdot w + s_{\min} & \text{при } N = 1 \\ 5 \cdot w + 2 \cdot s_{\min} & \text{при } N = 2 \\ 7 \cdot w + 4 \cdot s_{\min} & \text{при } N \geq 3 \end{cases} \quad (3.1)$$

$$d_{in\_min} = \begin{cases} w & \text{при } N = 0,5 \\ 3 \cdot w + 2 \cdot s_{\min} & \text{при } N \geq 1,5 \end{cases} \quad (3.2)$$

$$d_{in\_min} = \begin{cases} (2 \cdot w + s_{\min}) \cdot (1 + \sqrt{2}) & \text{при } N = 1 \\ (3 \cdot w + s_{\min}) \cdot (1 + \sqrt{2}) + 2 \cdot s_{\min} & \text{при } N = 2 \\ (5 \cdot w + 3 \cdot s_{\min}) \cdot (1 + \sqrt{2}) + 2 \cdot s_{\min} & \text{при } N \geq 3 \end{cases} \quad (3.3)$$

$$d_{in\_min} = \begin{cases} w \cdot (1 + \sqrt{2}) & \text{при } N = 0,5 \\ (3 \cdot w + s_{\min}) \cdot (1 + \sqrt{2}) + 2 \cdot s_{\min} & \text{при } N \geq 1,5 \end{cases} \quad (3.4)$$

В результате анализа топологий симметричных катушек выведены формулы расстояния между выводами для катушек квадратной (3.5) и восьмиугольной формы (3.6).

$$s_{io} = \begin{cases} s_{\min} & \text{при } N \leq 2 \\ 5 \cdot w + 4 \cdot s_{\min} & \text{при } N \geq 3 \end{cases} \quad (3.5)$$

$$s_{io} = \begin{cases} s_{\min} & \text{при } N \leq 2 \\ 5 \cdot w + 3 \cdot s_{\min} + 2 \cdot s_{\min} \cdot \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) & \text{при } N \geq 3 \end{cases} \quad (3.6)$$

Катушка индуктивности должна выдерживать заданную мощность. В документации к технологическому процессу указывается максимальный постоянный ток на единицу ширины проводника в каждом слое металлизации. Приняв, что плотность высокочастотного тока равномерно распределена в скин-слое, была выведена формула оценки максимального тока в проводнике с учетом скин-эффекта:

$$I_{cond} = \sum_{i=0}^{n_0-n_{use}} \frac{J_{n_0-i} \cdot w \cdot t_{eff}(t_{n_0-i}, \rho_{n_0-i}, f)}{t_{n_0-i}}, \quad (3.7)$$

где  $n_0$  – количество слоев металлизации в технологическом процессе,  $n_{use}$  – количество используемых параллельных слоев металлизаций в проводнике,  $w$  – ширина проводника (витков),  $t_i$  – физическая толщина  $i$ -го слоя металлизации,  $t_{eff}(t_i, \rho_i, f)$  – эффективная толщина с учетом скин-эффекта на частоте  $f$   $i$ -го слоя металлизации с физической толщиной  $t_i$  и удельным сопротивлением  $\rho_i$ .

На рисунке 3.1 представлен разработанный алгоритм оптимизации топологии катушек индуктивности по критерию максимальной добротности на заданной частоте на основе разработанной верифицированной модели. Расшифровки обозначений сведены в таблицу 3.1.

В блоке “А” рассчитывается топология катушки индуктивности с номиналом, равным заданному, с заданной шириной витка и количеством используемых слоев металлизаций. В цикле 1 происходит поиск максимального физически реализуемого количества витков для заданного номинала и ширины витков по формулам (3.1-3.4). В цикле 2 происходит расчет внутреннего диаметра с точностью, равной минимальному шагу изменения топологии проводника ( $min\_step$ ) для получения требуемого номинала катушки индуктивности. Длина выводов  $l_{io}$  в циклах 1 и 2 рассчитывается как половина необходимого минимального расстояния между катушкой и остальными элементами фильтра, расчет которого приведен в разделе 4.3.

В блоке “Б” происходит поиск оптимальных ширины витка и количества используемых слоев металлизаций методом перебора всех физически реализуемых топологий катушек индуктивности и удовлетворяющей требованию к максимальному току по критерию наибольшей добротности на требуемой частоте. Также оценивается эффективность экранирования и травления подложки путем расчета и сравнения добротности катушки.

Исследования, проведенные в главе 1, показывают, что зависимость добротности катушки от ширины витков имеет экстремум после прохождения

которого, увеличение паразитных емкостей оказывает большее негативное влияние на добротность, чем позитивное влияние от уменьшения последовательного сопротивления катушки. Поэтому циклы 5, 7, 9 имеют дополнительные условия прерывания цикла, если добротность катушки уменьшается при увеличении ширины витков, что позволяет существенно сократить количество итераций.

Таблица 3.1 - Расшифровка обозначений

Обозначение	Расшифровка	Единицы измерения
$L$	Заданный номинал индуктивности	Гн
$io\_type$	Расположение выводов: "Par" - с одной стороны катушки, "Pos" – с разных сторон.	-
$f$	Частота	Гц
$w$	Ширина витка	м
$s$	Зазор между витками	м
$d_{in}$	Внутренний диаметр	м
$N$	Количество витков	шт
$w_{min}$	Минимальная ширина проводников	м
$s_{min}$	Минимальный зазор между проводниками	м
$min\_step$	Минимальный шаг изменения размеров проводника	м
$n_0$	Количество слоев металлизации в технологическом процессе	шт
$n_{use}$	Оптимальное количество слоев металлизаций для катушки индуктивности	шт
$I_{max}$	Заданный максимальный ток для фильтра	А
$I_{cond}$	Максимальный ток проводника, рассчитанный по формуле (3.7)	А
$Sub\_etch$	Возможность применения травления подложки ("Yes", "No")	-
$EN$	Наличие ("SHD") или отсутствие ("No SHD") экрана под проводником, травление подложки под катушкой ("SUB_ETCH").	-
$L_{ind}$	Номинал индуктивности, рассчитанный по предложенным формулам в разделе 2.1.	Гн
$Q, Q_{SHD}, Q_{SE}$	Добротность, рассчитанная по формулам (2.124, 2.127)	-
$Q_{max}$	Добротность оптимальной катушки	-

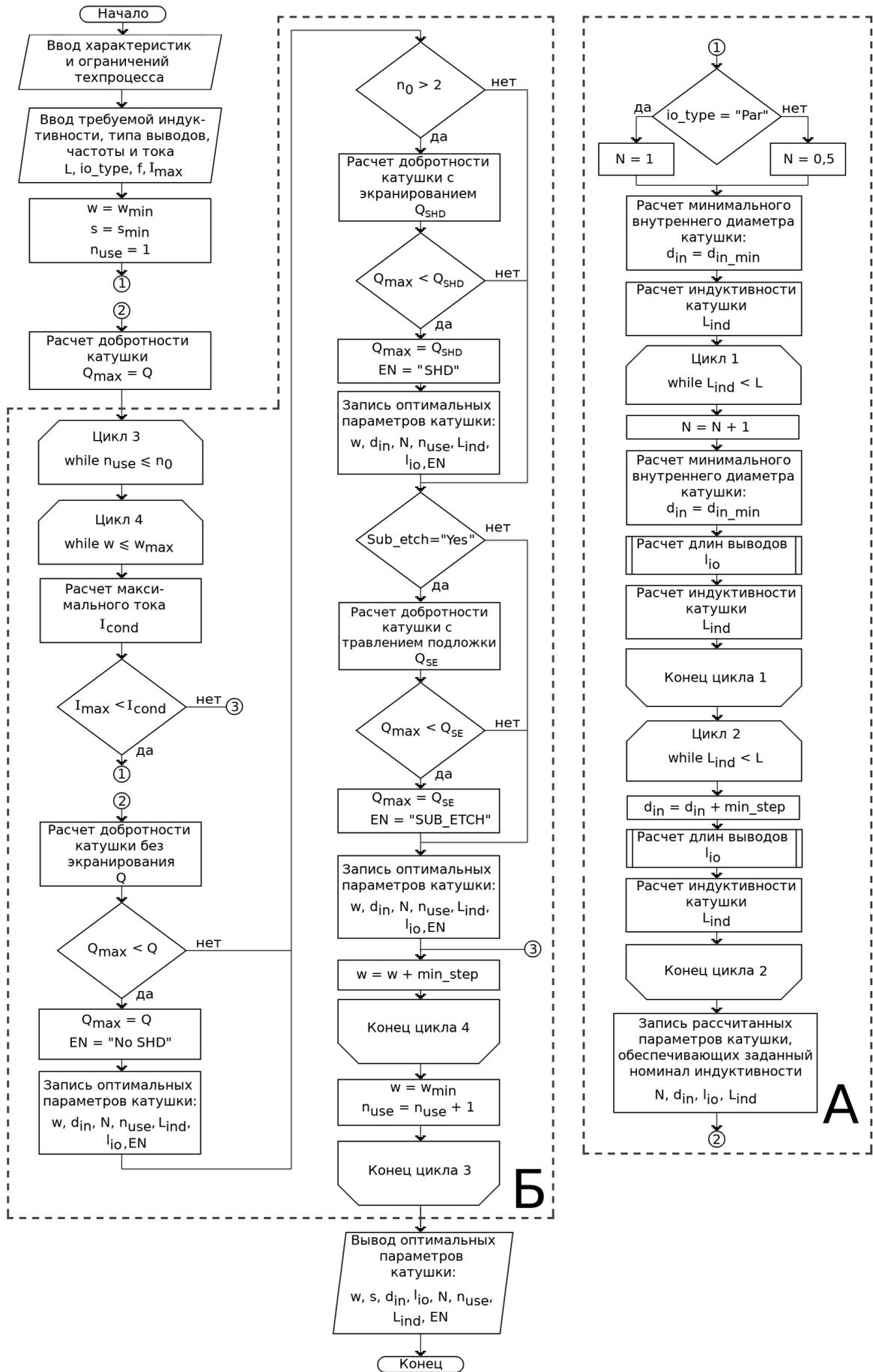


Рисунок 3.1 – Алгоритм оптимизации топологии катушки индуктивности

Таким образом, разработанный алгоритм определяет топологию катушки индуктивности, которая способна пропустить заданный ток и имеет наибольшую добротность на заданной частоте, путем определения конечного числа физически реализуемых топологий, поиска оптимальной ширины витков и количества используемых слоев металлизаций методом равномерного поиска, проверки эффективности травления и экранирования подложки с учетом основных физических эффектов, характеристик и ограничений технологического процесса.

Предложенный алгоритм реализован на языке программирования MathCad, что позволяет полностью автоматизировать оптимизацию топологий катушек индуктивности. Поиск оптимальной топологии занимает от десятков секунд до единиц минут.

### 3.2 Оптимизация топологий интегральных конденсаторов

#### 3.2.1 Оптимизация топологии МИМ конденсаторов

В результате исследований, проведенных в главе 1, выявлено, что МИМ конденсаторы имеют наибольшую добротность при отношении сторон обкладок близком к единице за счет минимизации влияния краевых эффектов паразитной емкости к подложке. Поэтому оптимизация топологии МИМ конденсатора сводится к поиску равных ширины и длины обкладок, соответствующих заданному номиналу с учетом краевых эффектов.

Разработанный алгоритм оптимизации топологий МИМ конденсаторов представлен на рисунке 3.2.

В первом приближении расчет ширины конденсатора производится на основе классической формулы расчета емкости без учета краевых эффектов:

$$w_{ideal} = \text{Round} \left( \sqrt{\frac{h_{MIM} \cdot C}{\varepsilon_{MIM} \cdot \varepsilon_0}}, \text{min\_step} \right), \quad (3.8)$$

где  $C$  – заданный номинал конденсатора, функция  $\text{Round}(X, Y)$  округляет  $X$  до ближайшего кратного  $Y$ .

В цикле 1 равные ширины и длины обкладок подстраиваются для соответствия заданного номинала с рассчитанной емкостью с учетом краевых эффектов по формуле (2.110). В цикле 2 происходит корректировка длины обкладок для максимального приближения рассчитываемой емкости к заданному номиналу. Топология конденсатора рассчитывается с точностью до минимального шага изменения длины и ширины проводника.

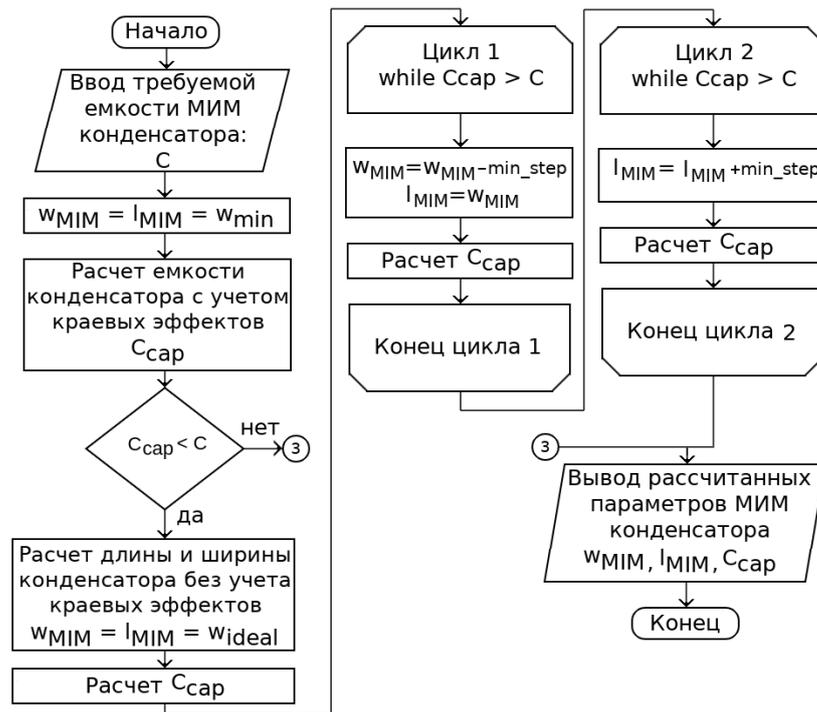


Рисунок 3.2 – Алгоритм оптимизации топологии МИМ конденсатора

### 3.2.2 Оптимизация топологий ВШК

В результате исследований, проведенных в главе 1, установлено, что параметром оптимизации топологии ВШК является количество используемых слоев металлизаций. При этом для максимизации плотности расположения пальцев ширина пальцев и зазор между пальцами принимаются равными и минимально возможными:

$$w_{fin} = s_{fin} = \max(w_{\min\_ID}, s_{\min\_ID}).$$

Для минимизации влияния краевых эффектов паразитной емкости к подложке отношение внешних габаритов принимается равным единице. Следовательно, длина и количество пальцев связаны следующим выражением:

$$l_{fin} = w_{fin} \cdot (2 \cdot N_{fin} - 8).$$

На рис. 3.3 представлен разработанный алгоритм оптимизации топологии встречно-штыревых конденсаторов по критерию наибольшей добротности на заданной частоте [79].

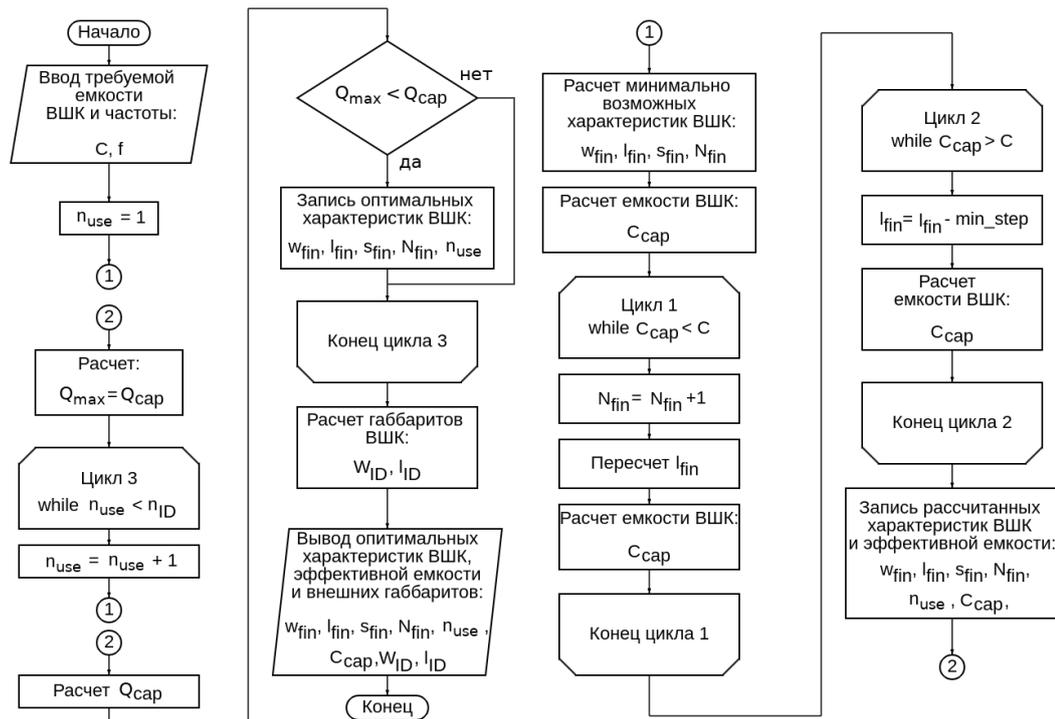


Рисунок 3.3 – Алгоритм оптимизации топологии ВШК

В цикле 1 происходит поиск количества пальцев  $N_{fin}$ , при котором достигается заданный номинал емкости при заданном количестве используемых слоев металлизаций. В цикле 2 корректируется длина пальцев для максимального приближения рассчитываемой емкости к заданному номиналу. В цикле 3 методом перебора находится число используемых слоев металлизации, при котором достигается наибольшая добротность на требуемой частоте, рассчитываемая по формуле (3.9) из элементов матрицы А-параметров ВШК как четырехполюсника.

$$Q_{cap} = \frac{\operatorname{Im}\left(\frac{A_{21}}{A_{11}}\right)}{\operatorname{Re}\left(\frac{A_{21}}{A_{11}}\right)} \quad (3.9)$$

Алгоритмы оптимизации топологии интегральных конденсаторов реализованы на языке программирования MathCad, поиск оптимальной топологии занимает доли-единицы секунд.

### 3.3 Оптимизация топологий интегральных проводников

От топологии проводников зависят потери в проводниках и согласование звеньев фильтра.

При исследованиях, описанных в главе 1, установлено, что параметрами оптимизации топологий проводников являются ширина проводника, количество используемых слоев металлизаций, наличие или отсутствие экранирования. Критерием оптимизации топологий проводников является получение наибольшего среднего коэффициента передачи фильтра в полосе пропускания.

Крутизны АЧХ фильтра вблизи частот среза определяются добротностями сосредоточенных элементов, поэтому для оптимизации топологий проводников целесообразно оценивать коэффициент передачи фильтра только в пологой части полосы пропускания. Предлагается рассчитывать средний коэффициент передачи фильтра для оптимизации топологий проводников в диапазоне частот 25%...75% полосы пропускания. Тогда средний коэффициент передачи рассчитывается по формулам:

$$K_{sr} = \frac{\int_{f_1}^{f_2} K(f) \cdot df}{f_2 - f_1} \quad (3.10)$$

$$f_1 = f_{\min} + 0,25 \cdot (f_{\max} - f_{\min})$$

$$f_2 = f_{\min} + 0,75 \cdot (f_{\max} - f_{\min})$$

где  $f_{min}$  и  $f_{max}$  – границы полосы пропускания,  $K(f)$  – коэффициент передачи фильтра, рассчитываемый по формуле (4.15).

Разработанный алгоритм оптимизации топологии проводника по критерию наибольшего среднего коэффициента передачи фильтра в полосе пропускания представлен на рис. 3.5.

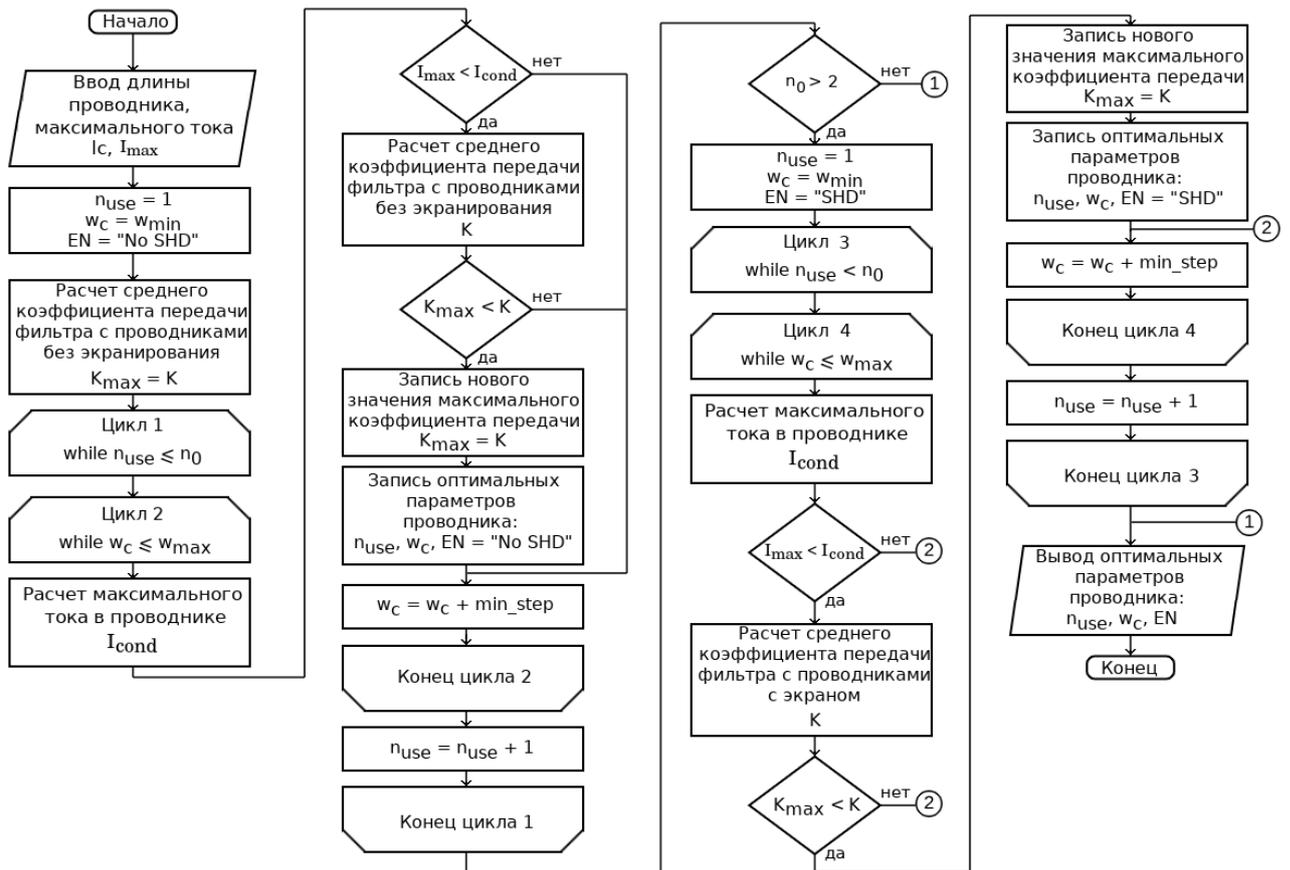


Рисунок 3.5 – Алгоритм оптимизации топологии проводника

В разработанном алгоритме оптимизации топологии проводника методом перебора происходит поиск ширины проводника ( $w_c$ ) и количества используемых слоев металлизации ( $n_{use}$ ) при которых достигается наибольший средний коэффициент передачи фильтра при заданной длине проводника ( $l_c$ ). В циклах 1 и 2 осуществляется поиск оптимальной топологии проводников без экранирования, в циклах 3 и 4 – с использованием сплошного экрана в нижнем слое металлизации. Сравнивая результаты расчета коэффициента передачи по формуле (3.10) выявляется оптимальная топология.

На рисунках 3.6, 3.7, 3.8 и таблицах 3.2, 3.3, 3.4 представлены результаты сравнения АЧХ фильтров с различными топологиями проводников, разработанных для технологического процесса SiGe 130 нм.

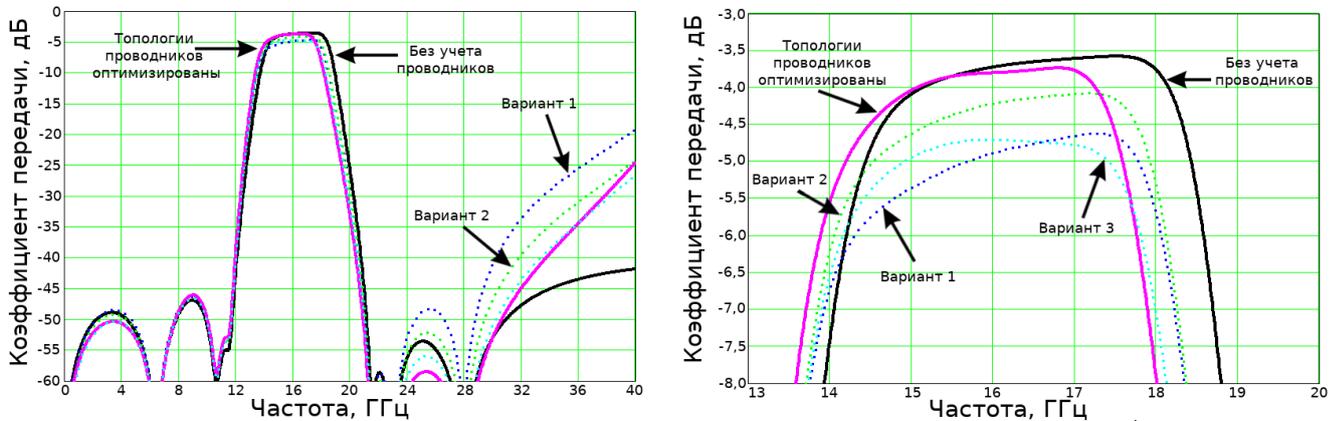


Рис. 3.6. АЧХ ПФ типа “А” при различных топологиях проводников

Таблица 3.2 Сравнение вариантов топологий проводников ПФ типа “А”

	Вариант 1	Вариант 2	Вариант 3	Оптимизированные топологии проводников	Без учета проводников
Средний коэффициент передачи в ПП, дБ	-4,93	-4,27	-4,78	-3,82	-3,63
$w_c$ , мкм	5	25	25	20	-
$n_{use}$	1	1	6	2	-
Экран	Нет	Нет	Нет	Да	-
$l_c$ , мкм	42 – 117				-

По результатам, представленным на рис. 3.6 в таблице 3.2, установлено, что фильтр с оптимизированными топологиями проводников по разработанному алгоритму, представленному на рис. 3.5, имеет наибольший коэффициент передачи в полосе пропускания. Вариант 1, с минимально возможной шириной проводников, имеет наименьший коэффициент передачи, что обусловлено большим последовательным сопротивлением проводников. При этом вариант 3 топологии фильтра с топологиями проводников с максимально возможными ширинами и количеством используемых слоев металлизаций, при которых достигается минимальное последовательное сопротивление проводников имеет

коэффициент передачи фильтра в ПП меньше, чем оптимальная топология, ввиду влияния подложки и больших паразитных емкостей к подложке.

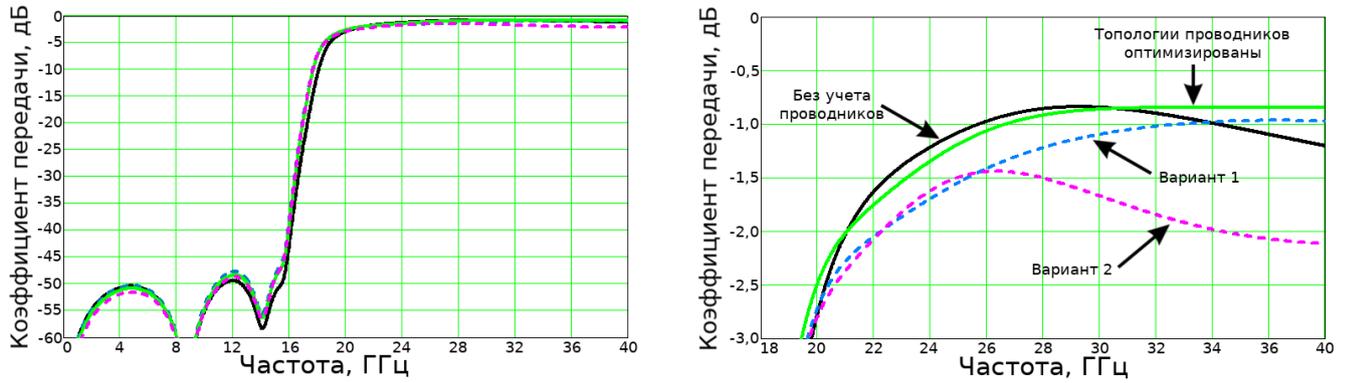


Рис. 3.7. АЧХ ФВЧ типа “А” при различных топологиях проводников

Таблица 3.3 Сравнение вариантов топологий проводников ФВЧ типа “А”

	Вариант 1	Вариант 2	Оптимизированные топологии проводников	Без учета проводников
Средний коэффициент передачи в ПП, дБ	-1,29	-1,62	-1,01	-0,96
$W_c$ , МКМ	5	25	25	-
$n_{use}$	1	6	1	-
Экран	Нет	Нет	Нет	-
$l_c$ , МКМ	30 – 93			-

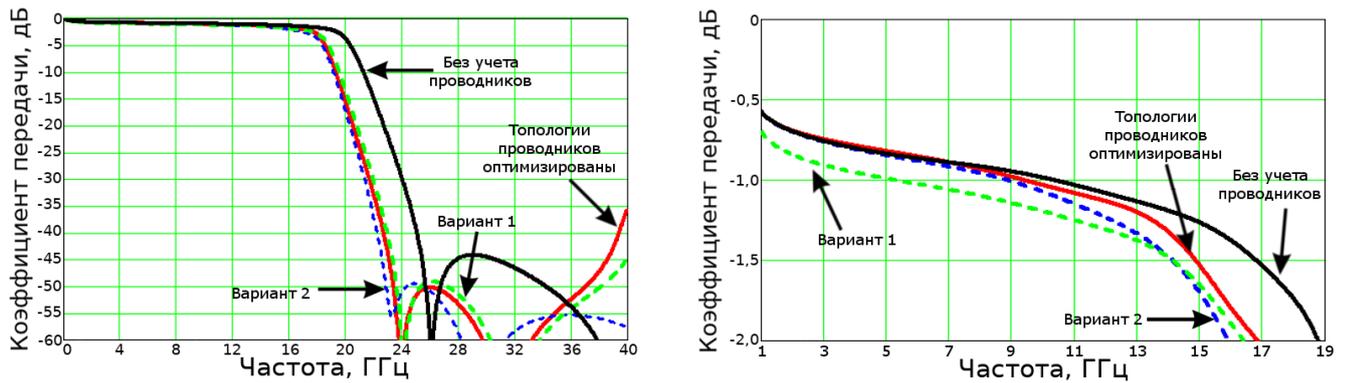


Рис. 3.8. АЧХ ФНЧ типа “Б” при различных топологиях проводников

Таблица 3.4 Сравнение вариантов топологий проводников ФНЧ типа “Б”

	Вариант 1	Вариант 2	Оптимизированные топологии проводников	Без учета проводников
Средний коэффициент передачи в ПП, дБ	-1,29	-1,02	-0,89	-0,85
$w_c$ , МКМ	5	25	19	-
$n_{use}$	1	6	2	-
Экран	Нет	Нет	Да	-
$l_c$ , МКМ	90 – 109			-

Результаты, приведенные на рисунках 3.7, 3.8 и таблицах 3.3, 3.4 подтверждают эффективность предложенной методики оптимизации топологий проводников интегральных LC-фильтров ФНЧ, ФВЧ, ПФ типов “А” и “Б” (принципиальные схемы и топологии приведены на рис. 4.2).

Потери в полосе пропускания фильтра зависят как от потерь в проводниках, так и от рассогласования звеньев фильтра, вызванного паразитными емкостями, сопротивлениями и индуктивностями проводников. Предложенная методика позволяет найти оптимальные топологии проводников с учетом потерь самих проводников и учетом вносимого рассогласования проводниками.

### 3.4 Выводы

В результате исследований топологий элементов интегральных LC-фильтров, способов увеличения добротности катушек индуктивности, конденсаторов и коэффициента передачи проводников, анализа характеристик и ограничений технологических процессов разработаны алгоритмы, которые осуществляют поиск физически реализуемых оптимальных топологий для требуемого технологического процесса. Алгоритмы оценивают эффективность применения таких способов уменьшения потерь как использование параллельных слоев металлизаций, экранирование, травление подложки и позволяют найти их оптимальную комбинацию. В основе алгоритмов лежат верифицированные модели элементов, что подтверждает их корректность.

## 4 МЕТОДИКА СИНТЕЗА ТОПОЛОГИЙ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СВЧ LC-ФИЛЬТРОВ С МИНИМИЗАЦИЕЙ ПОТЕРЬ В ПОЛОСЕ ПРОПУСКАНИЯ

### 4.1 Синтез принципиальной схемы фильтра с идеальными элементами

Для минимизации потерь в полосе пропускания фильтров необходимо минимизировать количество элементов, в особенности катушек индуктивности ввиду того, что их добротность на порядок меньше добротностей конденсаторов, поэтому в методике синтеза будут использоваться эллиптические фильтры, позволяющие при том же порядке фильтра обеспечить значительно большую крутизну АЧХ по сравнению с фильтрами аппроксимации Чебышева. В справочниках по расчету фильтров Г. Ханзел, Р. Зааль [17, 18] и других авторов приведены использованные в данной работе табличные фильтры-прототипы, на основе которых синтезируются фильтры. Таблицы состоят из следующих столбцов: порядок фильтра –  $N_{\text{ФИЛТ}}$ ; неравномерность в полосе пропускания –  $A_{\text{PP}}$ ; нормированная граница полосы задерживания –  $\Omega_S$ ; минимальное ослабление в полосе задерживания –  $A_S$ ; нормированные значения элементов схемы.

Для поиска оптимального эллиптического фильтра была построена таблица фильтров прототипов в следующем формате:

- 1) В первую очередь изменяется подавление в полосе задерживания от максимума к минимуму (от 80 дБ до 20 дБ). Шаг изменения не более 3 дБ.
- 2) Во вторую очередь изменяется неравномерность в полосе пропускания от 0,0004 до 1,25. Всего 6 состояний.
- 3) В третью очередь изменяется порядок фильтра от 3 до 9. Используются только нечетные порядки. 9-го порядка достаточно для построения фильтров с крутизной АЧХ до 500 дБ/дек.

В обозначенных рамках общее количество фильтров прототипов равняется 580. Для выбора фильтра прототипа по очереди сравниваются все прототипы на соответствие техническому заданию до нахождения первого подходящего прототипа. Таким образом, выбирается фильтр прототип, соответствующий техническому заданию и имеющий в первую очередь минимальный порядок, во

вторую очередь минимальную неравномерность в полосе пропускания, в третью очередь максимальное ослабление в полосе задерживания, т.е. оптимальный с точки зрения минимизации потерь в полосе пропускания.

Для построения АЧХ необходимо найти матрицу А-параметров фильтра. Для этого необходимо разбить схему фильтра на П- и Т-звенья или на более простые последовательные и параллельные звенья. Пример показан на рис. 4.1. Расчет коэффициента передачи фильтра производится по формуле (3.9).

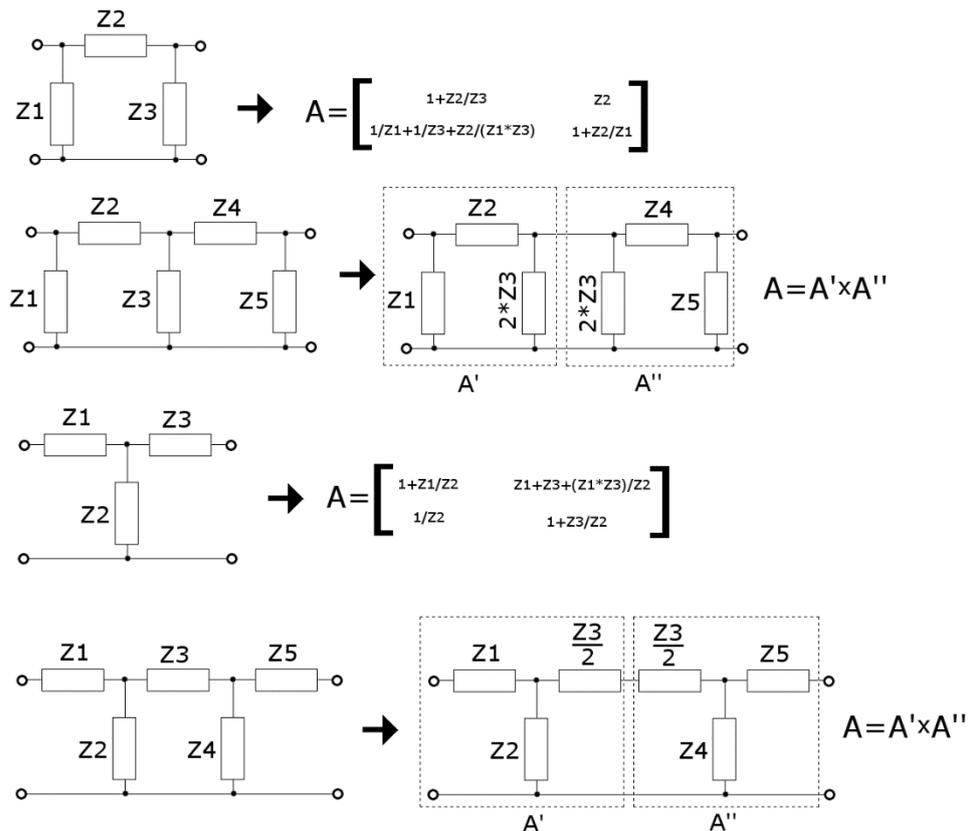


Рис. 4.1. Расчет А-матриц П- и Т-звеньев

## 4.2 Анализ топологий LC-фильтров

В результате анализа топологий, моделей и результатов измерений произведенных экспериментальных образцов LC-фильтров, описанных в разделе 2.1, выявлено, что к искажениям АЧХ привели взаимные индуктивности между катушками индуктивностями и проводниками, а также паразитные каналы связи через подложки. В частности коэффициент индуктивной связи катушек

индуктивности эллиптического ФВЧ 18 ГГц (рис. 2.22) составляет  $\sim 0,8\%$ , что вызвало искажения АЧХ фильтра на частотах 12-15 ГГц (рис. 2.23). В топологии ПФ 14-18 ГГц (рис. 2.26), который представляет собой каскадное соединение ФВЧ 14 ГГц и ФНЧ 18 ГГц, имеются защитные заземленные кольца вокруг катушек, что значительно уменьшает их взаимную индуктивность, но сигнальные проводники в ФВЧ 14 ГГц расположены параллельно и в непосредственной близости с проводниками общего вывода. Паразитные взаимные индуктивности сигнальных проводников и проводников общего вывода привели к искажениям фронта АЧХ на частотах 10-13 ГГц (рис. 2.27). Подавление в полосе задерживания экспериментального образца ФВЧ 18 ГГц аппроксимации Чебышева I рода ограничено 32 дБ на частотах 10-17 ГГц (рис. 2.30, рис. 2.31), что преимущественно вызвано влиянием паразитных каналов связи через подложку между катушками индуктивности [23].

В результате анализа топологий интегральных LC-фильтров разработаны типовые принципиальные схемы и топологии фильтров (рис. 4.2), в которых в качестве проводников частично используются выводы катушек индуктивностей и обкладки конденсаторов, что позволяет уменьшить количество проводников межсоединений, следовательно, уменьшить потери в полосе пропускания. Разработанные топологии исключают пересечения сигнальных проводников и проводников общего вывода, что уменьшает количество паразитных емкостей, сигнальные проводники и проводники общего вывода разнесены в пространстве, что исключает влияние их взаимных индуктивностей. Изменение порядка фильтра происходит путем добавления разработанных типовых звеньев фильтра.

С точки зрения минимизации потерь в полосе пропускания и максимизации крутизны АЧХ целесообразно использовать фильтры типа “А”, в которых используется меньшее количество индуктивностей. Но волновое сопротивление фильтров типа “Б” в полосе задерживания стремится к бесконечности, что позволяет соединять полосовые фильтры разных частотных диапазонов на одну нагрузку или источник сигнала.

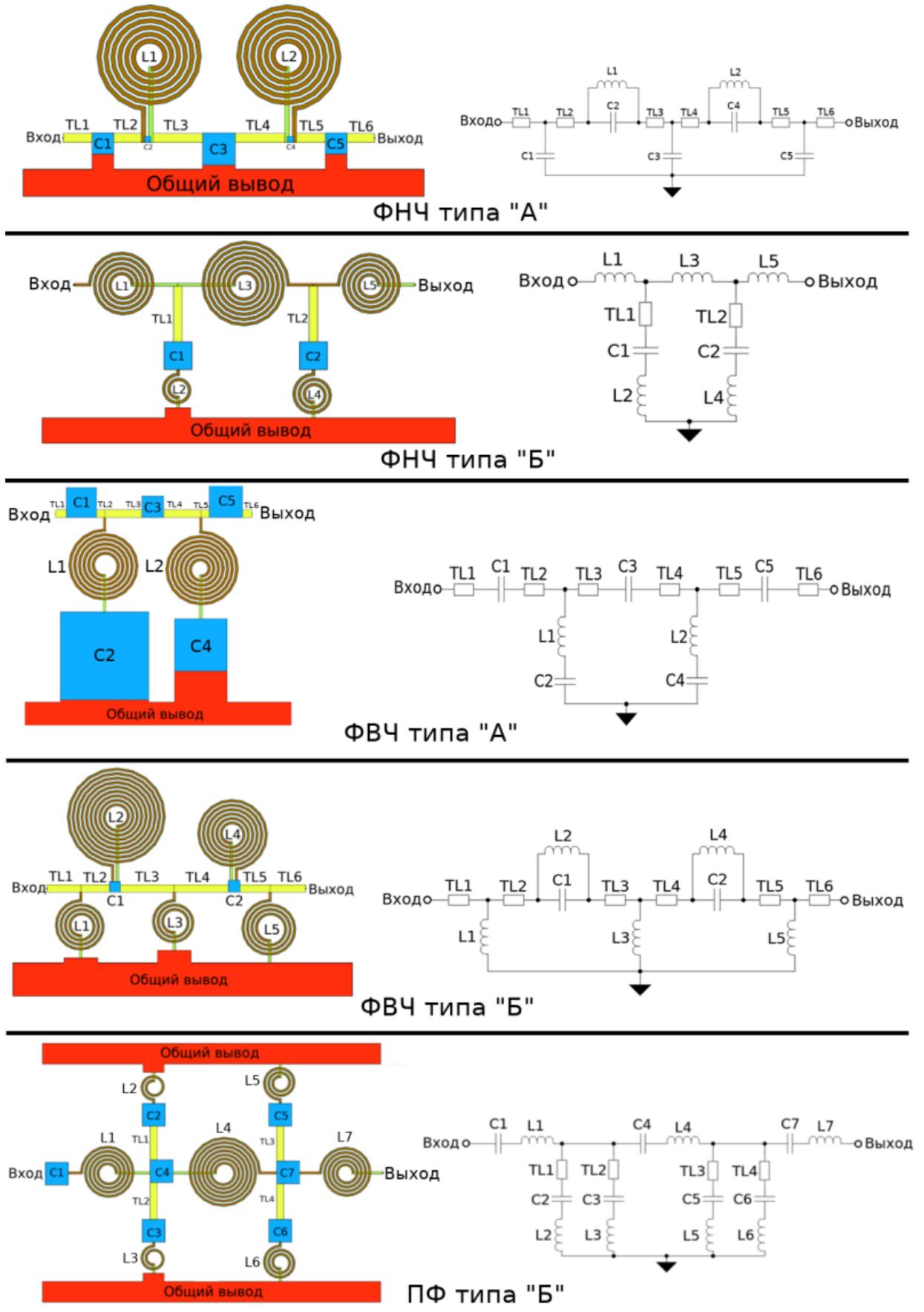


Рисунок 4.2 – Разработанные типовые топологии и принципиальные схемы фильтров 5-го порядка

Полосовые фильтры типа “А” предлагается реализовывать в формате каскадного соединения ФНЧ и ФВЧ. Такая структура имеет преимущества перед классической структурой полосового фильтра: меньшее количество индуктивных элементов; меньшее количество проводников за счет меньшего количества параллельных контуров; возможность использования ФНЧ или ФВЧ меньшего порядка при разных требованиях к фронту и спаду АЧХ.

В результате обзора литературных источников [81-82] и анализа результатов измерений экспериментальных образцов фильтров, установлено, что в фильтрах, реализованных в технологических процессах Si, SiGe технологических процессах, с удельным сопротивлением подложки менее 10 [Ом·м], паразитные каналы связи через подложку между сосредоточенными элементами и проводниками межсоединений оказывают значительное влияние на АЧХ фильтров. Применение защитных колец, выполненных в нижнем слое металлизации с переходными отверстиями к подложке, подключенных к общему выводу позволяет снизить коэффициент передачи по паразитным каналам связи в подложке на 15-20 дБ [81-82]. Использование короткозамкнутых защитных колец уменьшает индуктивность и добротность катушек, но результаты исследований, опубликованные в [83-84] показывают, что использование не замкнутых заземленных защитных колец позволяет значительно уменьшить влияние паразитных каналов связи через подложку, сохранив при этом индуктивность и добротность катушек индуктивности. Топология защитных колец представлена на рис. 4.3. Влияние паразитных каналов связи через подложку на АЧХ фильтра при отсутствии заземленных защитных колец опубликовано в статье [23].

Удельное сопротивление подложки в технологических процессах GaAs на 5-8 порядков больше, чем в Si и SiGe процессах. Поэтому в процессах GaAs влияние паразитных каналов связи через подложку пренебрежительно мало и нет необходимости использовать заземленные защитные кольца.

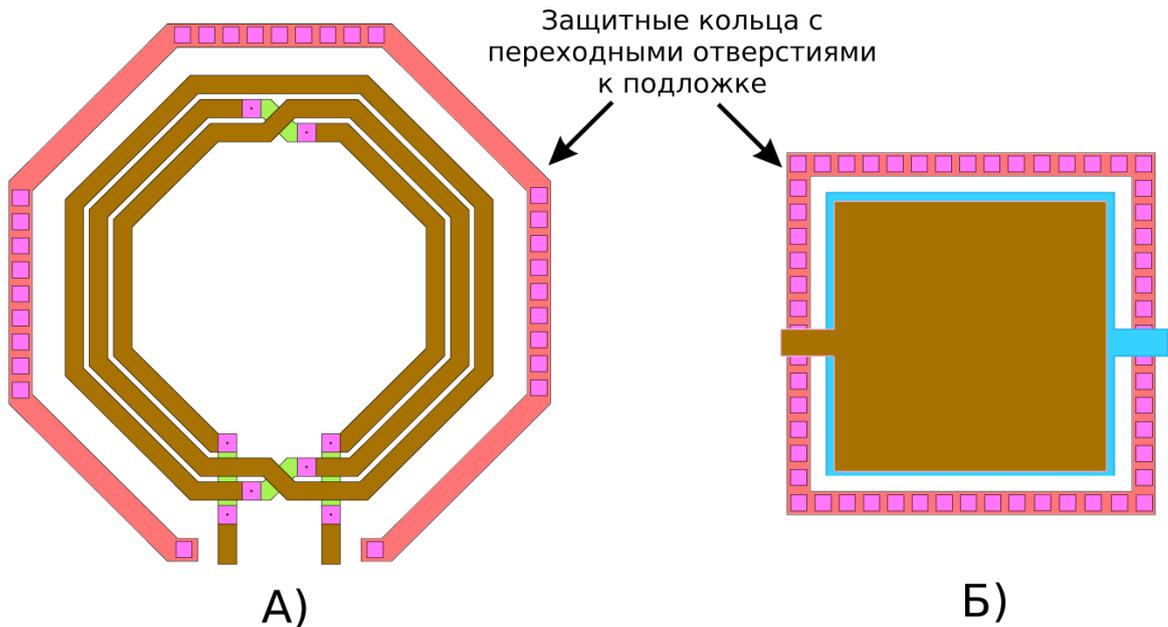


Рис. 4.3. Топологии защитных колец интегральных катушки индуктивности (А) и конденсатора (Б)

В схемах ФВЧ типа “А”, ФНЧ типа “Б” и ПФ типа “Б” поперечные звенья фильтра состоят из последовательно подключенных катушек и конденсаторов, где один из элементов подключается к общему выводу (рис. 4.2). От выбора элемента, который подключается к общему выводу, зависит добротность LC-звена.

При использовании травления подложки под катушкой индуктивности следует к общему выводу подключить конденсатор. Для МИМ конденсаторов следует к общему выводу подключать нижнюю обкладку. В остальных случаях необходимо рассчитать сопротивление  $Z_1$  (см. рис. 2.11) для катушки по формулам (2.119) или (2.125) и для конденсатора по формуле (2.129) и элемент с меньшим сопротивлением  $Z_1$  подключить к общему выводу. Это позволит подключить элемент с большим влиянием паразитных емкостей к подложке, емкостей и сопротивлений подложки к общему выводу, таким образом, уменьшив их влияние.

### 4.3 Методика минимизации длин проводников межсоединений LC-фильтров

Длина межсоединений LC-фильтра зависит от конфигурации фильтра, габаритов сосредоточенных элементов и минимального расстояния между сосредоточенными элементами. Так как паразитные индуктивные связи между катушками искажают АЧХ, необходимо найти такое расстояние между катушками, при котором их паразитными индуктивными связями можно пренебречь.

Точный аналитический расчет взаимных индуктивностей двух катушек индуктивности разных конфигураций со смещением осей симметрии является сложной задачей. Предлагается использовать методику грубой оценки индуктивной связи в большую сторону, заключающуюся в расчете коэффициента индуктивной связи двух одинаковых катушек с полными витками, находящихся на одной оси симметрии (рис. 4.4). Для двух восьмиугольных или круглых катушек индуктивности взаимная индуктивность между катушками будет меньше, чем у квадратных, поэтому для упрощения расчетов коэффициент индуктивной связи между ними рассчитывается как для квадратных катушек.

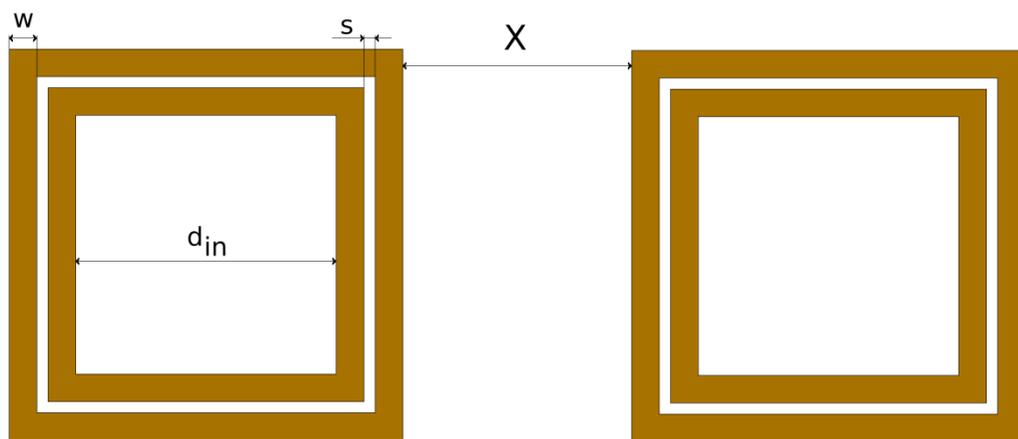


Рис. 4.4. Полные витки двух катушек для расчета их взаимной индуктивности

Полная индуктивность каждой из катушек рассчитывается по аналитически выведенным формулам (2.6), (2.29), (4.1).

$$L_{full} = \sum_{i=1}^{ceil(N)} \left[ 4 \cdot L_s(w, l_{seg}(i), t_{ind}) + \sum_{n=1}^{ceil(N)} \left( \frac{M_{coils}(i, n)}{2} \right) \right] \quad (4.1)$$

Взаимная индуктивность одинаковых квадратных катушек индуктивности находящиеся на расстоянии  $X$  рассчитывается по выведенным формулам (4.2)-(4.5).

$$M_{ind} = 2 \cdot \sum_{i=1}^{ceil(N)} \sum_{n=1}^{ceil(N)} \left[ 2 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(n), d_{pos1}(i, n)) + \right. \quad (4.2)$$

$$\left. 2 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(n), d_{pos2}(i, n)) - 4 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(n), d_{neg}(i, n)) \right]$$

$$d_{pos1}(i, n) = X + w + (w + s) \cdot (2 \cdot N - i - n) \quad (4.3)$$

$$d_{pos2}(i, n) = X + 3 \cdot w + (w + s) \cdot (2 \cdot N - i - n) + D_{in}(i) + D_{in}(n) \quad (4.4)$$

$$d_{neg}(i, n) = X + 2 \cdot w + (w + s) \cdot (2 \cdot N - i - n) + D_{in}(\max(i, n)) \quad (4.5)$$

где  $N$  – количество витков катушек,  $w$  – ширина витков,  $s$  – зазор между витками,  $D_{in}(i)$  – внутренний диаметр  $i$ -го витка катушки (2.18),  $l_{seg}(i)$  – длина сегментов  $i$ -го витка, рассчитываемая по формуле (2.19),  $X$  – расстояние между катушками,  $d_{pos}$  – расстояния между сегментами разных катушек с положительной взаимной индуктивностью,  $d_{neg}$  – с отрицательной взаимной индуктивностью.

Коэффициент индуктивной связи, отражающий отношение взаимной индуктивности двух катушек индуктивности и их полных индуктивностей рассчитывается по формуле:

$$k_{ind} = \frac{M_{ind}}{2 \cdot L_{full}} \cdot 100\% \quad (4.6)$$

На рис. 4.5 представлена зависимость коэффициента индуктивной связи от расстояния между катушками индуктивности с различными параметрами  $w$ ,  $d_{in}$  и  $N$ .

Для оценки влияния паразитных взаимных индуктивностей между катушками произведены моделирования принципиальной схемы эллиптического полосового фильтра 9-го порядка с идеальными катушками индуктивности и

конденсаторами и паразитными взаимными индуктивностями между катушками с коэффициентом индуктивной связи  $k$ . Результаты моделирования представлены на рис. 4.6.

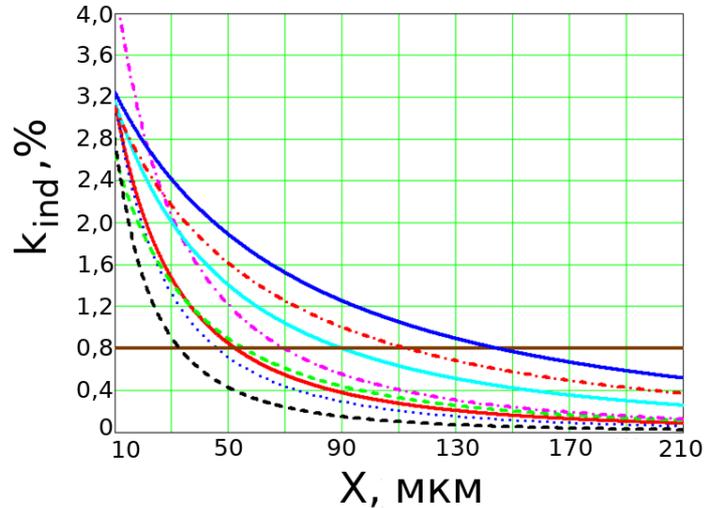


Рис. 4.5. Зависимость коэффициента индуктивной связи катушек от расстояния между ними

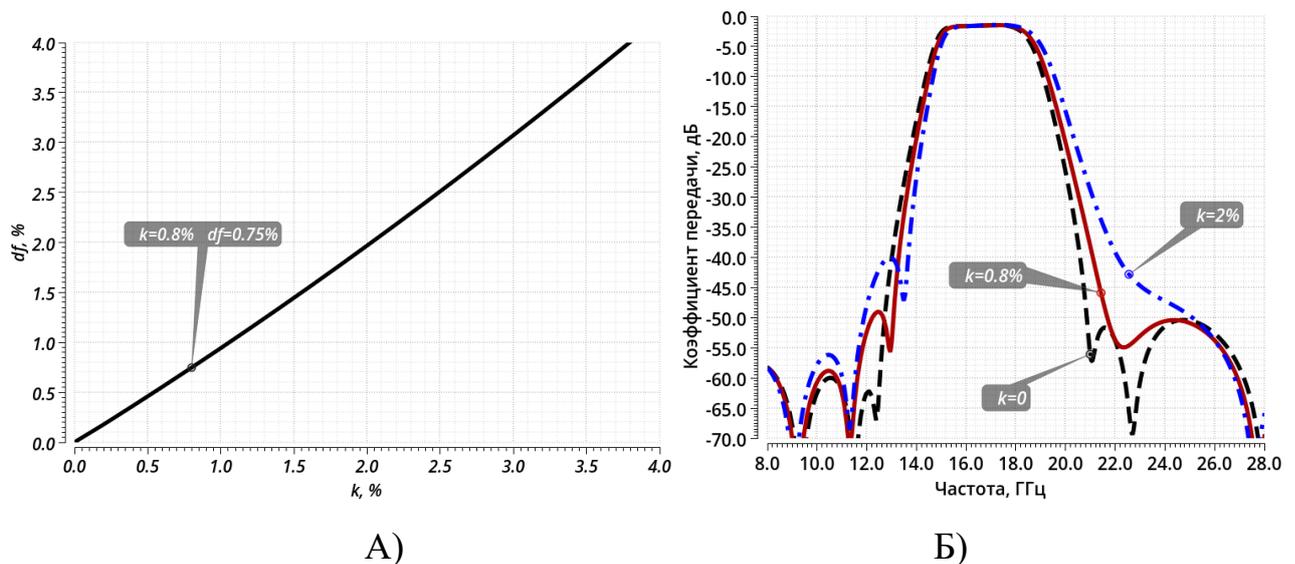


Рис. 4.6. А) Зависимость смещения частот среза от коэффициента индуктивной связи, Б) АЧХ ПФ 9-го порядка при различных коэффициентах индуктивной связи

Компромиссным решением между искажениями АЧХ и потерями в полосе пропускания выбран коэффициент индуктивной связи, равный 0,8%, при котором смещения частот среза ПФ 9-го порядка не превышает 0,75%, а расстояния между катушками составляет 30...150 мкм.

Разработанный алгоритм поиска минимального расстояния между одинаковыми катушками индуктивности представлен на рисунке 4.7.

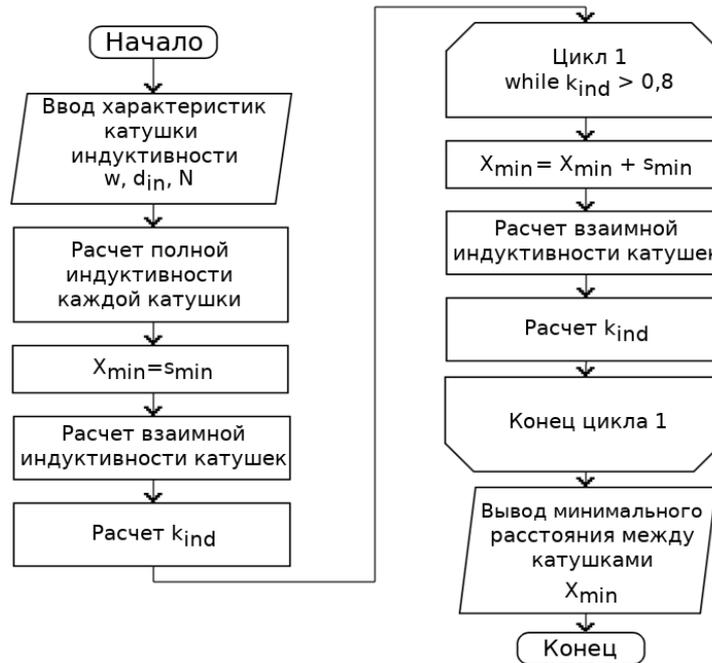


Рис. 4.7. Алгоритм поиска минимального расстояния между катушками

Минимальное расстояние между двумя катушками с разной топологией выбирается большим из двух рассчитанных по алгоритму, изображенному на рисунке 4.7.

Проводниками межсоединений для катушек индуктивности являются ее выводы, длиной  $l_{io}$ . С одной стороны малая длина выводов позволяет минимизировать потери в выводах, но с другой стороны паразитная взаимная индуктивность между катушками и проводниками межсоединений может исказить АЧХ фильтра. Поэтому длину проводников примем равную половине минимального расстояния между катушками:

$$l_{io} = \frac{X_{min}}{2}$$

В таблицу 4.1 сведены выведенные формулы расчета минимизированных длин проводников межсоединений разработанных типовых топологий фильтров, изображенных на рис. 4.2. Для фильтров 3-го, 7-го и 9-го порядков формулы расчета длин проводников представлены в приложении В.

Таблица 4.1 – Расчет длин проводников межсоединений типовых топологий  
LC-фильтров

ФНЧ типа “А”	$l(TL1) = l(TL2) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + X_{\min}(L1) - W(C1) - W(C2)}{2}$
	$l(TL3) = l(TL4) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + 0,5 \cdot d_{out}(L2) + X(L1, L2) - W(C2) - W(C3) - W(C4)}{2}$
	$l(TL5) = l(TL6) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L2) + X_{\min}(L2) - W(C4) - W(C5)}{2}$
ФНЧ типа “Б”	$l(TL1) = \frac{\max(d_{out}(L1), d_{out}(L3)) + X(L1, L3)}{2}$
	$l(TL2) = \frac{\max(d_{out}(L3), d_{out}(L5)) + X(L3, L5)}{2}$
ФВЧ типа “А”	$l(TL1) = l(TL2) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + X_{\min}(L1) - W(C1)}{2}$
	$l(TL3) = l(TL4) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + 0,5 \cdot d_{out}(L2) + X(L1, L2) - W(C3)}{2}$
	$l(TL5) = l(TL6) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L2) + X_{\min}(L2) - W(C5)}{2}$
ФВЧ типа “Б”	$l(TL1) = \frac{d_{out}(L1) + X_{\min}(L1)}{2}$
	$l(TL2) = \frac{d_{out}(L2) + X_{\min}(L2) - W(C1)}{2} - l(TL1)$
	$l(TL3) = l(TL4) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L2) + 0,5 \cdot d_{out}(L4) + X(L2, L4) - 0,5 \cdot W(C1) - 0,5 \cdot W(C2)}{2}$
	$l(TL6) = \frac{d_{out}(L5) + X_{\min}(L5)}{2}$
	$l(TL5) = \frac{d_{out}(L4) + X_{\min}(L4) - W(C2)}{2} - l(TL6)$
ПФ типа “Б”	$l(TL1) = l(TL2) = \frac{\max(d_{out}(L1), d_{out}(L4)) + X(L1, L4) - W(C4)}{2}$
	$l(TL3) = l(TL4) = \frac{\max(d_{out}(L4), d_{out}(L7)) + X(L4, L7) - W(C7)}{2}$

$X_{min}(L1)$  – минимальное расстояние между двумя одинаковыми катушками L1, рассчитанное по алгоритму, изображенному на рисунке 4.7;  $W(C1)$  – внешняя ширина конденсаторов C;  $d_{out}(L1)$  – внешний диаметр катушки L1:

$$d_{out} = d_{in} + 2 \cdot w + 2 \cdot (\text{ceil}(N - 1) \cdot (w + s)),$$

где  $d_{in}$  – внутренний диаметр,  $w$  – ширина витка,  $s$  – зазор между витками,  $N$  – количество витков.

$X(L1, L2)$  – минимальное расстояние между катушками L1 и L2:

$$X(L1, L2) = \max(X_{min}(L1), X_{min}(L2)).$$

При расчетах можно получить отрицательную длину некоторых проводников. Это возможно при ширинах конденсаторов сопоставимых с диаметрами катушек индуктивности. В таком случае длины проводников приравниваются к нулю, а расстояние между катушками увеличивается для размещения конденсаторов.

Экспериментальные исследования японских ученых А. Адан, М. Фукуми [84] и прочих показали, что использование заземленного проводника между интегральными катушками позволило снизить коэффициент индуктивной связи между ними в 4,6 раз. Поэтому использование не замкнутых колец позволит не только уменьшить паразитные связи через подложку, но и уменьшить взаимную индуктивность катушек.

С учетом грубой оценки коэффициента индуктивной связи между катушками индуктивности и использования заземленных не замкнутых колец, коэффициенты индуктивной связи между катушками в реальных LC-фильтрах будут составлять меньше 0,4% , что не оказывает существенного влияния на АЧХ фильтров и взаимными индуктивностями между катушками и паразитными связями через подложку между элементами можно пренебречь.

#### 4.4 Алгоритм синтеза топологий интегральных LC-фильтров с минимизацией потерь в полосе пропускания

Для расчета АЧХ реального фильтра, необходимо рассчитать его матрицу  $A$  – параметров. Расчет  $A$ -матриц катушек индуктивности, конденсаторов и проводников межсоединений приведен в главе 2.

В фильтрах низких частот типа “А” и фильтрах высоких частот типа “Б” продольные звенья состоят из параллельно соединенных катушки и конденсатора. Согласно теории сложных четырехполюсников [75], матрица  $Y$  – параметров (проводимостей) четырехполюсника, состоящего из параллельно соединенных четырехполюсников, равна сумме матриц  $Y$  – параметров каждого четырехполюсника:

$$Y_{par}(L, C) = Y(A_L) + Y(A_C) = \begin{bmatrix} Y_{11}(A_L) + Y_{11}(A_C) & Y_{12}(A_L) + Y_{12}(A_C) \\ Y_{21}(A_L) + Y_{21}(A_C) & Y_{22}(A_L) + Y_{22}(A_C) \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

где  $Y(A_L)$ ,  $Y(A_C)$  – матрицы  $Y$  – параметров параллельно соединенных катушки индуктивности и конденсатора, которые получают преобразованием из ранее рассчитанных матриц  $A$  – параметров этих элементов по формуле (4.8) [75].

$$Y(A) = \begin{bmatrix} \frac{A_{22}}{A_{12}} & \frac{A_{12} \cdot A_{21} - A_{11} \cdot A_{22}}{A_{12}} \\ -\frac{1}{A_{12}} & \frac{A_{11}}{A_{12}} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Обратное преобразование матрицы  $Y$  – параметров сложного четырехполюсника в матрицу  $A$  – параметров происходит по формуле:

$$A_{par}(Y) = \begin{bmatrix} -\frac{Y_{22}}{Y_{21}} & -\frac{1}{Y_{21}} \\ \frac{Y_{12} \cdot Y_{21} - Y_{11} \cdot Y_{22}}{Y_{21}} & -\frac{Y_{11}}{Y_{21}} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Четырехполюсники поперечных звеньев подключенных к общему выводу преобразуются в двухполюсники с сопротивлением:

$$Z = \frac{A_{12}}{A_{22}}$$

Тогда матрица  $A$  – параметров поперечных звеньев фильтров принимает вид:

$$A_{pop}(A) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{A_{22}}{A_{12}} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Матрица  $A$  – параметров ФНЧ типа “А”, принципиальная схема которого приведена на рисунке 4.2, рассчитывается по формуле:

$$\begin{aligned} A = & A(TL1) \times A_{pop}(A(C1)) \times A_{par}(Y_{par}(L1, C2)) \times \\ & \times A(TL3) \times A_{pop}(A(C3)) \times A(TL4) \times A_{par}(Y_{par}(L2, C4)) \times \\ & \times A(TL5) \times A_{pop}(A(C5)) \times A(TL6) \end{aligned} \quad (4.11)$$

где  $A(X)$  – матрица  $A$  – параметров  $\Pi$  - модели элемента  $X$ .

Матрица  $A$  – параметров ФНЧ типа “Б” (рис. 4.2) рассчитывается по формуле:

$$\begin{aligned} A = & A(L1) \times A_{pop}(A(TL1) \times A(C1) \times A(L2)) \times A(L3) \times \\ & \times A_{pop}(A(TL2) \times A(C2) \times A(L4)) \times A(L5) \end{aligned} \quad (4.12)$$

Матрица  $A$  – параметров ФВЧ типа “А”, принципиальная схема которого приведена на рисунке 4.2, рассчитывается по формуле:

$$\begin{aligned} A = & A(TL1) \times A(C1) \times A(TL2) \times A_{pop}(A(L1) \times A(C2)) \times \\ & \times A(TL3) \times A(C3) \times A(TL4) \times A_{pop}(A(L2) \times A(C4)) \times \\ & \times A(TL5) \times A(C5) \times A(TL6) \end{aligned} \quad (4.13)$$

Матрица  $A$  – параметров ФВЧ типа “Б”, принципиальная схема которого приведена на рисунке 47, рассчитывается по формуле:

$$\begin{aligned}
 A = & A(TL1) \times A_{pop}(A(L1)) \times A(TL2) \times A_{par}(Y_{par}(L2, C1)) \times \\
 & \times A(TL3) \times A_{pop}(A(L3)) \times A(TL4) \times A_{par}(Y_{par}(L4, C2)) \times \\
 & \times A(TL5) \times A_{pop}(A(L5)) \times A(TL6)
 \end{aligned} \quad (4.14)$$

Матрица  $A$  – параметров ПФ типа “Б” (рис. 4.2), рассчитывается по формуле:

$$\begin{aligned}
 A = & A(C1) \times A(L1) \times A_{pop}[A(TL1) \times A(C2) \times A(L2)] \times \\
 & \times A_{pop}[A(TL2) \times A(C3) \times A(L3)] \times A(C4) \times A(L4) \times \\
 & \times A_{pop}[A(TL3) \times A(C5) \times A(L5)] \times A_{pop}[A(TL4) \times A(C6) \times A(L6)] \times \\
 & \times A(C7) \times A(L7)
 \end{aligned} \quad (4.14)$$

Коэффициент передачи [дБ] фильтра с рассчитанными реальными элементами можно рассчитать из матрицы  $A$  - параметров:

$$K(f) = 20 \cdot \log \left( \frac{2 \cdot R_{filt}}{(A_{11} + A_{22}) \cdot R_{filt} + A_{12} + A_{21} \cdot R_{filt}^2} \right). \quad (4.15)$$

где  $R_{filt}$  – волновое сопротивление фильтра (равное сопротивление источника сигнала и нагрузки).

В результате исследований разработан алгоритм синтеза топологии интегральных LC-фильтров с минимизацией потерь в полосе пропускания (рисунок 4.8). Характеристики и ограничения технологического процесса, используемые при синтезе фильтров, приведены в таблицах 1.2 и 1.3. Техническое задание на синтез фильтра включает следующие параметры:

- Тип фильтра;
- Частоты среза ( $F_{sr}$ );
- Максимальная неравномерность в полосе пропускания ( $A_{pp}$ );
- Граничные частоты полосы задерживания ( $F_{zad}$ );

- Необходимое ослабление в полосе задерживания ( $A_S$ ).
- Максимальный ток ( $I_{max}$ ).

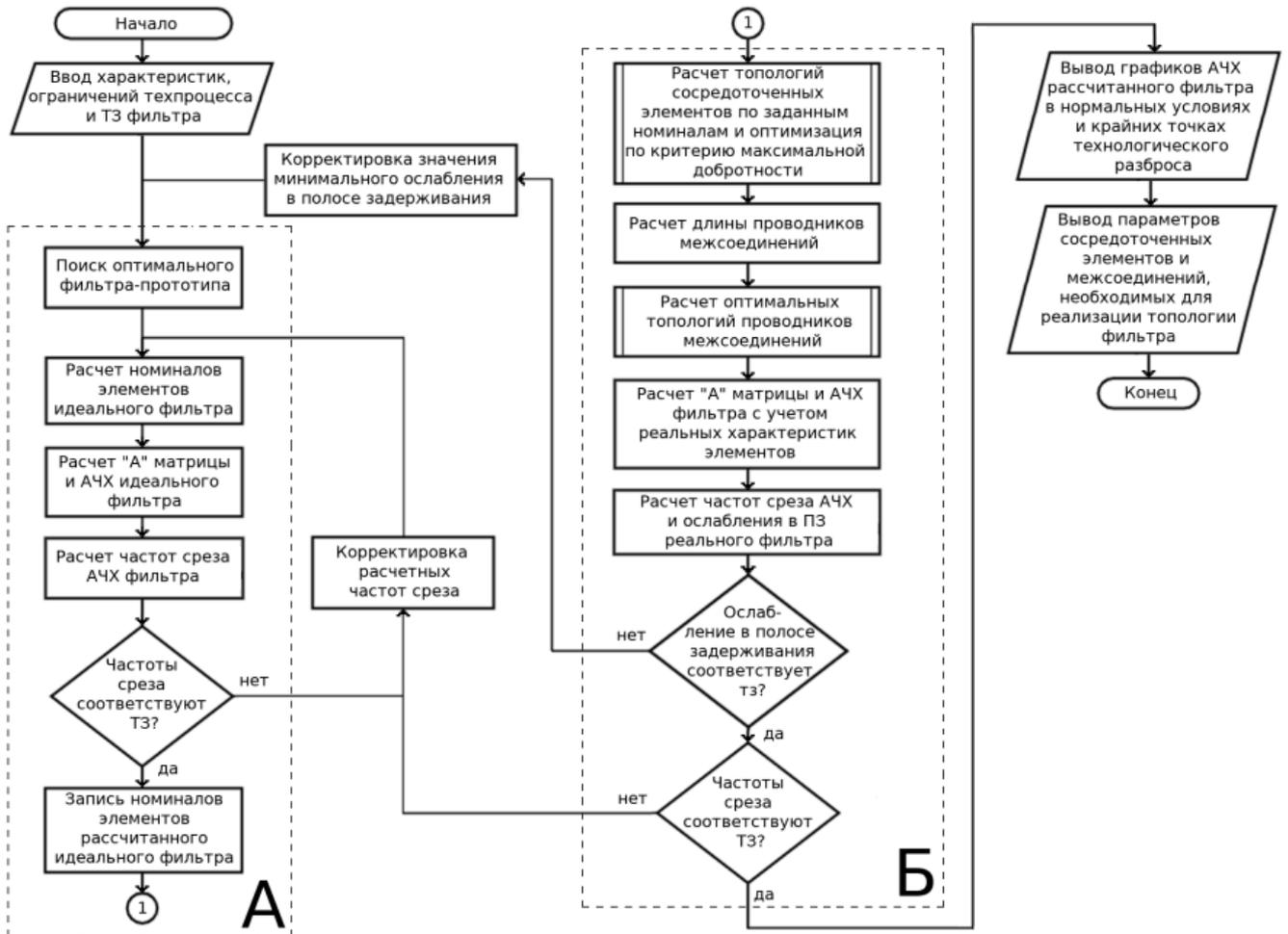


Рисунок 4.8 – Алгоритм синтеза интегральных LC-фильтров

В блоке “А” рассчитываются номиналы элементов идеального фильтра согласно теории синтеза LC-фильтров, опубликованных в справочниках по расчету фильтров, в том числе авторов Г. Ханзел и Р. Зааль [17, 18]. В блоке “Б” рассчитывается топология реального фильтра с оптимизированными топологиями катушек индуктивности (см. рис. 3.1), конденсаторов (см. рис. 3.2, рис. 3.3), проводников межсоединений (см. рис. 3.5). Топологии катушек и конденсаторов последовательных звеньев фильтра оптимизируются по критерию получения наибольшей добротности на наивысшей частоте полосы пропускания для минимизации потерь в полосе пропускания. Топологии катушек и конденсаторов поперечных звеньев фильтра оптимизируются по критерию получения наибольшей добротности на частоте резонанса LC-звена, рассчитываемой по

формуле (3.10), для максимизации подавления в полосе задерживания. Топологии проводников оптимизируются по критерию получения наибольшего из средних коэффициентов передачи фильтра с различными параметрами топологий проводников. После расчета топологии проводника ФНЧ или ПФ типа “Б” номинал катушки в составе поперечного LC-звена корректируется на величину индуктивности последовательно подключенного проводника, и топология катушки оптимизируется для нового номинала.

Так как АЧХ реального фильтра может значительно отличаться от АЧХ идеального фильтра ввиду наличия множества паразитных элементов, в алгоритме предусмотрены корректировки частот среза и ослабления в полосе пропускания. Максимальный коэффициент передачи фильтра ( $K_{max}$ ) находится по формуле (4.15) методом равномерного поиска с заданным шагом частоты  $k/2$ . Метод равномерного поиска требует большого количества итераций, но позволяет однозначно определить глобальный максимум АЧХ в условиях множества локальных максимумов [85]. Частоты среза определяются по уровню ( $K_{max} - 3$  дБ). При несоответствии ТЗ корректировка частот среза осуществляется по формуле:

$$F^{**} = \frac{F_{sr} \cdot F^*}{f_{sr}} \quad (4.16)$$

где  $F_{sr}$  – частота среза, заданная техническим заданием;  $F^*$  – расчетное значение частоты среза до корректировки,  $f_{sr}$  – частота среза, найденная по АЧХ фильтра до корректировки,  $F^{**}$  – расчетное значение частоты среза после корректировки.

После корректировки частот среза происходит перерасчет номиналов элементов идеального фильтра и оптимизация топологии фильтра для новых номиналов элементов.

Ослабление в полосе задерживания относительно полосы пропускания синтезированного фильтра рассчитывается формуле (4.17) для ФНЧ и по формуле (4.18) для ФВЧ.

$$A_{S_{LPF}} = \left| K \left( \frac{f_{sr\_LPF}}{\Omega_{S_{LPF}}} \right) - K_{\max} \right| \quad (4.17)$$

$$A_{S_{HPF}} = \left| K \left( \Omega_{S_{HPF}} \cdot f_{sr\_HPF} \right) - K_{\max} \right| \quad (4.18)$$

где  $K(f)$  – коэффициент передачи фильтра на частоте  $f$ , который рассчитывается по формуле (4.15);  $\Omega_s$  – нормированные границы полос задерживания, которые рассчитываются по формулам (4.19) и (4.20).

$$\Omega_{S_{LPF}} = \frac{F_{zad\_LPF}}{F_{sr\_LPF}} \quad (4.19)$$

$$\Omega_{S_{HPF}} = \frac{F_{sr\_HPF}}{F_{zad\_HPF}} \quad (4.20)$$

где  $F_{zad}$  – граничные частоты полос задерживания по ТЗ.

Если рассчитанное ослабление в полосе задерживания меньше значения, заданного техническим заданием, то необходимое значение ослабления увеличивается на разницу между ослаблением в реальном фильтре и ослаблением, заданным в ТЗ. Таким образом осуществляется поправка крутизны фильтра для технологического процесса, в котором синтезируется фильтр с учетом потерь в полосе пропускания. Корректировка крутизны происходит один раз при первом расчете реального фильтра.

После корректировки необходимого ослабления в полосе задерживания находится новый оптимальный фильтр-прототип, удовлетворяющий требованиям ТЗ, с учетом поправки на технологический процесс, перерасчет номиналов элементов идеального фильтра и оптимизация топологии фильтра для новых номиналов элементов.

Выходными данными разработанного алгоритма являются: порядки ФНЧ и ФВЧ или ПФ, характеристики топологий катушек индуктивности, конденсаторов и проводников межсоединений в форматах, представленных в таблицах 4.2-4.5. На основе выходных данных реализуется топология фильтра по разработанным типовым топологиям, представленным на рисунке 4.2.

Таблица 4.2 – Формат выходных данных топологии катушек индуктивности

Порядковый номер катушки
Форма катушки
Ширина витка
Зазор между витками
Внутренний диаметр
Количество витков
Количество используемых слоев металлизации
Длина выводов
Наличие экранирования или травления подложки
Рассчитанная индуктивность

Таблица 4.3 – Формат выходных данных топологии МИМ конденсаторов

Порядковый номер конденсатора
Ширина обкладок
Длина обкладок
Рассчитанная емкость

Таблица 4.4 – Формат выходных данных топологии ВШК

Порядковый номер конденсатора
Ширина пальцев
Длина пальцев
Зазор между пальцами
Количество пальцев
Количество используемых слоев металлизации
Рассчитанная емкость

Таблица 4.5 – Формат выходных данных топологии проводников

Порядковый номер проводника
Ширина проводника
Длина проводника
Количество используемых слоев металлизации
Наличие или отсутствие экрана
Рассчитанная индуктивность проводника

Разработанный алгоритм реализован в качестве программы автоматизированного синтеза оптимальной топологии СВЧ фильтра в среде MathCAD, получено свидетельство о государственной регистрации программы ЭВМ [4]. Объем программы составляет 70811 строк (3,9 МБ). Время автоматизированного синтеза топологии LC-фильтра с минимизацией потерь в

полосе пропускания в разработанной программе занимает единицы–десятки минут. Разработанная методика синтеза интегральных LC-фильтров приведена в приложении Г.

#### 4.5 Выводы

В результате анализа топологий, моделей и результатов измерений произведенных экспериментальных образцов интегральных LC-фильтров разработаны типовые принципиальные схемы и топологии эллиптических LC-фильтров. Особенности разработанных типовых топологий являются: минимизация количества проводников межсоединений путем использования в качестве частей проводников обкладки конденсаторов и выводы катушек индуктивности, уменьшение паразитных емкостей путем исключения пересечений сигнальных проводников и проводников общего вывода, исключение влияния паразитных взаимных индуктивностей между сигнальными проводниками и проводниками общего вывода путем разнесения их в пространстве.

Предложена методика минимизации длин проводников межсоединений интегральных LC-фильтров, заключающаяся в поиске расстояний между катушками индуктивности, при котором их взаимными индуктивностями можно пренебречь. Выведенные аналитические формулы расчета проводников межсоединений с минимизированной длиной для разработанных типовых топологий LC-фильтров способствуют минимизации потерь в полосе пропускания фильтров.

Разработана методика синтеза топологий интегральных LC-фильтров с минимизацией потерь в полосе пропускания. Минимизация потерь осуществляется путем максимизации добротностей катушек индуктивности и конденсаторов, минимизации длины и потерь в проводниках межсоединений. В процессе синтеза осуществляется поправка крутизны фильтра для технологического процесса, в котором синтезируется фильтр с учетом потерь в

полосе пропускания и корректировка частот среза. Методика реализована в качестве программы на языке программирования MathCad, входными данными которой являются требования к фильтру, характеристики и ограничения технологического процесса, выходными – геометрические параметры всех элементов фильтра (топологическое описание фильтра). Расчет оптимальной топологии фильтра в разработанной программе занимает единицы-десятки минут в зависимости от требований к фильтру и характеристик технологического процесса.

## 5 ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ РАЗРАБОТАННОЙ МЕТОДИКИ

Для сравнения с экспериментальными образцами фильтров были синтезированы топологии фильтров в технологическом процессе SiGe 130 нм. Процесс имеет 6 медных слоев металлизаций.

### 5.1 Синтез оптимальной топологии ФВЧ 18 ГГц

Техническое задание для синтеза фильтра ФВЧ 18 ГГц представлено в таблице 5.1. Техническое задание на разработку фильтра основано на требованиях к сверхширокополосному СВЧ приемнику 18-40 ГГц, в котором этот фильтр используется в качестве СФ-блока входного фильтра. Фильтр должен пропускать сигналы с частотами от 18 ГГц до 40 ГГц.

Параметры оптимизированных катушек индуктивности, конденсаторов и проводников межсоединений синтезированного фильтра представлены в таблицах 5.2-5.4 соответственно.

Таблица 5.1. Техническое задание на разработку ФВЧ 18 ГГц

Характеристика	Значение
Частота среза	18 ГГц $\pm$ 100 МГц
Максимальная частота полосы пропускания	40 ГГц
Неравномерность в полосе пропускания	Не более 1 дБ
Граница полосы задерживания	15 ГГц
Минимальное ослабление в полосе задерживания	40 дБ
Волновое сопротивление	50 Ом
Максимальная мощность	4 мВт (6 дБм)

Таблица 5.2. Параметры катушек индуктивности

Обозначение	L1	L2	L3
Ширина витка, мкм	5	5	5
Зазор между витками, мкм	2,1	2,1	2,1
Внутренний диаметр, мкм	59	86	80
Количество витков	1,5	1,5	1,5
Количество слоев металлизаций	4	2	2
Длина выводов, мкм	23	31	29
Экранирование	Нет	Нет	Нет
Индуктивность, пГн	343,6	521,8	482,0

Таблица 5.3. Параметры конденсаторов

Обозначение	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7
Ширина, мкм	8,5	21,4	7,1	9,5	7,7	11,1	10,1
Длина, мкм	8,5	21,4	7,1	9,5	7,7	11,1	10,1
Емкость, фФ	152,6	964,1	106,6	190,5	125,3	259,9	215,3

Таблица 5.4. Параметры проводников межсоединений

Обозначение	TL1	TL2	TL3	TL4	TL5	TL6	TL7	TL8
Ширина, мкм	25	25	25	25	25	25	25	25
Длина, мкм	30,3	30,3	87,8	87,8	92,6	92,6	37,9	37,9
Количество слоев металлизаций	2	2	2	2	2	2	2	2
Экранирование	Нет							
Индуктивность, пГн	19,5	19,5	43,2	43,2	47,0	47,0	26,6	26,6

Разработанная топология синтезированного фильтра представлена на рисунке 5.1, принципиальная схема на рисунке 5.2, АЧХ фильтра на рисунке 5.3, график зависимости КСВ от частоты на рисунке 5.4. Для сравнения характеристик синтезированного фильтра с техническим заданием и характеристиками экспериментальных образцов ранее произведенного фильтра данные сведены в

таблицу 5.5. Габариты синтезированного фильтра: длина 487 мкм, ширина 370 мкм.

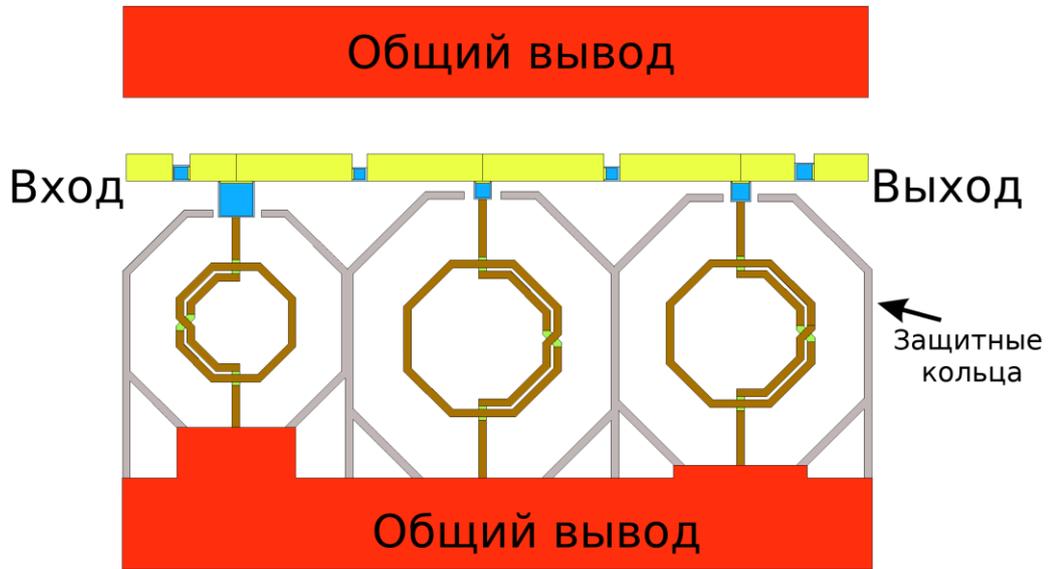


Рисунок 5.1 – Топология синтезированного ФВЧ 18 ГГц

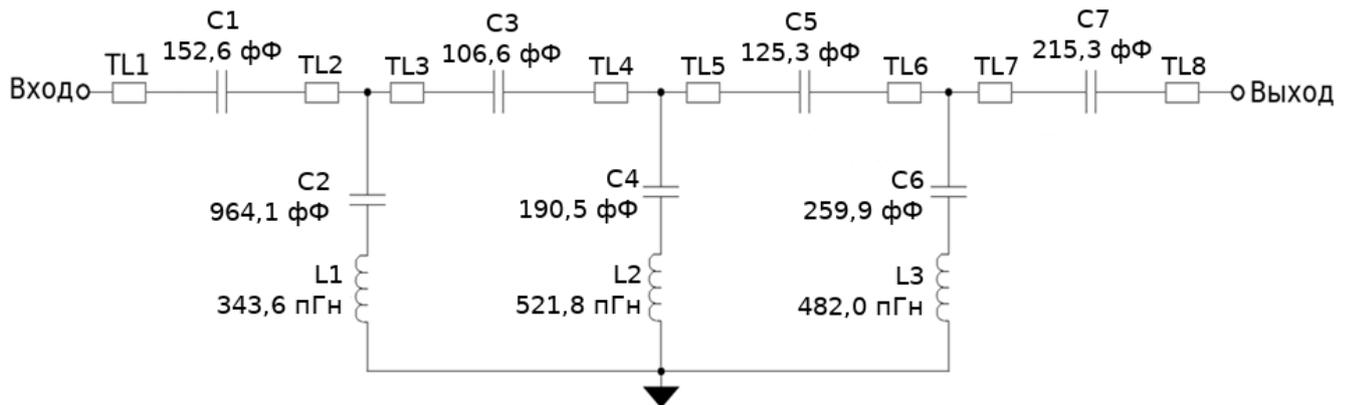


Рисунок 5.2. – Принципиальная схема синтезированного ФВЧ 18 ГГц

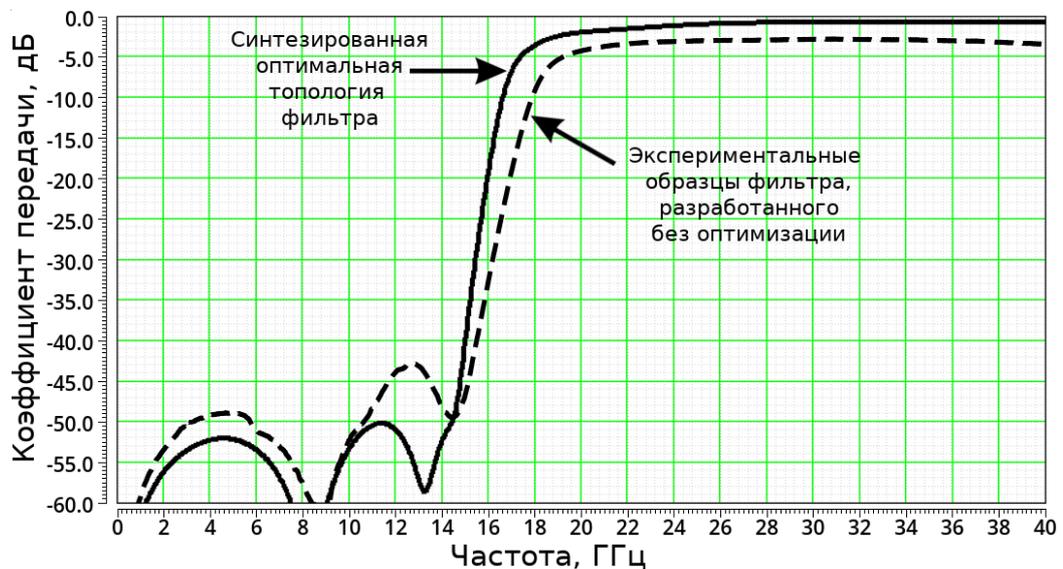


Рисунок 5.3 – АЧХ синтезированного ФВЧ 18 ГГц

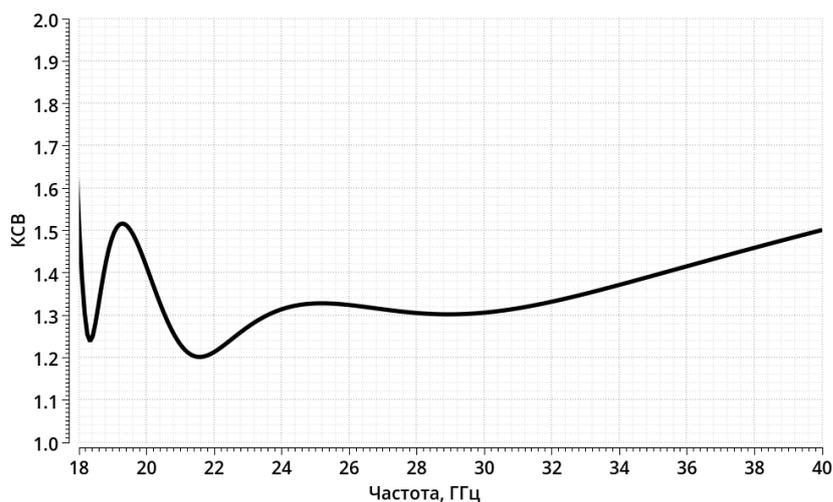


Рисунок 5.4 – Зависимость КСВ синтезированного ФВЧ 18 ГГц от частоты

Таблица 5.5. Сравнение характеристик ФВЧ 18 ГГц

Характеристика	Синтезированный фильтр	Экспериментальные образцы не оптимизированного фильтра	Модель образца фильтра (Глава 2)	ТЗ
Частота среза, ГГц	17,91 – 18,07	18,8 – 18,9	18,5 – 19,3	$18 \pm 0,1$
Минимальное ослабление в полосе пропускания, дБ	0,7 – 0,9	2,6 – 2,8	2,1 – 2,7	-
Ослабление на частоте 15 ГГц, относительно полосы пропускания, дБ	48,0 – 48,6	43,8 – 44,0	40,0 – 41,1	$\geq 40$
Крутизна АЧХ, дБ/дек.	402 – 407	348 – 351	319 – 324	$\geq 333$
Ослабление на частоте 40 ГГц, дБ	0,7– 0,9	3,4	2,4 – 3,1	-
КСВ в полосе пропускания	1,2 – 1,6	1,3 – 1,7	1,2 – 1,9	$\leq 2,0$
Максимальный ток, мА	$\geq 14,9$	$\geq 14,9$	-	$\geq 6,3$
Занимаемая площадь, мм <sup>2</sup>	0,180	0,289	-	-

В результате анализа характеристик синтезированного фильтра установлено, что применение предложенной методики позволило:

- Уменьшить минимальные потери в полосе пропускания на 1,9 дБ;

- Увеличить крутизну АЧХ на 54...56 дБ/дек;
- Уменьшить потери на частоте 40 ГГц на 2,5...2,7 дБ;
- Уменьшить занимаемую площадь в 1,6 раз.

Синтезированный фильтр имеет частоту среза в пределах ТЗ, а частота среза ранее произведенных экспериментальных образцов отличается от заданной на 0,8...0,9 ГГц.

В сравнении с моделью ранее произведенного фильтра (см. главу 2), синтезированный фильтр с оптимальной топологией имеет на 0,4 дБ меньше разброс ослабления в полосе пропускания и в 5 раз меньший разброс частот среза в крайних точках технологического разброса. Меньшее влияние технологического разброса на характеристики фильтра обусловлено значительным уменьшением паразитных сопротивлений, емкостей и индуктивностей, а частности уменьшением влияния скин-эффекта путем использования нескольких параллельных слоев металлизаций в катушках индуктивности и проводниках, увеличением добротностей катушек индуктивности и конденсаторов, уменьшением длин проводников межсоединений и использованием разработанных типовых топологий фильтров.

## **5.2 Синтез оптимальной топологии ПФ 14-18 ГГц**

Техническое задание для синтеза фильтра ПФ 14-18 ГГц представлено в таблице 5.1. Техническое задание на разработку фильтра основано на требованиях к сверхширокополосному СВЧ приемнику 1-18 ГГц, в котором этот фильтр используется в качестве СФ-блока выделения одного из каналов связи.

Параметры оптимизированных катушек индуктивности, конденсаторов и проводников межсоединений синтезированного фильтра представлены в таблицах 5.7-5.4 соответственно.

Таблица 5.6. Техническое задание на разработку ПФ 14-18 ГГц

Характеристика	Значение
Частота среза 1	14 ГГц $\pm$ 100 МГц
Частота среза 2	18 ГГц $\pm$ 100 МГц
Неравномерность в полосе пропускания	Не более 1 дБ
Граница нижней полосы задерживания	11 ГГц
Граница верхней полосы задерживания	21 ГГц
Минимальное ослабление в полосах задерживания	Не менее 40 дБ
Волновое сопротивление	50 Ом
Максимальная мощность	4 мВт (+6 дБм)

Таблица 5.7. Параметры катушек индуктивности ФВЧ

Обозначение	L1	L2	L3
Ширина витка, мкм	7,0	7	6
Зазор между витками, мкм	2,1	2,1	2,1
Внутренний диаметр, мкм	67	87	93
Количество витков	1,5	1,5	1,5
Количество слоев металлизаций	5	4	5
Длина выводов, мкм	26	33	34
Экранирование	Нет	Нет	Нет
Индуктивность, пГн	396,2	521,8	554,1

Таблица 5.8. Параметры конденсаторов ФВЧ

Обозначение	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7
Ширина, мкм	11	25	8	11	8	13	14
Длина, мкм	12	27	8	13	10	14	15
Емкость, фФ	278,5	1420,5	152,1	301,6	169,0	383,7	442,6

Таблица 5.9. Параметры проводников межсоединений ФВЧ

Обозначение	TL1	TL2	TL3	TL4	TL5	TL6	TL7	TL8
Ширина, мкм	19	19	19	19	19	19	19	19
Длина, мкм	52,3	52,3	93,6	93,6	101,6	101,6	65,8	65,8
Количество слоев металлизаций	2	2	2	2	2	2	2	2
Экранирование	Да	Да	Да	Да	Да	Да	Да	Да
Индуктивность, пГн	25,0	25,0	51,5	51,5	57,1	57,1	33,1	33,1

Таблица 5.10. Параметры катушек индуктивности ФНЧ

Обозначение	L4	L5	L6
Ширина витка, мкм	6	14	13
Зазор между витками, мкм	2,1	2,1	2,1
Внутренний диаметр, мкм	61	122	136
Количество витков	2	1	1
Количество слоев металлизаций	5	5	5
Длина выводов, мкм	24	39	43
Экранирование	Нет	Нет	Нет
Индуктивность, пГн	451,6	270,3	303,7

Таблица 5.11. Параметры конденсаторов ФНЧ

Обозначение	C8	C9	C10	C11	C12	C13	C14
Ширина, мкм	9	5	10	8	9	7	8
Длина, мкм	11	5	12	10	12	8	9
Емкость, фФ	209,0	53,0	253,2	169,0	228,0	118,4	152,1

Таблица 5.12. Параметры проводников межсоединений ФНЧ

Обозначение	TL9	TL10	TL11	TL12	TL13	TL14	TL15	TL16
Ширина, мкм	19	19	19	19	19	19	19	19
Длина, мкм	42,5	42,5	95,3	95,3	117,2	117,2	81,5	81,5
Количество слоев металлизаций	2	2	2	2	2	2	2	2
Экранирование	Да	Да	Да	Да	Да	Да	Да	Да
Индуктивность, пГн	19,5	19,5	52,7	52,7	67,8	67,8	43,3	43,3

Разработанная топология синтезированного фильтра представлена на рисунке 5.5, принципиальная схема на рисунке 5.6, АЧХ фильтра на рисунке 5.7, график зависимости КСВ от частоты на рисунке 5.8. Для сравнения характеристик синтезированного фильтра с техническим заданием и характеристиками экспериментальных образцов ранее произведенного фильтра данные сведены в таблицу 5.13. Габариты синтезированного фильтра: длина 1159 мкм, ширина 384 мкм.

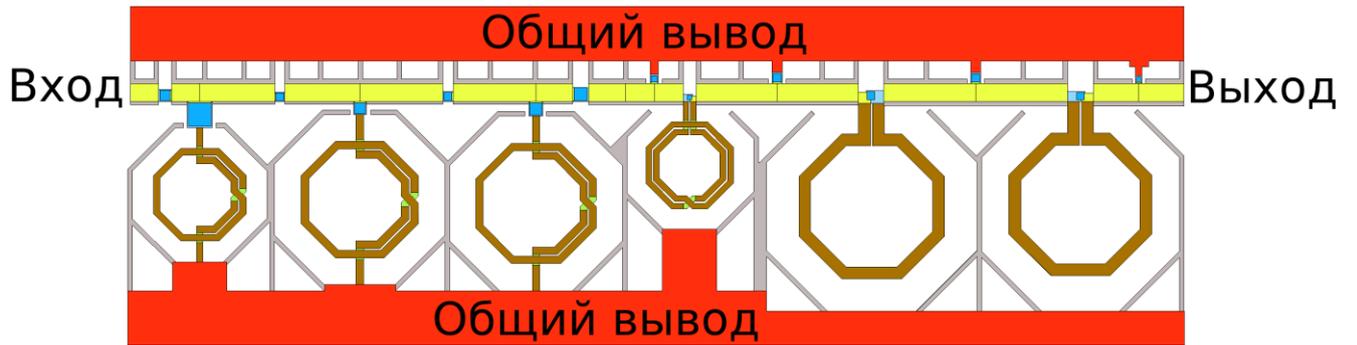


Рисунок 5.5 – Топология синтезированного ПФ 14-18 ГГц

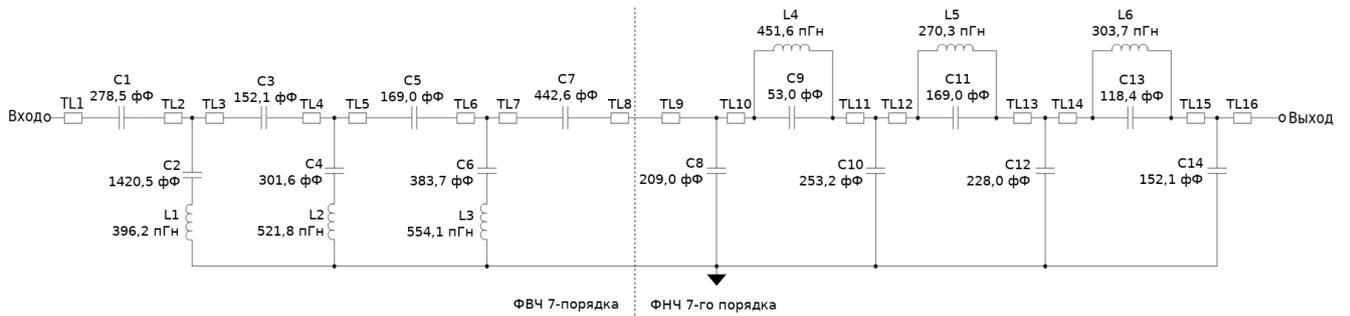


Рисунок 5.6. – Принципиальная схема синтезированного ПФ 14-18 ГГц

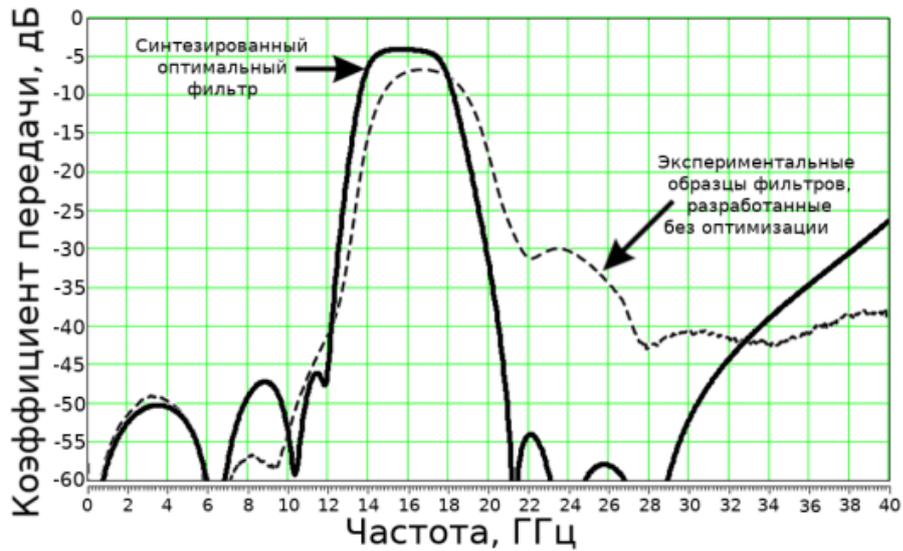


Рисунок 5.7 – АЧХ синтезированного ПФ 14-18 ГГц

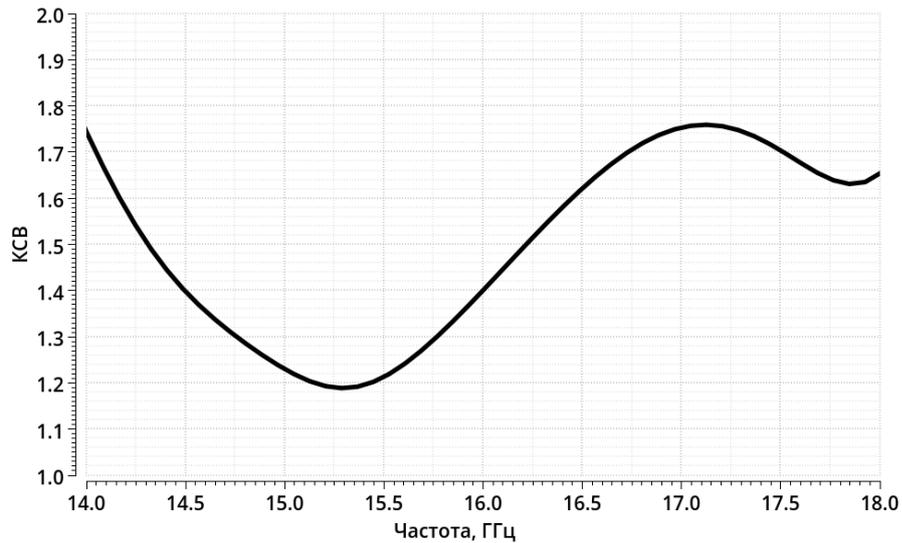


Рисунок 5.8 – Зависимость КСВ синтезированного ПФ 14-18 ГГц от частоты

Таблица 5.13. Сравнение характеристик ПФ 14-18 ГГц

Характеристика	Синтезированный фильтр	Экспериментальные образцы не оптимизированного фильтра	Модель образца фильтра (Глава 2)	ТЗ
Нижняя частота среза, ГГц	13,92 – 14,06	14,5 – 14,8	14,4 – 14,9	14 ±0,1
Верхняя частота среза, ГГц	17,95 – 18,09	18,9 – 19,1	18,6 – 19,2	18 ±0,1
Минимальное ослабление в полосе пропускания, дБ	4,0 – 4,4	6,6 – 6,9	6,2 – 6,9	-
Ослабление на частоте 11 ГГц, относительно полосы пропускания, дБ	44,4 – 44,9	39,2 – 39,4	50,8 – 51,0	≥ 40
Крутизна фронта АЧХ, дБ/дек.	327 – 331	271 – 273	354 – 365	≥ 314
Ослабление на частоте 21 ГГц, относительно полосы пропускания, дБ	49,3 – 51,0	19,4 – 20,1	16,1 – 20,3	≥ 40
Крутизна спада АЧХ, дБ/дек.	399 – 401	149 – 154	120 – 153	≥ 343
КСВ в полосе пропускания	1,2 – 1,8	1,1 – 1,3	1,1 – 1,4	≤ 2,0
Максимальный ток, мА	≥ 11,5	≥ 7,5	-	≥ 6,3
Занимаемая площадь, мм <sup>2</sup>	0,445	0,295	-	-

В результате анализа характеристик синтезированного фильтра установлено, что применение предложенной методики позволило:

- Уменьшить минимальные потери в полосе пропускания на 2,5...2,7 дБ;
- Увеличить крутизну фронта АЧХ на 56...58 дБ/дек;
- Увеличить крутизну спада АЧХ на 247...250 дБ/дек. Столь значительное увеличение крутизны спада АЧХ ПФ 14-18 ГГц преимущественно вызвано выбором оптимального фильтра-прототипа;

Синтезированный фильтр имеет частоты среза в пределах ТЗ, а частоты среза ранее произведенных экспериментальных образцов отличаются от заданной на 0,5...1,1 ГГц.

В сравнении с моделью ранее произведенного фильтра (см. главу 2), синтезированный фильтр с оптимальной топологией имеет на 0,3 дБ меньше разброс ослабления в полосе пропускания и в 3 раза меньший разброс частот среза в крайних точках технологического разброса.

### 5.3 Выводы

В результате сравнения характеристик синтезированных LC-фильтров с результатами измерений ранее произведенных LC-фильтров СВЧ диапазона установлено, что применение разработанной методики и программы позволило:

- Получить фильтры с частотами среза в заданных пределах;
- Уменьшить потери в полосе пропускания на 1,9...2,7 дБ;
- Увеличить крутизны АЧХ фильтров на 54...250 дБ/дек;
- Уменьшить технологический разброс потерь в полосе пропускания на 0,3...0,5 дБ, технологический разброс частот среза в 3-5 раз.

Кроме описанных в главе 5 фильтров, разработанная методика и программа были применены при проектировании ФВЧ 1ГГц с полосой пропускания до 18 ГГц, ПФ 1-1,8 ГГц, ПФ 1,8-3,3 ГГц, ПФ 3,3-6,1 ГГц, ПФ 6,1-11,5 ГГц, ПФ 11,5-18 ГГц [6-8], в технологических процессах SiGe 130 нм и GaAs 130 нм, используемых в качестве сложно-функциональных блоков сверхширокополосного

СВЧ приемника [5], разрабатываемого в рамках НИОКР № АААА-Б20-220122990013-5 от 29.12.2020, что подтверждается актом внедрения (Приложение А). Также разработанная методика и программа были применены при проектировании LC-фильтров, используемых в качестве СФ-блоков модулятора телевизионных сигналов с выходным частотным диапазоном 1-1,4 ГГц [9-11], выполненного в технологическом процессе Si 180 нм в рамках НИР № 122091300037-0 от 13 сентября 2022 года, что подтверждается актом внедрения (Приложение Б).

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Произведен анализ моделей катушек индуктивности, конденсаторов, проводников, разработанные отечественными и зарубежными полупроводниковыми фабриками для своих технологических процессов (в том числе АО “Микрон”, TSMC, INP, Silterra, HiWafer). Выявлено, что модели имеют недостатки (такие как не учет скин-эффекта, влияния подложки, переходных отверстий и др.), которые ведут к несоответствию результатов моделирований и измерений экспериментальных образцов LC-фильтров.

2. Произведен анализ документации (PDK) технологических процессов ведущих мировых и отечественных полупроводниковых фабрик, в результате чего, определен ряд характеристик и ограничений, которые должны быть учтены при проектировании интегральных СВЧ LC-фильтров. Выявлено, что основными характеристиками техпроцесса являются: толщины, удельные сопротивления слоев металлизации, толщина, удельное сопротивление, диэлектрическая проницаемость подложки, диэлектрическая проницаемость и толщины диэлектриков между слоями металлизаций и подложкой. Ограничения: минимальный угол поворота, минимальная и максимальная ширина, минимальный зазор, минимальный шаг изменения геометрии проводников.

3. Исследованы известные способы увеличения добротности интегральных катушек индуктивности и конденсаторов, способы уменьшения потерь в проводниках, в результате было установлено, что они имеют недостатки, ограничивающие эффективность их применения. Использование нескольких параллельных слоев металлизаций уменьшает последовательное сопротивление, но увеличивает паразитную емкость к подложке, использование экранирования уменьшает влияние подложки, но увеличивает паразитную емкость к общему выводу, что ведет к уменьшению резонансной частоты. Определены оптимальные формы катушек индуктивности в зависимости от ограничения технологического процесса на минимальный угол поворота проводников: для ограничения  $90^\circ$  – планарные симметричные катушки квадратной формы, для  $45^\circ$  – планарные

симметричны катушки восьмиугольной формы, при отсутствии ограничения – планарные спиральные катушки круглой формы. Определены параметры оптимизации топологий элементов фильтров. Для катушек индуктивности параметрами оптимизации являются ширина витков, количество используемых параллельных слоев металлизаций, наличие экранирования или травление подложки, при этом зазор между витками задается минимально возможным, количество витков задается максимально возможным для заданного номинала и ширины витков. Установлено, что МИМ конденсаторы имеют максимальную добротность при минимальном периметре обкладок за счет минимизации краевых эффектов паразитной емкости к подложке. Параметром оптимизации топологии встречно-штыревых конденсаторов является количество используемых слоев металлизации. Параметрами оптимизации топологии проводников являются ширина проводника, количество используемых слоев металлизации, наличие или отсутствие экранирования.

4. Предложена модификация метода расчета индуктивности катушек, заключающаяся в предварительном разбиении катушки на части (внутренний не полный виток, полные витки, выводы), расчете полных индуктивностей каждой части и взаимных индуктивностей между частями. В результате применения модифицированного метода выведены аналитические формулы расчета планарных симметричных катушек индуктивности квадратной и восьмиугольной форм, имеющие погрешности не более 2% для номиналов индуктивностей 0,1...10 нГн.

5. Разработаны и экспериментально верифицированы аналитические модели интегральных катушек индуктивности, конденсаторов и проводников, отличающиеся унификацией применения в любых Si, SiGe, GaAs технологических процессах и учетом характеристик технологического процесса, скин-эффекта, краевых эффектов, влияния подложки, переходных отверстий, экранирования или травления подложки. Установлено, что разработанные модели отражают характеристики реальных элементов и определенный в работе ряд физических эффектов и характеристик технологического процесса является

достаточным для проектирования интегральных LC-фильтров частотного диапазона 1-40 ГГц. Модели реализованы в качестве программного кода на языке программирования Spectre, что позволяет использовать их в качестве достоверных моделей элементов при разработке широкого спектра устройств в САПР Cadence Virtuoso.

6. Разработаны алгоритмы максимизации добротности катушек индуктивности, конденсаторов и минимизации потерь проводников. Алгоритмы оптимизации учитывают ограничения физической реализуемости элементов, обусловленные ограничениями проектирования технологического процесса. В процессе оптимизации оценивается эффективность совокупности использованных способов уменьшения потерь и выбирается их оптимальная комбинация.

7. Произведен анализ топологических решений интегральных фильтров и в результате разработаны типовые топологии ФНЧ, ФВЧ и ПФ аппроксимации Золотарева-Казура, которые обеспечивают минимизацию потерь в полосе пропускания путем использования минимального количества катушек индуктивности и проводников, разнесения в пространстве сигнальных проводников и проводников общего вывода.

8. Предложена методика минимизации длины проводников межсединений, основанная на поиске расстояния между катушками, при котором их взаимными индуктивностями можно пренебречь. Для дополнительного уменьшения коэффициента индуктивной связи и влияния паразитных связей через подложку между катушками были использованы не замкнутые защитные кольца, подключенные к общему выводу, выполненные в нижнем слое металлизации и имеющие по всей площади переходные отверстия к подложке.

9. В результате совокупности проведенных исследований разработана методика синтеза интегральных LC-фильтров с минимизацией потерь в полосе пропускания. В процессе синтеза осуществляется поправка крутизны фильтра для технологического процесса, в котором синтезируется фильтр с учетом потерь в полосе пропускания и корректировка частот среза. Методика реализована в качестве САПР на языке программирования MathCad, входными данными

которой являются требования к фильтру, характеристики и ограничения технологического процесса, выходными – геометрические параметры всех элементов фильтра (топологическое описание фильтра). Расчет оптимальной топологии фильтра в разработанной программе занимает единицы-десятки минут в зависимости от требований к фильтру и характеристик технологического процесса.

В результате применения методики для разработки топологий ФВЧ 18 ГГц и ПФ 14-18 ГГц и сравнения характеристик синтезированных фильтров с измеренными характеристиками экспериментальных образцов ранее произведенных фильтров, разработанных без оптимизации, установлено, что применение разработанной методики позволило:

- Получить фильтры с частотами среза в заданных пределах;
- Уменьшить потери в полосе пропускания на 1,9...2,7 дБ;
- Увеличить крутизну АЧХ ФВЧ 1 ГГц на 54...56 дБ/дек, крутизну фронта АЧХ ПФ 14-18 ГГц на 56...58 дБ/дек, крутизну спада АЧХ ПФ 14-18 ГГц на 247...250 дБ/дек. Столь значительное увеличение крутизны спада АЧХ ПФ 14-18 ГГц преимущественно вызвано выбором оптимального фильтра-прототипа;
- Уменьшить технологический разброс потерь в полосе пропускания на 0,3...0,5 дБ, технологический разброс частот среза в 3-5 раз.

10. Результаты исследований были применены при разработке ряда интегральных LC-фильтров частотного диапазона 1...40 ГГц в рамках двух научно-исследовательских работ, что подтверждается актами внедрения.

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2023611991. Конфигурируемая модель интегральной катушки индуктивности / Ерохин В.В., Квачев М.А., Садыков Ж.Б. [и др.] – Заявка №2022686524. Дата поступления 30 декабря 2022 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 26 января 2023 г.

2. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022682881. Конфигурируемая модель интегрального конденсатора / Ерохин В.В., Садыков Ж.Б., Блинков Н.Д., Касмицкий М.В. – Заявка №2022682127. Дата поступления 21 ноября 2022 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 29 ноября 2022 г.

3. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2022682451. Конфигурируемая модель интегрального проводника/ Ерохин В.В., Квачев М.А., Садыков Ж.Б. – Заявка №2022681947. Дата поступления 21 ноября 2022 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 22 ноября 2022 г.

4. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2023660979. Автоматизированный синтез топологий СВЧ интегральных высокоизбирательных LC-фильтров с минимизацией потерь в полосе пропускания / Ерохин В.В., Завьялов С.А. – Заявка №2023618607. Дата поступления 03 мая 2023 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 25 мая 2023 г.

5. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы №2019630201. Сверхширокополосный приемник СВЧ диапазона 0.8-20 ГГц / Косых А.В., Завьялов С.А., Ерохин В.В. [и др.]. – Заявка №2019630184. Дата поступления 24 сентября 2019 г. Зарегистрировано в Реестре топологий интегральных микросхем 30 октября 2019 г.

6. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы №2019630092. Программно-конфигурируемый фильтр сигналов промежуточной частоты / Косых А.В., Завьялов С.А., Ерохин В.В. и др.

– Заявка №2019630052. Дата поступления 20 марта 2019 г. Зарегистрировано в Реестре топологий интегральных микросхем 16 мая 2019 г.

7. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы №2023630113. Высокоизбирательный фильтр верхних частот 18 ГГц / Ерохин В.В., Садыков Ж.Б., Квачев М.А. [и др.]. – Заявка №2023630120. Дата поступления 08 августа 2023 г. Зарегистрировано в Реестре топологий интегральных микросхем 17 августа 2023 г.

8. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы №2023630111. Полосовой сверхвысокочастотный фильтр 14-18 ГГц / Ерохин В.В., Садыков Ж.Б., Квачев М.А. [и др.]. – Заявка №2023630119. Дата поступления 08 августа 2023 г. Зарегистрировано в Реестре топологий интегральных микросхем 17 августа 2023 г.

9. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы №2022630204. Видеофильтр / Пузырев П.И., Семенов К.В., Ерохин В.В. [и др.]. – Заявка №2022630204. Дата поступления 29 ноября 2022 г. Зарегистрировано в Реестре топологий интегральных микросхем 7 декабря 2022 г.

10. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы №2022630201. Фильтр верхних частот СВЧ диапазона / Садыков Ж.Б., Квачев М.А., Касмицкий М.В., Ерохин В.В. – Заявка №2022630202. Дата поступления 29 ноября 2022 г. Зарегистрировано в Реестре топологий интегральных микросхем 7 декабря 2022 г.

11. Свидетельство о государственной регистрации топологии интегральной микросхемы №2022630201. Фильтр аудио- и видеосигалов / Ерохин В.В. Коломойцев О.Н., Лиходед Д.О., Садыков Ж.Б. – Заявка №2022630201. Дата поступления 29 ноября 2022 г. Зарегистрировано в Реестре топологий интегральных микросхем 7 декабря 2022 г.

12. Л. Белов. Частотные фильтры фирмы K&L // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2007. – №7(81). – С. 72-77.

13. Н.А. Сальникова, О. А. Астафурова. Методы моделирования в системах автоматизированного проектирования СВЧ-устройств // Известия ВолгГТУ. – 2014. – № 6(133). – С. 14-17.
14. В.А. Гончаров. Методы моделирования электромагнитных полей в вычислительных средах // Научный электронный архив. [Электронный ресурс]. – URL: <http://econf.rae.ru/article/5166> (дата обращения: 22.09.2023).
15. Д.В. Денисенко, В.В. Радченко. Исследование эффективности численных методов и программ компьютерного моделирования в процессе проектирования микрополосковых фильтров СВЧ // Журнал радиоэлектроники.– 2014. – № 7.– 14 с.
16. Д.В. Денисенко, В.В. Радченко. Квазистатическое моделирование микрополосковых фильтров методом матричного представления краевых электромагнитных полей в резонаторах // Журнал радиоэлектроники. – 2020. – № 3. – 12 с.
17. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров: Пер. с нем. // М.: Изд-во Радио и связь. – 1983. – 752 с.
18. Ханзел Г.Е. Справочник по расчету фильтров: Пер. с англ., под ред. А.Е. Знаменского. // М.: Изд-во Советское радио. – 1974. – 288 с.
19. А. Пластиков. Автоматизация процесса проектирования антенн и устройств СВЧ в современных программных комплексах электродинамического моделирования Часть 3. Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр на сосредоточенных элементах // Современная электроника. – 2012. – №6. – С. 54-59.
20. Ерохин В. В. Верификация модели интегральной катушки индуктивности для СВЧ LC-фильтров в Si- и SiGe-системах на кристалле // Вестник СибГУТИ. – 2022 г. – №2 (58). – С. 98-109.
21. Ерохин В.В. Фильтр верхних частот 15-го порядка для СВЧ систем на кристалле // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем. – 2020. – С. 81-89.
22. Ерохин В.В. Полосовой фильтр 14-18 ГГц для системы на кристалле СВЧ приемника СМ диапазона // Ученые Омска – региону. – 2020. – С. 49-51.

23. Erokhin V.V., Sadykov Z.B., Blinkov S.D. Ground Conductor Layout Influence on Integrated Microwave LC-Filter AFCs // 16<sup>th</sup> international IEEE scientific and technical conference “Dynamics of system, mechanism and machines” (Dynamics 2022). – 2022. – PP. 5.
24. Maria Helena Fino. Using an Integrated Inductor Model in Qucs // Proc. of the 21st International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES), Lublin, Poland. – 2014. – P. 66-69.
25. Zolog M., Pitica D., Pop O. Characterization of Spiral Planar Inductors Built on Printed Circuit Boards // 30th Int.Spring Seminar on Electronics Technology, Cluj-Napoca, Romania. – 2007. – P. 308-313.
26. Bo Han, Zhijian Tian, Daimu Wang. Analysis of Scalable Two-p Equivalent-Circuit Model for On-Chip Spiral Inductors // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. – Vol. 25, №. 2. – 2015. – P. 93-100.
27. S.S. Mohan, M. del Mar Hershenson, S.P. Boyd, T.H. Lee. Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – Vol. 34, Iss. 10. – 1999. – P. 1419-1424.
28. Y.K. Koutsoyannopoulos, Y. Papananos. Systematic Analysis and Modeling of Integrated Inductors and Transformers in RF IC Design // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing. – Vol. 47, Iss. 8. – 2000. – P. 699-713.
29. Ji Chen, J.J. Liou. On-Chip Spiral Inductors for RF Applications: An Overview // Journal of Semiconductor Technology and Science. – 2004. – P. 149-167.
30. Ahmed H. Shaltout, Stefano Gregori. Optimizing the Inductance Time-Constant Ratio of Polygonal Integrated Inductors // IEEE 61st International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), Windsor, ON, Canada. – 2018. – P. 448-451.
31. Heng-Ming Hsu, Jen-Zien Chang, Hung-Chi Chien. Coupling Effect of On-Chip Inductor With Variable Metal Width // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – Vol. 17, Iss. 7. – 2007. – P. 498-500.

32. J. Kim, J.K. Plouchart, N. Zamdmer and other. High-Performance Three-Dimensional On-chip Inductors in SOI CMOS Technology for Monolithic RF Circuit Applications // IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, PA, USA. – 2003. – P. 591-594.
33. Вендик И.Б. Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот на основе керамики с низкой температурой обжига. Часть 2. Средства проектирования и реализация пассивных устройств / И.Б. Вендик, Д.В. Холодняк, А. В. Симин // Компоненты и технологии. – 2005. – Вып. 6. – С. 210 – 216.
34. Дьяченко Т.С. Исследование добротности печатных катушек индуктивности / Т.С. Дьяченко, А.И. Тюменцев // Сборник трудов Всероссийской конференции «Микроэлектроника СВЧ». – Санкт-Петербург: Технолит. – 2012. – С. 234 – 239.
35. Хроленко Т.С. Интегральные LC-фильтры ВЧ и СВЧ диапазонов на основе современных материалов // Дис. кан. тех. наук – Омск. – 2013. – 173 с.
36. M. Danesh, J.R. Long. Differentially Driven Symmetric Microstrip Inductors // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Vol. 50, Iss. 1. – 2002. – P. 332-341.
37. Ji Chen, J.J. Liou. Improved and Physics-Based Model for Symmetrical Spiral Inductors // IEEE Transactions on Electron Devices. – Vol. 53, Iss. 6. – 2006. – P. 1300-1309.
38. Ji Chen, Juin J. Liou. On-Chip Spiral Inductors for RF Applications: An Overview // Journal of Semiconductor Technology and Science. – Vol. 4, №3. – 2004. – P. 149-167.
39. J. Sathyasree, Venkata Vanukuru, Deleep Nair, Anjan Chakravorty. Compact Modeling of Proximity Effect in High-Q Tapered Spiral Inductors // IEEE Electron Device Letters. – Vol. 39, № 4. – 2018. – P. 558-590.
40. Fabio Passos, M. Helena Fino, and Elisenda R. Moreno. Fully Analytical Characterization of the Series Inductance of Tapered Integrated Inductors // Journal of Electronics and Telecommunications. – Vol. 60, №1. – 2014. – P. 73-77.

41. Sathyasree Jeyaraman, Venkata Vanukuru, Deleep Nair, Anjan Chakravorty. Compact Modeling of Series Stacked Tapered Spiral Inductors // IEEE 19th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), USA. – 2019. – 3P.
42. Venkata Narayana Rao Vanukuru, Anjan Chakravorty. High-Q Characteristics of Variable Width Inductors With Reverse Excitation // IEEE Transactions on Electron Devices. – Vol. 61, №9. – 2014. – P. 3350-3354.
43. Hsiao-Bin Liang, Yo-Sheng Lin, Chi-Chen Chen, Jen-How Lee. Optimization of PGS Pattern of Transformers/Inductors in Standard RF BiCMOS Technology for RFIC Applications // IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, CA, USA. – 2006. – 4 p.
44. A. S. Royet, J. C. Barbé, O. Valorge, L. Rémy, I. Constant. Experimental and Simulation Results on Si Integrated Inductor Efficiency for Smart RF-ICs // 21st IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), Marseille, France. – 2014. – P. 368-370.
45. Jinglin Shi, W.-Y. Yin, Huailin Liao, Jun-Fa Mao. The Enhancement of Q Factor for Patterned Ground Shield Inductors at High Temperatures // IEEE Transactions on Magnetics. – Vol. 42, Iss. 7. – 2006. – P. 1873-1875.
46. Z. Zhang, X. Liao. Micromachined GaAs MMIC-Based Spiral Inductors With Metal Shores and Patterned Ground Shields // IEEE Sensors Journal. – Vol. 12, Iss. 6. – 2012. – P. 1853-1860.
47. K. Kojima, T. Ohguro, H. S. Momose, Y. Toyoshima. Guard-ring design for high-performance RF CMOS // International Conference on Solid State Devices and Materials, Japan, Nagoya. – 2002. – P. 400-401.
48. A. Pun, T. Yeung, J. Lau, Francois J.R. Clement, David Su. Experimental Results and Simulation of Substrate Noise Coupling via Planar Spiral Inductor in RF ICs // Electron Devices Meeting, USA. – 1998. – 4 p.
49. Mehmet Kaynak, Falk Korndorfer, Christian Wipf, Rene Scholz, Bernd Tillack, Wan-Gyu Lee, Young Soo Kim, Jung Jae Yoo. High-Q passives for mm-wave

SiGe applications // IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, Capri, Italy. – 2009. – P. 194-197.

50. J.M. Lopez-Villegas, J. Samitier, C. Cane, P. Losantos, J. Bausells. Improvement of the Quality Factor of RF Integrated Inductors by Layout Optimization // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Vol. 48, Iss. 1. – 2000. – P. 76-83.

51. Falk Korndörfer, Mehmet Kaynak, Volker Mühlhaus. Simulation and Measurement of Back Side Etched Inductors // The 5th European Microwave Integrated Circuits Conference, Paris, France. – 2010. – 3 p.

52. J. Esteban-Muller, R. González-Echevarría, C. Sánchez-López, E. Roca, R. Castro-López, F.V. Fernández, J.M. López-Villegas. Multi-Objective Mixed-Integer Design Optimization of Planar Inductors Using Surrogate Modeling Techniques. // XIth Int. Workshop on Symbolic and Numerical Methods, Modeling and Applications to Circuit Design (SM2ACD), Gammarth, Tunisia. – 2010. – P. 1632-1634.

53. Claudia Păcurar, Vasile Țopa, Caliri Munteanu, Adina Racasan. Claudia Hebedean. Spiral Inductors Inductance Computation and Layout Optimization // International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering, Iasi, Romania. – 2012. – P. 699-704.

54. Wenhuan Yu, John W. Bandler. Optimization of Spiral Inductor on Silicon using Space Mapping // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, CA, USA. – 2006. – P. 1085-1088.

55. F. Passos, E. Roca, R. Castro-López, F. V. Fernández. SIDE-O: A Toolbox for Surrogate Inductor Design and Optimization // 13th International Conference on Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design (SMACD), Lisbon, Portugal. – 2016. – 4 p.

56. Raghunadh M V, Abhay Narasimha K S. Geometry Optimization of Planar Spiral Inductors operating at 5G mid-band frequencies // IEEE Int. Conf. for Innovation in Technology, Bangluru, India. – 2020. – 8 p.

57. S.S. Mohan, M. del Mar Hershenson, S.P. Boyd, T.H. Lee. Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – Vol. 34, Iss. 10. – 1999. – P. 1419-1424.
58. Maria Helena Fino. Using an Integrated Inductor Model in Qucs // Proceedings of the 21st International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES), Lublin, Poland. – 2014. – P. 66-69.
59. Amaya Goñi, Javier del Pino, Benito González, and Antonio Hernández. An Analytical Model of Electric Substrate Losses for Planar Spiral Inductors on Silicon // IEEE Transactions on Electron Devices. – Vol. 54, № 3. – 2007. – P. 546-553.
60. Shuangke Liu, Lei Zhu, Frederic Allibert, Ionut Radu, Xinen Zhu, Yumin Lu. Physical Models of Planar Spiral Inductor Integrated on the High-Resistivity and Trap-Rich Silicon-on-Insulator Substrates // IEEE Transactions on Electron Devices. – Vol. 64, №7. – 2017. – P. 2775-2781.
61. Chupeng Yi, Yang Lu, Hengshuang Zhang, Ziyue Zhao, Xiaohua Ma, Yue Hao. A Novel Scalable Series MIM Capacitor Model for MMIC Applications // 2019 16th China International Forum on Solid State Lighting & 2019 International Forum on Wide Bandgap Semiconductors China (SSLChina: IFWS), China. – 2019. – P. 67-70.
62. Eduardo Moctezuma-Pascual, Reydezel Torres-Torres. CAD-Oriented Equivalent Circuit Modeling of a Two-Port Ground-Shielded MIM Capacitor // IEEE Transactions on Electron Devices. – Vol. 68, №2. – 2021. – P. 923-927.
63. Noel Segura, Sebastien Cremer, Daniel Gloria, Lorenzo Ciampolini, Eric Picollet, Michel Minondo. A predictive analytical model of 3D MIM capacitors for RC IC // IEEE International Electron Devices Meeting, USA. – 2007. – P. 553-556.
64. Beeresha R. S., A. M. Khan, Manjunath Reddy H. V. Design and EM-Simulation of MIM Capacitor // International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS-2017), India. – 2017. – P. 1644-1649.
65. Qiangwen Wang, Yuhua Guo. Design and Implementation of High Precision and High Density Capacitor based on Silicon Integrated Passive Device Technology // 23rd International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT), China. – 2022. – 5 p.

66. Iftikhar Hussain, Dong-Kyun Woo. Inductance Calculation of Single-Layer Planar Spiral Coil // *Electronics*. – 2022. – № 11(5). – 10 p.
67. V.V. Erokhin, S.A. Zavyalov. New Inductance Calculating Formulas of Planar Symmetrical Square Inductors // XVII International scientific and technical conference "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines" (Dynamics), Russia, Omsk, 2023. – 5 p.
68. J. E. Post. Optimizing the Design of Spiral Inductors on Silicon // *IEEE Transactions on Circuits and Systems—II: Analog and Digital Signal Processing*. – Vol. 47, № 1. – 2000. – P. 15-17.
69. C. Patrick Yue, Changsup Ryu, Jack Lau, Thomas H. Lee, S. Simon Wong. A Physical Model for Planar Spiral Inductors on Silicon // *International Electron Devices Meeting. Technical Digest, USA*. – 1996. – 4 p.
70. Ren-Jia Chan, and Jyh-Chyurn Guo. Analysis and Modeling of Skin and Proximity Effects for Millimeter-Wave Inductors Design in Nanoscale Si CMOS // *Proceedings of the 9th European Microwave Integrated Circuits Conference, Italy*. – 2014. – P. 13-16.
71. Albert E. Ruehli, Giulio Antonini, Lijun Jiang. Skin-Effect Model for Round Wires in PEEC // *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, Rome, Italy*. – 2012. – 6 p.
72. Ерохин В.В. Модель скин-эффекта интегральных проводников для моделирования СВЧ устройств типа СМК в Cadence Spectre Simulator // *Наноиндустрия*. – 2023. – Том 16, № S9-2 (119). – С. 524-526.
73. Mussa. Elsaadi, Mazhar B. Tayel, D. P. Steenson. An Empirical Formula of Fringing Field Capacitance for MEMS Tunable Capacitor Actuators // *IEEE 1st International Maghreb Meeting of the Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering MI-STA, Tripoli, Libya*. – 2021. – P. 674-678.
74. J. Sathyasree, Venkata Vanukuru, Deleep R. Nair, Anjan Chakravorty. A Substrate Model for On-Chip Tapered Spiral Inductors with Forward and Reverse Excitations // *IEEE Transactions on Electron Devices*. – Vol. 66, Iss. 1. – 2019. – 4 p.

75. Татур Т.А. Основы теории электрических цепей // М.: Изд-во Высшая школа. – 1980. – 271 с.
76. Beeresha R. S., A. M. Khan, Manjunath Reddy H. V. Design and Optimization of Interdigital Capacitor // International Journal of Research in Engineering and Technology (IJRET). – Vol. 5, № 21. – 2016. – P. 73-78.
77. Inder Bahl. Lumped Elements for RF and Microwave Circuits // Artech House microwave library, London. – 2003. – 494 p.
78. Erokhin V.V., Sadykov Z.B., Blinkov S.D. Ground Conductor Layout Influence on Integrated Microwave LC-Filter AFCs // XVI international IEEE scientific and technical conference “Dynamics of system, mechanism and machines” (Dynamics 2022). – 2022. – P. 5.
79. Ерохин В.В., Завьялов С.А. Автоматизированный расчет оптимальных топологий интегральных встречно-штыревых конденсаторов для синтеза СВЧ фильтров в СнК // Всероссийская межвузовская научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Микроэлектроника и информатика-2023». – Зеленоград: МИЭТ. – 2023. – 6 С.
80. S. Ahyoune, J. López-Villegas, J. Sieiro; M.Vidal, F. Ramos. Effects of Shielding Structures on the Performance of Planar Inductors // Conference on Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS), Granada, Spain. – 2016. – 4 p.
81. Mohd Hafis Mohd Ali, Chun-Lee Ler, Subhash C. Rustagi, Yusman M. Yusof, Narain D. Arora, Burhanuddin. Y. Majlis. The Impact of Electromagnetic Coupling of Guard Ring Metal Lines on the Performance of On-chip Spiral Inductor in Silicon CMOS // 2nd Asia Symposium on Quality Electronic Design (ASQED), Penang, Malaysia. – 2010. – P. 285-288.
82. K. Kojima, T. Ohguro, H. S. Momose, Y. Toyoshima. Guard-ring design for high-performance RF CMOS // International Conference on Solid State Devices and Materials, Japan, Nagoya. – 2002. – P. 400-401.
83. A. Pun, T. Yeung, J. Lau, Francois J.R. Clement, David Su. Experimental Results and Simulation of Substrate Noise Coupling via Planar Spiral Inductor in RF ICs // Electron Devices Meeting, USA. – 1998. – 4 p.

84. A.O.Adan, M. Fukumi, K. Higashi, T. Suyama, M. Miyamoto, M. Hayashi. Electromagnetic Coupling Effects in RFCMOS Circuits // IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, USA. – 2002. – P. 293-296.

85. Методы оптимизации. В 2 ч. Ч. 1 : учеб. пособие / А. А. Мицель, А. А. Шелестов, В. В. Романенко. – Томск : Изд-во ТУСУР. – 2020. – 350 с.

**ПРИЛОЖЕНИЕ А – Акт внедрения**

«УТВЕРЖДАЮ»

Первый заместитель генерального  
директора – заместительгенерального директора по НИОКР  
и инновациям АО «ЦКБА»

С.Д. Сиберт

08 2023 г.

**АКТ ВНЕДРЕНИЯ****результатов диссертационной работы****Ерохина Виктора Валерьевича**

Настоящим подтверждается, что научные и практические результаты диссертационной работы «Синтез и реализация интегральных сверхвысокочастотных LC-фильтров и их топологий с минимизацией потерь в полосе пропускания для сверхширокополосных систем на кристалле» были внедрены при выполнении НИОКР «Разработка микросхемотехники и топологических решений сверхвысокочастотных систем на кристалле, содержащих сложно-функциональные блоки приема и аналого-цифрового преобразования широкополосных сигналов диапазона 1-18ГГц, 18-40ГГц с интеллектуальной системой адаптивной подстройки критически важных параметров» (шифр: «Горизонт-2020») № АААА-Б20-220122990013-5 от 29.12.2020.

Использование программы для ЭВМ «Автоматизированный синтез топологий СВЧ интегральных высокоизбирательных LC-фильтров с минимизацией потерь в полосе пропускания» (свидетельство о регистрации программы для ЭВМ №2023660979 от 25.05.2023) позволило значительно уменьшить трудоемкость и на порядки увеличить скорость проектирования топологий интегральных LC-фильтров СВЧ диапазона.

На основании результатов диссертационной работы улучшены характеристики интегральных LC-фильтров, выполненных в технологических процессах SiGe 130 нм и GaAs 130 нм:

- уменьшены потери в полосе пропускания на 1,1-2,7 дБ;
- увеличены крутизны АЧХ на 47-267 дБ/дек;
- уменьшено влияние технологического разброса на характеристики фильтров.

Руководитель работ

Handwritten signature in blue ink, corresponding to S.A. Zavyalov.

С.А. Завьялов

/ Проректор по научной и инновационной  
деятельности ОмГТУ

Handwritten signature in blue ink, corresponding to V.F. Feфелov.

В.Ф. Фефелов

## ПРИЛОЖЕНИЕ Б – Акт внедрения



«ПРИТВЕРЖДАЮ»  
 Проректор по научной и  
 инновационной  
 деятельности ОмГТУ

В.Ф. Фефелов

2023 г.

**АКТ ВНЕДРЕНИЯ**  
**результатов диссертационной работы**  
**Ерохина Виктора Валерьевича**

Настоящим подтверждается, что результаты диссертационной работы «Синтез и реализация интегральных сверхвысокочастотных LC-фильтров и их топологий с минимизацией потерь в полосе пропускания для сверхширокополосных систем на кристалле» были внедрены при выполнении НИР «Разработка микросхемы модулятора телевизионных сигналов на основе отечественного технологического процесса КМОП 180 нм» (шифр: «Око-22») № 122091300037-0 от 13 сентября 2022 года.

На основании результатов диссертационной работы разработаны топологические описания интегральных СВЧ LC-фильтров с минимальными потерями в полосе пропускания, выполненные в кремниевом технологическом процессе КМОП 180 нм.

Объектами внедрения являются:

1. Программы ЭВМ:

- №2023611991. Конфигурируемая модель интегральной катушки индуктивности / **Ерохин В.В.**, Квачев М.А., Садыков Ж.Б., и др. – Заявка №2022686524. Дата поступления 30.12.2022 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 26.01.2023 г.
- № 2022682881. Конфигурируемая модель интегрального конденсатора / **Ерохин В.В.**, Садыков Ж.Б., Блинков Н.Д., Касмицкий М.В. – Заявка №2022682127. Дата поступления 21.11.2022 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 29.11.2022 г.
- №2022682451. Конфигурируемая модель интегрального проводника/ **Ерохин В.В.**, Квачев М.А., Садыков Ж.Б. – Заявка №2022681947. Дата поступления 21.11.2022 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 22.11.2022 г.

2. Топологии интегральных микросхем:

- №2022630201. Фильтр верхних частот СВЧ диапазона / Садыков Ж.Б., Квачев М.А., Касмицкий М.В., **Ерохин В.В.** – Заявка №2022630202. Дата поступления 29.11.2022 г. Зарегистрировано в Реестре топологий интегральных микросхем 7.12.2022 г.
- №2022630202. Фильтр аудио- и видеосигалов / **Ерохин В.В.** Коломойцев О.Н., Лиходед Д.О., Садыков Ж.Б – Заявка №2022630201. Дата поступления 29.11.2022 г. Зарегистрировано в Реестре топологий интегральных микросхем 7.12.2022 г.
- №2022630204. Видеофильтр / Пузырев П.И., Семенов К.В., **Ерохин В.В.** и др. – Заявка №2022630204. Дата поступления 29.11.2022 г. Зарегистрировано в Реестре топологий интегральных микросхем 7.12.2022 г.

Руководитель работ

С.А. Завьялов

## ПРИЛОЖЕНИЕ В – Методика расчета минимальных длин проводников LC-фильтров

Минимизацию длин проводников межсоединений необходимо производить после того, как были вычислены параметры всех катушек индуктивности и конденсаторов LC-фильтра.

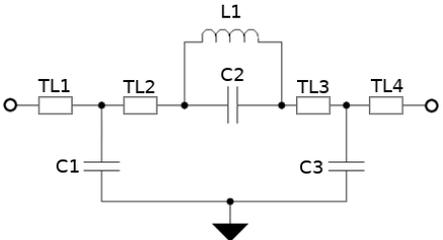
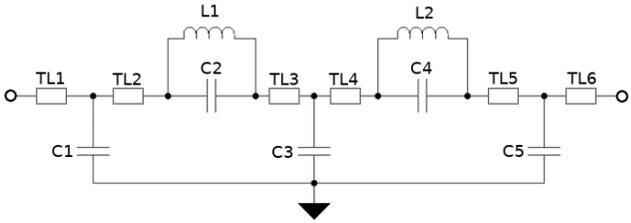
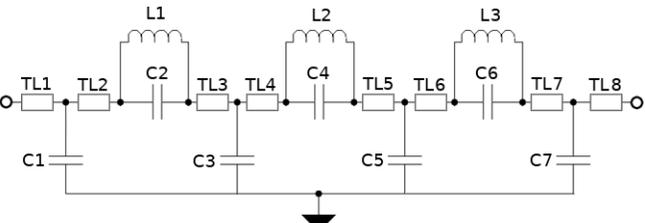
1. Выбрать в качестве  $w$ ,  $d_{in}$ ,  $N$  параметры первой катушки индуктивности: ширину витков, внутренний диаметр и количество витков соответственно.
2. Задать расстояние между катушками ( $X$ ) равным минимально возможному зазору между проводниками в технологическом процессе ( $s_{min}$ ).
3. Рассчитать индуктивность катушки ( $L_{full}$ ) по формуле (4.1).
4. Рассчитать взаимную индуктивность между катушкой и зеркально отраженной катушкой ( $M_{ind}$ ), находящейся на расстоянии  $X$  по формулам (4.2)-(4.5).
5. Рассчитать коэффициент взаимной индуктивности  $k_{ind}$  по формуле (4.6).
6. Если  $k_{ind} > 0,8$ , то увеличить расстояние  $X$  на  $s_{min}$  и повторить пункты 2-6. Если  $k_{ind} \leq 0,8$ , то записать значение  $X_{min} = X$  и перейти к пункту 7.
7. Выбрать в качестве  $w$ ,  $d_{in}$ ,  $N$  параметры следующей катушки индуктивности: ширину витков, внутренний диаметр и количество витков соответственно. Повторить пункты 2-6 для всех катушек индуктивности в фильтре.

Рассчитать минимальные длины проводников LC-фильтра по формулам, соответствующим заданному типу фильтра и приведенным в таблице В.1.  $N_f$  – порядок фильтра;  $X_{min}(L1)$  – расстояние, рассчитанное для катушки L1 в п. 6.;  $W(C1)$  – внешняя ширина конденсатора C1;  $d_{out}(L1)$  – внешний диаметр катушки L1, рассчитанный по формуле (В.1);  $X(L1,L2)$  – минимальное расстояние между катушками L1 и L2:

$$X(L1, L2) = \max(X_{min}(L1), X_{min}(L2)).$$

$$d_{out} = d_{in} + 2 \cdot w + 2 \cdot (\text{ceil}(N - 1) \cdot (w + s)), \quad (\text{В.1})$$

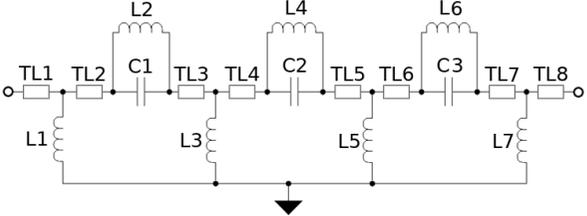
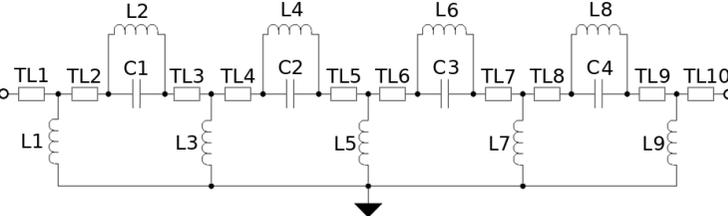
Таблица В.1. Формулы расчета минимальных длин проводников LC-фильтров

	$N_f$	Принципиальная схема	Формулы расчета длин проводников
ФНЧ типа "А"	3		$l(TL1) = l(TL2) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + X_{\min}(L1) - W(C1) - W(C2)}{2}$ $l(TL3) = l(TL4) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + X_{\min}(L1) - W(C3) - W(C2)}{2}$
	5		$l(TL1) = l(TL2) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + X_{\min}(L1) - W(C1) - W(C2)}{2}$ $l(TL3) = l(TL4) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + 0,5 \cdot d_{out}(L2) + X(L1, L2) - W(C2) - W(C3) - W(C4)}{2}$ $l(TL5) = l(TL6) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L2) + X_{\min}(L2) - W(C4) - W(C5)}{2}$
	7		$l(TL1) = l(TL2) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + X_{\min}(L1) - W(C1) - W(C2)}{2}$ $l(TL3) = l(TL4) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + 0,5 \cdot d_{out}(L2) + X(L1, L2) - W(C2) - W(C3) - W(C4)}{2}$ $l(TL5) = l(TL6) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L2) + 0,5 \cdot d_{out}(L3) + X(L2, L3) - W(C4) - W(C5) - W(C6)}{2}$ $l(TL7) = l(TL8) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L3) + X_{\min}(L3) - W(C6) - W(C7)}{2}$

	$N_f$	Принципиальная схема	Формулы расчета длин проводников
ФНЧ типа "А"	9		$l(TL1) = l(TL2) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + X_{\min}(L1) - W(C1) - W(C2)}{2}$
			$l(TL3) = l(TL4) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + 0,5 \cdot d_{out}(L2) + X(L1, L2) - W(C2) - W(C3) - W(C4)}{2}$
			$l(TL5) = l(TL6) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L2) + 0,5 \cdot d_{out}(L3) + X(L2, L3) - W(C4) - W(C5) - W(C6)}{2}$
			$l(TL7) = l(TL8) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L3) + 0,5 \cdot d_{out}(L4) + X(L3, L4) - W(C6) - W(C7) - W(C8)}{2}$
			$l(TL9) = l(TL10) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L4) + X_{\min}(L4) - W(C8) - W(C9)}{2}$
ФНЧ типа "Б"	3		$l(TL1) = \frac{\max(d_{out}(L1), d_{out}(L3)) + X(L1, L3)}{2}$
	5		$l(TL1) = \frac{\max(d_{out}(L1), d_{out}(L3)) + X(L1, L3)}{2}$ $l(TL2) = \frac{\max(d_{out}(L3), d_{out}(L5)) + X(L3, L5)}{2}$
	7		$l(TL1) = \frac{\max(d_{out}(L1), d_{out}(L3)) + X(L1, L3)}{2}$ $l(TL2) = \frac{\max(d_{out}(L3), d_{out}(L5)) + X(L3, L5)}{2}$ $l(TL3) = \frac{\max(d_{out}(L5), d_{out}(L7)) + X(L5, L7)}{2}$

	$N_f$	Принципиальная схема	Формулы расчета длин проводников
ФНЧ типа "Б"	9		$l(TL1) = \frac{\max(d_{out}(L1), d_{out}(L3)) + X(L1, L3)}{2}$
			$l(TL2) = \frac{\max(d_{out}(L3), d_{out}(L5)) + X(L3, L5)}{2}$
			$l(TL3) = \frac{\max(d_{out}(L5), d_{out}(L7)) + X(L5, L7)}{2}$
			$l(TL4) = \frac{\max(d_{out}(L7), d_{out}(L9)) + X(L7, L9)}{2}$
ФВЧ типа "А"	3		$l(TL1) = l(TL2) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + X_{\min}(L1) - W(C1)}{2}$
			$l(TL3) = l(TL4) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + X_{\min}(L1) - W(C3)}{2}$
	5		$l(TL1) = l(TL2) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + X_{\min}(L1) - W(C1)}{2}$
			$l(TL3) = l(TL4) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + 0,5 \cdot d_{out}(L2) + X(L1, L2) - W(C3)}{2}$
			$l(TL5) = l(TL6) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L2) + X_{\min}(L2) - W(C5)}{2}$
			$l(TL1) = l(TL2) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + X_{\min}(L1) - W(C1)}{2}$
	7		$l(TL3) = l(TL4) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + 0,5 \cdot d_{out}(L2) + X(L1, L2) - W(C3)}{2}$
			$l(TL5) = l(TL6) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L2) + 0,5 \cdot d_{out}(L3) + X(L2, L3) - W(C5)}{2}$
			$l(TL7) = l(TL8) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L3) + X_{\min}(L3) - W(C7)}{2}$
			$l(TL1) = l(TL2) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + X_{\min}(L1) - W(C1)}{2}$

	$N_f$	Принципиальная схема	Формулы расчета длин проводников
ФВЧ типа "А"	9		$l(TL1) = l(TL2) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + X_{\min}(L1) - W(C1)}{2}$
			$l(TL3) = l(TL4) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L1) + 0,5 \cdot d_{out}(L2) + X(L1, L2) - W(C3)}{2}$
			$l(TL5) = l(TL6) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L2) + 0,5 \cdot d_{out}(L3) + X(L2, L3) - W(C5)}{2}$
			$l(TL7) = l(TL8) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L3) + 0,5 \cdot d_{out}(L4) + X(L3, L4) - W(C7)}{2}$
			$l(TL9) = l(TL10) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L4) + X_{\min}(L4) - W(C9)}{2}$
ФВЧ типа "Б"	3		$l(TL1) = \frac{d_{out}(L1) + X_{\min}(L1)}{2}$
			$l(TL2) = \frac{d_{out}(L2) + X_{\min}(L2) - W(C1)}{2} - l(TL1)$
			$l(TL4) = \frac{d_{out}(L3) + X_{\min}(L3)}{2}$
	5		$l(TL1) = \frac{d_{out}(L1) + X_{\min}(L1)}{2}$
			$l(TL2) = \frac{d_{out}(L2) + X_{\min}(L2) - W(C1)}{2} - l(TL1)$
			$l(TL3) = l(TL4) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L2) + 0,5 \cdot d_{out}(L4) + X(L2, L4) - 0,5 \cdot W(C1) - 0,5 \cdot W(C2)}{2}$
			$l(TL6) = \frac{d_{out}(L5) + X_{\min}(L5)}{2}$
			$l(TL5) = \frac{d_{out}(L4) + X_{\min}(L4) - W(C2)}{2} - l(TL6)$

	$N_f$	Принципиальная схема	Формулы расчета длин проводников
ФВЧ типа "Б"	7		$l(TL1) = \frac{d_{out}(L1) + X_{min}(L1)}{2}$ $l(TL2) = \frac{d_{out}(L2) + X_{min}(L2) - W(C1)}{2} - l(TL1)$ $l(TL3) = l(TL4) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L2) + 0,5 \cdot d_{out}(L4) + X(L2, L4) - 0,5 \cdot W(C1) - 0,5 \cdot W(C2)}{2}$ $l(TL5) = l(TL6) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L4) + 0,5 \cdot d_{out}(L6) + X(L4, L6) - 0,5 \cdot W(C2) - 0,5 \cdot W(C3)}{2}$ $l(TL8) = \frac{d_{out}(L7) + X_{min}(L7)}{2}$ $l(TL7) = \frac{d_{out}(L6) + X_{min}(L6) - W(C3)}{2} - l(TL8)$
	9		$l(TL1) = \frac{d_{out}(L1) + X_{min}(L1)}{2}$ $l(TL2) = \frac{d_{out}(L2) + X_{min}(L2) - W(C1)}{2} - l(TL1)$ $l(TL3) = l(TL4) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L2) + 0,5 \cdot d_{out}(L4) + X(L2, L4) - 0,5 \cdot W(C1) - 0,5 \cdot W(C2)}{2}$ $l(TL5) = l(TL6) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L4) + 0,5 \cdot d_{out}(L6) + X(L4, L6) - 0,5 \cdot W(C2) - 0,5 \cdot W(C3)}{2}$ $l(TL7) = l(TL8) = \frac{0,5 \cdot d_{out}(L6) + 0,5 \cdot d_{out}(L8) + X(L6, L8) - 0,5 \cdot W(C3) - 0,5 \cdot W(C4)}{2}$ $l(TL10) = \frac{d_{out}(L9) + X_{min}(L9)}{2}$ $l(TL9) = \frac{d_{out}(L8) + X_{min}(L8) - W(C4)}{2} - l(TL10)$

Продолжение таблицы В.1.

	$N_f$	Принципиальная схема	Формулы расчета длин проводников
ПФ типа "Б"	3		$l(TL1) = l(TL2) = \frac{\max(d_{out}(L1), d_{out}(L4)) + X(L1, L4) - W(C4)}{2}$
	5		$l(TL1) = l(TL2) = \frac{\max(d_{out}(L1), d_{out}(L4)) + X(L1, L4) - W(C4)}{2}$
		$l(TL3) = l(TL4) = \frac{\max(d_{out}(L4), d_{out}(L7)) + X(L4, L7) - W(C7)}{2}$	
	7		$l(TL1) = l(TL2) = \frac{\max(d_{out}(L1), d_{out}(L4)) + X(L1, L4) - W(C4)}{2}$
$l(TL3) = l(TL4) = \frac{\max(d_{out}(L4), d_{out}(L7)) + X(L4, L7) - W(C7)}{2}$			
$l(TL5) = l(TL6) = \frac{\max(d_{out}(L7), d_{out}(L10)) + X(L7, L10) - W(C10)}{2}$			
9		$l(TL1) = l(TL2) = \frac{\max(d_{out}(L1), d_{out}(L4)) + X(L1, L4) - W(C4)}{2}$	
	$l(TL3) = l(TL4) = \frac{\max(d_{out}(L4), d_{out}(L7)) + X(L4, L7) - W(C7)}{2}$		
	$l(TL5) = l(TL6) = \frac{\max(d_{out}(L7), d_{out}(L10)) + X(L7, L10) - W(C10)}{2}$		
	$l(TL7) = l(TL8) = \frac{\max(d_{out}(L10), d_{out}(L13)) + X(L10, L13) - W(C13)}{2}$		

**ПРИЛОЖЕНИЕ Г – Методика синтеза топологий СВЧ интегральных  
LC-фильтров с минимизацией потерь в полосе пропускания**

Для расчетов рекомендуется использовать средства компьютерной алгебры, такие как MathCad или MatLab ввиду наличия большого количества формул и итераций синтеза.

1. Задать характеристики и ограничения технологического процесса, согласно таблицам 1.2 и 1.3 в указанных единицах измерений.

2. Задать характеристики требуемого фильтра согласно таблице Г.1.

Таблица Г.1. Трубуемые характеристики фильтра

Характеристика	Единица измерения	Обозначение	Комментарий
Тип фильтра	-	<i>Filters_type</i>	ФНЧ типа “А”, ФВЧ типа “А, ПФ типа “А”, ФНЧ типа “Б”, ФВЧ типа “Б, ПФ типа “Б”,
Волновое сопротивление фильтра	Ом	<i>R<sub>filt</sub></i>	
Нижняя частота среза	Гц	<i>F<sub>sr_HPF</sub></i>	Для ФНЧ задать как наименьшую частоту в полосе пропускания
Верхняя частота среза	Гц	<i>F<sub>sr_LPF</sub></i>	Для ФВЧ задать как наибольшую частоту в полосе пропускания
Максимально допустимое отклонение частот среза	Гц	<i>k</i>	
Граница нижней ПЗ	Гц	<i>F<sub>zad_HPF</sub></i>	Не задается для ФНЧ
Минимальное ослабление в нижней ПЗ	дБ	<i>A<sub>SHPF</sub></i>	(20 ; 80) Не задается для ФНЧ
Граница верхней ПЗ	Гц	<i>F<sub>zad_LPF</sub></i>	Не задается для ФВЧ
Минимальное ослабление в верхней ПЗ	дБ	<i>A<sub>SLPF</sub></i>	(20 ; 80) Не задается для ФВЧ
Максимальная неравномерность в ПП	дБ	<i>App</i>	(0,0004 ; 1,2494)
Максимальный ток	А	<i>I<sub>max</sub></i>	$I_{max} = \sqrt{\frac{P_{max}}{R_{filt}}}$

3. Рассчитать нормированные границы полос задерживания по формулам (4.19) и (4.20). Для ПФ типа “Б” в качестве нормированной границы ПЗ принять наименьшее значение из рассчитанных, а в качестве минимального ослабления в ПЗ наибольшее значение из  $A_{SLPF}$  и  $A_{SHPF}$ .

4. Расчет принципиальной схемы идеального фильтра происходит следующим образом. Для ПФ типа “А” расчет принципиальной схемы происходит отдельно для ФВЧ и ФНЧ, так как ПФ типа “А” является каскадным соединением ФВЧ типа “А” и ФНЧ типа “А”.

4.1. Произвести поиск нормированного фильтра прототипа нижних частот в справочнике по расчету фильтров (автора Зааль Р.) [17], начиная с таблицы С 0301 (94 стр.), удовлетворяющего следующие требования к фильтру:

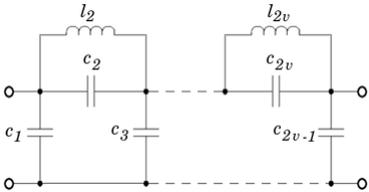
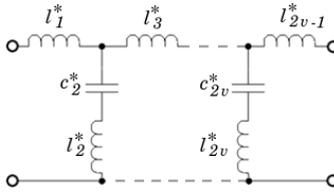
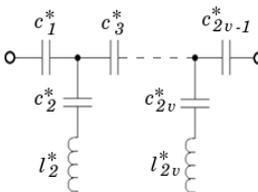
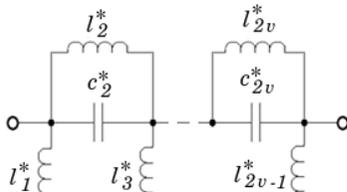
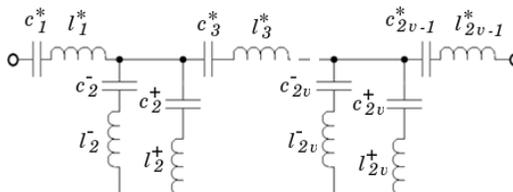
- Значение параметра  $\Omega_s$  меньше нормированной границы ПЗ, рассчитанной в п. 3.
- Значение параметра  $a_s$  больше заданного минимального ослабления в ПЗ ( $A_{SHPF}$  или  $A_{SLPF}$ ).
- Значение параметра  $a_D$  меньше заданной максимальной неравномерности в ПП ( $A_{pp}$ ).

Использовать только нечетные порядки фильтров: от 3 до 9. Первый по ходу следования фильтр-прототип, удовлетворяющий указанные требования является оптимальным.

4.2. Записать нормированные номиналы элементов оптимального фильтра прототипа, находящиеся в колонках  $c_{2\nu-1}$ ,  $l_{2\nu}$ ,  $c_{2\nu}$ , (где “ $2\nu-1$ ” – нечетные звенья, “ $2\nu$ ” – четные). Для ПФ типа “Б” дополнительно записать значения нормированных полюсов четных звеньев фильтра, находящихся в колонке  $\Omega_{\infty 2\nu}$ .

4.3. Произвести преобразование нормированного фильтра-прототипа низких частот типа “А” в нормированный ФНЧ, ФВЧ или ПФ согласно таблице Г.2. При заданном типе фильтра ФНЧ типа “А” преобразование не осуществляется.

Таблица Г.2. Преобразование схемы и номиналов элементов нормированных фильтров

Прототип ФНЧ типа “А”	ФНЧ типа “Б”	ФВЧ типа “А”	ФВЧ типа “Б”	ПФ типа “Б”
	 $l_{2v-1}^* = c_{2v-1}$ $l_{2v}^* = c_{2v}$ $c_{2v}^* = l_{2v}$	 $c_{2v-1}^* = 1/c_{2v-1}$ $c_{2v}^* = 1/c_{2v}$ $l_{2v}^* = 1/l_{2v}$	 $l_{2v-1}^* = 1/c_{2v-1}$ $l_{2v}^* = 1/c_{2v}$ $c_{2v}^* = 1/l_{2v}$	 $\tilde{\Omega}_{D+} = \sqrt{\frac{Fsr_{LPF}}{Fsr_{HPF}}} = \frac{1}{\tilde{\Omega}_{D-}}$ $a = \frac{1}{(\tilde{\Omega}_{D+} - \tilde{\Omega}_{D-})}$ $\Omega_{\infty 2v}^+ = \sqrt{\frac{\Omega_{\infty 2v}}{2 \cdot a} + 1} + \frac{\Omega_{\infty 2v}}{2 \cdot a}$ $\Omega_{-\infty 2v}^- = \sqrt{\frac{\Omega_{\infty 2v}}{2 \cdot a} + 1} - \frac{\Omega_{\infty 2v}}{2 \cdot a}$ $l_{2v-1}^* = a \cdot c_{2v-1}$ $c_{2v-1}^* = \frac{1}{l_{2v-1}^*}$ $l_{2v}^+ = \frac{1}{c_{2v}^-} = a \cdot c_{2v} \cdot \left(1 + (\Omega_{-\infty 2v}^-)^2\right)$ $l_{2v}^- = \frac{1}{c_{2v}^+} = a \cdot c_{2v} \cdot \left(1 + (\Omega_{\infty 2v}^+)^2\right)$

4.4. Произвести денормирование номиналов элементов фильтра следующим образом.

4.4.1 Задать значение нормирующей частоты  $f_B$  в соответствии с таблицей Г.3.  $F^*$  - расчетные частоты среза, которые в первом приближении равны частотам среза фильтра по ТЗ.

Таблица Г.3. Нормирующая частота

Тип фильтра	Нормирующая частота $f_B$
ФНЧ типа "А"	$f_B = F^*_{LPF}$
ФНЧ типа "Б"	
ФВЧ типа "А"	$f_B = F^*_{HPF}$
ФВЧ типа "Б"	
ПФ типа "Б"	$f_B = \sqrt{F^*_{LPF} \cdot F^*_{HPF}}$

4.4.2. Рассчитать номиналы конденсаторов по формуле (Г.1), номиналы индуктивностей по формуле (Г.2).

$$C_n = \frac{c_n^*}{2\pi \cdot f_B \cdot R_{filt}} \quad (\text{Г.1})$$

$$L_n = \frac{R_{filt} \cdot l_n^*}{2\pi \cdot f_B} \quad (\text{Г.2})$$

где  $c_n^*$  и  $l_n^*$  – нормированные номиналы элементов, определенные в пп. 4.2 и 4.3.

5. Расчет матрицы А-параметров идеального фильтра осуществляется следующим образом.

5.1. Задать функции комплексного сопротивления от частоты для каждого конденсатора по формуле (Г.3), для каждой катушки индуктивности по формуле (Г.4).

$$Z_C(C, f) = \frac{1}{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot C \cdot f} \quad (\text{Г.3})$$

$$Z_L(L, f) = i \cdot 2 \cdot \pi \cdot L \cdot f \quad (\text{Г.4})$$

где  $i$  – мнимая единица,  $C$  – емкость конденсатора,  $L$  – индуктивность катушки,  $f$  – частота.

5.2. Разбить принципиальную схему ФНЧ типа “А” и ФВЧ типа “Б” на П-звенья, а ФНЧ типа “Б”, ФВЧ типа “А” и ПФ типа “Б” на Т-звенья и рассчитать матрицу А-параметров фильтра согласно рисунку Г.1. Пример расчета сопротивлений П- и Т-звеньев фильтров 5-го порядка представлен в таблице Г.4.

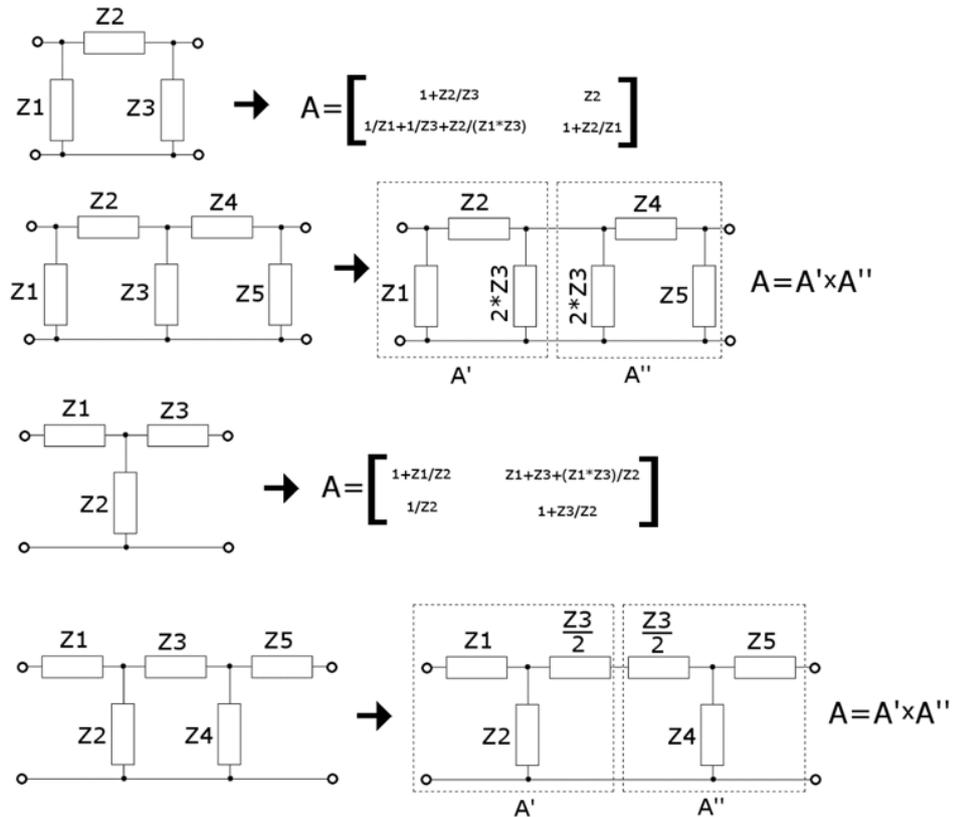


Рисунок Г.1. Расчет А-параметров четырехполюсников в виде П- и Т-звеньев

Таблица Г.4.

	Принципиальная схема	Представление в виде П- и Т-звеньев	Формулы расчета сопротивлений звеньев
ФНЧ типа “А”			$Z1 = Z_C(C1, f)$ $Z2 = \frac{Z_L(L1, f) \cdot Z_C(C2, f)}{Z_L(L1, f) + Z_C(C2, f)}$ $Z3 = Z_C(C3, f)$ $Z4 = \frac{Z_L(L2, f) \cdot Z_C(C4, f)}{Z_L(L2, f) + Z_C(C4, f)}$ $Z5 = Z_C(C5, f)$

<p>ФНЧ типа "Б"</p>			$Z1 = Z_L(L1, f)$ $Z2 = Z_L(L2, f) + Z_C(C1, f)$ $Z3 = Z_L(L3, f)$ $Z4 = Z_L(L4, f) + Z_C(C2, f)$ $Z5 = Z_L(L5, f)$
<p>ФВЧ типа "А"</p>			$Z1 = Z_C(C1, f)$ $Z2 = Z_L(L1, f) + Z_C(C2, f)$ $Z3 = Z_C(C3, f)$ $Z4 = Z_L(L2, f) + Z_C(C4, f)$ $Z5 = Z_C(C5, f)$
<p>ФВЧ типа "Б"</p>			$Z1 = Z_L(L1, f)$ $Z2 = \frac{Z_L(L2, f) \cdot Z_C(C1, f)}{Z_L(L2, f) + Z_C(C1, f)}$ $Z3 = Z_L(L3, f)$ $Z4 = \frac{Z_L(L4, f) \cdot Z_C(C2, f)}{Z_L(L4, f) + Z_C(C2, f)}$ $Z5 = Z_L(L5, f)$
<p>ПФ типа "Б"</p>			$Z1 = Z_L(L1, f) + Z_C(C1, f)$ $\frac{1}{Z2} = \frac{1}{Z_L(L2, f) + Z_C(C2, f)} + \frac{1}{Z_L(L3, f) + Z_C(C3, f)}$ $Z3 = Z_L(L4, f) + Z_C(C4, f)$ $\frac{1}{Z4} = \frac{1}{Z_L(L5, f) + Z_C(C5, f)} + \frac{1}{Z_L(L6, f) + Z_C(C6, f)}$ $Z5 = Z_L(L7, f) + Z_C(C7, f)$

6. Рассчитать и построить график АЧХ идеального фильтра по формуле (4.15).

7. По графику АЧХ определить частоты среза фильтра по уровню -3 дБ.

8. Если отклонение определенных в п.7 частот среза от требуемых превышает заданное значение ( $k$ ), то произвести корректировку расчетных частот среза ( $F^*$ ) по формуле (4.16) и повторить пункты 4.3 – 8 данной методики.

9. Оптимизация топологии катушек индуктивности по критерию получения наибольшей добротности на требуемой частоте осуществляется следующим образом.

9.1. Исходными данными для расчета являются:

- Индуктивность катушки, рассчитанная в п. 4.4.2 данной методики;
- Взаимное расположение выводов катушки, которое определяется исходя из типа фильтра и расположения катушки в принципиальной схеме согласно рисунку 4.2;
- Наибольшая частота в полосе пропускания  $F_{sr\_LPF}$ ;
- Максимальный ток  $I_{max}$ ;
- Характеристики и ограничения технологического процесса, указанные в таблицах 1.2 и 1.3 соответственно.

9.2. В качестве ширины витков катушки ( $w$ ) задать минимальную ширину проводников ( $w_{min}$ ). В качестве зазора между витками ( $s$ ) задать минимальное расстояние между проводниками ( $s_{min}$ ). Задать количество используемых слоев металлизаций ( $n_{use}$ ) равным 1.  $Q_{max}$  принять равным 0.

9.3. Рассчитать максимальный ток в витках катушки ( $I_{cond}$ ) по формуле (3.7).

9.4. Если  $I_{cond} < I_{max}$ , то увеличить ширину витков ( $w$ ) на минимальный шаг ( $min\_step$ ) и повторить п. 9.3 – 9.4.

9.5. Определить форму катушек индуктивности в зависимости от разрешенного угла поворота проводников в технологическом процессе ( $\varphi$ ):

- При  $\varphi=90^\circ$  – симметричные катушки квадратной формы;

- При  $\varphi=45^\circ$  – симметричные катушки восьмиугольной формы;
- При отсутствии ограничения – спиральные катушки круглой формы.

9.6. Расчет топологии катушки, которая соответствует заданному номиналу индуктивности, при заданной ширине витка ( $w$ ) и количестве используемых слоев металлизаций ( $n_{use}$ ) осуществляется следующим образом.

9.6.1. Для катушки с выводами с одной стороны задать количество витков ( $N$ ) равным 1, для катушки с выводами с разных сторон – равным 0,5.

9.6.2. Рассчитать внутренний диаметр катушки ( $d_{in}$ ) согласно таблице Г.5.

Таблица Г.5. Формулы расчета

Форма катушки	Расположение выводов	Формула расчета $d_{in\_min}$	Формула расчета индуктивности
Квадратная	С одной стороны	(3.1)	(2.42)
	С разных сторон	(3.2)	(2.43)
Восьмиугольная	С одной стороны	(3.3)	(2.86)
	С разных сторон	(3.4)	(2.87)
Круглая	-	$d_{in\_min} = 5 \cdot w_{min}$	(2.88)

9.6.3. Рассчитать длину выводов катушки ( $l_{io}$ ) следующим образом.

9.6.3.1. Рассчитать  $X_{min}$  по п. 2-6 методики, описанной в приложении В.

9.6.3.2. Задать длину выводов как половину расстояния  $X_{min}$ .

9.6.4. Рассчитать индуктивность катушки по формулам, указанным в таблице Г.5.

9.6.5. Увеличивая количество витков ( $N$ ) с шагом 1 и повторяя пункты 9.6.2-9.6.4 определить максимальное количество витков ( $N_{max}$ ), при котором рассчитанная индуктивность в п. 9.6.4 не превышает значение, заданное в п. 9.1.

9.6.6. Задать  $N = N_{max}$  и определить длину выводов по п. 9.6.3.

9.6.7. Увеличивая внутренний диаметр ( $d_{in}$ ) с шагом  $w_{min}$  и повторяя пункты 9.6.3-9.6.4 определить максимальный внутренний диаметр ( $d_{in\_max}$ ), при котором рассчитанная индуктивность в п. 9.6.4 не превышает значение, заданное в п. 9.1.

9.6.8. Задать  $d_{in} = d_{in\_max}$ .

9.6.9. Увеличивая внутренний диаметр ( $d_{in}$ ) с минимально возможным шагом  $min\_step$  и повторяя пункты 9.6.3-9.6.4 определить максимальный внутренний диаметр ( $d_{in\_max}$ ), при котором рассчитанная индуктивность в п. 9.6.4 не превышает значение, заданное в п. 9.1.

9.6.10. Задать  $d_{in} = d_{in\_max}$ .

9.6.11. Зафиксировать значения длины выводов ( $l_{io}$ ) и внутреннего диаметра ( $d_{in}$ ), рассчитанные в последней итерации выполнения п. 9.6.6. и 9.6.10.

9.7. Рассчитать паразитное сопротивление катушки индуктивности ( $R_{ind}$ ) по формулам (2.99)-(2.108).

9.8. Рассчитать паразитную емкость  $C_{ind}$  по формулам (2.113)-(2.115).

9.9. Рассчитать паразитную емкость к подложке  $C_{ox}$  по формуле (2.111).

9.10. Рассчитать паразитную емкость подложки  $C_{sub}$  по формуле (2.116).

9.11. Рассчитать паразитное сопротивление подложки по формуле (2.117).

9.12. Рассчитать добротность катушки индуктивности ( $Q$ ) на частоте  $F_{sr\_LPF}$ , используя формулы (2.118), (2.119), (2.124) без использования экрана и травления подложки.

9.13. Если количество слоев металлизаций в технологическом процессе ( $n_0$ ) более двух слоев металлизаций и  $n_{use} < n_0$ , то рассчитать паразитную емкость к заземленному экрану по формуле (2.126) и добротность катушки с экраном ( $Q_{SHD}$ ) на частоте  $F_{sr\_LPF}$ , используя формулы (2.118), (2.124), (2.125).

9.14. Если завод-изготовитель предоставляет возможность травления подложки под катушками индуктивности, то рассчитать добротность катушки при полностью вытравленной подложке ( $Q_{SE}$ ) используя формулы (2.118) и (2.127).

9.15. Если  $Q_{max} < \max(Q, Q_{SHD}, Q_{SE})$ , то зафиксировать параметры топологии  $w$ ,  $d_{in}$ ,  $l_{io}$ ,  $n_{use}$ , как оптимальные. Если  $Q > \max(Q_{SHD}, Q_{SE})$ , то задать параметр  $EN="No SHD"$  как оптимальный и  $Q_{max}=Q$ . Если  $Q_{SHD} > \max(Q, Q_{SE})$ , то задать  $EN="SHD"$  и  $Q_{max}=Q_{SHD}$ . Если  $Q_{SE} > \max(Q, Q_{SHD})$ , то задать  $EN="SUB_ETCH"$  и  $Q_{max}=Q_{SE}$ .

9.16. Увеличить ширину витков ( $w$ ) на  $min\_step$  и повторить п. 9.3-9.15.

9.17. Повторять п. 9.16 до достижения ширины витков ( $w$ ) максимально возможного значения ( $w_{max}$ ).

9.18. Принять ширину витков ( $w$ ), равную  $w_{min}$ . Увеличить количество используемых слоев металлизаций ( $n_{use}$ ) на 1 и выполнить п. 9.3-9.17.

9.19. Повторять п. 9.18 до достижения количества используемых слоев металлизаций ( $n_{use}$ ) равному количеству слоев металлизаций в технологическом процессе ( $n_0$ ).

9.20. Зафиксировать оптимальные параметры топологии  $w, d_{in}, l_{io}, n_{use}, EN$ .

10. Произвести оптимизацию топологий выполняя п. 9 для всех катушек индуктивности, рассчитанных в п. 4.4.2.

11. Оптимизация топологий МИМ конденсаторов осуществляется следующим образом. Критерием оптимизации является получение требуемого номинала с минимальным периметром обкладок.

11.1. Исходными данными для расчета являются:

- Емкость конденсатора ( $C$ ), рассчитанная в п. 4.4.2 данной методики;
- Характеристики и ограничения технологического процесса, указанные в таблицах 1.2 и 1.3 соответственно.

11.2. Задать минимально возможные размеры МИМ конденсатора:

$$w_{MIM} = l_{MIM} = w_{min} \cdot$$

11.3. Рассчитать емкость МИМ-конденсатора ( $C_{cap}$ ) по формуле (2.110), где за ширину принимается  $w_{MIM}$ , за длину –  $l_{MIM}$ , за диэлектрическую проницаемость –  $\epsilon_{MIM}$ , за расстояние между обкладками –  $h_{MIM}$ .

11.4. Если рассчитанная емкость ( $C_{cap}$ ) больше заданного номинала конденсатора ( $C$ ), то перейти к п. 11.8, пропуская п 11.5-11.7.

11.5. Рассчитать ориентировочную длину ( $l_{MIM}$ ) и ширину ( $w_{MIM}$ ) обкладок МИМ-конденсатора по формуле (3.8) не учитывающей краевые эффекты.

11.6. Одновременно уменьшать длину ( $l_{MIM}$ ) и ширину ( $w_{MIM}$ ) обкладок МИМ-конденсатора с шагом  $min\_step$  для до достижения наименьшего

отклонения рассчитанной емкости ( $C_{cap}$ ) по формуле (2.110) от заданного номинала ( $C$ ).

11.7. Скорректировать длину ( $l_{MIM}$ ) обкладок конденсатора в диапазоне  $\pm 5$  минимальных шагов ( $min\_step$ ) для получения наименьшего отклонения рассчитанной емкости ( $C_{cap}$ ) по формуле (2.110) от заданного номинала ( $C$ ).

11.8. Зафиксировать параметры топологии МИМ-конденсатора  $w_{MIM}$ ,  $l_{MIM}$  как оптимальные.

12. Оптимизация топологий встречно-штыревых конденсаторов (ВШК) осуществляется следующим образом.

12.1. Исходными данными для расчета являются:

- Емкость конденсатора ( $C$ ), рассчитанная в п. 4.4.2 данной методики;
- Наибольшая частота в полосе пропускания  $F_{sr\_LPF}$ ;
- Характеристики и ограничения технологического процесса, указанные в таблицах 1.2 и 1.3 соответственно.

12.2. Задать количество используемых слоев металлизаций ( $n_{use}$ ) равным 1. Задать ширину пальцев ( $w_{fin}$ ) и зазор между пальцами ( $s_{fin}$ ) исходя из ограничений технологического процесса на минимальную ширину проводников и минимальный зазор между проводниками:

$$w_{fin} = s_{fin} = \max(w_{min}, s_{min}).$$

12.3. Задать количество пальцев ( $N_{fin}$ ) равным 5.

12.4. Рассчитать длину пальцев по формуле:

$$l_{fin} = w_{fin} \cdot (2 \cdot N_{fin} - 8).$$

12.5. Рассчитать емкость ВШК ( $C_{cap}$ ) по формулам (2.124)-(2.127).

12.6. Если рассчитанная емкость ( $C_{cap}$ ) больше заданного номинала конденсатора ( $C$ ), то перейти к п. 12.9, пропуская п 12.7-12.8.

12.7. Увеличивать количество пальцев ( $N_{fin}$ ) с шагом 1 и выполнять п.12.4-12.5 до достижения наименьшего отклонения рассчитанной емкости ( $C_{cap}$ ) от заданного номинала ( $C$ ).

12.8. Скорректировать длину пальцев ВШК ( $l_{fin}$ ) в диапазоне  $\pm 5$  минимальных шагов ( $min\_step$ ) для получения наименьшего отклонения рассчитанной емкости ( $C_{cap}$ ) по формулам (2.124)-(2.127) от заданного номинала ( $C$ ).

12.9. Зафиксировать полученные параметры ВШК  $w_{fin}$ ,  $s_{fin}$ ,  $l_{fin}$ ,  $N_{fin}$ ,  $n_{use}$ .

12.10. Рассчитать паразитное сопротивление обкладок ВШК ( $R_{cap}$ ) по формуле (2.140).

12.11. Рассчитать паразитную индуктивность ВШК ( $L_{cap}$ ) по формуле (2.141).

12.12. Рассчитать паразитную емкость  $C_{OX}$  по формуле (2.142).

12.14. Рассчитать паразитную емкость подложки  $C_{SUB}$  по формуле (2.143).

12.15. Рассчитать паразитное сопротивление подложки  $R_{SUB}$  по формуле (2.144).

12.16. Рассчитать добротность ВШК  $Q_{cap}$  на наивысшей частоте полосы пропускания  $F_{sr\_LPF}$  по формуле (3.9) где параметры  $A_{21}$  и  $A_{11}$  рассчитываются по формулам (2.130), (2.131).

12.17. Зафиксировать значение  $Q_{cap}$  для соответствующего параметра  $n_{use}$ .

12.18. Увеличивая количество используемых слоев металлизаций ( $n_{use}$ ) с шагом 1 до значения  $n_{ID}$  и выполняя п. 12.3 – 12.17, найти  $n_{use}$  при котором рассчитанная добротность  $Q_{cap}$  будет наибольшей.

12.19. Топология ВШК с определенным в п. 12.18 количеством используемых слоев металлизаций  $n_{use}$  и соответствующими параметрами  $w_{fin}$ ,  $s_{fin}$ ,  $l_{fin}$ ,  $N_{fin}$  является оптимальной.

13. Если технологический процесс предусматривает реализацию МИМ конденсаторов в специализированных слоях, то выполнить поиск оптимальных топологий каждого МИМ конденсатора по п. 11 с номиналами, определенными в п. 4.4.2, в противном случае выполнить поиск оптимальных топологий каждого ВШК по п. 12.

14. Выполнить расчет длин проводников фильтра по методике, представленной в приложении В.

15. Расчет матрицы А-параметров фильтра осуществляется следующим образом.

15.1. Рассчитать матрицы А-параметров всех катушек индуктивности в составе фильтра по формулам (2.118)-(2.121).

15.2. Рассчитать матрицы А-параметров всех конденсаторов в составе фильтра по формулам (2.128)-(2.131).

15.3. Рассчитать матрицы А-параметров всех проводников межсоединений в составе фильтра по формулам (2.145)-(2.148).

15.4. Рассчитать матрицу А-параметров фильтра по формулам, приведенным в таблице Г.6.  $N$  – порядок фильтра;  $A(X)$  – матрица А – параметров  $\Pi$  - модели элемента  $X$ ;  $A_{par}$  – матрица А-параметров параллельно соединенных четырехполюсников, рассчитываемая по формуле (4.9);  $A_{pop}$  - матрица А-параметров поперечных звеньев фильтра, рассчитываемая по формуле (4.10). Принципиальные схемы с соответствующими номерами элементов, представлены в таблице В.1.

Таблица Г.6. Расчет матрицы А-параметров фильтра

	$N_f$	А-матрица фильтра
ФНЧ типа "А"	3	$A = A(TL1) \times A_{pop}(A(C1)) \times A_{par}(Y_{par}(L1, C2)) \times A(TL3) \times A_{pop}(A(C3)) \times A(TL4)$
	5	$A = A(TL1) \times A_{pop}(A(C1)) \times A_{par}(Y_{par}(L1, C2)) \times A(TL3) \times A_{pop}(A(C3)) \times$ $\times A(TL4) \times A_{par}(Y_{par}(L2, C4)) \times A(TL5) \times A_{pop}(A(C5)) \times A(TL6)$
	7	$A = A(TL1) \times A_{pop}(A(C1)) \times A_{par}(Y_{par}(L1, C2)) \times A(TL3) \times A_{pop}(A(C3)) \times$ $\times A(TL4) \times A_{par}(Y_{par}(L2, C4)) \times A(TL5) \times A_{pop}(A(C5)) \times A(TL6) \times$ $\times A_{par}(Y_{par}(L3, C6)) \times A(TL7) \times A_{pop}(A(C7)) \times A(TL8)$
	9	$A = A(TL1) \times A_{pop}(A(C1)) \times A_{par}(Y_{par}(L1, C2)) \times A(TL3) \times A_{pop}(A(C3)) \times A(TL4)$ $\times A_{par}(Y_{par}(L2, C4)) \times A(TL5) \times A_{pop}(A(C5)) \times A(TL6) \times A_{par}(Y_{par}(L3, C6)) \times A(TL7) \times$ $A_{pop}(A(C7)) \times A(TL8) \times A_{par}(Y_{par}(L4, C8)) \times A(TL9) \times A_{pop}(A(C9)) \times A(TL10)$

	$N_f$	А-матрица фильтра
ФНЧ типа "Б"	3	$A = A(L1) \times A_{pop}(A(TL1) \times A(C1) \times A(L2)) \times A(L3)$
	5	$A = A(L1) \times A_{pop}(A(TL1) \times A(C1) \times A(L2)) \times A(L3) \times$ $\times A_{pop}(A(TL2) \times A(C2) \times A(L4)) \times A(L5)$
	7	$A = A(L1) \times A_{pop}(A(TL1) \times A(C1) \times A(L2)) \times A(L3) \times A_{pop}(A(TL2) \times A(C2) \times A(L4)) \times$ $\times A(L5) \times A_{pop}(A(TL3) \times A(C3) \times A(L6)) \times A(L7)$
	9	$A = A(L1) \times A_{pop}(A(TL1) \times A(C1) \times A(L2)) \times A(L3) \times A_{pop}(A(TL2) \times A(C2) \times A(L4)) \times$ $\times A(L5) \times A_{pop}(A(TL3) \times A(C3) \times A(L6)) \times A(L7) \times A_{pop}(A(TL4) \times A(C4) \times A(L8)) \times A(L9)$
ФВЧ типа "А"	3	$A = A(TL1) \times A(C1) \times A(TL2) \times A_{pop}(A(L1) \times A(C2)) \times A(TL3) \times A(C3) \times A(TL4)$
	5	$A = A(TL1) \times A(C1) \times A(TL2) \times A_{pop}(A(L1) \times A(C2)) \times A(TL3) \times A(C3) \times$ $\times A(TL4) \times A_{pop}(A(L2) \times A(C4)) \times A(TL5) \times A(C5) \times A(TL6)$
	7	$A = A(TL1) \times A(C1) \times A(TL2) \times A_{pop}(A(L1) \times A(C2)) \times A(TL3) \times A(C3) \times A(TL4) \times$ $\times A_{pop}(A(L2) \times A(C4)) \times A(TL5) \times A(C5) \times A(TL6) \times$ $\times A_{pop}(A(L3) \times A(C6)) \times A(TL7) \times A(C7) \times A(TL8)$
	9	$A = A(TL1) \times A(C1) \times A(TL2) \times A_{pop}(A(L1) \times A(C2)) \times A(TL3) \times A(C3) \times A(TL4) \times$ $\times A_{pop}(A(L2) \times A(C4)) \times A(TL5) \times A(C5) \times A(TL6) \times A_{pop}(A(L3) \times A(C6)) \times$ $\times A(TL7) \times A(C7) \times A(TL8) \times A_{pop}(A(L4) \times A(C8)) \times A(TL9) \times A(C9) \times A(TL10)$
ФВЧ типа "Б"	3	$A = A(TL1) \times A_{pop}(A(L1)) \times A(TL2) \times A_{par}(Y_{par}(L2, C1)) \times$ $\times A(TL3) \times A_{pop}(A(L3)) \times A(TL4)$
	5	$A = A(TL1) \times A_{pop}(A(L1)) \times A(TL2) \times A_{par}(Y_{par}(L2, C1)) \times A(TL3) \times$ $\times A_{pop}(A(L3)) \times A(TL4) \times A_{par}(Y_{par}(L4, C2)) \times A(TL5) \times A_{pop}(A(L5)) \times A(TL6)$
	7	$A = A(TL1) \times A_{pop}(A(L1)) \times A(TL2) \times A_{par}(Y_{par}(L2, C1)) \times A(TL3) \times$ $\times A_{pop}(A(L3)) \times A(TL4) \times A_{par}(Y_{par}(L4, C2)) \times A(TL5) \times A_{pop}(A(L5)) \times A(TL6) \times$ $\times A_{par}(Y_{par}(L6, C3)) \times A(TL7) \times A_{pop}(A(L7)) \times A(TL8)$

	$N_f$	А-матрица фильтра
ФВЧ типа "Б"	9	$A = A(TL1) \times A_{pop}(A(L1)) \times A(TL2) \times A_{par}(Y_{par}(L2, C1)) \times A(TL3) \times A_{pop}(A(L3)) \times$ $\times A(TL4) \times A_{par}(Y_{par}(L4, C2)) \times A(TL5) \times A_{pop}(A(L5)) \times A(TL6) \times A_{par}(Y_{par}(L6, C3)) \times$ $\times A(TL7) \times A_{pop}(A(L7)) \times A(TL8) \times A_{par}(Y_{par}(L8, C4)) \times A(TL9) \times A_{pop}(A(L9)) \times A(TL10)$
ПФ типа "Б"	3	$A = A(C1) \times A(L1) \times A_{pop}(A(TL1) \times A(C2) \times A(L2)) \times$ $\times A_{pop}(A(TL2) \times A(C3) \times A(L3)) \times A(C4) \times A(L4)$
	5	$A = A(C1) \times A(L1) \times A_{pop}(A(TL1) \times A(C2) \times A(L2)) \times$ $\times A_{pop}(A(TL2) \times A(C3) \times A(L3)) \times A(C4) \times A(L4) \times$ $\times A_{pop}(A(TL3) \times A(C5) \times A(L5)) \times A_{pop}(A(TL4) \times A(C6) \times A(L6)) \times A(C7) \times A(L7)$
	7	$A = A(C1) \times A(L1) \times A_{pop}(A(TL1) \times A(C2) \times A(L2)) \times$ $\times A_{pop}(A(TL2) \times A(C3) \times A(L3)) \times A(C4) \times A(L4) \times$ $\times A_{pop}(A(TL3) \times A(C5) \times A(L5)) \times A_{pop}(A(TL4) \times A(C6) \times A(L6)) \times A(C7) \times A(L7) \times$ $\times A_{pop}(A(TL5) \times A(C8) \times A(L8)) \times A_{pop}(A(TL6) \times A(C9) \times A(L9)) \times A(C10) \times A(L10)$
	9	$A = A(C1) \times A(L1) \times A_{pop}(A(TL1) \times A(C2) \times A(L2)) \times$ $\times A_{pop}(A(TL2) \times A(C3) \times A(L3)) \times A(C4) \times A(L4) \times$ $\times A_{pop}(A(TL3) \times A(C5) \times A(L5)) \times A_{pop}(A(TL4) \times A(C6) \times A(L6)) \times A(C7) \times A(L7) \times$ $\times A_{pop}(A(TL5) \times A(C8) \times A(L8)) \times A_{pop}(A(TL6) \times A(C9) \times A(L9)) \times A(C10) \times A(L10) \times$ $\times A_{pop}(A(TL7) \times A(C11) \times A(L11)) \times A_{pop}(A(TL8) \times A(C12) \times A(L12)) \times A(C13) \times A(L13)$
ПФ типа "А"	3-9	$A = A_{HPF} \times A_{LPF}$ <p><math>A_{HPF}</math> – матрица А- параметров ФВЧ типа "А"</p> <p><math>A_{LPF}</math> – матрица А- параметров ФНЧ типа "А"</p>

16. Оптимизация топологий проводников межсоединений по критерию получения наименьших потерь в полосе пропускания фильтров осуществляется следующим образом.

16.1. Исходными данными для расчета являются длины проводников, рассчитанные в п.14, а также характеристики и ограничения технологического процесса.

16.2. Задать ширины всех проводников ( $w_{cond}$ ) равными минимально допустимой шириной ( $w_{min}$ ). Количество используемых слоев металлизаций ( $n_{use}$ ) задать равным 1. Параметр  $EN$  задать равным “No SHD”, что означает отсутствие экрана под проводником. Принять  $K_{max} = -100$ .

16.3. Рассчитать максимальный ток в витках катушки ( $I_{cond}$ ) по формуле (3.7).

16.4. Если  $I_{cond} < I_{max}$ , то увеличить ширину проводников ( $w_{cond}$ ) на минимальный шаг ( $min\_step$ ) и повторить п. 16.2 – 16.3.

16.5. Рассчитать матрицу А-параметров фильтра, выполнив п.15.

16.6. Построить график АЧХ фильтра по формуле (4.15).

16.7. На графике определить частоты среза фильтра по уровню -3 дБ относительно минимального ослабления в полосе пропускания.

16.8. Рассчитать средний коэффициент передачи фильтра ( $K$ ) по формуле (3.10).

16.9. Если  $K > K_{max}$ , то зафиксировать параметры проводников  $w_{cond}$ ,  $n_{use}$ ,  $EN$  как оптимальные.

16.10. Увеличивать ширины всех проводников ( $w_{cond}$ ) с шагом  $min\_step$  и выполнять п.16.3-16.9 до достижения ширины проводников максимально допустимого значения ( $w_{max}$ ).

16.11. Задать  $w_{cond} = w_{min}$ .

16.12. Увеличивать количество используемых слоев металлизаций ( $n_{use}$ ) с шагом 1 и выполнять п.16.3-16.11 до достижения  $n_{use} = n_0$ .

16.13. Параметр  $EN$  задать равным “SHD”, что означает наличие под проводником заземленного экрана, выполненного в нижнем слое металлизации.

16.14. Выполнить п. 16.3- 16.12. Последние зафиксированные в п. 16.9 параметры топологий проводников являются оптимальными.

17. Рассчитать матрицу А-параметров фильтра с оптимизированными топологиями катушек индуктивности, конденсаторов и проводников, выполнив п. 15.

18. Построить график АЧХ фильтра по формуле (4.15).

19. Определить наибольший коэффициент передачи в полосе пропускания фильтра ( $K_{max}$ ).

20. На графике определить частоты среза ( $f_{sr\_HPF}$ ,  $f_{sr\_LPF}$ ) фильтра по уровню -3 дБ относительно минимального ослабления в полосе пропускания.

21. Определить ослабление в полосах задерживания относительно полосы пропускания по формулам (4.17) –(4.18).

22. Если рассчитанное в п. 21 ослабление в полосе задерживания меньше значения, заданного техническим заданием, то значение необходимого ( $A_{SHPF}$  и/или  $A_{SLPF}$ ) ослабления увеличивается на разницу между ослаблением в реальном фильтре и ослаблением, заданным в ТЗ. Так осуществляется поправка крутизны фильтра для технологического процесса, в котором синтезируется фильтр с учетом потерь в полосе пропускания. Корректировка крутизны происходит один раз при первом расчете реального фильтра.

23. Произвести поиск оптимального фильтра прототипа, удовлетворяющего требованиям ТЗ, в частности требование к новому значению необходимого ослабления в полосе задерживания ( $A_{SHPF}$  и/или  $A_{SLPF}$ ), рассчитать номиналы элементов идеального фильтра и оптимизировать топологии элементов фильтра для новых номиналов элементов, выполняя п. 4 - 16.

24. Выполнить п. 17 – 20. Если определенные по АЧХ в п. 20 частоты среза реального фильтра ( $f_{sr\_HPF}$ ,  $f_{sr\_LPF}$ ) отклоняются от заданных ( $F_{sr\_HPF}$ ,  $F_{sr\_LPF}$ ) более чем на  $k$ , то произвести корректировку расчетных частот среза ( $F^*$ ) по формуле (4.16) и выполнить п. 4.3 – 4.4 и п.10,13,14,16-20 данной методики.

25. Реализовать топологию фильтра с рассчитанными параметрами всех элементов согласно типовым топологиям, приведенным на рис. 4.2.