

Министерство науки и высшего образования
Российской Федерации

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

А.О. Белоусов, В.О. Гордеева

Оптимизация помехозащитных структур
с модальным разложением

Томск
Издательство ТУСУРа
2023

УДК 621.391.8+621.315.2.05

ББК 32.845.8+32.845.6

Б438

Рецензент

Газизов Т. Т., д-р техн. наук

Белоусов, Антон Олегович

Б438 Оптимизация помехозащитных структур с модальным разложением: моногр. / А. О. Белоусов, В. О. Гордеева. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2023. – 136 с.

ISBN 978-5-6050216-8-1

Систематизированы основные подходы к оптимизации полосковых и кабельных структур с модальным разложением. Рассмотрены основные методы локальной и глобальной оптимизации. Для каждого метода даны краткое описание, последовательность действий, выполняемых в процессе оптимизации, и математические выражения, лежащие в их основе. Приведена оценка эффективности, достоинств, ограничений и недостатков рассмотренных алгоритмов. Представлены формулировка основных критериев оптимизации и общий вид многокритериальной целевой функции. Показаны результаты одно- и многокритериальной оптимизации полосковых и кабельных структур на примере некоторых описанных алгоритмов по сформулированным критериям.

Для разработчиков радиоэлектронной аппаратуры, студентов и аспирантов радиотехнических специальностей.

УДК 621.391.8+621.315.2.05

ББК 32.845.8+32.845.6

Научное издание

Белоусов Антон Олегович

Гордеева Виктория Олеговна

ОПТИМИЗАЦИЯ ПОМЕХОЗАЩИТНЫХ СТРУКТУР

С МОДАЛЬНЫМ РАЗЛОЖЕНИЕМ

Монография

Подписано в печать 20.12.23. Усл. печ. л. 7,91.

Формат 60х84/16. Тираж 100 экз. Заказ № 303.

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования «Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники»

634050, г. Томск, пр. Ленина, 40. Тел. (3822) 533018.

ISBN 978-5-6050216-8-1

© Белоусов А.О., Гордеева В.О., 2023

© Томск. гос. ун-т систем упр.
и радиоэлектроники, 2023

Оглавление

Список сокращений.....	5
Введение	6
1 Моделирование и оптимизация помехозащитных структур с модальным разложением.....	9
1.1 Подходы к моделированию распространения электрических сигналов.....	9
1.2 Вычисление временного отклика	11
1.3 Помехозащита радиоэлектронных устройств	13
1.4 Генерация сверхвысоочастотных импульсов	19
1.5 Основные подходы к оптимизации.....	20
1.6 Постановка цели работы	22
2 Методы локальной и глобальной оптимизации	25
2.1 Эвристический поиск	26
2.2 Методы локальной оптимизации	29
2.2.1 Градиентный спуск.....	30
2.2.2 Метод сопряженных градиентов	32
2.2.3 Метод доверительных областей	33
2.2.4 Симплекс-метод Нелдера-Мида	36
2.2.5 Классический метод Пауэлла	38
2.3 Методы глобальной оптимизации.....	40
2.3.1 Генетический алгоритм.....	41
2.3.2 Эволюционные стратегии	45
2.3.3 Метод случайного поиска	47
2.3.4 Метод имитации отжига.....	50
2.3.5 Алгоритм роя частиц	52
2.4 Выводы	53
3 Критерии оптимизации структур с модальным разложением.....	55
3.1 Основные критерии оптимизации	55
3.2 Многокритериальная целевая функция	58
3.3 Амплитудные критерии	59
3.4 Временные критерии	60
3.5 Критерий согласования.....	62
3.6 Массогабаритный критерий.....	62
3.7 Стоимостной критерий.....	64
3.8 Частотные критерии	66
3.9 Глазковые критерии в общем виде.....	68
3.10 Выводы	70

4	Оптимизация структур с модальным разложением.....	71
4.1	Специфика оптимизации полосковых и кабельных структур с модальным разложением.....	71
4.1.1	Полосковые структуры.....	71
4.1.2	Кабельные структуры	72
4.2	Однокритериальная оптимизация	78
4.2.1	Эвристический поиск	78
4.2.2	Последовательная оптимизация полоскового модального фильтра с использованием эвристического поиска и генетического алгоритма	81
4.2.3	Генетический алгоритм	86
4.2.4	Эволюционные стратегии	91
4.2.5	Метод случайного поиска	102
4.3	Многокритериальная оптимизация	111
4.3.1	Эвристический поиск	111
4.3.2	Генетический алгоритм	113
4.3.3	Эволюционные стратегии	115
4.3.4	Случайный поиск	117
4.4	Выводы	119
	Заключение.....	121
	Литература.....	124

Список сокращений

ГА – генетический алгоритм
МПЛ – микрополосковая линия
МПЛП – многопроводная линия передачи
МФ – модальный фильтр
ПДЭМВ – преднамеренное электромагнитное воздействие
ПП – печатная плата
РЭС – радиоэлектронные средства
СКИ – сверхкороткий импульс
СП – случайный поиск
СШП – сверхширокополосный
ЦС – целостность сигнала
ЦФ – целевая функция
ЭМВ – электромагнитное воздействие
ЭМП – электромагнитные помехи
ЭМС – электромагнитная совместимость
ЭП – эвристический поиск
ЭС – эволюционная стратегия
ЭСР – электростатический разряд

Введение

Современные радиоэлектронные средства (РЭС) занимают всё более значимое место в жизни человека. Применение РЭС различной степени сложности в разных областях, начиная от бытовой и заканчивая космической, приводит к обострению проблемы обеспечения её электромагнитной совместимости (ЭМС). Важной задачей ЭМС является обеспечение помехозащищенности РЭС. Необходимость обеспечения ЭМС критичных РЭС подтверждается исследованиями в этом направлении, причем в разных секторах (академическом, университетском, отраслевом) инженерных наук, известными научными школами под руководством: Л.Н. Кечиева (Россия, ВШЭ-МГИЭМ), С.А. Сухорукова (Россия, производство), В.Е. Фортова (Россия, РАН), J.L. ter Haseborg (Германия, Гамбургский технологический университет), W. Radasky (США, корпорация, МЭК).

Как известно, электромагнитные помехи (ЭМП) подразделяются в зависимости от пути распространения на излучаемые и кондуктивные. Кондуктивные помехи опасны тем, что проникают в РЭС непосредственно по проводникам, например через сигнальные проводники или цепи питания. Вопросы ЭМС печатных узлов и стойкости полупроводниковых компонентов к воздействию электростатических разрядов, разработки схем и методов защиты от ЭМП, функциональной безопасности РЭС отражены в работах Б.Б. Акбашева, Н.В. Балюка, З.М. Гизатуллина, В.Ю. Кирилова, С.Ф. Чермошнцева. Так, современные исследования отечественных и зарубежных ученых показывают уязвимость РЭС к ЭМП, в особенности к сверхширокополосным ЭМП или сверхкоротким импульсам (СКИ). Их спектр перекрывает большую часть диапазонов работы РЭС, а из-за малой длительности импульса основная энергия генератора расходуется на увеличение его амплитуды, что вызывает значительное повышение напряженности электрического поля. Сильное электрическое поле приводит к пробоем полупроводниковых приборов и конденсаторов в помехоподавляющих фильтрах, а время срабатывания варисторов и разрядников может значительно превышать длительность СКИ. Исследования по созданию генераторов импульсов и оценке устойчивости РЭС к воз-

действию электромагнитных полей, а также разработке методов и средств оценки влияния электромагнитных импульсов отражены в работах А.М. Белянцева, В.П. Беличенко, В.И. Кошелева, Л.О. Мыровой, Ю.В. Парфенова.

В этой связи коллективами научно-исследовательских лабораторий «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств» и «Фундаментальные исследования по электромагнитной совместимости» успешно ведутся исследования по разработке устройств для защиты РЭС от СКИ – модальных фильтров (МФ) и защитных меандровых линий. Принцип действия устройств основан на технологии модальной фильтрации (разложении СКИ на последовательность импульсов меньшей амплитуды из-за разности задержек мод в полосковых или кабельных структурах с неоднородным диэлектрическим заполнением). Большой вклад в исследование технологии модальной фильтрации внесли Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий и др.

Наиболее популярным в научном сообществе сегодня является решение задачи направленного синтеза на основе различных подходов, среди которых есть эволюционные, стохастические и детерминированные методы оптимизации. Большой вклад в исследование их применения в прикладных задачах внесли Z. Altman, E. Altshuler, C.G. Christodoulou, K. Christos, R. Mittra, Y. Rahmat-Samii, K. Sotirios, Л. Гладков, А. Еремеев, В. Курейчик, Т. Панченко и др. Между тем одним из основных этапов проектирования МФ является оптимизация. В процессе оптимизации выполняется ручной или алгоритмический перебор оптимизируемых параметров в указанном диапазоне по одному или нескольким критериям. Однако нередко на этапе оптимизации разработчик сталкивается с различными проблемами: выбор и настройка наиболее эффективного алгоритма, задание подходящих диапазонов оптимизации, требуемого (-ых) критерия (-ев) и др.

Поэтому основная цель монографии – познакомить читателя с результатами многолетней работы её авторов по разработке новых и совершенствованию существующих алгоритмов, критериев и подходов к оптимизации полосковых и кабельных структур с модальным разложением.

Авторы благодарны коллективам научно-исследовательских лабораторий «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств» и «Фундаментальные исследования по электромагнитной совместимости», в которых были получены результаты, представленные в монографии.

1 МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПОМЕХОЗАЩИТНЫХ СТРУКТУР С МОДАЛЬНЫМ РАЗЛОЖЕНИЕМ

1.1 Подходы к моделированию распространения электрических сигналов

Здесь рассмотрены общие подходы к моделированию распространения электрических сигналов, проведен выбор методов вычисления матриц параметров, выполнен обзор исследований по вычислению временного отклика многопроводной линии передачи (МПЛП) [1], а также рассмотрены подходы к задачам оптимизации.

Массовое внедрение РЭС в различные сферы деятельности, а особенно в управление критичными системами, например, в атомной, военной, транспортной и космической отраслях, сделало жизнь современного общества сильно зависящей от РЭС. Эта зависимость становится все более опасной из-за уязвимости аппаратуры к воздействию электромагнитных помех, поскольку уровни таких помех непрерывно возрастают (из-за роста плотности монтажа, компоновки и трассировки, а также роста уровней и частот воздействия), а уровни восприимчивости компонентов снижаются (с уменьшением запаса помехоустойчивости из-за снижения напряжения питания интегральных схем). Всё чаще возникают ситуации, когда удовлетворительное функционирование систем невозможно, что для критичных систем совершенно недопустимо, поскольку связано с риском огромных материальных потерь, человеческих жертв и даже катастроф.

В общем случае распространение электрических сигналов в межсоединениях описывается уравнениями Максвелла. Следовательно, строгое решение задачи вычислительного моделирования межсоединений требует численного решения уравнений Максвелла для граничных условий, определяемых конфигурацией межсоединений, при начальных значениях, задаваемых электрическими сигналами в межсоединениях. Однако необходимые для этого вычислительные затраты оказываются крайне высокими даже для относительно простых конфигураций. Поэтому такой анализ, назы-

ваемый электродинамическим или полноволновым (поскольку он учитывает все типы волн, возникающие в межсоединениях), используется при анализе межсоединений, как правило, только на частотах в десятки и сотни гигагерц.

При статическом подходе делается упрощающее предположение, что в межсоединениях отсутствуют потери, дисперсия и высшие типы волн и может распространяться только основная, поперечная волна. Это сводит уравнения Максвелла к телеграфным уравнениям, решение которых гораздо проще, но весьма точно для большинства практических межсоединений. При допущении распространения только поперечной волны получаются довольно точные результаты даже при наличии небольших потерь в межсоединениях. Этот случай известен как квазистатический подход. При нём произвольная схема межсоединений представляется обобщенной схемной моделью, напряжения и токи в любой точке которой определяются из телеграфных уравнений для каждого отрезка МПЛП с учётом граничных условий на концах отрезков, задаваемых окончаниями. В результате, благодаря квазистатическому подходу, моделирование распространения электрических сигналов в межсоединениях делится на три задачи, решение которых можно искать независимо друг от друга:

- определение матриц параметров отрезков МПЛП;
- определение параметров неоднородностей;
- определение отклика схемы МПЛП на заданное воздействие.

Показано, что решение любой из этих задач, несмотря на упрощения квазистатического подхода, может оказаться весьма сложным в зависимости от сложности конфигураций отрезков МПЛП, их соединений между собой, сложности конфигураций неоднородностей окончаний и наличия в окончаниях комплексных и нелинейных элементов.

Особо важна первая из этих трёх задач. Действительно, значения параметров матриц играют ключевую роль, поскольку в интегральном виде содержат в себе всю информацию о геометрической конфигурации и электрических свойствах материалов проводников и диэлектриков, составляющих межсоединение. Между тем простые соотношения этих параметров позволяют приближённо определить основные характеристики одиночных и связанных

межсоединений. Наконец, некоторые методы определения параметров отрезков МПЛП пригодны и для решения второй задачи, т.е. позволяют определить и параметры неоднородностей.

Задача определения параметров неоднородностей на стыках и концах отрезков МПЛП сложнее предыдущей, поскольку, как правило, требует вычислительно затратного трёхмерного моделирования сложных конфигураций и разработки для него соответствующих моделей алгоритмов и программ.

Решение заключительной задачи определения отклика схемы МПЛП на заданное воздействие может оказаться довольно сложным, например, при учёте дисперсии или при изменении параметров отрезков межсоединений по длине отрезка. Кроме того, трудности возникают при учёте нелинейного характера окончаний межсоединений, произвольных воздействий, а также в схемах со сложной конфигурацией соединений отрезков МПЛП. Однако для некоторых важных частных случаев воздействий и конфигураций возможны простые и даже аналитические решения, позволяющие вычислить форму сигнала в заданной точке схемы межсоединений.

1.2 Вычисление временного отклика

Для лучшего понимания принципов линий передачи представлена схема замещения [2] с сосредоточенными элементами для элемента длины 2-проводной линии передачи (третий проводник опорный) (рисунок 1.1).

Обозначения элементов эквивалентной схемы: собственные (L_{11} , L_{22}) и взаимная (L_m) индуктивности проводников структуры; собственные (C_{11} , C_{22}) и взаимная (C_m) емкости; собственные (G_{11} , G_{22}) и взаимная (G_m) проводимости, обусловленные потерями в диэлектриках; собственные (R_{11} , R_{22}) и взаимное (R_m) сопротивления, обусловленные потерями в проводниках.

В [3] впервые рассмотрено, как можно использовать непосредственно матричную алгебру для решения с минимальными затратами громоздкой и трудной задачи анализа МПЛП. В [4] приведена МПЛП в установившемся режиме, а в [5] – решение задачи переходного анализа симметрированной МПЛП непосредственно через

определённый интеграл от функции Бесселя, применяя матричную теорию и преобразование Лапласа. В [6] показан вывод телеграфных уравнений, описывающих МПЛП.

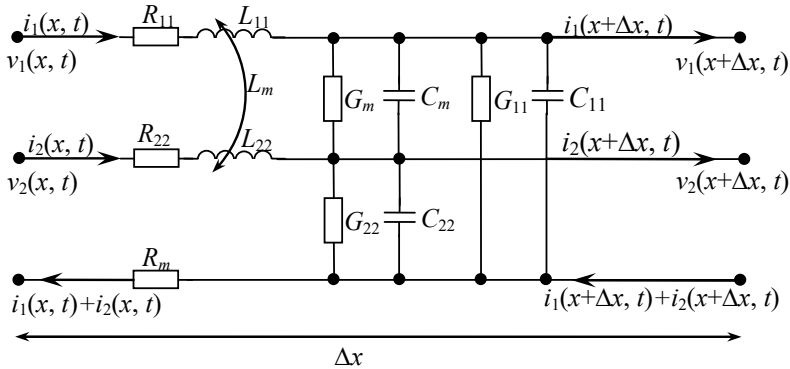


Рисунок 1.1 – Схема замещения элемента длины 2-проводной линии передачи

В [7] проанализированы формы напряжения на выходе МПЛП без потерь, без ограничения двумя линиями и без допущения слабой связи между ними, а также введены важные понятия схемы согласованного окончания и эквивалентной схемы для МПЛП. В [8] с помощью матричного анализа развита теория распространения волн в МПЛП без потерь с неоднородными диэлектриками.

Существенным вкладом в анализ МПЛП является монография [9], в которой, наряду с МПЛП без потерь с однородным диэлектрическим заполнением, показана квази-ТЕМ теория МПЛП с малыми потерями и неоднородным диэлектрическим заполнением. В последней главе книги на примерах линий передачи с неоднородным диэлектриком представлены пределы точности квазистатических аппроксимаций.

Известна посвящённая вычислению временного отклика МПЛП статья [10], которая отличается тем, что в ней рассматриваются и сравниваются несколько методов расчета формы напряжений на выходе линий, основанных на использовании известных параметров теории цепей. К ним относятся методы пошагового во времени решения телеграфных уравнений, нормальных волн во временной

области, нормальных волн в частотной области, а также метод свертки, использующий функции Грина для линии. Последний позволяет исследовать наиболее общий случай линий с потерями, нагруженных нелинейными цепями.

1.3 Помехозащита радиоэлектронных устройств

В настоящее время проблема преднамеренных электромагнитных воздействий (ПДЭМВ) приобретает все большую актуальность в различных глобальных областях жизнедеятельности человека. Так, в [11] эта проблема рассматривается как очевидная угроза непосредственно объектам транспортной инфраструктуры, защита от которой требует как новых технических, так и законодательных решений. Кроме того, согласно [12], реальную угрозу ПДЭМВ отмечают и представители предприятий топливно-энергетического комплекса. По их мнению, неоправданным является отсутствие в законодательстве и в нормативных правовых актах необходимой регламентации вопросов защиты систем информационной инфраструктуры объектов топливно-энергетического комплекса от вмешательства посредством ПДЭМВ. Между тем актуально создание соответствующих устройств защиты сетей связи и питания. Безопасность критичной инфраструктуры очень важна для современного общества, потому что её некорректное функционирование может привести к значительным потерям. Кроме того, угроза ПДЭМВ на РЭС может привести к её сбою или неисправности. Отдельное внимание необходимо уделить мощным преднамеренным электромагнитным импульсам наносекундного и субнаносекундного диапазонов, поскольку они способны проникать в различную РЭС [13, 14]. Особенно опасно воздействие СКИ, так как существующие сетевые фильтры не защищают от них [15]. Известны промышленные устройства, защищающие от СКИ, но большие габариты и высокая стоимость ограничивают радиус их применения [16]. Однако в настоящее время нет эффективной защиты непосредственно против СКИ. Между тем увеличение роли РЭС при функционировании важнейших объектов инфраструктуры делает эту защиту необходимой.

Данный вопрос постоянно обсуждается на конференциях AMEREM/EUROEM/ASIAEM. Например, еще на конференции ASIAEM 2015 выделена отдельная секция «Преднамеренные электромагнитные помехи: угрозы, влияния и защита» и даже созданы отдельные специальные секции «Создание устройств защиты и методов испытания» и «Оценка воздействия преднамеренных электромагнитных помех на критичную инфраструктуру».

В монографии [17] рассмотрены вопросы помехоустойчивости, а также информационной безопасности вычислительной техники при кондуктивных воздействиях непосредственно по сети электропитания. Примечательны результаты экспериментальных исследований, показавшие, что использование широко известных наружных устройств защиты, к примеру сетевых фильтров и источников бесперебойного питания, не позволяет достичь значительного уменьшения уровня электромагнитных помех при воздействии импульса непосредственно по сети электропитания, к тому же с уменьшением длительности импульса уменьшается и его ослабление. Актуальна работа [18], которая весьма полезна для системного подхода к решению задач помехозащиты РЭС. Известна также книга по заземлению [19], изучение которой полезно для понимания не только принципов, но и нюансов грамотного проектирования системы схемной, силовой и корпусной земли. Рассмотрены фундаментальные основы целостности сигнала (ЦС) [20], а также системный подход к анализу ЦС при разработке высокоскоростной аппаратуры [21]. Изложены теоретические основы линий передачи, применяемые для анализа ЦС при конструировании цифровых и аналоговых электронных систем [22, 23]. Представлено электрическое моделирование и проектирование 3D интегральных схем (ИС) [24]. Для изучения специфических вопросов ЭМС ИС полезна работа [25].

Электростатическому разряду (ЭСР) посвящены монографии ученых из МИЭМ, КАИ и МАИ. Описана природа возникновения статического электричества с физической точки зрения и его преобразование в ЭСР, рассмотрен принцип воздействия ЭСР на электронные устройства, методики и средства защиты такой аппаратуры на различных стадиях проектирования и на стадиях изготовления, транспортировки, монтажа непосредственно на объекте,

эксплуатации, а также особая программа для контроля и управления электростатической обстановкой при эксплуатации [26]. Изложены сведения, полезные для понимания явлений ЭСР и практики защиты от его последствий [27, 28]. Известен ряд диссертаций (МИЭМ, МАИ, СПбГТУ) по проблеме ЭСР. В частности, в [29] рассматриваются решения по обеспечению стойкости критичной РЭС к воздействию ЭСР. В кандидатских диссертациях ученых из МАИ изложены простые аналитические оценки временного отклика на воздействие ЭСР в оплетку кабеля [30, 31]. В кандидатской диссертации [32] выполнены оценки воздействия СКИ на сеть Ethernet.

Естественно отметить безусловного лидера публикаций результатов самых новых в мире исследований в области ЭМС, которым был и остается журнал «IEEE Transactions on EMC», в отдельных статьях которого представлено большое количество полезных и актуальных разработок, применимых для создания технологии помехозащиты критичной РЭС, например по исследованию фильтра электромагнитных помех с экстракцией паразитных элементов каждого из его компонентов [33] или экстракции частотной зависимости параметров материалов [34]. Помимо отдельных статей в текущих номерах, примечательны его тематические выпуски, из которых можно отметить посвященные аэрокосмической ЭМС [35], целостности питания и ЭМС на уровне печатных плат (ПП) [36], применению нанотехнологий в ЭМС (нано-ЭМС) [37].

Достоинны внимания работы, опубликованные в авторитетном отечественном журнале «Технологии ЭМС». Ярким примером является юбилейный 50-й номер журнала, основная часть которого содержит статьи, связанные с методами экспериментальной оценки электромагнитной стойкости космических аппаратов [38] и уровня напряжённости электрического поля промышленных радиопомех от линий электропередач в метровом диапазоне длин волн [39], стандартизацией в области ЭМС для военных и гражданских систем [40], развитием многофункциональных информационных систем, функционирующих в сложных электромагнитных средах [41], достижениями функциональной безопасности систем и оборудования в связи с электромагнитными помехами [42].

Традиции Цюрихского симпозиума по ЭМС достойно продолжил Азиатско-Тихоокеанский, например в 2012 г. исследовано влияние паразитной индуктивности на границе контактов соединителя на уровень электромагнитных излучений [43]. Моделирование помехоустойчивости ПП представлено на примере создания на основе измеренных данных модели ИС (последовательный интерфейс ARINC для авионики) в соответствии с документом IEC 62433-4 [44]. Показан метод оценки устойчивости электронных устройств к воздействию повторяющихся коротких электромагнитных импульсов, позволяющий выбрать оптимальные параметры импульсов и предсказать результаты воздействия в зависимости от параметров импульсов [45]. Изложено создание моделей ИС для моделирования ЭСР на системном уровне [46]. Для проектирования сложных электромагнитных систем с учетом ЭМС приведено сравнение производительности пяти эволюционных алгоритмов оптимизации, из которых дифференциальная эволюция и генетический алгоритм (ГА) продемонстрировали наиболее высокую скорость сходимости [47]. На примере оптимизации межсоединений ИС с помощью ГА рассмотрено применение облачной и параллельной систем для моделирования и оптимизации ЭМС ИС [48]. Выполнено экспериментальное сравнение излучений от двух ПП с одинаковыми электрическими схемами, показавшее в диапазоне от 120 МГц до 1 ГГц до 22 дБ меньший уровень излучений платы, спроектированной непосредственно с учетом рекомендаций по ЭМС [49].

Активно исследуются технологии разработки фильтров, интегрированных в структуру ПП. Примечательной является предложенная конструкция фильтра, объединяющего в себе фильтр синфазной моды и корректор (equalizer) дифференциальной моды [50]. Представлены конструкции интегрированных планарных фильтров синфазной моды [51, 54]. Рассматриваются также паразитные и взаимные связи в фильтрах [55]. Изучена экстракция магнитных параметров элементов планарных фильтров [56]. В [57] представлены методы расчета первичных параметров полосковых связанных линий, применение связанных линий для создания корректоров фазочастотных характеристик, а также изложены основы анализа и проектирования таких устройств. Между тем устройства

фазовой обработки сигналов с использованием цепей с распределенными параметрами описаны в классических работах зарубежных исследователей [58, 59] и в ряде работ отечественных исследователей [60–62]. Варианты фильтров поглощающего типа рассмотрены в работах [63–67].

Изучены свойства связанных линий передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением в поперечном сечении [68]. Искажения сигнала, возникающие под влиянием неоднородного диэлектрического заполнения, представлены на реальном примере трёх связанных микрополосковых линий (МПЛ) [69], а также на примере двух связанных линий при наличии значительных отражений сигналов [70]. Также показано, что искажения могут проявляться из-за потерь в земле [71, 72].

Приведены искажения сигнала из-за взаимных связей в витках меандровых линий, применяемых в цифровых схемах в качестве линий задержки [73–79]. В качестве сверхвысокочастотных устройств используются связанные структуры в виде С-секций [80–83].

Рассмотрен отрезок многопроводной МПЛ, а также исследованы искажения сигнала в активном проводнике линии, возникающие из-за различия задержек распространяющихся мод [84]. Эти искажения названы модальными и исследуются при отсутствии иных искажений в зависимости от числа связанных линий и характеризующих их параметров. В [85] представлено использование модальных явлений [86–88] для защиты непосредственно от СКИ в линиях передачи. На примере отрезка связанных линий продемонстрировано разложение импульсного сигнала на пару импульсов, имеющих в 2 раза меньшую амплитуду. В [85] показано, что в процессе распространения импульса по отрезку линии с неоднородным диэлектрическим заполнением из N проводников (не считая опорного) на импульс могут воздействовать модальные искажения, это может приводить к разложению исходного импульса на N импульсов меньшей амплитуды ввиду различия погонных задержек мод (τ_i) в линии. Представлены общие подходы к проектированию печатного МФ для защиты сетевого порта 100 Мбит/с [89–91]. С этой целью в системе TALGAT [92] разработаны программы

сквозного анализа эффекта модального разложения непосредственно в полосковых структурах. Они позволяют задавать произвольные параметры поперечных сечений; вычислять матрицы погонных коэффициентов электростатической (C) и электромагнитной (L) индукции, погонных сопротивлений (R) для учета потерь в проводниках и погонных проводимостей (G) для оценки потерь в диэлектриках, а также задержки мод связанных линий; выполнять параметрическую оптимизацию поперечного сечения линии с помощью ГА; вычислять частотный отклик и временной отклик на периодические воздействия различной формы для многокаскадных фильтров с учетом потерь и без них; анализировать рассеивание мощности входного воздействия на резисторах пассивного проводника и нагрузке фильтра с учетом потерь и без; моделировать эксперимент и др.

Из вышесказанного следует, что для защиты от СКИ используются различные подходы и устройства. Однако традиционные устройства защиты имеют следующие недостатки: низкое быстродействие (например, газоразрядные устройства при быстром нарастании входного сигнала имеют запаздывающее срабатывание); наличие полупроводниковых компонентов (варисторы, стабилитроны), отличающихся высоким быстродействием, но уязвимых к воздействию радиации, что означает малый срок службы; влияние паразитных индуктивностей выводов (TVS-диоды); сложность проектирования и высокая стоимость. Поэтому одним из перспективных методов защиты видится использование многопроводных МФ на основе обычных микрополосковых линий.

Примечательна работа, в которой описывается тестовая эксплуатация МФ в территориальных органах МЧС России [93]. Помимо преимуществ МФ, в работе отражены сферы внедрения данных устройств. Кроме того, приведены статистические данные эксплуатации тестовых образцов МФ для защиты сетевых адаптеров вычислительной техники и серверного оборудования (5 персональных компьютеров, 3 сервера) в ГУ МЧС России по Томской области. Монтаж МФ для защиты серверного оборудования осуществлялся непосредственно в серверных стойках, а рабочих станций – непосредственно на рабочих местах. Отмечено, что во время эксплуатации произошло около трех скачков напряжения сети энергоснаб-

жения, в результате одного из них вышли из строя коммутатор локальной сети и сетевые адаптеры на двух персональных компьютерах, а оборудование, защищенное МФ, не пострадало.

1.4 Генерация сверхвысокочастотных импульсов

В настоящее время актуальна задача генерации мощных СВЧ-импульсов из-за все более осознаваемой потребности противодействия робототехническим комплексам, в особенности беспилотным летающим аппаратам [94]. Представляется, что со временем исходящая от таких комплексов угроза будет только возрастать, а это делает актуальными соответствующие исследования и разработки по электромагнитному противодействию [95].

Белянцевым А.М. была проработана концепция нелинейной линии, позволившая создать генератор радиоимпульсов [96]. Автор показал возможность прямого эффективного преобразования униполярного импульса в радиоимпульс при его распространении в линии передачи с ферритом при наличии пространственной дисперсии. Необходимым условием эффективной генерации в таких линиях является фазовый синхронизм между ударным фронтом и возбуждаемой им волной. Это условие в случае стационарного фронта ударной волны означает равенство фазовой скорости излучения и скорости стационарного фронта: $v_r = v_{ph}(\omega)$. Поскольку групповая скорость излучаемой волны меньше фазовой $v_g(\omega) < v_{ph}(\omega)$, ВЧ-энергия оттекает из области фронта со скоростью $v_r - v_g(\omega)$, формируя цуг колебаний. Одним из главных достоинств работы [96] стала экспериментальная демонстрация возможности возбуждения большого числа колебаний в цуге (>10) [97]. Пространственная дисперсия в таких системах сформирована посредством перекрестных емкостных связей, т.е. в их основе лежит не эффект гиромагнитной прецессии, а периодическая структура передающей линии. Как отмечается в [96], длительность генерируемого радиоимпульса и частота заполнения ограничены ВЧ-потерями в передающей линии.

Между тем среди востребованных источников мощных СВЧ-импульсов можно выделить узкополосные приборы, основанные на использовании релятивистского электронного пучка, а также сверхширокополосные (СШП) генераторы на основе полупроводниковых ключей [98–100]. Два данных класса генераторов, несмотря на их преимущества, имеют также определенные недостатки: релятивистские приборы являются достаточно крупногабаритными, а твердотельные СШП-генераторы при их небольших размерах излучают относительно небольшую энергию. Поэтому поиск нового подхода к созданию источников мощных СВЧ-импульсов, в которых сочетаются компактность, характерная для твердотельных генераторов, и высокая излучаемая энергия, достигаемая за счет использования множества твердотельных элементов в одном устройстве, в отличие от СШП-генераторов, где используются единичные обострители, является актуальной задачей. В частности, интерес представляет подход, в котором СВЧ-мощность, формируемая в периодически расположенных обострителях, распределяется между некоторым количеством колебаний (более 10) за счет искусственной дисперсии в передающей линии [101]. Обычно в таком подходе рассматривают двухпроводные линии передачи.

1.5 Основные подходы к оптимизации

Проблема оптимизации сложных систем становится одной из основных в области искусственного интеллекта, потому что включает в себя всевозможные технические, социально-экономические и другие задачи [102]. Она часто представляется в виде целевой функции (ЦФ), которая задает соотношение внутренних и внешних параметров (притом, что задана она не всегда в аналитическом виде, а иногда даже в виде «черного ящика»), и некоторого набора начальных данных и ограничений на решение [103]. Для большого количества этих задач детерминированные методы решения не подходят или же не способны обеспечить необходимую степень точности [104]. Возникает потребность в другом подходе – в использовании эволюционных методов глобальной оптимизации

[105] и намеренном использовании элемента случайности в алгоритме поиска. При этом сама случайность будет применяться для накопления данных о поведении объекта исследования и управления. Основные достоинства этих методов [106, 107]: повышенное быстродействие; значительные надежность и помехоустойчивость; высокая робастность, т.е. малочувствительность к нерегулярностям поведения ЦФ, наличию случайных ошибок при вычислении функции; довольно простая внутренняя реализация; малая чувствительность к росту размерности множества оптимизации; возможность естественного ввода в процесс поиска операции обучения и самообучения; эвристические процедуры адаптации, получившиеся в рамках известных схем случайного поиска, для построения новых алгоритмов.

Оптимизация различных РЭС является ключевым этапом их проектирования, а основные подходы к оптимизации РЭС охватывают широкий спектр технологий и методов, нацеленных на улучшение их производительности, эффективности и надежности. Рассмотрим несколько основных направлений оптимизации современных РЭС.

1. Оптимизация энергопотребления

С учетом развития беспроводных технологий и мобильных устройств снижение энергопотребления РЭС является критически важным. Это включает в себя разработку эффективных методов управления энергией, оптимизацию работы беспроводных модулей и использование энергосберегающих компонентов.

2. Оптимизация частотного спектра

Подходы к оптимизации частотного спектра включают в себя методы управления полосой пропускания, алгоритмы динамического выделения частот и улучшение спектральной эффективности.

3. Оптимизация производительности

Для критичных РЭС важна оптимизация времени отклика, скорости передачи данных и общей производительности. Это может включать в себя оптимизацию алгоритмов обработки сигналов, улучшение методов модуляции и демодуляции.

4. Оптимизация антенных систем

Эффективность передачи и приема сигналов существенно зависит от конструкции антенн. Оптимизация антенных систем вклю-

чает в себя выбор подходящей формы и типа антенн, адаптацию к различным условиям распространения сигнала и минимизацию искажений.

5. Оптимизация систем управления

Управление РЭС требует эффективных алгоритмов и систем контроля. Оптимизация систем управления может включать в себя разработку адаптивных и интеллектуальных алгоритмов, способных к адаптации в условиях различных требований.

6. Оптимизация с учетом шумов и помех

Как отмечалось ранее, в условиях сложной электромагнитной обстановки различных РЭС важна оптимизация устройств с учетом возникающих шумов и помех (в т.ч. проблемы ПДЭМВ). Оптимизация по данному направлению включает в себя улучшение методов фильтрации сигналов и отношения сигнал/шум, а также повышение помехозащищенности от внешних воздействий.

1.6 Постановка цели работы

Из краткого обзора, приведённого ранее, следует, что, ввиду увеличения разновидностей и числа РЭС и стремления к их быстрой разработке и миниатюризации, проблема обеспечения ЭМС становится все более актуальной. В то же время из-за значительного увеличения влияния ЭМВ на функционирование РЭС ужесточаются требования к обеспечению ЭМС РЭС. Тенденция к этому возникает из-за конструктивного усложнения РЭС, роста верхних частот полезных и помеховых сигналов, увеличения плотности монтажа ПП, совершенствования возможностей генераторов преднамеренных ЭМВ, а также необходимости учёта взаимовлияний на уровнях элементов, блоков и систем [15].

Как уже отмечено, особое внимание уделяется кондуктивным помехам, распространяющимся по проводникам, например через сигнальные проводники или через цепи питания. Для защиты от них традиционно применяются защитные устройства (например, LC - и RC -фильтры, варисторы, разрядники, TVS-диоды), подсоединяемые к защищаемой цепи. Однако существуют кондуктивные помехи, длительность которых находится в наносекундном и суб-

наносекундном диапазоне (СКИ). При формировании СКИ из-за его малой длительности основная энергия генератора расходуется на увеличение его амплитуды [108]. Высокая амплитуда помехового импульса приводит к пробоем полупроводниковых приборов [109] и конденсаторов в помехоподавляющих фильтрах на сосредоточенных параметрах, а время срабатывания варисторов и разрядников может значительно превышать длительность СКИ [110], что делает их бесполезными. Кроме того, эти устройства способны ухудшить массогабаритные характеристики защищаемых РЭС. Наконец, при воздействии СКИ на оборудование энергия не успевает распределиться по элементам структуры. Из-за локализации энергии в одной точке увеличивается вероятность отказа в чувствительных областях. В связи с тем что повсеместно применяемые устройства защиты от помех могут оказаться неэффективными из-за особенностей СКИ различной природы в условиях современной электромагнитной обстановки, возникает необходимость в разработке новых защитных устройств.

Решением является применение технологии модальной фильтрации, принцип действия которой заключается в разложении СКИ на последовательность импульсов меньшей амплитуды. Это осуществимо в полосковых и кабельных структурах с неоднородным диэлектрическим заполнением, а само разложение достижимо из-за разности задержек мод, распространяющихся в этих структурах. Такие устройства называют МФ и меандровыми линиями задержки (или защитными меандрами). Условие полного разложения импульса в МФ длиной l заключается в том, чтобы общая длительность импульса t_{Σ} была меньше минимального модуля разности задержек мод $t_{\Sigma} < l_{\min} |\tau_i - \tau_k|$, $i, k = 1, \dots, N$, $i \neq k$, где $\tau_{i(k)}$ – погонная задержка $i(k)$ -й моды линии. В то же время при проектировании любого МФ целесообразна параметрическая и/или структурная оптимизация для улучшения их защитных характеристик. Первый вид оптимизации подразумевает изменение значений геометрических параметров поперечного сечения конкретного МФ (ширины проводников, расстояния между ними, толщины проводников и диэлектриков и др.), а второй – добавление дополнительных элементов в структуру МФ (проводников, дополнительных

диэлектрических слоев, вырезов и др.). В то время как структурная оптимизация часто выполняется эмпирическим путем (с использованием опыта практического моделирования и оптимизации), параметрическая оптимизация осуществима различными способами: от использования эвристического поиска (ЭП) до методов глобальной оптимизации (эволюционные алгоритмы, детерминированные и стохастические методы оптимизации и др.).

Исследования, посвященные разработке новых и совершенствованию существующих алгоритмов, критериев и подходов к оптимизации полосковых и кабельных МФ, ведутся авторами данной монографии на протяжении многих лет. Таким образом, целью публикации монографии является систематизация результатов многолетних исследований, посвященных различным подходам к оптимизации полосковых и кабельных структур с модальным разложением.

2 МЕТОДЫ ЛОКАЛЬНОЙ И ГЛОБАЛЬНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ

При проектировании защитных устройств на основе полосковых или кабельных структур важно понимать, что на характеристики даже самой простой структуры значительное влияние может оказать широкий диапазон возможных параметров (геометрических, электрофизических, схемных и др.). В задачах достижения высокой эффективности и надежности подобных структур их оптимизация играет ключевую роль. Она позволяет получить параметры проектируемых структур, удовлетворяющие заданным требованиям. В самых различных системах моделирования задач ЭМС на уровнях различных модулей присутствуют встроенные оптимизаторы (алгоритмы с предустановленными настройками), применяемые для оптимизации практически любого параметра, включая геометрические размеры, свойства материалов, а также форму сигнала возбуждения.

Задачи оптимизации имеют большое разнообразие их классов. От класса задачи зависит подбор метода для эффективного ее решения. Классификацию задач определяют ЦФ и допустимая область (задается системой неравенств и равенств или более сложным алгоритмом). Алгоритмы оптимизации в свою очередь классифицируют на глобальные и локальные. Первые сходятся к какому-либо локальному экстремуму ЦФ. В случае ЦФ с единственным экстремумом он и будет глобальным максимумом/минимумом. Вторые имеют дело с многоэкстремальными ЦФ. При глобальном поиске основной задачей является выявление тенденций глобального поведения ЦФ.

Во многих современных системах моделирования задач ЭМС реализован предварительный анализ чувствительности (sensitivity analysis), позволяющий заметно улучшить работу основных применяемых алгоритмов. Он призван выполнять быструю оценку влияния на рабочие характеристики небольших изменений параметров модели, предоставляя важные начальные условия для работы алгоритмов. Анализ чувствительности также позволит оценить влияние допусков изготовления проектируемой структуры на изменение её

рабочих характеристик за один или несколько вычислительных циклов.

2.1 Эвристический поиск

Эвристический поиск (ЭП) реализуется путем ручного изменения параметров непосредственно в исполняемом файле исследуемой структуры. Пример задания геометрических параметров поперечного сечения при построении типовой 3-проводной МПЛ показан на рисунке 2.1.

SET "w1" 1000.0e-6	w1 = 1000.0e-6
SET "w2" 1000.0e-6	w2 = 1000.0e-6
SET "w3" 1000.0e-6	w3 = 1000.0e-6
SET "f0" 1.e9	f0 = 1.e6
SET "h" 323.e-6	h = 325.5e-6
SET "t" 178.e-6	t = 43.2e-6
SET "s1" 11.0e-6	s1 = 287.1e-6
SET "s2" 90.0e-6 <i>a</i>	s2 = 24.7e-6 <i>б</i>

Рисунок 2.1 – Пример задания параметров поперечного сечения на языке Talgat_script (*a*) и Python (*б*)

В общем случае ЭП – алгоритм, или просто эвристика – определяется как алгоритм со следующими свойствами:

- 1) он обычно находит хорошие, хотя не обязательно оптимальные, решения;
- 2) его можно быстрее и проще реализовать, чем любой известный точный алгоритм (т.е. тот, который гарантирует оптимальное решение).

Понятия «хороший» и «обычно» в свойстве 1 меняются от задачи к задаче. Например, если для решения задачи все известные точные алгоритмы требуют нескольких лет машинного времени, то можно принять любое нетривиальное приближенное решение, которое может быть получено за разумное время. С другой стороны, имея быстрое, близкое к оптимальному решение, можно стремиться все же к точному решению.

Хотя не существует универсальной структуры, которой можно описать эвристические алгоритмы, многие из них основываются

или на методе частных целей, или на методе подъема («восхождение в гору»). Один общий подход к построению эвристических алгоритмов заключается в перечислении всех требований к точному решению и разделении требований на два класса, например:

- 1) которые легко удовлетворить;
- 2) которые не так легко удовлетворить.

Или:

- 1) которые должны быть удовлетворены;
- 2) по отношению к которым мы могли бы пойти на компромисс.

Тогда цель построения алгоритма – создать алгоритм, гарантирующий выполнение требований 1-го класса, но не обязательно 2-го. Это не означает, что для удовлетворения требований 2-го класса не делается никаких попыток, это просто означает, что не может быть дано никаких гарантий, что они будут удовлетворены. Часто очень хорошие алгоритмы должны рассматриваться как эвристические. Например, предположим, что имеется быстрый алгоритм, который, кажется, работает на всех тестовых задачах, но нет возможности доказать, что алгоритм правильный. Пока не дано такое доказательство, алгоритм следует рассматривать как эвристику [111].

Рассмотрим последовательность действий при оптимизации МФ. При этом мы считаем, что построено поперечное сечение оптимизируемой структуры, вычислены матрицы первичных и вторичных погонных параметров, создана электрическая схема, заданы нагрузки и воздействие.

1. На первом этапе важно определить оптимизируемые параметры поперечного сечения. Их выбор зависит от ряда условий: ЦФ при оптимизации; основного типа электрической связи в структуре; важности обеспечения согласованности структуры с включаемым трактом; наличия неизменных параметров поперечного сечения; важности сохранения симметрии/асимметрии оптимизируемой структуры и др.

Например, оптимизируемой структурой является N -проводная МПЛ: оптимизация выполняется по амплитудному критерию (минимизация максимального напряжения на выходе МПЛ); согласование имеет значение; неизменным параметром является значение

ϵ_r , подложки; сохранение симметрии не важно. На основе этих данных можно определить оптимизируемые параметры: зазоры между проводниками s_i , толщину проводников t , толщину подложки h . Значение ширины проводников w сильно зависит от волнового сопротивления МПЛ, из-за чего его также лучше принять неизменным.

2. На втором этапе важно определить диапазоны глобальных оптимумов для каждого параметра, т.е. определить диапазоны значений, при выходе за которые результат ЦФ заметно ухудшается.

Выполнять данный пункт можно разными способами: фиксировать один оптимизируемый параметр и последовательно (с небольшим шагом) равномерно изменять остальные (следа за поведением искомой ЦФ); фиксировать один параметр и неравномерно изменять остальные; фиксировать все искомые параметры и изменять один искомый параметр. На практике последний вариант видится наиболее перспективным, поскольку в задачах оптимизации МФ у каждого искомого параметра может быть один-единственный глобальный оптимум (например, при комбинации параметров $s = 300$ мкм, $t = 30$ мкм и $h = 500$ мкм может быть одно возможное значение ЦФ, которое мы не сможем получить, к примеру, изменив значение s на 1000 мкм и подбирая остальные параметры. Это связано с тем, что только значение параметра s в большей степени оказывает влияние на электромагнитную связь между проводниками в МПЛ (также влияние оказывает значение параметра t , однако на практике мы ограничены возможными значениями данного параметра, максимальное из которых составляет примерно 200 мкм для технологии ПП).

3. На последнем этапе следует уменьшить шаг изменения оптимизируемых параметров, внимательно следя за поведением искомой ЦФ. С помощью этого получится максимально приблизиться к глобальному экстремуму ЦФ.

Несомненно, важнейшим условием при оптимизации является опыт практического моделирования МФ, который может стать подспорьем при выборе оптимизируемых и фиксируемых параметров.

2.2 Методы локальной оптимизации

Локальные алгоритмы выполняют поиск решений в окрестности начального значения параметра, поэтому их рекомендуется применять для моделей, близких к оптимальным. Эти методы эффективны в том случае, когда задача оптимизации имеет множество локальных оптимумов и цель заключается в поиске наилучшего значения вблизи начальной точки. Несмотря на свою эффективность при поиске локальных оптимумов, подобные алгоритмы зачастую сталкиваются с проблемой сходимости к локальным экстремумам, игнорируя глобальные. По этой причине применение локальных алгоритмов требует тщательного выбора начальных точек оптимизируемых параметров, которые могут оказать существенное влияние на результат оптимизации.

В качестве локальных алгоритмов рассмотрим:

1. Градиентный спуск.

1.1 Основная идея: движение в сторону наискорейшего убывания ЦФ.

1.2 Основное преимущество: прост в реализации, эффективен на выпуклых ЦФ.

1.3 Основной недостаток: подвержен попаданию в локальные экстремумы.

2. Метод сопряженных градиентов.

2.1 Основная идея: использование сопряженных направлений для более эффективной оптимизации.

2.2 Основное преимущество: эффективен для квадратичных ЦФ и ЦФ с выпуклыми участками.

2.3 Основной недостаток: чувствителен к условиям задачи.

3. Метод доверительных областей.

3.1 Основная идея: ограничение оптимизации задачей в некоторой области.

3.2 Основное преимущество: эффективен при оптимизации сложных ЦФ, учитывает нелинейности.

3.3 Основной недостаток: выбор размера области может быть затруднителен.

4. Симплекс-метод Нелдера-Мида.

4.1 Основная идея: использование симплекса (многогранника, образованного точками в пространстве параметров) для итеративного улучшения приближения.

4.2 Основное преимущество: эффективен при оптимизации сложных функций (например, зашумленных).

4.3 Основной недостаток: медленная сходимость в пространствах поиска с большим числом переменных.

5. Классический метод Пауэлла.

5.1 Основная идея: использование комбинации направлений в пространстве оптимизируемых параметров для поиска оптимума ЦФ.

5.2 Основное преимущество: эффективен на функциях с продолжительными экстремумами ЦФ.

5.3 Основной недостаток: медленная сходимость при оптимизации зашумленных функций.

2.2.1 Градиентный спуск

Градиентный спуск – это алгоритм, используемый для определения экстремума ЦФ, при этом анализируется градиент ЦФ (вектор, указывающий направление быстрого возрастания ЦФ). Приведем краткое описание алгоритма градиентного спуска.

1. Инициализация параметров.

Задаются начальные значения оптимизируемых параметров и их диапазоны.

2. Вычисление градиента.

Вычисляется градиент (вектор частных производных) ЦФ относительно оптимизируемых параметров. Градиент показывает направление наибольшего возрастания функции.

3. Обновление параметров.

Параметры изменяются в направлении, противоположном градиенту (с постоянным или адаптивным шагом) для достижения экстремума ЦФ.

4. Повторение.

Пункты 2 и 3 повторяются до тех пор, пока не будет достигнут критерий останова (например, достижение определенного значения

ЦФ или небольшие изменения оптимизируемых параметров между вычислениями).

Таким образом, градиентный спуск обновляет параметры по формуле

$$\theta_{k+1} = \theta_k - \alpha \nabla f(\theta_k), \quad (2.1)$$

где θ – вектор параметров; α – шаг обучения, $\nabla f(\theta_k)$ – градиент функции в точке θ_k .

Рассмотрим ЦФ

$$f(x) = x^2 - 4x + 4, \quad (2.2)$$

которая представляет собой параболу с единственным глобальным минимумом в точке $x=2$ (рисунок 2.2).

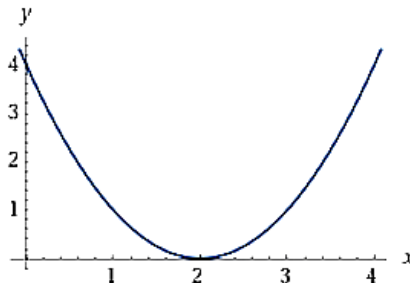


Рисунок 2.2 – График ЦФ из выражения (2.2)

Градиент функции:

$$\nabla f(x) = 2x - 4. \quad (2.3)$$

Тогда процесс обновления параметра описывается выражением

$$x_{k+1} = x_k - \alpha(2x_k - 4). \quad (2.4)$$

Пусть начальное значение $x_0=0$, а шаг обучения $\alpha = 0,1$. В этом случае градиентный спуск быстро сойдется к глобальному минимуму ЦФ $x^*=2$.

2.2.2 Метод сопряженных градиентов

Метод сопряженных градиентов является разновидностью градиентного спуска и применяется для решения систем линейных уравнений и определения экстремума квадратичных ЦФ. Отразим ключевые отличия двух алгоритмов.

1. Направление спуска.

1.1 Градиентный спуск использует градиент для определения направления спуска. На каждой итерации алгоритм «движется» в направлении, противоположном градиенту.

1.2 Метод сопряженных градиентов использует последовательность сопряженных направлений. Каждое новое направление сопряжено с предыдущими, что позволяет ускорить процесс сходимости ЦФ.

2. Итерации.

2.1 Градиентный спуск может потребовать большое число итераций для сходимости ЦФ, особенно для сложных ЦФ или задач высокой размерности.

2.2 Для квадратичных функций метод сопряженных градиентов часто сходится к оптимальному решению за конечное число итераций.

3. Применимость.

3.1 Эффективность градиентного спуска можно оценить как среднюю для широкого класса ЦФ, однако он подвержен попаданию в локальные экстремумы в случае сложных ЦФ.

3.2 Метод сопряженных градиентов наиболее эффективен для оптимизации квадратичных ЦФ.

Метод сопряженных градиентов решает задачу минимизации квадратичной ЦФ итеративно. На k -й итерации параметры обновляются по формуле

$$\theta_{k+1} = \theta_k + \beta_k d_k, \quad (2.5)$$

где d_k – сопряженное направление; β_k – коэффициент для обеспечения сопряженности. Значение β_k рассчитывается исходя из разницы градиентов текущей и предыдущей итераций по следующей формуле:

$$\beta_k = \frac{\nabla f_{k+1}^T (\nabla f_{k+1} - \nabla f_k)}{\|\nabla f_k\|}, \quad (2.6)$$

где ∇f_k – градиент функции в точке на k -й итерации; ∇f_{k+1} – градиент функции в новой точке на итерации $k+1$; ∇f_{k+1}^T – транспонированный градиент на итерации $k+1$.

При оптимизации ЦФ из выражения (2.2) инициализируем метод сопряженных градиентов с начальной точкой $x_0 = 0$ и сопряженным направлением $d_0 = -\nabla f(x_0)$. Коэффициент сопряженности на первой итерации примем $\beta_0 = 0$. На следующих итерациях коэффициенты сопряженности и сопряженные направления будут обновляться. В результате этого ожидается быстрая сходимость к глобальному минимуму $x^* = 2$.

2.2.3 Метод доверительных областей

Метод доверительных областей – это алгоритм оптимизации, который пытается найти оптимальное решение путем последовательного поиска в ограниченных областях (доверительных областях). Этот метод был разработан для решения задач безусловной и условной оптимизации. Приведем краткое описание алгоритма.

1. Инициализация.

Выбирается начальная точка x_0 и задается начальная доверительная область D_0 .

2. Повторение.

2.1 Минимизация внутри доверительной области.

На каждой итерации минимизируется ЦФ в пределах текущей доверительной области как

$$x_{k+1} = \arg \min \{f(x) | x \in D_k\}. \quad (2.7)$$

2.2 Проверка критериев останова.

В качестве критериев останова могут быть достижение заданного значения ЦФ, небольшие изменения оптимизируемых параметров и др.

2.3 Обновление доверительной области.

Если условия останова не выполнены, доверительная область обновляется по общей формуле (2.7). Это достигается за счет уменьшения размера области, если текущее решение соответствует ожидаемому улучшению, или изменения формы области в зависимости от результатов оптимизации:

$$D_{k+1} = \eta(D_k, x_k), \quad (2.8)$$

где D_k – текущая доверительная область; x_k – текущее оптимальное решение; η – функция обновления доверительной области. Конкретные формулы для η будут зависеть от выбранного метода оптимизации, типа задачи и стратегии обновления. Например, для метода доверительных областей со штрафной функцией обновление может включать в себя уменьшение размера области при достижении определенного уровня штрафа.

3. Повторение или завершение.

Пункт 2 повторяется до тех пор, пока не будет достигнут критерий останова.

Рассмотрим ЦФ, представляющую собой параболу (рисунок 2.3):

$$f(x, y) = x^2 + y^2. \quad (2.9)$$

На каждой итерации метода доверительных областей параметры (x, y) будут обновляться в пределах доверительной области с использованием формулы

$$D_{k+1} = D_k + p_k, \quad (2.10)$$

где p_k – шаг оптимизации, ограниченный размером доверительной области. Размер доверительной области при этом будет изменяться в зависимости от поведения ЦФ.

Пусть начальная точка $(x_0, y_0) = (1, 1)$, а размер доверительной области Δ равен 1. При расчете на каждой итерации оптимизируемые параметры будут обновляться в соответствии с формулой (2.10). В результате ожидается быстрая сходимость к минимуму ЦФ в точке $(0, 0)$.

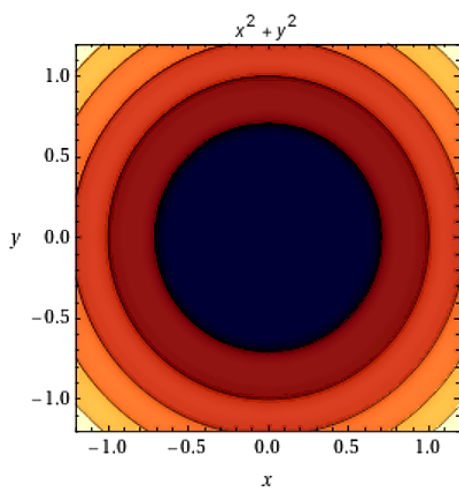
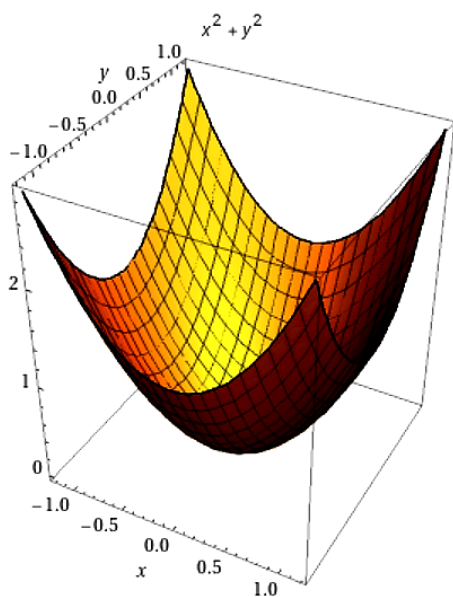


Рисунок 2.3 – График ЦФ из формулы (2.9)

2.2.4 Симплекс-метод Нелдера-Мида

Симплекс-метод Нелдера-Мида представляет собой итерационный алгоритм оптимизации без использования градиентов. Он часто применяется для нахождения экстремума нелинейных ЦФ без требования к ее гладкости. Рассмотрим поэтапно работу алгоритма.

1. Инициализация.

Выбирается начальный набор точек (симплекс), представляющих вершины в пространстве параметров

$$x_1, x_2, \dots, x_{N+1}, \quad (2.11)$$

где N – размерность пространства параметров.

Далее вычисляются значения ЦФ для каждой точки в симплексе:

$$f(x_1), f(x_2), \dots, f(x_{N+1}). \quad (2.12)$$

2. Сортировка и оценка.

Выполняется сортировка точек симплекса в порядке увеличения значений ЦФ:

$$f(x_1) \leq f(x_2) \leq \dots \leq f(x_{N+1}). \quad (2.13)$$

Далее вычисляется центр масс симплекса $\bar{x}$, исключая наихудший (наибольший) по значению ЦФ узел:

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i, \quad (2.14)$$

где x_i – координаты узлов (вершин) симплекса.

3. Отражение.

Затем отражается наихудший узел относительно центра масс:

$$x_r = \bar{x} + \alpha(\bar{x} - x_{\text{worst}}), \quad (2.15)$$

где x_r – отраженная точка; $\alpha > 0$ – коэффициент отражения (в большинстве задач выбирается в диапазоне от 1 до 2), x_{worst} – наихудший узел (точка с наибольшим значением ЦФ).

Вычислим значение ЦФ для отраженной точки.

Если отраженная точка лучше (имеет меньшее значение ЦФ), чем наилучшая точка среди остальных, выполняется этап экспан-

сии (этап 4). В противном случае результат может означать попадание в локальный экстремум. В этом случае необходимо перейти к этапу 5.

4. Экспансия.

Если значение ЦФ в отраженной точке (f_r) лучше, чем предыдущее лучшее значение ЦФ (наименьшее значение), т.е. $f_r < f(x_1)$, необходимо выполнить этап экспансии, перемещаясь дальше в том же направлении:

$$x_e = \bar{x} + \gamma(x_r - \bar{x}), \quad (2.16)$$

где x_e – точка после экспансии; $\gamma > 1$ – коэффициент экспансии.

5. Сжатие.

Если значение ЦФ в отраженной точке хуже, чем наихудшее значение ЦФ (наибольшее значение), т.е. $f_r \geq f(x_{\text{worst}})$, необходимо выполнить этап сжатия, перемещая точку в сторону центра масс:

$$x_c = \bar{x} + \beta(x_{\text{worst}} - \bar{x}), \quad (2.17)$$

где x_c – точка после сжатия; $0 < \beta < 1$ – коэффициент сжатия.

6. Уменьшение.

Если ни один из вышеперечисленных этапов не дал результата, уменьшим размер симплекса, приближая его к наилучшей точке:

$$x_i = x_1 + \sigma(x_i - x_1), \quad (2.18)$$

где $\sigma < 1$ – коэффициент уменьшения.

7. Проверка критерия останова.

Этапы 2–6 повторяются до достижения критерия останова.

В качестве примера рассмотрим ЦФ (2.9) с переменными x и y , изменяющимися от минус 1 до 1 с шагом 0,5. В этом случае симплекс будет представлен треугольником в трехмерном пространстве параметров.

Применительно к данной ЦФ на каждой итерации симплекс-метод Нелдера-Мида будет выполнять три этапа: оценку, отражение и сжатие. Симплекс будет итеративно изменять свою форму в направлении улучшения решения.

Пусть начальный симплекс будет задан точками $(-1, -1)$ и $(-1, -1)$, $(0, -1)$ и $(0, -1)$, $(-0,5, 1)$ и $(-0,5, 1)$, в случае оптимизации по указанным этапам ожидается быстрая сходимость к минимуму в точке $(0, 0)$.

2.2.5 Классический метод Пауэлла

Метод Пауэлла представляет собой численный метод оптимизации, который широко используется для поиска экстремумов многомерных ЦФ, не требуя информации о градиенте. Этот метод может рассматриваться как комбинация метода сопряженных градиентов и симплекс-метода Нелдера-Мида. Рассмотрим основные шаги метода Пауэлла.

1. Инициализация.

Выбираются начальная точка x_0 и направление поиска d_0 . Обычно направление выбирается вдоль одной из координатных осей.

2. Итерации.

2.1 Линейный поиск.

Выполняется одномерный поиск (линейный поиск) по выбранному направлению для нахождения оптимального шага α и получения новой точки x_1 :

$$\alpha = \arg \min_{\alpha} f(x_0 + \alpha d_0), \quad (2.19)$$

$$x_1 = x_0 + \alpha d_0. \quad (2.20)$$

2.2 Обновление направления.

Вычисляем новое направление поиска d_1 , которое является сопряженным к предыдущему d_0 , как $d_1 = x_1 - x_0$.

2.3 Обновление точек.

Выполняется обновление точек как $x_0 \rightarrow x_1$, $d_0 \rightarrow d_1$.

3. Повторение.

Повторяем этапы линейного поиска и обновления направления до достижения критерия останова.

Рассмотрим ЦФ с переменными x и y (2.21), представленную на рисунке 2.4:

$$f(x, y) = x^2 + xy + y^2. \quad (2.21)$$

Она представляет собой эллиптический параболоид в направлении $x = y$. Метод Пауэлла будет обновлять параметры в направлении улучшения оценки, используя исходные направления и направления вдоль координатных осей.

Пусть начальное значение параметров $(x_0, y_0) = (-2, 2)$. Тогда при оптимизации, в соответствии с представленными шагами, ожидается сходимость к глобальному экстремуму (вдоль направления ЦФ) в точках $(0, 0)$.

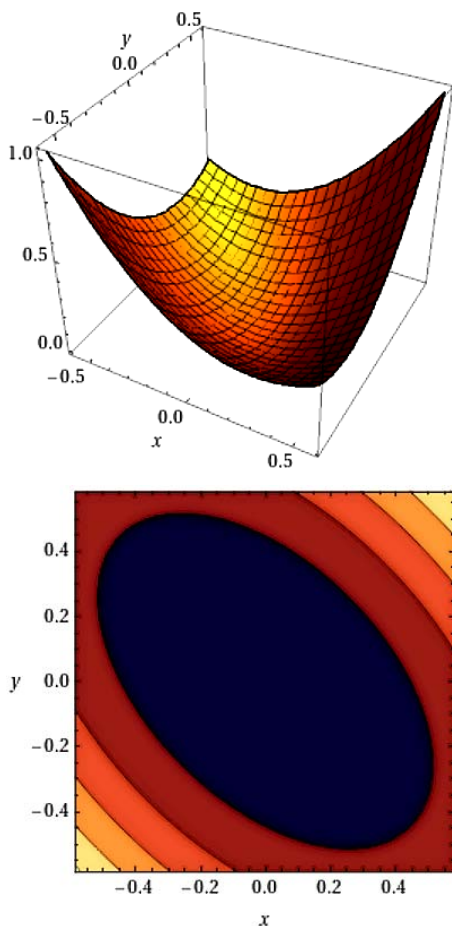


Рисунок 2.4 – График ЦФ из выражения (2.21)

2.3 Методы глобальной оптимизации

Глобальные алгоритмы работают в полном диапазоне параметров, ввиду чего являются гораздо практичнее локальных в случае грубо настроенных моделей или сложных структур (однако по точности могут уступать локальным при поиске глобального экстремума в небольшом диапазоне начальных решений). Важной особенностью глобальных алгоритмов является их способность избегать попадания в локальные экстремумы благодаря использованию различных стратегий для работы во всем пространстве параметров. Однако из-за этой особенности они могут потребовать больше вычислительных ресурсов и времени, особенно в случае сложных и затратных задач оптимизации.

Рассмотрим некоторые глобальные алгоритмы.

1. Генетический алгоритм.

1.1 Основная идея: имитация естественного отбора для поиска оптимальных решений.

1.2 Основное преимущество: эффективная оптимизация сложных многопараметрических ЦФ вне зависимости от оптимизируемой задачи (ввиду работы с закодированными параметрами).

1.3 Основной недостаток: большие вычислительные и временные затраты при оптимизации.

2. Эволюционные стратегии (CMA-ES).

2.1 Основная идея: оптимизация в пространстве параметров с оценкой и адаптация ковариационной матрицы многомерного нормального распределения.

2.2 Основное преимущество: эффективен на сложных формах экстремумов ЦФ (например, вытянутых и сферических).

2.3 Основной недостаток: необходимость тщательной настройки параметров алгоритма.

3. Метод случайного поиска.

3.1 Основная идея: случайная генерация точек в пространстве поиска и оценка значения ЦФ в них.

3.2 Основное преимущество: простота реализации, эффективная работа с большинством ЦФ.

3.3 Основной недостаток: может быть неэффективен на ЦФ, требующих учета структуры ландшафта.

4. Метод имитации отжига.

4.1 Основная идея: имитация процесса отжига металла с использованием стохастического процесса для поиска глобального оптимума функции в пространстве параметров.

4.2 Основное преимущество: эффективен при поиске глобальных оптимумов в сложном пространстве поиска (с большим числом локальных экстремумов).

4.3 Основной недостаток: сильная чувствительность к начальным условиям поиска и большие временные затраты при оптимизации.

5. Алгоритм роя частиц.

5.1 Основная идея: моделирование поведения роя частиц, движущихся в пространстве параметров в поисках оптимального решения.

5.2 Основное преимущество: эффективность поиска оптимального решения в широком пространстве поиска.

5.3 Основной недостаток: частое попадание в локальные экстремумы.

2.3.1 Генетический алгоритм

В общем случае генетический алгоритм (ГА) – это алгоритм, позволяющий найти решение задач различной сложности последовательным подбором и комбинированием искоемых параметров с использованием механизмов, схожих с биологической эволюцией. Он воплощает представления о дарвиновской эволюции на основе генерации, тестирования и отбора наиболее жизнеспособных особей [112]. Основными понятиями при оптимизации с помощью ГА являются: особь (или набор хромосом – каждое возможное решение задачи оптимизации), поколение (набор особей в популяции), скрещивание (также известное как кроссинговер или кроссовер – генетический оператор, благодаря которому хромосомы обмениваются своими частями), мутация (генетический оператор, из-за которого происходит случайное изменение одной или нескольких по-

зий в хромосоме, например 1001011 изменяется на 1000011). Принцип работы ГА упрощенно проиллюстрирован на рисунке 2.5.

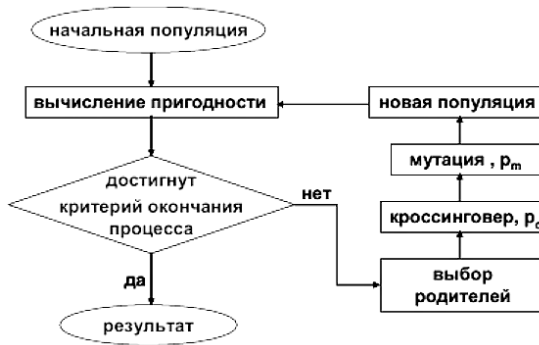


Рисунок 2.5 – Принцип работы ГА [113]

Основные этапы работы ГА описываются следующими шагами.

1. Генерация начальной популяции из n хромосом.

Начальная популяция состоит из n хромосом, где каждая хромосома представляет собой потенциальное решение задачи оптимизации. Пусть популяция в начальный момент времени обозначается как

$$P^{(0)} = \{C_1, C_2, \dots, C_n\}, \quad (2.22)$$

где C_i – i -я хромосома.

2. Вычисление функции пригодности.

Для каждой хромосомы C_i вычисляется ее функция пригодности (или ЦФ):

$$f_i = \text{fitness}(C_i). \quad (2.23)$$

3. Выбор пары родителей.

Выполняется отбор пары хромосом-родителей на основе их пригодности. Выбранные родители обозначаются как

$$P_{\text{parents}} = \{C_{\text{parent1}}, C_{\text{parent2}}\}. \quad (2.24)$$

4. Скрещивание двух родителей.

Выполняется операция скрещивания (кроссинговера) с определенной вероятностью P_c . Пусть результат скрещивания (потомки) обозначается как $C_{\text{offspring 1}}$ и $C_{\text{offspring 2}}$.

5. Мутации потомков.

Выполняется операция мутации с определенной вероятностью P_m для каждого потомка:

$$C_{\text{offspring1}} = \text{mutation}(C_{\text{offspring1}}), C_{\text{offspring2}} = \text{mutation}(C_{\text{offspring2}}). \quad (2.25)$$

6. Формирование нового поколения.

Шаги 3–5 повторяются, пока не будет сгенерировано новое поколение популяции $P^{(t+1)}$ (заменяющее старые хромосомы новыми), которое будет содержать n хромосом:

$$P^{(t+1)} = P^{(t)} \setminus \{C_i, C_j\} \cup \{C_{\text{offspring1}}, C_{\text{offspring2}}\}. \quad (2.26)$$

7. Повторение шагов 2–6 до достижения критерия останова.

Отобразим основные этапы при оптимизации МФ посредством ГА.

1. Задать оптимизируемые параметры поперечного сечения согласно п. 1 подразд. 2.1 оптимизации ЭП.

2. Задать параметры ГА, с которыми будет выполняться дальнейшая оптимизация: коэффициенты кроссовера и мутации. Задать диапазоны изменения оптимизируемых параметров. Число особей в одном поколении образует популяцию. Выбор числа особей и поколений осуществляется в зависимости от сложности оптимизируемой структуры, числа оптимизируемых параметров, а также ЦФ. При оптимизации происходит последовательное увеличение числа особей и поколений (для лучшего результата важно, чтобы число поколений не превышало числа особей) до тех пор, пока несколько последовательных запусков не станут давать близкие результаты ЦФ, т.е. до того момента, пока не будет достигнута сходимость результатов. Чтобы понять, из каких соображений выбираются генетические операторы кроссовера и мутации, нужно знать о том, как формируются особи: при работе ГА каждый оптимизируемый параметр кодируется строкой битов, а особью называют строку, являющуюся конкатенацией строк упорядоченного набора параметров (рисунок 2.6). Что касается оператора кроссовера (или этапа скрещивания), то это – процесс соединения «родительских» строк с помощью точки раздела (которая устанавливается при настройке алгоритма, по умолчанию 0,5 или 50%), при котором «потомки»

получаются путём обмена отсечёнными частями (рисунок 2.7,*а*). К полученному в результате скрещивания (а до этого и отбора) новому поколению применяется оператор мутации, необходимый для «выбивания» популяции из локального экстремума и способствующий защите от преждевременной сходимости. При этом каждый бит отдельной особи популяции с некоторой вероятностью (которая обычно очень мала и, по умолчанию, задается как 0,1 или 1%) инвертируется (рисунок 2.7,*б*).

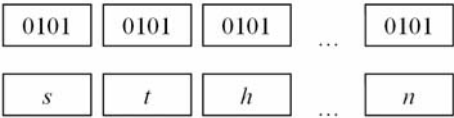


Рисунок 2.6 – Кодирование битовой последовательностью

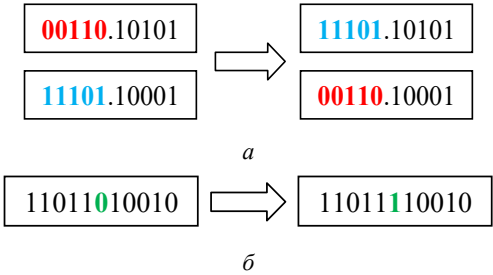


Рисунок 2.7 – Работа операторов кроссовера (*а*) и мутации (*б*)

3. На последнем этапе происходит процесс оптимизации до достижения сходимости.

Помимо очевидных преимуществ ГА перед ЭП, можно выделить его универсальность, заключающуюся в том, что от конкретной задачи зависят только ЦФ и кодирование решений. Остальные шаги для любых задач выполняются одинаково. Кроме этого, для ускорения вычислений и получения более точных результатов рекомендуется выполнять последовательную оптимизацию ЭП, а затем – посредством ГА. Такой подход призван сузить диапазон оптимизируемых параметров, благодаря чему решение возможно

найти не только быстрее, но и с большей точностью. Пример использования ГА отражен в разделе 4 монографии.

2.3.2 Эволюционные стратегии

Эволюционные стратегии (ЭС) – это алгоритмы, созданные в качестве методов решения оптимизационных задач и, по аналогии с ГА, основанные на принципах природной эволюции. Из-за схожести двух алгоритмов естественно отразить их отличия как при оптимизации, так и при настройке.

Первое различие заключается в способе представления особей. ЭС оперируют векторами действительных чисел:

$$x_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{in}), \quad (2.27)$$

где x_i представляет особь и n – размерность вектора, тогда как ГА – бинарными (или иногда целочисленными) векторами:

$$b_i = (b_{i1}, b_{i2}, \dots, b_{in}), \quad (2.28)$$

где b_i представляет бинарный вектор и каждый бит b_{ij} может быть 0 или 1.

Второе различие между ЭС и ГА кроется в организации процесса отбора (селекции). При реализации ЭС формируется промежуточная популяция, состоящая из всех «родителей» и некоторого количества «потомков», созданных в результате применения генетических операторов. С помощью отбора размер этой промежуточной популяции уменьшается до величины «родительской» популяции за счет исключения наименее приспособленных особей:

$$P^{(t+1)} = \text{SelectSurvivors}\left(\text{Merge}\left(P^{(t)}, \text{Offspring}\right)\right), \quad (2.29)$$

где $P^{(t)}$ – текущая популяция; $P^{(t+1)}$ – новое поколение; SelectSurvivors – операция выбора выживших с уменьшением размера популяции до необходимого; Merge – операция объединения популяции родителей и потомков.

Сформированная таким образом популяция образует очередное поколение. В ГА, напротив, предполагается, что в результате отбора из популяции «родителей» выбирается количество особей, рав-

ное размерности исходной популяции, при этом некоторые (наиболее приспособленные) особи могут выбираться многократно. В то же время менее приспособленные особи также имеют возможность оказаться в новой популяции. Однако шансы их выбора пропорциональны величине приспособленности особей (пункт 2.3.1).

ЭС в системе TALGAT обычно реализуются посредством подключения открытой библиотеки `baremaes2` с алгоритмом на языке Python [114]. При настройке алгоритма вначале указывается общее число вычислений (вместо отдельного задания числа особей и поколений), однако этот шаг не является обязательным, поскольку без указания общего числа вычислений оптимизация будет выполняться до одного из критериев останова. Возможность задания диапазонов оптимизируемых параметров отсутствует, но можно устанавливать начальные точки отсчета, относительно которых с определенным шагом (также можно задавать) будут оптимизироваться параметры. Кроме того, операторы кроссовера и мутации недоступны для изменения при настройке алгоритма, однако их можно изменить непосредственно в самой библиотеке.

При сравнении работы ГА и ЭС можно выделить следующие особенности каждого из алгоритмов, выявленные при оптимизации МФ: большое время расчета ГА по сравнению с ЭС; высокая сходимость решений ГА по сравнению с ЭС; возможность задания диапазонов оптимизируемых параметров в ГА и отсутствие таковой в ЭС; возможность дополнительной настройки ГА за счет изменения операторов кроссовера и мутации и отсутствие таковой возможности в ЭС.

Как отмечено ранее, в качестве входных параметров для алгоритма используются список, состоящий из начальных точек отсчета для каждого оптимизируемого параметра, и начальный размер шага, который адаптируется и изменяется в процессе оптимизации. К входным параметрам не относятся пределы для каждого параметра, что приводит в общем случае к физически нереализуемому результату. Данный недостаток устранен посредством модификации алгоритма: замены вышедшего за границы диапазона значения на случайное в выбранном диапазоне [115]. Структурные схемы ЭС и модифицированных ЭС (далее по тексту – ЭС) представлены на рисунке 2.8. Схема на рисунке 2.8,б отличается от традиционной

добавлением элементов 1.1 и 1.2, отвечающих за замену вышедшего за границы диапазона значения на случайное в выбранном диапазоне. Пример использования ЭС отражен в разделе 4 монографии.

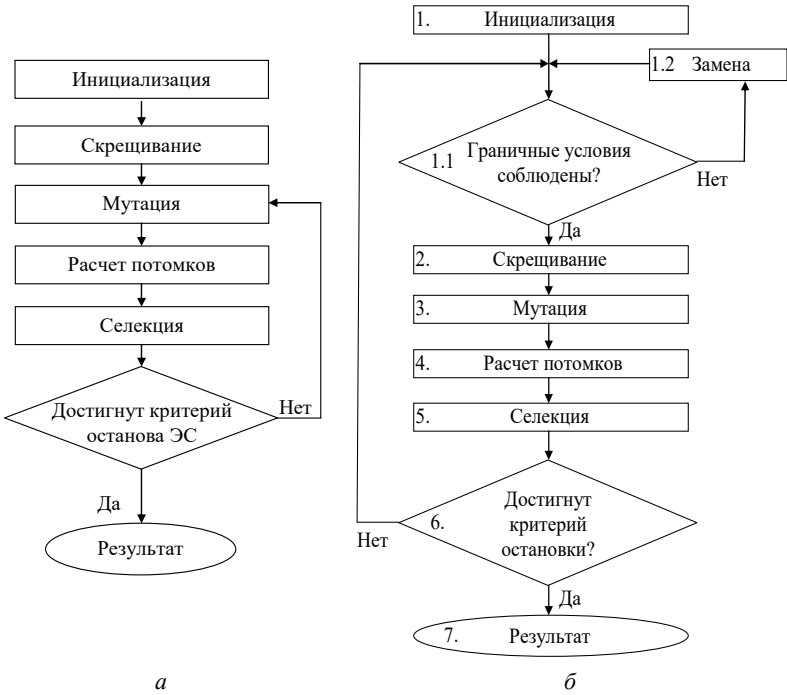


Рисунок 2.8 – Принцип работы классических (а) и модифицированных (б) ЭС [115]

2.3.3 Метод случайного поиска

Метод случайного поиска (СП), также известный как метод Монте-Карло, представляет собой простой и общий численный метод решения задач оптимизации. Его основная идея заключается в использовании случайных чисел для выбора точек в пространстве параметров с целью поиска оптимального решения. Рассмотрим принцип его работы.

1. Инициализация.

Выполняется генерация случайной точки x_0 в пространстве параметров, которую можно рассматривать как потенциальное решение задачи оптимизации:

$$x_0 = (x_{01}, x_{02}, \dots, x_{0n}). \quad (2.30)$$

2. Оценка.

Значение ЦФ в данной точке вычисляется как

$$f(x_0) = f(x_{01}, x_{02}, \dots, x_{0n}), \quad (2.31)$$

где $f(x_0)$ – значение ЦФ в точке x_0 .

3. Сравнение.

Сравнивается полученное значение ЦФ с текущим лучшим значением ЦФ (f_{best}).

4. Обновление.

Если текущая точка дает лучшее решение, чем предыдущая наилучшая точка, то выполняется обновление лучшего результата и сохранение текущей точки как новой лучшей, т.е. $f_{\text{best}} = f(x_0)$.

5. Повторение.

Шаги 1–4 повторяются определенное количество раз или до достижения критерия останова.

К достоинствам метода СП можно отнести:

1) простоту и универсальность. Метод прост в реализации и применим к широкому спектру задач оптимизации без требования гладкости или дифференцируемости ЦФ;

2) работу с шумными функциями. Метод способен справляться с задачами, в которых ЦФ излишне зашумлена.

К недостаткам метода СП можно отнести:

1) низкую эффективность в высокоразмерных пространствах.

В высокоразмерных пространствах количество случайных точек, которые нужно сгенерировать для обеспечения адекватного покрытия, может быть чрезмерно высоким, что делает метод неэффективным;

2) отсутствие гарантии нахождения глобального оптимума.

Поскольку метод основан на случайном выборе точек, нет гарантии того, что он найдет глобальный экстремум. Он скорее будет сходиться к локальному экстремуму.

Следовательно, метод СП является полезным инструментом в определенных сценариях, особенно когда другие методы оптимизации сложны в применении. Однако его эффективность может сильно зависеть от конкретной задачи и особенностей ЦФ.

СП в системе TALGAT реализуются посредством подключения открытой библиотеки «random_s» с алгоритмом на языке Python [116, 117]. В качестве входных параметров алгоритм принимает число решений на одно вычисление, списки с минимальными и максимальными значениями (выступают в роли диапазонов изменения параметров), а также число вычислений. Как отмечалось ранее, при помощи данного алгоритма генерируются случайные величины в задаваемых пользователем диапазонах, после чего подставляются в ЦФ. Результаты заносятся в многомерный массив с данными одного типа (в numpy называется `numpy.ndarray`). При дальнейших расчетах происходит сравнение нового результата и того, что хранится в массиве. Если новый результат лучше предыдущего, то он перезаписывается в массив, если нет – в массиве остается старое решение. В конечном итоге алгоритм, останавливаясь по окончании заданного числа вычислений, выводит данные из массива с результатом. Структурная схема алгоритма СП представлена на рисунке 2.9. Пример использования СП отражен в разделе 4 монографии.

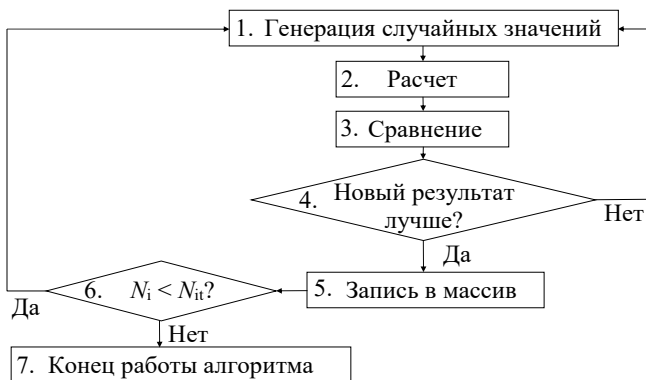


Рисунок 2.9 – Принцип работы алгоритма СП

2.3.4 Метод имитации отжига

Метод имитации отжига – это метод оптимизации, вдохновленный процессом отжига металла. Метод имитирует физический процесс отжига металла, где нагревание и постепенное охлаждение позволяют частицам (или атомам) достигнуть более устойчивого состояния. При работе алгоритм допускает временные изменения ЦФ в процессе оптимизации. Это делается, чтобы избежать попадания в локальные экстремумы и дать возможность алгоритму лучше исследовать пространство параметров. Его принцип работы в общем виде можно описать следующим образом.

1. Инициализация.

Выполняется выбор случайной начальной точки x_0 в пространстве поиска параметров.

2. Определение параметров.

Задаем параметры алгоритма, такие как температура (T) и коэффициент охлаждения (или плавления) ($0 < \alpha < 1$). Температура обычно берется высокой в начале процесса и постепенно уменьшается при работе алгоритма.

3. Оценка текущего состояния.

Вычисляем значение ЦФ $f(x_0)$ в начальной точке.

4. Выбор новой точки.

Генерируем случайное изменение параметров Δx вокруг текущей точки и получаем новую:

$$x_{\text{new}} = x_0 + \Delta x. \quad (2.32)$$

5. Оценка нового состояния.

Вычисляем значение ЦФ $f(x_{\text{new}})$ в новой точке.

6. Принятие решения.

Если новая точка имеет меньшее значение ЦФ, чем текущая (т.е. $f(x_{\text{new}}) < f(x_0)$), принимаем ее как новую точку. В ином случае (т.е. $f(x_{\text{new}}) \geq f(x_0)$) принимаем ее с вероятностью

$$e^{-(f(x_{\text{new}}) - f(x_0))/T}. \quad (2.33)$$

Эта вероятность уменьшается с уменьшением T , что позволяет методу иногда принимать худшие решения для того, чтобы избежать попадания в локальные экстремумы.

7. Обновление температуры.

Уменьшаем температуру с использованием заранее заданного коэффициента охлаждения α как $T = \alpha T$.

8. Повторение.

Повторяем шаги 4–7 до тех пор, пока не будет достигнут критерий останова.

Рассмотрим функцию с несколькими локальными минимумами и двумя глобальными, описываемую переменными x и y (рисунок 2.10):

$$x^2 - 2y^2 + 2\sin(3x) + 3\cos(2y). \quad (2.34)$$

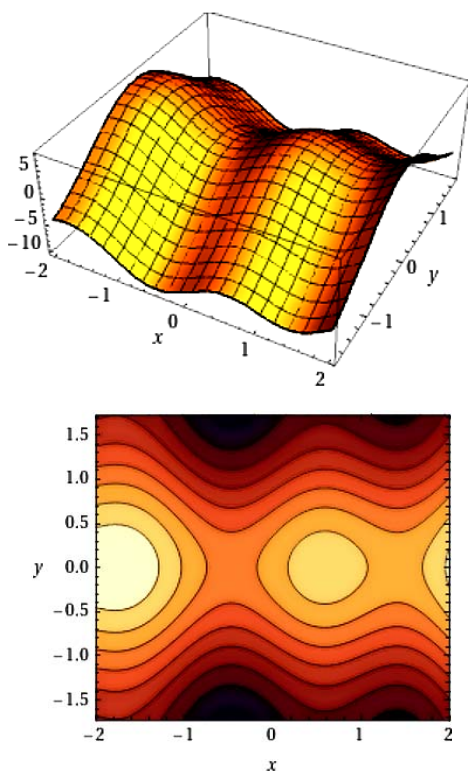


Рисунок 2.10 – График ЦФ из выражения (2.34)

Установим начальную температуру $T = 100$ (для большинства задач устанавливается от 100 до 1000) и шаг уменьшения температуры α равным 0,95 (обычно устанавливается в пределах от 0,95 до 0,99). Метод имитации отжига будет итеративно обновлять параметры, имитируя процесс охлаждения. Ожидается, что метод имитации отжига быстро найдет глобальный минимум функции с двумя переменными x и y ($-0,5; 1,5$ (или $-1,5$ для второго глобального минимума)), минуя локальные.

2.3.5 Алгоритм роя частиц

Алгоритм роя частиц представляет собой метод оптимизации, вдохновленный поведением роя птиц или рыб (идея движения частиц в пространстве параметров). Для каждой частицы в пространстве параметров определены её позиция и скорость. На каждой итерации алгоритма частицы обновляют свои позиции и скорости в зависимости от их текущего состояния и информации о лучших положениях, достигнутых как индивидуально, так и глобально в популяции. Приведем краткое описание алгоритма.

1. Инициализация.

Генерация случайной популяции частиц в пространстве параметров. Каждая частица представляет собой потенциальное решение задачи оптимизации. Каждой частице i присваивается позиция x и скорость v в момент времени t :

$$x_{ij}^{(t)}, v_{ij}^{(t)}. \quad (2.35)$$

2. Определение лучших положений.

Каждой частице присваивается случайная начальная скорость.

3. Определение лучшего положения.

Для каждой частицы фиксируются ее лучшие известные личное p_{ij} и глобальное g_{ij} положения (позиции) по измерению j .

4. Обновление позиции и скорости.

Для каждой частицы вычисляются новые скорость и позиция как

$$\begin{aligned} v_{ij}^{(t+1)} &= \omega v_{ij}^{(t)} + c_1 r_1 (p_{ij} - x_{ij}^{(t)}) + c_2 r_2 (g_{ij} - x_{ij}^{(t)}), \\ x_{ij}^{(t+1)} &= x_{ij}^{(t)} + v_{ij}^{(t+1)}, \end{aligned} \quad (2.36)$$

где ω – инерционный вес (обычно выбирается между 0 и 1); c_1, c_2 – коэффициенты усиления личного и глобального воздействия; r_1, r_2 – случайные числа из интервала $[0, 1]$ (для введения случайности и разнообразия в процессе принятия решений при обновлении скорости и позиции).

5. Оценка нового положения.

Выполняется вычисление значения ЦФ для каждой частицы в новой позиции.

6. Обновление лучшего положения.

Для каждой частицы обновляется ее лучшее известное положение, если новая позиция приводит к лучшему результату.

7. Критерий останова.

Повторение этапов 4–6 происходит до достижения критерия останова.

Рассмотрим обобщенную работу алгоритма при оптимизации функции (2.34) с переменными x и y . Параметры алгоритма роя частиц включают в себя коэффициенты инерции (инерционный вес), коэффициенты усиления личного и глобального влияния, а также начальные положения и скорости частиц. Так, зададим коэффициент инерции в диапазоне 0,5–1,5, коэффициенты личного и глобального влияния 1,5–2,0, начальную скорость зададим случайными значениями в пределах $[-1, 1]$, а начальное положение частиц примем случайными значениями в указанном диапазоне. В результате работы алгоритма частицы будут стремиться к оптимальному решению, представляющему глобальные экстремумы ЦФ.

2.4 Выводы

В данном разделе монографии отражена важность процесса оптимизации при проектировании защитных устройств на основе полосковых и кабельных структур. Приведена структура типовой задачи оптимизации. Рассмотрена классификация типовых алгоритмов оптимизации.

Уделено внимание оптимизации посредством ЭП: определены свойства ЭП, цель и типовые особенности его построения, рассмотрена последовательность действий при оптимизации МФ, дана оценка его эффективности, достоинств, ограничений и недостатков.

Рассмотрены основные методы локальной оптимизации: градиентный спуск, метод сопряженных градиентов, метод доверительных областей, симплекс-метод Нелдера-Мида и классический метод Пауэлла. Кроме того, приведены основные методы глобальной оптимизации: генетический алгоритм, эволюционные стратегии (СМА-ES), метод случайного поиска, метод имитации отжига и алгоритм роя частиц. Для каждого алгоритма отражены основная идея, основные преимущества и недостатки, даны краткое описание каждого из них, последовательность действий, выполняемых в процессе оптимизации, и математические выражения, лежащие в основе каждого алгоритма. Приведена оценка их эффективности, достоинств, ограничений и недостатков при оптимизации сложных ЦФ. Наконец, оценена результативность применения каждого алгоритма при нахождении экстремумов тестовых ЦФ.

3 КРИТЕРИИ ОПТИМИЗАЦИИ СТРУКТУР С МОДАЛЬНЫМ РАЗЛОЖЕНИЕМ

Как было отмечено ранее, в процессе оптимизации выполняется ручной или алгоритмический перебор оптимизируемых параметров в указанном диапазоне по одному или нескольким критериям. В качестве методов оптимизации на данный момент реализованы и применяются ЭП, ГА, ЭС, в том числе модифицированный алгоритм ЭС, и СП. На данный момент реализованы 5 амплитудных и 2 временных критерия (основные), 1 согласования, 1 массогабаритный, 1 стоимостной, 2 частотных критерия и 2 глазковых критерия.

3.1 Основные критерии оптимизации

Рассмотрим формулировку основных критериев в общем виде применительно к оптимизации N -проводных МФ, из которых создаются защитные фильтры [118]. Для получения более высоких характеристик подобных структур актуальны основные критерии, рассмотренные ниже.

1. Минимизация максимального значения напряжения $\max(U(t))$ на выходе МФ:

$$\max(U(t)) \rightarrow \min. \quad (3.1)$$

Данный критерий наиболее важен, поскольку именно амплитуда напряжения на выходе МФ определяет его основную характеристику: ослабление фильтра. Однако в зависимости от заданного воздействия оптимизация по данному критерию может давать различные результаты. Кроме того, требуется затратное вычисление временного отклика, что затрудняет оптимизацию сложных структур.

2. Выравнивание разностей задержек импульсов разложения:

$$\min |t_{i+1} - t_i| \rightarrow \max, \quad i = 1, \dots, Np - 1, \quad (3.2)$$

где Np – количество импульсов разложения; t_i – значение задержки i -го импульса.

Данный критерий важен для увеличения максимальной длительности исходного импульса, который будет полностью разла-

гаться, и предотвращения наложения импульсов, увеличивающего $\max(U(t))$ на выходе линии.

3. Максимизация разности максимальной и минимальной задержек импульсов:

$$(t_{\max} - t_{\min}) \rightarrow \max, \quad (3.3)$$

где $t_{\max}$, $t_{\min}$ – максимальное и минимальное значение задержки импульса соответственно.

Данный критерий важен для дополнительного увеличения максимальной длительности исходного импульса, который будет полностью разлагаться. Отметим, что в данной формулировке этот критерий может давать импульсы разложения в любой части оси времени. Между тем увеличение задержки импульсов может быть нежелательным. Чтобы его минимизировать, будем использовать другие формулировки:

$$(t_{\min} - l/c) \rightarrow \min, \quad (3.4)$$

$$(\varepsilon_{r\max}^{0,5} l/c - t_{\max}) \rightarrow \min, \quad (3.5)$$

где l – длина МФ; c – скорость света в вакууме; $\varepsilon_{r\max}$ – максимальное значение ε_r диэлектриков МФ.

Действительно, критерий (3.4) устремляет время задержки первого импульса к минимально возможному, т.е. определяемому скоростью света в вакууме. Критерий (3.5) устремляет время задержки последнего импульса к максимально возможному, т.е. определяемому скоростью света в диэлектрике с максимальным значением ε_r .

Как отмечено ранее, минимизация $\max(U(t))$ требует моделирования временного отклика. Однако оно может быть вычислительно затратным, и поэтому актуально его ускорение. Вместе с тем при согласовании каждой моды МПП вычисление амплитуд импульсов разложения допустимо по аналитическому выражению для оценки возможности разложения воздействующего импульса в конце активного проводника при полном согласовании:

$$U = S_v \text{diag}(U_m), \quad (3.6)$$

где $U_m = 0,5S_v^{-1}E$; S_v – матрица размера $N \times N$, содержащая собственные векторы матрицы LC ; E – вектор размера $N \times 1$, состоящий из значений амплитуд источников напряжения; N – число проводников.

Что касается максимизации $\min|t_{i+1} - t_i|$ и максимизации $(t_{\max} - t_{\min})$, то в общем случае они также требуют вычисления временного отклика, поскольку необходимы значения моментов прихода импульсов разложения к концу линии. Однако опыт практического моделирования МФ показал, что при согласовании МФ и слабой связи между проводниками $\max(U(t))$ определяется амплитудами первых (не испытывавших отражения) импульсов. Моменты их прихода к концу МФ определяются значениями τ_i , умноженными на длину l . Тогда для оптимизации нет необходимости вычислять временной отклик, а достаточно вычислить лишь τ_i , что значительно снижает вычислительные затраты. Критерии оптимизации несколько изменятся. Так, формула (3.2) примет вид

$$\min|\tau_{i+1} - \tau_i| \rightarrow \max, \quad i = 1, \dots, N-1. \quad (3.7)$$

Из выражения (3.3) получим

$$(\tau_{\max} - \tau_{\min}) \rightarrow \max, \quad (3.8)$$

где $\tau_{\max}$, $\tau_{\min}$ – максимальное и минимальное из значений погонных задержек мод соответственно, а из формул (3.4) и (3.5) получим

$$(\tau_{\min} - 1/c) \rightarrow \min, \quad (3.9)$$

$$(\varepsilon_{r\max}^{0,5}/c - \tau_{\max}) \rightarrow \min. \quad (3.10)$$

Таким образом, представленные аналитические выражения могут значительно ускорить вычисление ЦФ.

3.2 Многокритериальная целевая функция

Поскольку оптимизация по одному критерию часто ухудшает другой, целесообразна многокритериальная оптимизация. Поэтому полезно сформулировать общую ЦФ для оптимизации по нескольким критериям и основные критерии оптимизации.

Формулировка многокритериальной ЦФ (F) подразумевает приведение отдельных критериев к одной задаче минимизации или максимизации:

$$F \rightarrow \min \text{ или } F \rightarrow \max. \quad (3.11)$$

Для определенности далее будем рассматривать минимизацию. Например, может минимизироваться сумма или максимальное из взвешенных и нормированных абсолютных значений ЦФ, формулирующих отдельные критерии:

$$F = \sum_i F_i \text{ или } F = \max \{F_i\}, \quad (3.12)$$

где

$$F_i = M_i \frac{f_i}{K_i}, \quad (3.13)$$

а f_i – ЦФ; K_i – нормировочный коэффициент; M_i – весовой коэффициент i -го критерия, $i = 1, 2, \dots, N_C$; N_C – число критериев оптимизации.

Нормировочные коэффициенты K_i выбирают равными максимально возможному значению i -й ЦФ так, чтобы величина f_i/K_i стала безразмерной и принимала значения от 0 до 1 в ходе оптимизации. Весовыми коэффициентами M_i задается значимость i -го критерия. Если критерии равнозначны для пользователя, то эти коэффициенты одинаковы и могут задаваться как

$$M_i = \frac{1}{N_C}. \quad (3.14)$$

Оптимизация может выполняться по различным критериям. Для N -проводных МФ актуальны амплитудные и временные критерии. Они детально рассмотрены далее.

3.3 Амплитудные критерии

Наиболее важными критериями оптимизации МФ являются амплитудные. Для защиты от помех актуален анализ зависимости $U(t)$ на выходе МФ. Поэтому рассмотрим амплитудные критерии во временной области. На основе $U(t)$ сформулированы 5 норм, используемых для оценки эффективности воздействия сигнала помехи на различное (по специфике реакции на воздействие) оборудование [119]. Расчет N норм основан на применении математических операторов ко всей форме сигнала (таблица 3.1).

Таблица 3.1 – Описание и применение N норм

N_i	Наименование	Выражение	Применение
N_1	Пиковое значение (абсолютное)	$ U(t) _{\max}$	Сбой схемы / электрический пробой / дуговые эффекты
N_2	Пиковая (абсолютная) производная	$\left \frac{dU(t)}{dt} \right _{\max}$	Искрение компонента / сбой схемы
N_3	Пиковый (абсолютный) импульс	$\left \int_0^t U(t) dt \right _{\max}$	Диэлектрический пробой (если U обозначает поле E)
N_4	Выпрямленный общий импульс	$\int_0^\infty U(t) dt$	Повреждение оборудования
N_5	Квадратный корень интеграла действия	$\left\{ \int_0^\infty U(t) ^2 dt \right\}^{\frac{1}{2}}$	Выгорание компонента

Используя эти нормы, можно сформулировать выражения для f_i и K_i .

1. Для сбоя схемы, а также электрического или дугового пробоя важен максимальный модуль $U(t)$:

$$f_1 = \max |U(t)|, K_1 = \max |E(t)|. \quad (3.15)$$

2. Для искрения, а также сбоя схемы важен максимальный модуль скорости изменения $U(t)$:

$$f_2 = \max \left| \frac{\partial U(t)}{\partial t} \right|, K_2 = \max \left| \frac{\partial E(t)}{\partial t} \right|. \quad (3.16)$$

3. Для пробоя диэлектрика важен максимальный модуль интеграла от $U(t)$:

$$f_3 = \max \left| \int_0^t U(t) dt \right|, K_3 = \max \left| \int_0^t E(t) dt \right|. \quad (3.17)$$

4. Для повреждения аппаратуры важно значение интеграла от модуля $U(t)$:

$$f_4 = \int_0^\infty |U(t)| dt, K_4 = \int_0^\infty |E(t)| dt. \quad (3.18)$$

5. Для выгорания компонентов важно значение квадратного корня интеграла от квадрата модуля $U(t)$:

$$f_5 = \left\{ \int_0^\infty |U(t)|^2 dt \right\}^{\frac{1}{2}}, K_5 = \left\{ \int_0^\infty |E(t)|^2 dt \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (3.19)$$

3.4 Временные критерии

Временные критерии важны для предотвращения наложения импульсов, увеличивающего $\max(U(t))$ на выходе МФ при увеличении длительности воздействующей помехи. В отличие от амплитудных временные критерии не всегда требуют затратного вычисления отклика, поскольку для них достаточно вычислить лишь τ_i . Можно выделить несколько временных критериев. Будем различать диапазонно-временные и интервально-временной критерии.

Диапазонно-временные критерии

Диапазонно-временные критерии связаны с расширением временного диапазона импульсов разложения на выходе МФ. Эти критерии важны для увеличения максимальной длительности воздействующей помехи, которая будет полностью разлагаться. Первый

критерий устремляет значение минимальной из погонных задержек ($\tau_{\min}$) к минимально возможному, т.е. равному скорости света в вакууме, а второй – значение максимальной ($\tau_{\max}$) к максимально возможному, т.е. определяемому скоростью света в диэлектрике МФ с максимальным значением относительной диэлектрической проницаемости ($\epsilon_{r\max}$).

1. Для первого диапазонно-временного критерия

$$f_6 = \tau_{\min} - \frac{1}{c}, \quad K_6 = \frac{\sqrt{\epsilon_{r\max}} - 1}{c}. \quad (3.20)$$

2. Для второго диапазонно-временного критерия

$$f_7 = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c} - \tau_{\max}, \quad K_7 = \frac{\sqrt{\epsilon_{r\max}} - 1}{c}. \quad (3.21)$$

Эти критерии естественно использовать совместно. Они применимы для МФ с любым числом проводников N .

Интервально-временной критерий

Этот критерий важен при $N > 2$. Он применяется для выравнивания временных интервалов между импульсами на выходе МФ, что увеличивает длительность воздействующей помехи, которая будет разлагаться на выходе МФ полностью. Для упорядоченных по возрастанию значений τ_i на основе отклонения текущих значений τ_i промежуточных мод от значений при равномерных временных интервалах между импульсами получим

$$f_8 = \max \left| \tau_i - (\tau_{\min} + (i-1)\Delta) \right|, \quad i = 2, \dots, N-1, \quad (3.22)$$

$$K_8 = \frac{\sqrt{\epsilon_{r\max}} - 1}{c}.$$

где

$$\Delta = (\tau_{\max} - \tau_{\min}) / (N-1). \quad (3.23)$$

3.5 Критерий согласования

Одним из важных критериев при оптимизации МФ является критерий согласования. Он важен для минимизации отражений полезных высокочастотных сигналов от входа МФ. Известно условие согласования двух связанных линий сопротивлениями на их концах со значением R , равным среднему геометрическому значению импедансов четной и нечетной мод [120]:

$$R = \sqrt{Z_e Z_o}. \quad (3.24)$$

В МПЛП количество распространяющихся мод равно количеству проводников, не считая опорного. Из собственных значений матрицы импедансов МПЛ можно определить импедансы мод. Последующие этапы определения условия согласования возможны на основе теории многопроводных линий передачи, например на основе работы [121], но требуют проработки. Между тем по аналогии с согласованной одиночной линией передачи для согласования МПЛП с трактом можно использовать условие равенства амплитуды сигнала в начале линии $U_{IN}(t)$ половине амплитуды ЭДС $E(t)$. Тогда после упрощения получим ЦФ и нормировочный коэффициент для критерия согласования в виде

$$f_9 = \left| \max(E(t)) - 2 \max(U_{IN}(t)) \right|, K_9 = \max|E(t)|. \quad (3.25)$$

Данный критерий естественно использовать при $N > 2$. Однако он требует вычисления отклика в начале линии.

3.6 Массогабаритный критерий

Как было отмечено ранее, в качестве критериев оптимизации могут применяться самые различные условия. Однако при оптимизации МФ на основе полосковых линий наиболее значимыми являются амплитудные, временные, массогабаритный, а также стоимостной критерии. Ниже рассмотрена формулировка массогабаритного критерия для снижения массогабаритных характеристик МФ.

Сформулируем массогабаритный критерий применительно к ПП (рисунок 3.1).

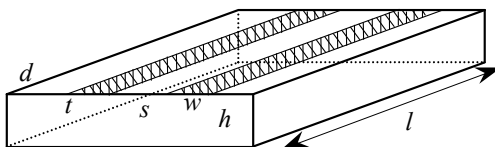


Рисунок 3.1 – Вид макета ПП

Формула для расчета массы записывается как

$$m = \rho_m V, \quad (3.26)$$

где ρ_m – плотность материала; V – объем изделия. Целесообразно применить формулу ко всей рассматриваемой структуре, например для обычной связанной МПЛ, определить массу всех проводников и диэлектрической подложки (при наличии покрывающего слоя рассчитать и его).

Рассмотрим проводник (рисунок 3.2).

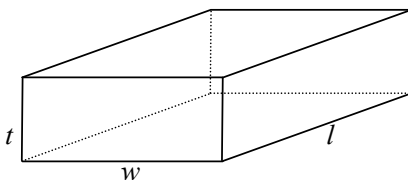


Рисунок 3.2 – Основные геометрические параметры проводника

Объем проводника будет рассчитываться как

$$V = lwt, \quad (3.27)$$

где l – длина; w – ширина; t – высота.

Тогда масса N одинаковых проводников:

$$m = N\rho_c lwt, \quad (3.28)$$

а для более общего случая N различных проводников критерий принимает вид

$$f_i = \rho_c l \sum_{j=1}^N w_i t_i. \quad (3.29)$$

Объем диэлектрика(-ов) будет рассчитываться как

$$V = lh \left(2d + \sum_{j=1}^N w_i + \sum_{j=1}^{N-1} s_i \right), \quad (3.30)$$

где w_i и s_i – ширина и разнос i -го проводника.

Критерий для диэлектрика принимает вид

$$f_i = hl\rho_d \left(2d + \sum_{j=1}^N w_i + \sum_{j=1}^{N-1} s_i \right). \quad (3.31)$$

Общий вид массогабаритного критерия:

$$F_i = M_i \frac{f_{10.1} + f_{10.2}}{K_{10.1} + K_{10.2}}, \quad (3.32)$$

где

$$f_{10.1} = \rho_c \sum_{j=1}^N w_i t_i, \quad K_{10.1} = N\rho_c w_{\max} t_{\max}. \quad (3.33)$$

$$f_{10.2} = h\rho_d \left(2d + \sum_{j=1}^N w_i + \sum_{j=1}^{N-1} s_i \right), \quad (3.34)$$

$$K_{10.2} = N\rho_d h_{\max} (2d_{\max} + w_{\max}).$$

3.7 Стоимостной критерий

Рассмотрим реализацию стоимостного критерия, оптимизация по которому призвана снизить финансовые затраты на изготовление итоговой ПП или устройства на её основе. Существуют различные закономерности формирования цены, применимые к изготовлению ПП, которые можно учесть. Поделите данные факторы на технические и коммерческие. По степени влияния на стоимость изготовления ПП поделите технические факторы на оказывающие влияние в большей, средней и малой степени соответственно.

В большей степени оказывают влияние: материал диэлектрика; количество слоев; циклы сверления/металлизации. В средней степени оказывают влияние: проводник/зазор; диаметр и количество отверстий; толщина покрытия печатных контактов гальваническим золотом; толщина печатной платы и медной фольги; жесткость допусков на параметры платы. В малой степени – параметры шелкографии (цвет, количество символов, толщина линий, шрифт); карбоновое покрытие; паяльная маска; тип покрытия контактных площадок.

К коммерческим факторам относятся срочность производства и объём заказа. Очевидно, что рассмотрение коммерческих факторов нецелесообразно, поскольку они не учитываются на этапе моделирования. Применительно к построению геометрических моделей ПП для стоимостного критерия важны нижеприведенные факторы.

1. Значение ϵ_r .

В зависимости от выбора материала подложки (FR-4, анодированный алюминий, Rogers и др.) итоговая стоимость ПП может сильно изменяться (например, от 2 до 15 тыс. руб. за ПП). Наиболее бюджетным и распространенным материалом ПП является FR-4, а значение его ϵ_r на частоте 1 МГц варьируется в среднем от 3,8 до 5,5. В результате при FR-4 в качестве материала подложки для стоимостного критерия важно обеспечивать значение ϵ_r в указанном диапазоне параметров (за исключением случаев, когда по техническому заданию требуется конкретный диэлектрик, отличный от FR-4).

2. Нижняя граница ширины проводника/зазора между проводниками.

В зависимости от компании-изготовителя для различной толщины проводника (например, 18, 35, 70 и 105 мкм) существует своя нижняя граница ширины проводников либо зазора между ними (например, 150, 200, 300 и 350 мкм). Между тем существует возможность уменьшения нижней границы ширины проводников либо зазора между ними до 100 мкм, а в некоторых случаях до 75 мкм. Однако при этом накладывается коэффициент 20–40% к базовой цене. В результате для стоимостного критерия важно устанавливать нижнюю границу диапазона не менее 150 и 200 мкм (для тол-

щин проводников 18 и 35 мкм) и не менее 300 и 350 мкм (для толщин проводников 70 и 105 мкм).

3. Отклонение значений параметров от стандартных.

Наиболее распространенные значения толщины проводников – 18, 35, 70 и 105 мкм, а подложки – 500, 1000, 1500 и 2000 мкм. Менее распространены, но обычно доступны значения толщины проводников 5, 9, 12, 50, 100, 200, 400 мкм, а подложки – 200, 350, 800, 2400 мкм. Отклонение от данных значений при изготовлении может повлечь за собой небольшое увеличение итоговой стоимости ПП.

В результате для стоимостного критерия при оптимизации достаточно обеспечить должные граничные значения варьируемых параметров. Между тем ранее показано, что важным условием обеспечения временных критериев при оптимизации является уменьшение зазора между активным и пассивными проводниками (вплоть до 1 мкм). Однако ввиду обеспечения стоимостного критерия при оптимизации многопроводных МФ электрические и массогабаритные характеристики могут быть ухудшены по причине изменения граничных значений оптимизируемых параметров (например, ввиду приравнивания нижнего значения зазора между проводниками к 150–200 мкм).

3.8 Частотные критерии

Сформулируем выражения для ЦФ f_i и нормировочных коэффициентов K_i частотных критериев для максимизации и контроля полосы пропускания полезного сигнала.

Максимизация полосы пропускания полезного сигнала

Как известно, ширина полосы пропускания определяется частотой среза f_{cp} по уровню 0,707 или минус 3 дБ. Если важно максимизировать полосу пропускания вне зависимости от иных предъявляемых требований, то критерий максимизации полосы пропускания:

$$f_{cp} \rightarrow \max. \quad (3.35)$$

Однако реализация данного критерия в системе TALGAT имеет свои особенности. Поскольку значения напряжений и соответствующих им частот (на АЧХ) хранятся в виде матриц-строк в разных массивах, сначала надо найти значение АЧХ, максимально приближенное к 0,707. Далее необходимо определить соответствующее ему значение частоты. Это сделано посредством нахождения индексов искомым значений в массивах. Так, в первую очередь определяются индексы значений, удовлетворяющих условию

$$x \leq 0,707 \text{ или } x \leq -3 \text{ дБ.} \quad (3.36)$$

После этого отдельной переменной формируется список данных значений. В результате искомым индекс, соответствующий первому определенному значению $f_{\text{ср}}$, удовлетворяющему указанному условию, в списке стоит первым (учитывая, что характер частотной зависимости МФ соответствует фильтрам нижних частот). Затем из массива со значениями частот определяется значение, соответствующее первому элементу списка с индексами (удовлетворяющему указанному условию). Поскольку i -е элементы массивов частот и напряжений находятся в полном соответствии, мы получаем искомое значение $f_{\text{ср}}$. Между тем известные критерии сформулированы под задачу минимизации ЦФ. Поэтому при формулировке итогового вида критерия максимизации полосы пропускания минимизируется выражение, обратное величине $f_{\text{ср}}$. Тогда итоговый вид критерия (3.35) и соответствующего ему весового коэффициента

$$f_{11.1} = \frac{1}{f_{\text{ср}}}, \quad K_{11.1} = f_{\text{max}}, \quad (3.37)$$

где f_{max} — максимальная частота в диапазоне моделирования (задаваемая пользователем).

Контроль полосы пропускания полезного сигнала

Как отмечалось ранее, практика разработки современных РЭС предполагает конкретное значение соответствующей полосы пропускания. Кроме того, в разрабатываемых МФ с увеличением полосы пропускания возможно уменьшение результирующего ослабления распространяющейся помехи (и наоборот). В связи с этим

при разработке МФ под конкретное РЭС важно соблюсти баланс между указанными характеристиками, обеспечив максимальное ослабление вне полосы пропускания конкретного РЭС. Поэтому если важен контроль полосы пропускания (приведение к конкретной частоте), вне зависимости от иных предъявляемых требований, критерий контроля полосы пропускания:

$$|f_x - f_{cp}| \rightarrow \min, \quad (3.38)$$

где f_x – заданное значение f_{cp} .

Это условие реализуется как предыдущее, но минимизируется модуль разности f_x и определенного значения f_{cp} . В результате чем меньше эта разница, тем результат ближе к заданной частоте. Тогда итоговый вид критерия (3.38) и соответствующего ему весового коэффициента

$$f_{11.2} = |f_x - f_{cp}|, \quad K_{11.2} = f_{\max}. \quad (3.39)$$

3.9 Глазковые критерии в общем виде

В общем случае глазковая диаграмма – это индикатор качества сигналов в высокоскоростных цифровых системах передачи данных. В идеальном случае глазковые диаграммы выглядят как прямоугольные фигуры. В реальности каналы передачи данных не идеальны, а переходы не выровнены друг с другом, в результате чего получается рисунок в форме глаза. При этом различия по времени и амплитуде от бита к биту приводят к уменьшению открытия глаза.

Сформулируем выражения для ЦФ f_i и нормировочных коэффициентов K_i глазковых критериев, связанных с увеличением высоты и ширины глаза глазковой диаграммы в общем виде.

Максимизация высоты глаза

Общий вид глазковой диаграммы в системе TALGAT представлен на рисунке 3.3. Видно, что высота глаза (относительно центра C) определяется переменными x_u , y_u (для верхней части

глаза) и x_d, y_d (для нижней части глаза). Их отдаление от точки $C(x_c, y_c)$ позволит увеличить раскрытие глаза по вертикали.

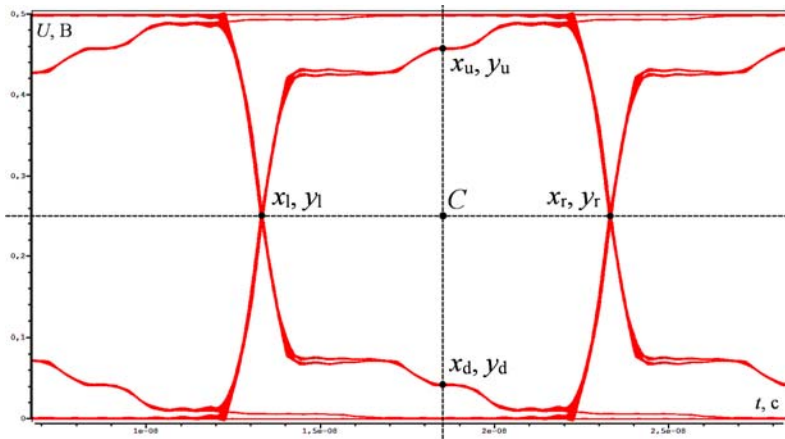


Рисунок 3.3 – Глазковая диаграмма в системе TALGAT

Для формулировки критерия используем описание расстояния Евклида – геометрического расстояния в n -мерном пространстве, вычисляемого по теореме Пифагора. Так, в 2-мерном пространстве расстояние между двумя точками (x_1, y_1) и (x_2, y_2) будет рассчитываться как

$$\sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2}. \quad (3.40)$$

Поскольку известные критерии сформулированы под задачу минимизации ЦФ, сформулируем критерий максимизации высоты глаза под аналогичную задачу (для возможности использования данного критерия при многокритериальной оптимизации). Тогда итоговый вид критерия максимизации высоты глаза и соответствующего ему весового коэффициента

$$f_{12.1} = \frac{1}{\sqrt{(x_u - x_c)^2 + (y_u - y_c)^2}} + \frac{1}{\sqrt{(x_d - x_c)^2 + (y_d - y_c)^2}}, \quad (3.41)$$

$$K_{12.1} = \max |E(t)|.$$

Максимизация ширины глаза

Критерий максимизации ширины глаза реализуется аналогично предыдущему, но с указанием переменных x_r , y_r (для правой части глаза) и x_l , y_l (для левой части глаза), характеризующих ширину глаза. Тогда итоговый вид критерия максимизации ширины глаза и соответствующего ему весового коэффициента под задачу минимизации

$$f_{12.2} = \frac{1}{\sqrt{(x_r - x_c)^2 + (y_r - y_c)^2}} + \frac{1}{\sqrt{(x_l - x_c)^2 + (y_l - y_c)^2}}, \quad (3.42)$$
$$K_{12.2} = \max |E(t)|.$$

3.10 Выводы

В данном разделе монографии представлены основные критерии (в общем виде) оптимизации структур с модальным разложением. Дана формулировка этих критериев, а также аналитических функций для ускорения их вычисления.

Продемонстрирован общий вид многокритериальной ЦФ и основные реализованные критерии оптимизации (5 амплитудных и 2 временных, 1 согласования, 1 массогабаритный, 1 стоимостной, 2 частотных критерия и 2 глазковых критерия), соответствующие основным требованиям, предъявляемым к разработчикам МФ при их оптимизации. Описана область применения и специфика каждого рассматриваемого критерия, отражены их особенности, ограничения, достоинства и недостатки. Для каждого критерия сформулирован нормировочный коэффициент, требуемый при выполнении многокритериальной оптимизации.

В случае одновременной оптимизации ряда параметров рассматриваемых МФ по нескольким критериям (с использованием многокритериальной ЦФ) можно использовать любые методы оптимизации и получать более высокие характеристики МФ.

4 ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУР С МОДАЛЬНЫМ РАЗЛОЖЕНИЕМ

4.1 Специфика оптимизации полосковых и кабельных структур с модальным разложением

4.1.1 Полосковые структуры

Как известно, параметрическая оптимизация подразумевает под собой поиск такого набора геометрических параметров, при котором разрабатываемая структура будет в наибольшей степени удовлетворять требуемым характеристикам. Так, при оптимизации полосковых структур [122] оптимизируемые параметры изменяются относительно осей координат, не допуская наложения элементов поперечного сечения друг на друга. Построение элементов поперечного сечения обычно начинается от нуля, и каждый последующий объект «Line» (объект, из которого состоит любое поперечное сечение полосковых ЛП, требующий задания начальных и конечных координат $(x; y)$) или «Lineto» (продолжает отрезок с последней точки и требует задания лишь координат конечной точки) не только связан с предыдущим, но и может иметь собственную изменяемую переменную (рисунок 4.1). За счет этого есть возможность использования данных переменных в качестве оптимизируемых параметров без всякого риска наложения объектов.

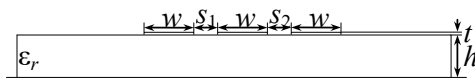


Рисунок 4.1 – Поперечное сечение МФ
на основе 3-проводной МПЛ

Для МФ на основе МПЛ реализована оптимизация посредством применения ЭП, ГА, ЭС и СП. В качестве оптимизируемых параметров могут выступать любые параметры поперечного сечения (на практике в качестве изменяемых параметров выступают h , t , s ввиду их влияния на поведение задаваемой ЦФ). Для удобства

дальнейшие результаты оптимизации полосковых МФ будут продемонстрированы на примере оптимизации МФ на основе 3-проводной МПЛ (см. рисунок 4.1).

4.1.2 Кабельные структуры

Кабельные структуры в системе TALGAT на данный момент возможно оптимизировать, используя ЭП [123, 124] и ЭС [122, 125]. ЭП предполагает выполнение предварительного многовариантного анализа в диапазоне параметров с одной целью – определение взаимовлияния изменяемых параметров с ЦФ. Затем на основе выявленных особенностей оптимизируемой структуры выполняется нахождение ЦФ. Как отмечалось ранее, опыт практического моделирования и оптимизации играет важную роль при оптимизации посредством ЭП.

ЛП традиционно реализуются в виде полосковых структур, но также возможна их реализация в виде кабельных структур. Очевидно, что для обеих структур актуален вопрос их оптимизации. Однако из-за существенных различий в конфигурациях данных структур подходы к их оптимизации также будут иметь сходства и отличия. Первым и наиболее значимым различием при оптимизации является их построение в системе TALGAT. В то время как при построении полосковых структур используются объекты «Line» и «Lineto», при построении структур с круговым сечением используется объект «Circle» (требующий задания координат $(x; y)$, а также радиуса окружности, как показано на рисунке 4.2). В данном случае симметричное расположение проводников кабельных структур приведет к совпадению времени прихода определенных мод, что ухудшает разложение. Эта проблема решается изменением связи между активными и пассивными проводниками, что требует введения асимметрии (относительно центрального опорного проводника) расположения активного и пассивного проводников. На этом основании необходимо задание случайных координат $(x; y)$, что приводит к проблемам выхода проводников из допустимых границ и наложения на другие объекты (поскольку координаты отдельных проводников не связываются между собой). В этом заключается

причина того, почему традиционно оптимизация кабельных структур выполнялась исключительно методом ЭП.

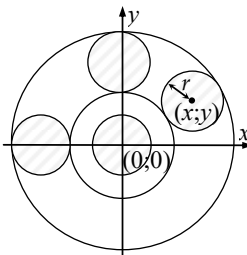


Рисунок 4.2 – Поперечное сечение МФ с круговым сечением

Из первого различия вытекает второе: использование разных систем координат. Так, при построении поперечного сечения плосковых структур и, соответственно, их оптимизации используется декартова система координат, которая идеально подходит для такого рода структур. Однако для оптимизации кабельных структур более удобна полярная система координат, в которой координаты точки относительно осей определяются углом и радиусом относительно начала координат.

Третье отличие выражено в плавающих граничных условиях, под которыми в данном случае понимается диапазон изменения оптимизируемых параметров. Как известно, при оптимизации плосковых структур можно задать граничные условия точными значениями, исходя из заданных требований и физической реализуемости. При этом, как отмечалось ранее, риск наложения проводников и диэлектриков друг на друга отсутствует. В это же время в кабельных структурах точными значениями возможно задать лишь значения радиусов элементов и только при условии, что расстояние от центра проводника до начала координат будет фиксированным. Однако с изменением радиуса элементов проводники могут располагаться ближе или дальше от центра координат, что увеличивает риск наложения соседних элементов. Помимо прочего, основная сложность состоит в нахождении положения проводников относительно друг друга, так как в этом случае нельзя точно обо-

значить граничные условия оптимизируемых параметров (потому что они нам неизвестны). Исходя из этого, при оптимизации кабельных структур в качестве граничных условий для угла расположения центра проводника целесообразно использовать переменные, которые зависят от других изменяемых в процессе оптимизации параметров (например, от радиусов самих проводников, расстояний от центра проводников до начала координат).

Четвертым отличием можно выделить методы, при помощи которых производится оптимизация структур. Полосковые линии, как правило, оптимизируются с помощью таких алгоритмов глобальной оптимизации, как ГА и ЭС. Эволюционные алгоритмы прекрасно справляются со своей задачей, показывая высокую эффективность. Однако, ввиду уже упомянутых особенностей построения кабельных структур в системе TALGAT, их оптимизация зачастую выполняется методом ЭП.

Как отмечалось ранее, главная проблема при оптимизации кабельных структур – это риск наложения проводников друг на друга или на границы диэлектриков в процессе поиска оптимального координатного положения проводников внутри структуры или увеличения их размеров. Решением этого вопроса является переход от декартовой системы координат к полярной. Таким образом, положение проводника в пространстве будет определяться не двумя координатами (x ; y), а радиусом (расстояние R от центра проводника до начала координат) и углом φ относительно горизонтальной оси (x) (рисунок 4.3).

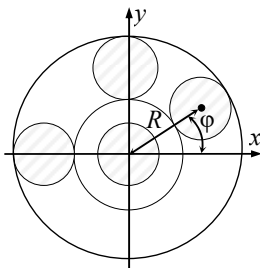


Рисунок 4.3 – Определение положения проводника согласно полярной системе координат

При этом наиболее тяжело реализуемый параметр, подлежащий оптимизации, – угол между активным и пассивными проводниками, который должен выполнять функцию защиты от наложения проводников друг на друга в процессе оптимизации. Данный угол был найден через формулу длины дуги при установленном фиксированном значении угла расположения активного проводника $\alpha_A = 95^\circ$.

Предложенная методика показана на 3-проводной кабельной структуре. Поперечное сечение (где проводники А – активный, П – пассивный, О – опорный, ϵ_{ri} – относительная диэлектрическая проницаемость среды, r_i – радиус элемента поперечного сечения) и его эквивалентная схема показаны на рисунке 4.4.

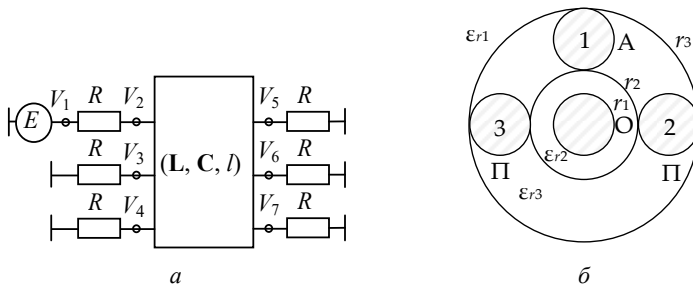


Рисунок 4.4 – Эквивалентная схема (а) и поперечное сечение (б) 3-проводной кабельной структуры

К выбранной структуре применены следующие условия: активный и опорный проводники фиксированы; выполняется оптимизация радиусов пассивных проводников ($r_{П1}$ и $r_{П2}$), расстояний от центра проводников до начала координат ($R_{П1}$ и $R_{П2}$), углов (φ_1, φ_2) между осью x и $R_{П1/П2}$ (определяющих расположение первого и второго пассивного проводников) и толщины внутреннего диэлектрика ($r_{д1}$). Визуализация данных условий представлена на рисунке 4.5 (где $r_{д1}$ – радиус внутреннего диэлектрика относительно начала координат, а $r_{д2}$ – внешнего).

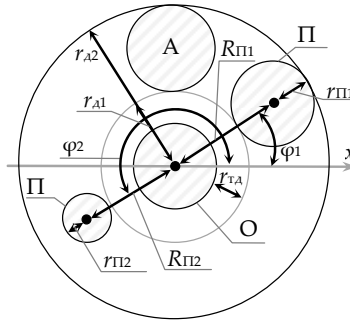


Рисунок 4.5 – Варьируемые параметры
3-проводной кабельной структуры

Для соблюдения корректности поперечного сечения в качестве граничных условий взяты углы в градусах. Минимальный угол между центрами активного и каждого из пассивных проводников определялся как

$$\alpha = \frac{180(\sum r_{\Pi i})}{\pi R_{\Pi A}}, \quad (4.1)$$

где $R_{\Pi A}$ – расстояние от начала координат до центра пассивных и активного проводников, которое для упрощения взято одинаковым для пассивных и активного проводников; $r_{\Pi i}$ – радиусы соседних проводников, между которыми необходимо определить угол.

Приняв угол расположения активного проводника α_A постоянным, граничные условия для каждого оптимизируемого (относительно активного) проводника с использованием выражения (4.1) будут выглядеть как

$$\varphi = \alpha_A \pm (\alpha + 3), \quad (4.2)$$

где для второго (по счету) проводника (первого пассивного), показанного на рисунке 4.4,б, граница будет определяться вычитанием полученного угла α (и еще 3° , которые прибавляются к нему для предотвращения соприкосновения проводников) из фиксированного α_A . При этом для третьего (по счету) проводника (второй пассивный) – суммой этих углов. Стоит отметить, что предлагаемая

методика оптимизации кабельных структур применима для структур с любым числом проводников.

Оптимизацию по предложенной методике естественно выполнять, например, посредством модифицированного алгоритма ЭС, позволяющего задавать диапазоны оптимизируемых параметров [126]. Данная методика реализована на языке Python с подключением библиотеки алгоритма ЭС. При оптимизации создавались переменные, обозначающие зависимости параметров поперечного сечения друг от друга. Данная условность вызвана необходимостью учета зависимости одних параметров от других при оптимизации. Такой подход позволяет использовать переменные в качестве граничных условий. Так, учитывая, что в данной структуре границы оптимизируемых параметров могут зависеть от других изменяемых параметров, можно заключить, что без этого условия полноценная оптимизация кабельной структуры будет невозможна. Например, при изменении толщины внутреннего диэлектрика изменится и радиус центральной точки проводников (активного и пассивных) относительно начала координат, то есть величина радиусов в данном случае будет зависеть от толщины внутреннего диэлектрика. Исходя из этого, использование для оптимизации ГА на языке Talgat_script в настоящее время затруднено, поскольку у него нет возможности задать переменные в качестве диапазонов оптимизируемых параметров (принимаются лишь числа). Тем не менее оптимизация кабельной структуры с помощью ГА осуществима при задании корректных (с учетом особенностей конкретной структуры) численных значений, однако при этом отсутствует возможность учета условности, упомянутой выше. Следствием этого может являться некорректная оптимизация. Для удобства дальнейшие результаты оптимизации кабельных МФ будут продемонстрированы на примере оптимизации МФ на основе 3-проводного круглого кабеля.

4.2 Однокритериальная оптимизация

4.2.1 Эвристический поиск

Оптимизация полоскового МФ по временным критериям

Известно, что неучет разностей задержек между импульсами может стать причиной неполного разложения импульса при увеличении его длительности и, как следствие, наложения импульсов, что приведет к увеличению уровня амплитуды импульсов в конце линии. Поэтому целесообразно исследование возможности выравнивания разностей задержек между импульсами разложения.

Поперечное сечение исследуемого МФ в общем виде представлено на рисунке 4.1, а его эквивалентная схема – на рисунке 4.4,а. Значения сопротивлений (R) приняты равными 50 Ом. Линии моделировались при следующих параметрах: $w = 290$ мкм, $t = 105$ мкм, $h = 190$ мкм (стандартный материал), $\epsilon_r = 5$, $l = 4$ м. Значение w оптимизировано для обеспечения волнового сопротивления одиночной линии 50 Ом и не менялось, как и значения t , h и ϵ_r . Значения s_i для каждой линии различны, поскольку они оптимизировались по интервально-временному критерию, который описан в подразделе 3.4.

Значения расстояний между проводниками, полученные в результате оптимизации, составили $s_1 = 170$ мкм и $s_2 = 540$ мкм. Значения всех s_i заметно отличаются от значений, полученных в [127], так как выравнивание разностей задержек между импульсами разложения достигается за счет приближения центральных проводников к крайним. При $R = 50$ Ом вычислялся временной отклик на воздействие импульса с амплитудой $E(t) = 5$ В и длительностями фронта, спада и плоской вершины по 50 пс. Значения τ_i , полученные в результате этого, составили 5,37, 5,81 и 6,25 нс/м. Минимальная разность задержек между импульсами разложения составила 0,44 нс/м. Формы напряжения на входе и выходе МФ после оптимизации представлены на рисунке 4.6.

Очевидно, что в зависимости от необходимой задачи можно получать те или иные результаты. Так, при оптимизации по критерию

выравнивания разности задержек между импульсами разложения наблюдается приближение центральных проводников к крайним, однако это не позволяет получить минимально возможный уровень СКИ на выходе линии.

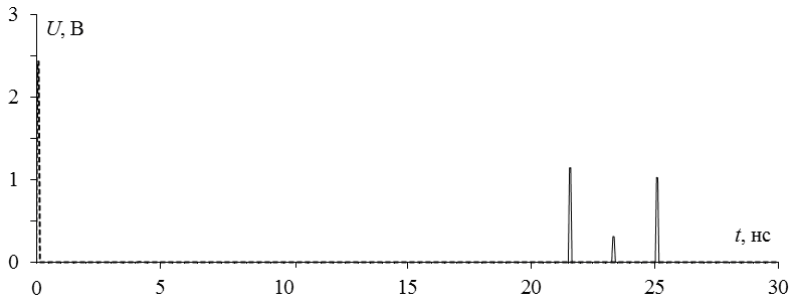


Рисунок 4.6 – $U(t)$ в начале (---) и конце (—) МФ

Как отмечалось ранее, неучет разностей задержек между импульсами может стать причиной неполного разложения импульса и, как следствие, наложения импульсов, что приведет к увеличению амплитуд импульсов в конце линии. Но если напряжение, полученное в результате их наложения, не превышает $\max(U(t))$, то это наложение можно считать некритичным.

При оптимизации МФ необходимо также уделять внимание второму временному критерию. Как следует из подраздела 3.4, неучет данного критерия ограничивает максимальную длительность исходного импульса, который будет полностью разлагаться.

МФ оптимизировался при следующих параметрах: $t = 105$ мкм и $h = 190$ мкм (стандартный материал), $\epsilon_r = 5$. Значение ширины проводников w оптимизировалось для обеспечения волнового сопротивления одиночной линии 50 Ом. Получено значение 290 мкм, которое не менялось, как и значения t , h и ϵ_r . Затем оптимизировались значения s_1 и s_2 . Рассмотрены два значения нижней границы диапазона s_1 для МФ: 50 и 1 мкм. Первое взято из практических соображений как минимальное для технологии ПП. Второе взято для оценки предельных значений интересующих характеристик. Эквивалентная схема представлена на рисунке 4.4,а. При $R_{\Gamma} = R_{\text{Н}} =$

$= R=50$ Ом и $l = 4$ м вычислялся временной отклик на воздействие импульса с амплитудой $E(t)$ 5 В и длительностями фронта, спада и плоской вершины по 50 пс. Вычисленные зависимости $U(t)$ в начале и конце МФ при разных значениях s_1 и s_2 представлены на рисунках 4.7 и 4.8.

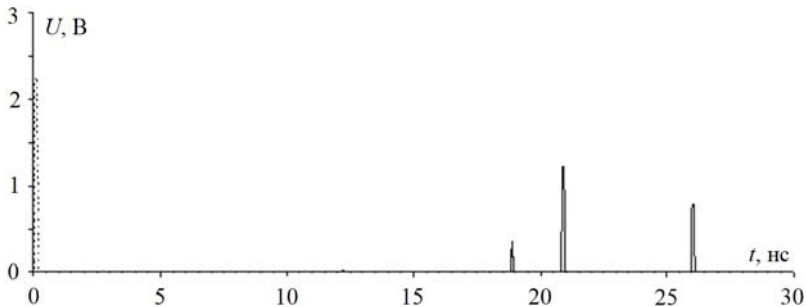


Рисунок 4.7 – $U(t)$ в начале (---) и конце (—) 3-проводного МФ при $s_1 = s_2 = 50$ мкм

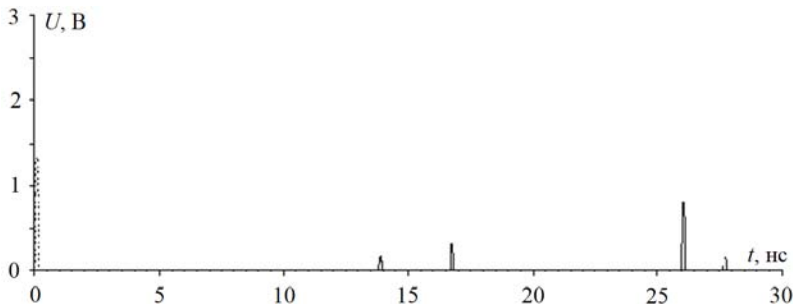


Рисунок 4.8 – $U(t)$ в начале (---) и конце (—) МФ при $s_1 = 1$ мкм и $s_2 = 10$ мкм (импульс 4 на отклике – отражение самой быстрой моды от конца проводника, приходящее в его начало)

Для данного МФ при $s_1 = 50$ мкм, $s_2 = 50$ мкм τ_i равны 4,7; 5,2; 6,49 нс/м, а разность их максимального и минимального значений составила 1,78 нс/м (увеличившись в 2 раза относительно предыдущего критерия). При $s_1 = 1$ мкм, $s_2 = 10$ мкм τ_i оказались равными 3,45; 4,17; 6,5 нс/м, а аналогичная разность увеличилась до 3 нс/м, (т.е. ещё в 1,7 раза), причем выявлено, что на это значитель-

но влияет только s_1 . Во столько же возросло и значение $(t_{\max} - t_{\min})$.

Затем вычислены $\max(U(t))$ на выходе МФ из рисунков 4.7, 4.8. Как видно, улучшение одного параметра (рост разности задержек) может ухудшать другой (увеличивать $\max(U(t))$). Так, при переходе от минимизации $\max(U(t))$ к максимизации $(t_{\max} - t_{\min})$ значение $\max(U(t))$ возрастает от 0,842 В до 1,22 В (в 1,45 раза). Однако при уменьшении s_i значение $\max(U(t))$ уменьшается до 0,8 В, давая наилучший результат.

4.2.2 Последовательная оптимизация полоскового модального фильтра с использованием эвристического поиска и генетического алгоритма

Ранее описано использование ЭП при оптимизации параметров МФ, не гарантирующего нахождение экстремума ЦФ. Поэтому целесообразно исследовать возможность использования глобальных методов оптимизации для улучшения полученных результатов.

Выполнялась оптимизация полоскового МФ, поперечное сечение которого представлено на рисунке 4.1. При моделировании учитывались потери в проводниках и диэлектриках. В качестве исходного импульса использовался оцифрованный сигнал осциллографа С9-11 с амплитудой ЭДС $E(t) = 0,657$ В, длительностью фронта 28 пс, спада 24 пс и плоской вершины 12 пс (по уровням 0,1–0,9), а общей длительностью (по уровню 0,5) 36 пс.

МФ оптимизировался при следующих параметрах: $w = 1000$ мкм, $t = 18$ мкм, $h = 500$ мкм, $\varepsilon_r = 4,5$, длина линии $l = 60$ см. Значение w ранее оптимизировалось для обеспечения волнового сопротивления одиночной линии 50 Ом и не менялось, как и значения t , h и ε_r . Значения s_i линии оптимизировались по амплитудному критерию, поскольку именно они оказывают наибольшее влияние на защитные характеристики МФ. В результате ЭП были получены значения $s_1 = 200$ мкм, $s_2 = 685$ мкм. Вычисленные зависимости $U(t)$ на входе и выходе МФ с параметрами,

получившимися в результате ЭП, представлены на рисунке 4.9. Амплитуда напряжения на выходе линии составила 0,040925 В.

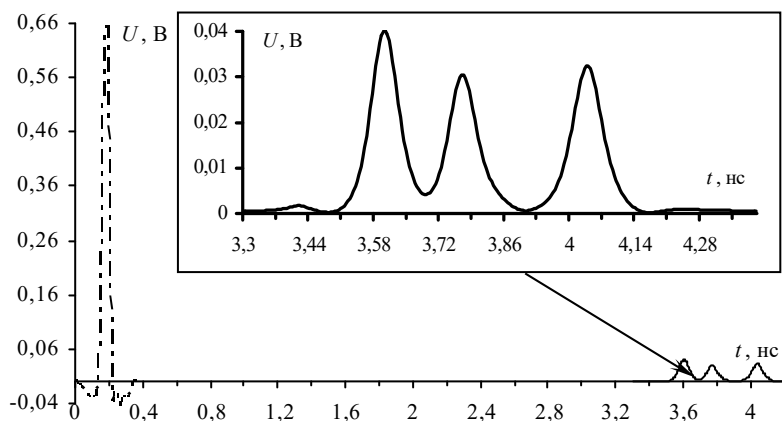


Рисунок 4.9 – $E(t)$ (---) и $U(t)$ на выходе (—)
(с увеличенным фрагментом сигнала на выходе) МФ после ЭП

Параметры ГА выбирались следующими: число особей 3; 10; количество поколений 10; 30; 100; коэффициент мутации 0,1; коэффициент кроссовера 0,5; число бит для кодирования каждого параметра 16. Оптимизация s_1 и s_2 выполнялась в диапазоне ± 200 мкм от значений, полученных при ЭП.

Ранее эмпирическим путем выявлено, что минимальный уровень амплитуды в полосковом МФ достигается путем выравнивания амплитуд импульсов разложения. Между тем из рисунка 4.9 видна возможность дальнейшей минимизации амплитуд импульсов разложения посредством их выравнивания. Так, с помощью ГА выполнена оптимизация сначала только значения s_1 , поскольку в процессе ЭП выявлено, что на форму сигнала на выходе линии особенно сильное влияние оказывает именно изменение этого параметра. Результаты для пяти запусков оптимизации приведены в таблице 4.1, а графики для s_1 – на рисунке 4.10.

При количестве особей и поколений 3 и 10 (30 вычислений) разница между крайними значениями s_1 составила 38,6%. Однако при количестве особей и поколений 10 и 10 (100 вычислений) эта

разница составила уже 2,5%, при 10 и 30 (300 вычислений) – 1,23%, а при 10 и 100 (1000 вычислений) – 0,3%.

Таблица 4.1 – Результаты работы ГА при оптимизации расстояния между проводниками s_1 по критерию минимизации амплитуды напряжения $U_{\max}$ на выходе МФ

N	Число особей, число поколений							
	3, 10		10, 10		10, 30		10, 100	
	s_1	$U_{\max}$	s_1	$U_{\max}$	s_1	$U_{\max}$	s_1	$U_{\max}$
1	366	0,0373535	333	0,0364478	323	0,0366652	329	0,0364521
2	264	0,0387915	332	0,0364339	325	0,0365686	330	0,0364266
3	273	0,0384555	328	0,0364779	327	0,0364996	329	0,0364521
4	345	0,0364985	325	0,0365686	327	0,0364996	330	0,0364266
5	319	0,0368421	326	0,0365231	324	0,0366183	330	0,0364266
Примечание. s_1 – в мкм, $U_{\max}$ – в В								

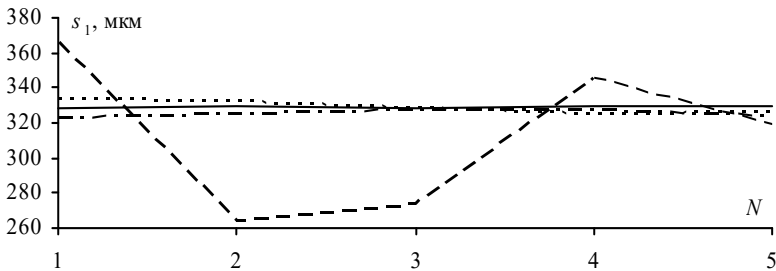


Рисунок 4.10 – Результаты оптимизации с помощью ГА; расстояния между проводниками s_1 при количестве особей и поколений: 3 и 10 (---); 10 и 10 (····); 10 и 30 (-·-·); 10 и 100 (—)

В итоге при $s_1 = 330$ мкм получена минимальная амплитуда 0,03642 В (см. таблицу 4.1), что на 12,4% меньше, чем при ЭП. Вычисленные зависимости $U(t)$ на входе и выходе МФ после оптимизации представлены на рисунке 4.11. Видно, что амплитуды первого и второго импульсов почти выровнены, а амплитуда третьего меньше. Это может означать возможность дальнейшего уменьшения амплитуды выходного сигнала за счет оптимизации сразу двух

параметров s_1 и s_2 . Результаты такой оптимизации приведены в таблице 4.2, а графики для s_1 и s_2 – на рисунке 4.12.

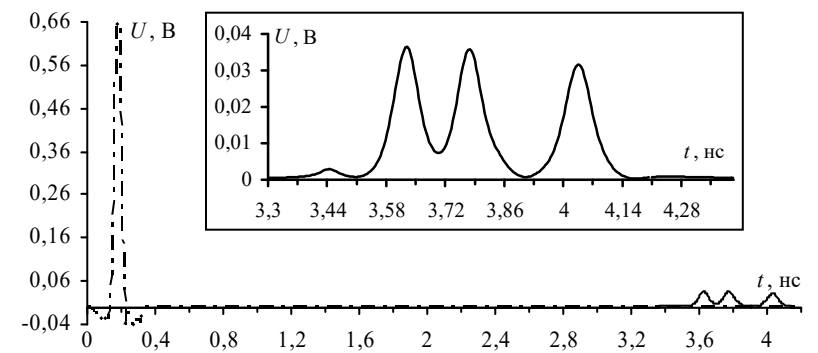


Рисунок 4.11 – $E(t)$ (---) и $U(t)$ на выходе (—)
(с увеличенным фрагментом сигнала на выходе) МФ
после оптимизации параметра s_1 с помощью ГА

Таблица 4.2 – Результаты работы ГА при оптимизации расстояний между проводниками s_1 и s_2 по критерию минимизации амплитуды напряжения на выходе МФ $U_{\max}$

N	Число особей, число поколений								
	10, 10			10, 30			10, 100		
	s_1 , мкм	s_2 , мкм	$U_{\max}$, В	s_1 , мкм	s_2 , мкм	$U_{\max}$, В	s_1 , мкм	s_2 , мкм	$U_{\max}$, В
1	389	788	0,037411	350	702	0,036216	330	678	0,036198
2	328	676	0,036188	329	675	0,036196	329	675	0,036196
3	335	680	0,036231	334	679	0,036224	330	675	0,036195
4	359	699	0,036470	339	685	0,036213	331	676	0,036203

Разница между крайними значениями переменных при соотношении количества особей и количества поколений 10 и 10 составила для s_1 19,3%, s_2 – 18,5%, при 10 и 30 для s_1 – 6,7%, s_2 – 4,9%, а при 10 и 100 для s_1 – 0,6%, s_2 – 0,7%.

В итоге при $s_1 = 330$ мкм и $s_2 = 675$ мкм получена максимально возможная минимизация $\max(U(t))$ на выходе линии (в данном случае при выравнивании первого и второго импульсов), равная

0,03619 В. Отметим, что оптимизация параметра s_1 дала значение, равное предыдущему, а изменение параметра s_2 на 1,5% (с 685 мкм до 675 мкм) позволило выровнять первый и второй импульсы, тем самым обеспечив наименьшую амплитуду сигнала на выходе МФ. Вычисленные зависимости $U(t)$ на входе и выходе МФ с параметрами, получившимися в результате оптимизации с помощью ГА, представлены на рисунке 4.13.

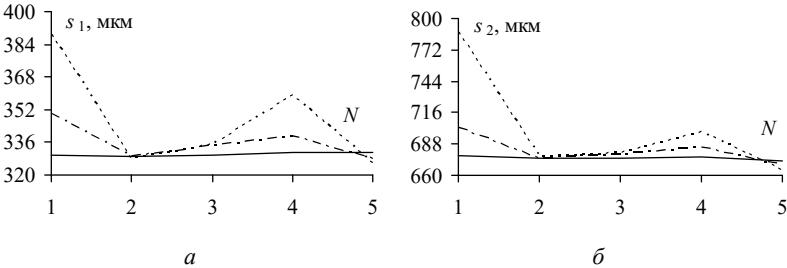


Рисунок 4.12 – Результаты оптимизации с помощью ГА расстояний между проводниками s_1 (а) и s_2 (б) при количестве особей и поколений: 10 и 10 (···); 10 и 30 (–·–); 10 и 100 (—)

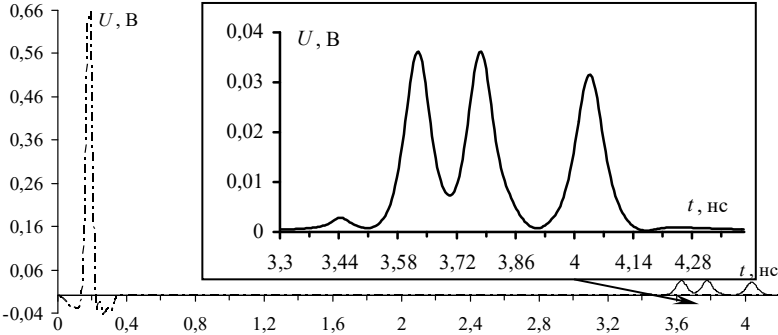


Рисунок 4.13 – $E(t)$ (···) и $U(t)$ на выходе (—) (с увеличенным фрагментом сигнала на выходе) МФ после оптимизации параметров s_1 и s_2 с помощью ГА

4.2.3 Генетический алгоритм

Оптимизация полоскового МФ по амплитудному критерию

При оптимизации здесь и далее использовался простой ГА с параметрами: коэффициент мутации 0,1; коэффициент кроссовера 0,5; число бит для кодирования каждого параметра 10. Отклонения результатов оптимизации при последовательных запусках рассчитывались по формуле

$$a = \left| \frac{X1 - X2}{X1 + X2} \right| \cdot 100\%, \quad (4.3)$$

где $X1$ – максимальное значение; $X2$ – минимальное значение.

Оптимизировался МФ с поперечным сечением (см. рисунок 4.1). При оптимизации матрицы **R** и **G** приняты равными нулю [128]. В качестве оптимизируемых параметров выбраны параметры h , t , s_1 и s_2 как основные, оказывающие непосредственное влияние на форму выходного напряжения. Диапазоны изменения параметров при оптимизации взяты следующими (для всех алгоритмов): 200–1000 мкм для h , 18–200 мкм для t , 10–300 мкм для s_1 и для s_2 . Остальные параметры линии приняты неизменными: $w = 1000$ мкм, $d = 3w$. Эквивалентная схема данного МФ аналогична схеме на рисунке 4.4,а. Длина МФ $l = 0,6$ м, а значения R взяты по 50 Ом.

Параметры воздействующего СКИ следующие: амплитуда ЭДС 1 В, а длительности фронта, плоской вершины и спада импульса по 50 пс, так что общая длительность импульса составляет 150 пс. Рассмотрим оптимизацию по критерию максимизации полосы пропускания. Результаты оптимизации сведены в таблицу 4.3, где приведены итоговые значения оптимизируемых параметров (h , t , s_1 и s_2), значения $U_{\max}$ и время (T), затраченное на единичный расчет. На рисунке 4.14 показаны формы выходного напряжения для наилучшего результата оптимизации.

Из таблицы 4.3 и рисунка 4.14 видно, что наилучший результат оптимизации МФ получен при 5000 вычислениях ГА и составил 146,2 мВ. Временные затраты на один запуск составляют в среднем 16500 с.

Таблица 4.3 – Результаты оптимизации полоскового МФ посредством ГА

N	h , мкм	t , мкм	s_1 , мкм	s_2 , мкм	$U_{\max}$, мВ	T , с	h , мкм	t , мкм	s_1 , мкм	s_2 , мкм	$U_{\max}$, мВ	T , с
	$N_{it}=50$						$N_{it}=100$					
1	203,1	78	147,6	293,2	149,5	185	200	33	113,5	240,4	150,5	356
2	996,9	188,6	11,1	239,7	148,3	186	1000	193,6	11,1	176	147,8	354
3	243,9	36,6	58,9	156,7	155,2	186	209,4	178,6	106,7	211,3	151,3	354
4	830,6	192,9	13,4	102,1	153,4	186	1000	197,9	19,1	76	148,4	354
5	200	151,5	107,8	212,4	150	186	209,4	26,6	87,3	234	151,6	358
	$N_{it}=1000$						$N_{it}=5000$					
1	203,1	55,1	108,9	242	148,8	3229	1000	183,6	13,4	187,4	147,3	16140
2	203,1	89,4	132,8	267	148,7	3225	990,6	140	10	93	147,2	16286
3	203,1	121,5	114,6	228,4	148,7	3222	990,6	191,4	10	55,5	146,2	16396
4	996,9	196,4	12,3	73,7	146,8	3222	1000	178,6	10	65,7	146,5	16683
5	200	33,7	115,8	264,7	149,5	3264	1000	153,6	13,4	77,1	147,2	16967

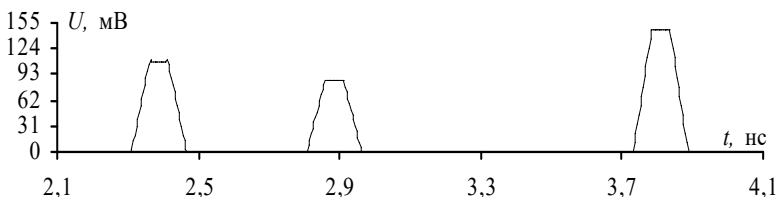


Рисунок 4.14 – Формы выходного напряжения для наилучшего результата оптимизации МФ на основе 3-проводной МПЛ посредством ГА

Оптимизация полоскового МФ по частотным критериям

Оптимизация выполнялась на примере полоскового МФ, поперечное сечение которого представлено на рисунке 4.1. Оптимизируемые параметры и диапазоны для их оптимизации те же, что при оптимизации по амплитудному критерию, а длина МФ $l = 1$ м. Параметры воздействующего импульса и эквивалентной схемы приняты такими же, как при оптимизации по амплитудному критерию. Частотные характеристики снимались при воздействии источника гармонической ЭДС 2 В. Вычисления выполнялись на нескольких персональных компьютерах (ПК) с незначительно отличными характеристиками и загруженностью. Результаты оптимизации по критерию максимизации полосы пропускания с использованием ГА

приведены в таблице 4.4, куда сведены итоговые значения оптимизируемых параметров (h , t , s_1 и s_2), значения f_{cp} , U_{max} и T , а также отклонение результатов пяти запусков алгоритмов при конкретном числе вычислений. На рисунке 4.15 показаны графики сходимости результатов из таблицы 4.4.

Таблица 4.4 – Результаты оптимизации полоскового МФ по критерию максимизации полосы пропускания, полученные с помощью ГА

N	h , мкм	t , мкм	s_1 , мкм	s_2 , мкм	U_{max} , мВ	f_{cp} , МГц	T , с
$N_{it} = 50$							
1	338	23	288,6	204,5	272,3	434,6	380
2	209,4	20,9	253,4	130,5	279,7	439,2	511
3	222	20,1	261,3	10	338,8	446	340
4	425,9	27,3	284,1	165,8	285,6	399	360
5	278,4	57,3	299	35	339,5	441,2	363
Δ , %	34,08	48,06	8,25	90,68	11	5,56	20,09
$N_{it} = 100$							
1	338	20,9	290,9	279,5	248,7	437,2	454
2	347,5	22,3	293,2	23,6	344,1	447,6	741
3	237,6	20,1	293,2	19,1	340,9	452	822
4	209,4	20,9	292	273,8	233,5	450,6	740
5	234,5	18	270,4	174,9	270,3	446,3	683
Δ , %	24,8	10,67	4,05	87,21	19,15	1,66	28,84
$N_{it} = 1000$							
1	222	22,3	295,5	13,4	341,5	515	6203
2	206,3	19,4	299	18	338	512	6016
3	203,1	18	297,7	245,4	246,7	509,5	5797
4	243,9	18	294,3	10	344,9	517,6	5763
5	297,3	22,3	297,7	10	350,5	461,1	2818
Δ , %	18,82	10,67	0,79	92,17	17,38	5,77	37,52
$N_{it} = 5000$							
1	237,6	22,3	296,6	12,3	344,4	516,4	12676
2	275,3	20,9	296,6	13,5	344,9	459,8	12592
3	212,5	19,4	300	257,9	243,4	509	12868
4	253,3	18,7	293,2	12,3	346	517	13208
5	215,7	19,4	300	15,7	338,6	514,3	13532
Δ , %	12,87	8,78	1,15	90,9	14,41	5,86	3,6

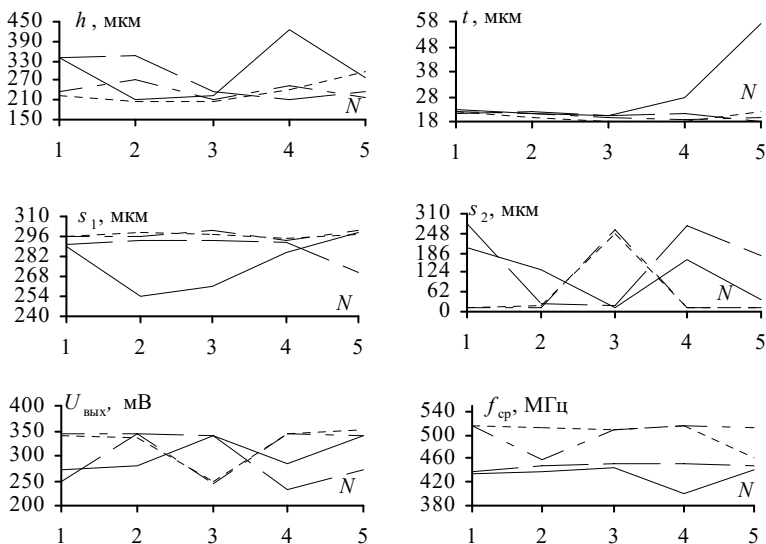


Рисунок 4.15 – Результаты оптимизации МФ по критерию максимизации полосы пропускания с использованием ГА при количестве особей/поколений 5/10 (—), 10/10 (- -), 10/100 (····), 50/100 (-·-·)

Из таблицы 4.4 следует, что наибольшее значение полосы пропускания в результате оптимизации посредством ГА получено при $N_{\text{ит}} = 5000$ и составляет 517 МГц. Кроме того, наглядно видно, что с ростом $f_{\text{ср}}$ увеличивается U_{max} , при увеличении количества вычислений наблюдается рост значения $f_{\text{ср}}$, а вместе с тем – достижение глобального экстремума ЦФ (увеличение полосы пропускания). К тому же растет значение U_{max} , что естественно при увеличении полосы пропускания.

Между тем из таблицы 4.4 видно, что минимум Δ для ГА наблюдается при $N_{\text{ит}} = 10/10$ и составляет 1,66%, однако при большем количестве вычислений сходимость ухудшается при увеличении значения $f_{\text{ср}}$. Это говорит о наличии явного локального экстремума, в который попадает ГА при недостаточном количестве вычислений, миновать локальный экстремум возможно при увеличении числа вычислений (в данном случае до 5000).

Рассмотрим оптимизацию по критерию контроля полосы пропускания. Результаты оптимизации представлены в таблице 4.5, а на рисунке 4.16 – графики сходимости для данных из этой таблицы. Для апробации критерия контроля полосы пропускания значение f_x (целевое значение f_{cp}) установлено на уровне 425 МГц.

Таблица 4.5 – Результаты оптимизации полоскового МФ по критерию контроля полосы пропускания, полученные с помощью ГА

N	h , мкм	t , мкм	s_1 , мкм	s_2 , мкм	U_{max} , мВ	f_{cp} , МГц	T , с
$N_{it} = 50$							
1	382	28,7	292	86,2	318,5	427,1	419
2	272,2	50,8	288,6	277,3	241	424,8	395
3	987,5	27,3	290,9	47,5	328	395,4	432
4	385,1	29,4	278,4	69,1	323,6	424,1	416
5	294,1	74,4	282,9	111,2	309,8	371,3	473
Δ , %	56,78	46,31	2,38	70,75	15,29	6,99	8,99
$N_{it} = 100$							
1	287,8	41,6	264,7	132,8	292,9	425,5	776
2	265,9	29,4	230,6	160,1	266,2	424,7	1006
3	237,6	43,7	263,6	222,7	248,6	430,8	978
4	360	23,7	287,5	284,1	247,1	422,3	897
5	479,2	27,3	300	25,9	344	420	741
Δ , %	33,71	29,67	13,08	83,29	16,39	1,27	15,17
$N_{it} = 1000$							
1	391,4	22,3	261,3	58,9	322,9	424,1	5959
2	237,6	35,1	226,1	113,5	283,4	425,3	6263
3	275,3	55,1	273,8	122,6	300,5	425,2	6236
4	262,7	25,1	215,8	136,2	269,4	424,5	6239
5	319,2	53	285,2	95,3	316,9	424,6	6226
Δ , %	24,45	42,38	13,85	39,62	9,03	0,14	2,49
$N_{it} = 5000$							
1	269	22,3	196,5	69,1	298,2	425,4	34101
2	394,5	28,7	272,7	54,4	328,5	423,5	32235
3	366,3	35,1	294,3	101	312,5	425	32229
4	369,4	18	256,8	101	301,5	424,8	35064
5	287,8	44,4	271,6	140,8	291,8	425,5	12820
Δ , %	18,91	42,3	19,93	44,26	5,92	0,24	46,45

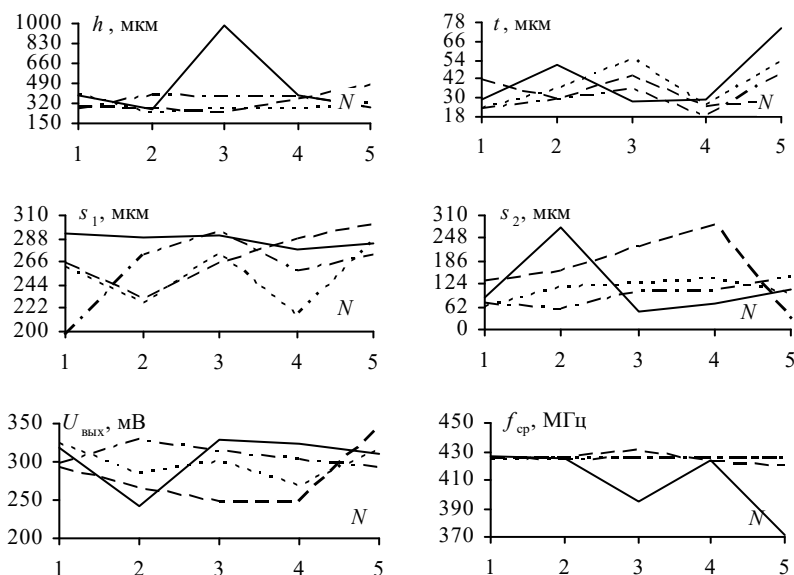


Рисунок 4.16 – Результаты оптимизации МФ по критерию контроля полосы пропускания с использованием ГА при $N_{\text{it}} = 500$ (—), 1000 (- -), 2500 (···), 5000 (-·-)

Видно, что при оптимизации посредством ГА достигнут глобальный экстремум ЦФ (425 МГц). При оптимизации отклонение f_{cp} составляет 6,99% при $N_{\text{it}} = 50$ и всего 0,24% при $N_{\text{it}} = 5000$. Такое поведение говорит о том, что генетическому алгоритму в общем случае достаточно 50 вычислений для достижения глобального экстремума (разница между наилучшими значениями f_{cp} при 1000, 2500 и 5000 вычислениях меньше 0,4%).

4.2.4 Эволюционные стратегии

Оптимизация полоскового МФ по амплитудному критерию

При оптимизации здесь и далее использовались ЭС, реализованные на основе библиотеки «barecmaes2» на языке Python.

Оптимизируемые параметры и диапазоны для их оптимизации те же, что и при оптимизации по ГА. Начальные решения для ЭС: $h = 500$ мкм, $t = 30$ мкм, $s_1 = 200$ мкм, $s_2 = 200$ мкм, а шаг $\sigma = 10$ мкм. Параметры воздействующего импульса и эквивалентной схемы взяты такими же, что при оптимизации по амплитудному критерию. Результаты оптимизации сведены в таблицу 4.6. На рисунке 4.17 показаны формы выходного напряжения для наилучшего результата оптимизации.

Таблица 4.6 – Результаты оптимизации полоскового МФ посредством ЭС

N	h , мкм	t , мкм	s_1 , мкм	s_2 , мкм	$U_{\max}$, мВ	T , с
$N_{it} = 500$						
1	991,6	140,2	10	47,1	147,7	1820
2	201	132,1	97,2	196,5	150,9	1816
3	994,9	184,6	12,1	105,6	147,9	1815
4	604,6	126,8	107,1	276	161,1	1819
5	539,6	76,5	88,2	250	161,2	1817
$N_{it} = 1000$						
1	987,7	88,8	10,1	27,3	148,4	3597
2	200,3	42,1	113	252,7	149,4	3595
3	995,4	180,1	11,3	48,5	147,4	3639
4	603,4	128,7	111,6	282,7	160,1	3602
5	202,8	89,4	116,3	236,4	149,7	3624
$N_{it} = 2500$						
1	488,4	113,3	106,6	262	162,9	9032
2	994,8	131,4	10,1	40,7	147,7	9125
3	993,6	137,3	49,6	102,7	149,7	9166
4	527	88,3	98,6	264,3	161,2	7867
5	439,3	135,6	127,3	295,8	163,3	8744
$N_{it} = 5000$						
1	536,2	35,1	57,8	198,7	161,1	10755
2	983	26,8	10	17,4	149,5	18322
3	565	97,4	99,2	261,7	161,2	12992
4	577,9	83,7	87,5	236,7	160	12345
5	590,7	119	108,8	277,1	160,8	14532

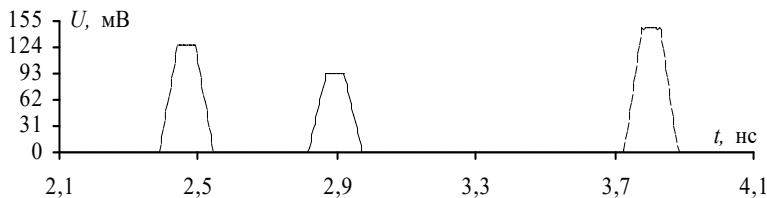


Рисунок 4.17 – Формы выходного напряжения для наилучшего результата оптимизации МФ на основе 3-проводной МПЛ посредством ЭС

Из таблицы 4.6 и рисунка 4.17 видно, что наилучший результат оптимизации МФ на основе 3-проводной МПЛ посредством ЭС получен при 1000 вычислениях и составляет 147,4 мВ. Временные затраты на один запуск составляют в среднем 13800 с.

Оптимизация кабельного МФ по амплитудному критерию

Для оптимизации использовалась методика, описанная в пункте 4.1.2. Исследование показано на примере 3-проводного кабельного МФ из пункта 4.1.2. Эквивалентная схема и поперечное сечение МФ представлены на рисунке 4.4.

Значения фиксированных параметров поперечного сечения МФ выбраны следующие: $\varepsilon_{r1} = 1$, $\varepsilon_{r2} = 5$, $\varepsilon_{r3} = 19$, радиус опорного проводника $r_0 = 0,9$ мм, радиус активного проводника $r_A = 0,9$ мм. Моделирование и оптимизация выполнены в системе квазистатического моделирования TALGAT, при этом потери не учитывались, чтобы исключить их влияние на данном этапе исследования. В качестве воздействия использован трапециевидный СКИ с ЭДС 5 В, длительностью плоской вершины $t_d = 50$ пс и временем фронта и спада $t_r = t_f = 50$ пс (общая длительность СКИ составила $t_\Sigma = 150$ пс). Длина МФ принята равной 1 м, а значения R взяты по 50 Ом.

Диапазоны оптимизации для проводников приняты следующие [122]: $r_{П1}$ и $r_{П2}$ от 0,5 мм до 0,9 мм (величина r_A); $r_{ТД1}$ от 0,1 мм до 0,7 мм; $R_{П1}$ и $R_{П2}$ от суммы ($r_{д1} + r_{П1/П2} + 25$ мкм) до разности ($r_{д2} - r_{П1/П2} - 25$ мкм) для первого и второго пассивного проводни-

ков соответственно; φ_1 от 10° до границы, определяемой формулой (4.2), φ_2 от границы, определяемой формулой (4.2) до 350° .

Алгоритм работы ЭС детально описан в [115]. Так, в качестве входных параметров (начальных решений) для алгоритма используется список, состоящий из начальных точек отсчета для каждого оптимизируемого параметра, и начальный размер шага, который адаптируется и изменяется в процессе оптимизации. Начальные решения при оптимизации посредством ЭС взяты следующие: $r_{П1} = 0,7$ мм, $r_{П2} = 0,7$ мм, $r_{ГД1} = 0,5$ мм, $R_{П1} = 2,45$ мм, $R_{П2} = 2,45$ мм, $\varphi_1 = 45^\circ$, $\varphi_2 = 260^\circ$, а шаг $\sigma = 0,1$ мм. Также стоит отметить, что расчеты при 500, 1000 и 2500 вычислениях проводились на ПК с меньшей производительностью, чем тот, на котором выполнялись остальные расчеты, т.е. T одного запуска на ПК с меньшей производительностью примерно в 1,5 раза превышало T на основном.

В таблице 4.7 приведены результаты оптимизации МФ посредством модифицированного алгоритма ЭС. Оптимизация выполнялась по амплитудному критерию. В таблице 4.7 сведены значения оптимизируемых параметров, $U_{\max}$, а также время расчета. На рисунке 4.18 показаны формы напряжений на выходе МФ с круговым сечением для наилучшего результата оптимизации при каждом числе вычислений.

Таблица 4.7 – Результаты оптимизации кабельного МФ по амплитудному критерию посредством ЭС

N	$r_{П1}$, мм	$r_{П2}$, мм	$r_{ГД}$, мм	$R_{П1}$, мм	$R_{П2}$, мм	φ_1 , град	φ_2 , град	$U_{\max}$, В	T , с
$N_{it} = 500$									
1	0,585	0,891	0,543	2,663	2,363	56,9	260	0,81	1598
2	0,502	0,889	0,117	1,927	1,933	28,5	271,9	0,85	1493
3	0,625	0,892	0,214	2,265	2,035	44,5	260	0,84	1562
4	0,846	0,861	0,63	2,477	2,435	50,3	150,9	0,82	1500
5	0,511	0,883	0,214	2,296	2,037	56,6	312,4	0,82	1492
$N_{it} = 1000$									
1	0,735	0,9	0,26	2,196	2,085	45	260	0,84	3308
2	0,673	0,898	0,591	2,631	2,418	56,4	260,4	0,79	3061
3	0,722	0,897	0,131	1,874	1,953	40,6	170,3	0,8	3026
4	0,753	0,9	0,687	2,548	2,512	45	260	0,88	3564
5	0,695	0,846	0,105	1,921	1,878	44	265,5	0,67	3053

Окончание таблицы 4.7

N	r_{P1} , мм	r_{P2} , мм	r_{1dd} , мм	R_{P1} , мм	R_{P2} , мм	φ_1 , град	φ_2 , град	$U_{\max}$, В	T , с
$N_{it} = 2500$									
1	0,75	0,898	0,126	2,072	1,953	45	260	0,67	8367
2	0,545	0,9	0,126	1,968	1,95	42,4	306,9	0,77	8133
3	0,547	0,899	0,258	2,13	2,084	52,6	259,2	0,77	8357
4	0,551	0,898	0,674	2,806	2,498	62,2	165,9	0,76	8259
5	0,735	0,897	0,162	2,141	1,986	45	260	0,68	8241
$N_{it} = 5000$									
1	0,676	0,894	0,169	2,14	1,988	48,2	302,7	0,69	11311
2	0,883	0,898	0,165	1,98	1,99	18,2	284,3	0,78	12474
3	0,698	0,896	0,125	2,083	1,953	48	268,8	0,61	13309
4	0,556	0,899	0,671	2,79	2,496	62	178,6	0,75	11594
5	0,702	0,894	0,123	2,051	1,946	46,7	281,3	0,65	13341

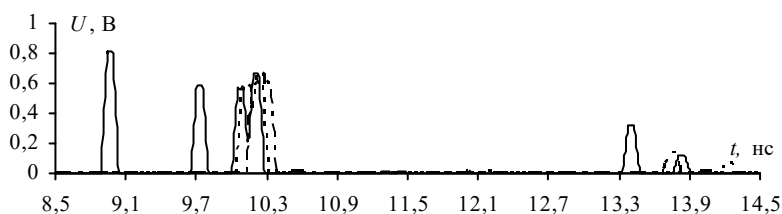


Рисунок 4.18 – Формы выходных напряжений при числе итераций:
500 (—), 1000 (- · -), 2500 (—), 5000 (· · ·)

Из таблицы 4.7 следует, что минимальное значение $U_{\max}$ составляет 0,61 В (при 5000 вычислениях), а из рисунка 4.18 – что происходит частичное наложение импульсов разложения. Однако это не влияет на уровень $U_{\max}$. С практической точки зрения наложение импульсов разложения нежелательно, поскольку это приведет к росту значения $U_{\max}$ при увеличении длительности воздействующего импульса. Между тем с учетом начальных параметров воздействия и диапазонов оптимизации МФ можно говорить о приближении к глобальному экстремуму (основываясь на уменьшении средних значений $U_{\max}$ при увеличении числа вычислений). Минимизация $U_{\max}$ достигнута за счет выравнивания амплитуд мод 1 и 2 (при 5000 вычислениях). Однако параметры, полученные в результате оптимизации, приводят к рассогласованию МФ с трактом (что

также является ресурсом минимизации $U_{\max}$). Например, при ЭДС 5 В уровень входного напряжения составляет 0,93 В (тогда как в согласованном случае он бы стремился к 2,5 В). Также из таблицы 4.7 видно, что во всех случаях алгоритм заканчивает расчеты по окончании заданного числа итераций.

Для оценки целесообразности применения ЭС для оптимизации кабельного МФ уместно сравнить приведенные результаты с результатами, полученными при помощи оптимизации ЭП. В случае использования параметров МФ из [129] значение $U_{\max}$ составило 0,83 В. На рисунке 4.19 показаны поперечные сечения после оптимизации ЭП (а) и ЭС (б), а на рисунке 4.20 – формы напряжений на выходе МФ при двух методах оптимизации.

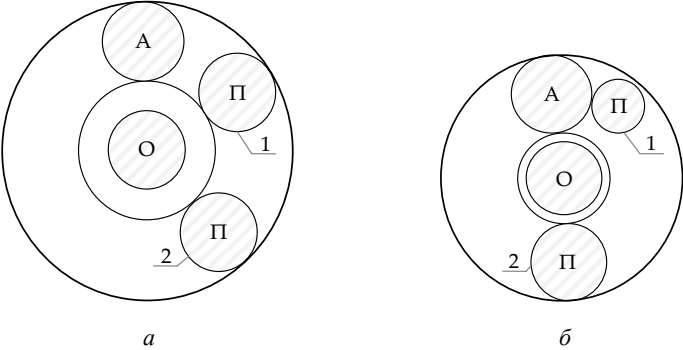


Рисунок 4.19 – Поперечные сечения МФ с круговым сечением после оптимизации ЭП (а) и ЭС (б)

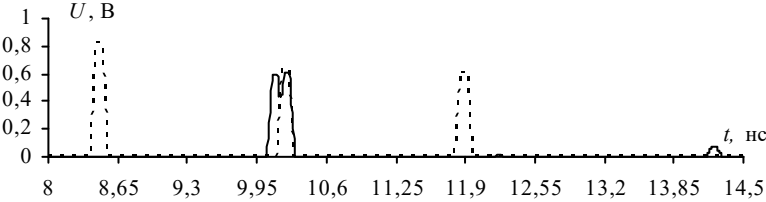


Рисунок 4.20 – Формы выходных напряжений после оптимизации ЭП (· · ·) и ЭС (—)

Рисунок 4.20 показывает результативность и целесообразность применения предложенной методики при оптимизации МФ с круговым сечением с помощью ЭС. Это также следует из таблицы 4.7: уже при 500 вычислениях в ЭС можно получить меньший или соразмерный с оптимизацией ЭП уровень $U_{\max}$. Наименьшее значение $U_{\max}$, полученное при оптимизации с помощью ЭС (0,61 В при 5000 вычислениях) в 1,36 раза меньше значения, полученного при оптимизации ЭП (0,83 В). Отметим, что для качественного результата (приближения к глобальному максимуму) алгоритму требуется около 2500–5000 вычислений и 8000–12000 секунд (при аналогичном числе оптимизируемых параметров и ЦФ). Кроме того, значения τ_i МФ с параметрами после оптимизации ЭП составляют 8,4; 10,14 и 11,8 нс/м, а с параметрами после оптимизации посредством ЭС – 10, 10,16 и 14,15 нс/м. Так, $\Delta\tau_i$ МФ с параметрами после оптимизации ЭП составляют 1,73 и 1,66 нс/м, а с параметрами после оптимизации посредством ЭС – 0,11 и 4 нс/м. Как отмечалось ранее, близкие значения мод 1 и 2 могут привести к росту результирующего значения $U_{\max}$ при увеличении длительности воздействующего импульса. Вместе с тем можно говорить о неизбежном наложении мод 1 и 2 при учете потерь в МФ. Поэтому целесообразно выполнение многокритериальной оптимизации МФ с круговым сечением с учетом временных критериев, а также критерия согласования.

Оптимизация полоскового МФ по частотным критериям

Оптимизируемые параметры и диапазоны для их оптимизации те же, что и при оптимизации по амплитудному критерию, но длина МФ принята $l = 1$ м. Параметры воздействующего импульса и эквивалентной схемы также взяты такими же, что и при оптимизации по амплитудному критерию. Частотные характеристики снимались при воздействии источника гармонической ЭДС 2 В. Вычисления выполнялись на нескольких ПК с незначительно отличными характеристиками и загруженностью. Результаты оптимизации по критерию максимизации полосы пропускания с использованием ЭС в таблице 4.8, куда сведены итоговые значения оптимизируемых параметров (h , t , s_1 и s_2), значения $f_{\text{ср}}$, $U_{\max}$ и T ,

а также отклонение результатов пяти запусков алгоритмов при конкретном числе вычислений. На рисунке 4.21 показаны графики сходимости результатов из таблицы 4.8.

Таблица 4.8 – Результаты оптимизации полоскового МФ по критерию максимизации полосы пропускания, полученные с помощью ЭС

N	h , мкм	t , мкм	s_1 , мкм	s_2 , мкм	$U_{\max}$, мВ	$f_{\text{ср}}$, МГц	T , с
$N_{\text{ит}} = 5/10$							
1	264,8	19,1	277,9	216,5	259,4	448	5918
2	243,8	19,8	297,3	287,4	237	452,4	5383
3	232,5	19,5	297,9	164,8	283,5	453,9	5214
4	204,1	18,2	297,5	211	260,3	508,2	5240
5	248,5	25,6	297,9	11,1	344,3	516,6	4934
Δ , %	12,95	16,9	3,47	92,56	18,46	7,11	9,06
$N_{\text{ит}} = 10/10$							
1	292,4	26,2	282	13,7	346	451	3443
2	237,8	18	296,1	122,5	299,4	504,2	3535
3	257,1	18,2	296,5	36,8	333,8	510,7	3533
4	208,9	20	297,3	22,7	334,2	511	3684
5	237,9	22,2	290	11,7	342,9	516	3781
Δ , %	16,66	18,55	2,64	82,56	7,22	6,72	4,68
$N_{\text{ит}} = 10/100$							
1	250,3	18,1	293,2	23,8	339,9	513,3	8748
2	237,5	19,3	297,3	14,6	343,8	516,2	8321
3	236,3	21	297,7	17,3	342,2	515,2	8500
4	264,8	20,1	291,1	11,7	345,7	516,1	8939
5	257,1	20,4	290	11,6	346,3	516,3	8446
Δ , %	5,69	7,42	1,31	34,46	0,93	0,29	3,58
$N_{\text{ит}} = 50/100$							
1	232,2	21,4	295,3	10,4	344,8	516,4	22179
2	259,6	21,9	295,6	10,7	344,7	516,7	24629
3	235	18,6	295,2	32,8	332,8	511,3	12262
4	242,9	19,2	297,8	10,5	346,2	517,5	14135
5	257,6	18,3	299,8	11	345,4	518,2	16368
Δ , %	5,57	8,96	0,77	51,85	13,45	0,67	33,14

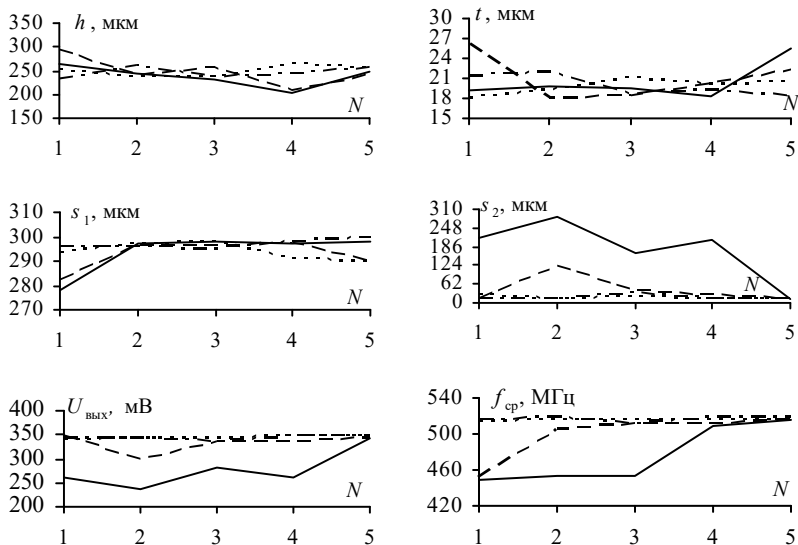


Рисунок 4.21 – Результаты оптимизации МФ по критерию максимизации полосы пропускания с использованием ЭС при $N_{it}=500$ (—), 1000 (---), 2500 (···), 5000 (— · —)

Из таблицы 4.8 следует, что наибольшее значение полосы пропускания в результате оптимизации посредством ЭС получено при $N_{it}=5000$ и составляет 518,2 МГц. Кроме того, наглядно видно, что с ростом f_{cp} увеличивается U_{max} , при увеличении количества вычислений наблюдается рост значения f_{cp} и достижение глобального экстремума ЦФ (увеличение полосы пропускания). Вместе с этим растет значение U_{max} , что естественно при увеличении полосы пропускания. Отклонение f_{cp} при ЭС достигает 7,11% и 6,72% при $N_{it}=500$ и 1000, однако далее составляет всего 0,29% при $N_{it}=2500$ и 0,67% при $N_{it}=5000$. Такое поведение говорит о том, что алгоритму ЭС достаточно 2500 вычислений, чтобы добиться глобального экстремума (разница между наилучшими значениями f_{cp} при 2500 и 5000 вычислениях меньше 0,2%).

Рассмотрим оптимизацию полоскового МФ по критерию контроля полосы пропускания. Параметры МФ и воздействующего импульса взяты такими же, что и при оптимизации по амплитудному критерию. Результаты оптимизации по критерию контроля полосы пропускания с использованием ЭС представлены в таблице 4.9, а на рисунке 4.22 – графики сходимости данных из этой таблицы.

Таблица 4.9 – Результаты оптимизации полоскового МФ по критерию контроля полосы пропускания, полученные с помощью ЭС

N	h , мкм	t , мкм	s_1 , мкм	s_2 , мкм	$U_{\max}$, мВ	$f_{\text{ср}}$, МГц	T , с
	$N_{\text{ит}} = 50$						
1	334,4	22,3	231,9	75,7	307,9	424	1584
2	466,5	18,1	297,9	196,9	278,1	406,1	1573
3	376,5	19,5	287,2	215,3	269	425,9	1558
4	397,3	21,6	292,1	128,3	300	424,5	1540
5	266,9	48,8	277,4	193,3	270,4	425,8	1567
Δ , %	27,22	45,89	12,46	47,97	6,74	2,38	1,41
$N_{\text{ит}} = 100$							
1	384,4	28,6	274,5	59,2	327,3	425,9	3066
2	356,3	24,8	266,2	114,9	300	423,6	3099
3	413,9	29,6	277,8	36,8	338,3	425	3037
4	349,7	20,3	269,7	207,3	266,4	426	3120
5	368	21,2	286,8	233,6	263,5	425,36	3087
Δ , %	8,41	18,64	3,73	72,78	12,43	0,28	1,35
$N_{\text{ит}} = 1000$							
1	246,6	55,7	269	137,4	289	425,5	6260
2	476	25,3	289,3	14,2	349,3	425,3	13730
3	338,7	26,6	260,6	119,2	296,7	424,6	14344
4	422,8	29,2	287,3	40,2	338,1	425,4	7444
5	332,9	29,6	272,6	154,4	286,8	424,6	7791
Δ , %	31,75	37,53	5,22	83,16	9,83	0,11	39,24
$N_{\text{ит}} = 5000$							
1	317,5	28,6	267,1	230,3	256	424	4155
2	343,4	36,8	292,9	135,8	300,9	425,2	13102
3	302,1	41,7	290,1	271,4	246,9	424	7383
4	404	19	296	176,6	284,5	423,7	12522
5	391,9	23,4	283,4	93,5	311,5	424,8	9133
Δ , %	14,43	37,4	5,13	48,75	11,57	0,18	51,85

Видно, что при оптимизации посредством ЭС достигнут глобальный экстремум ЦФ (425 МГц).

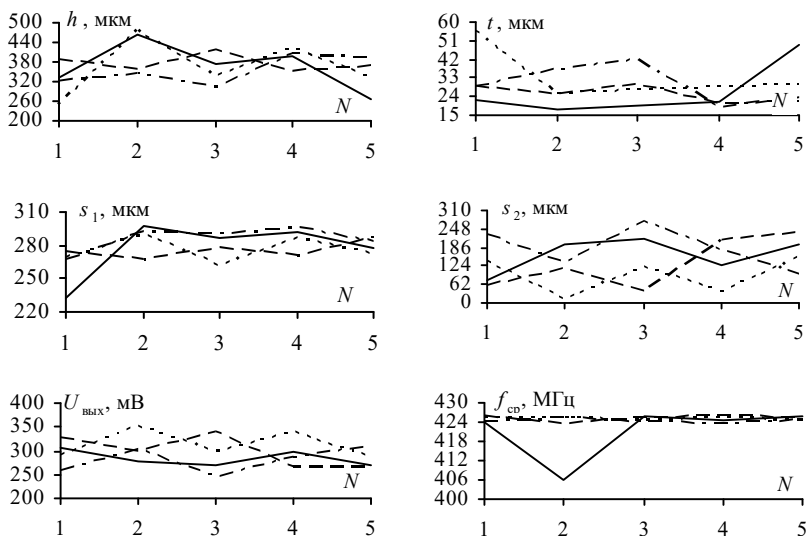


Рисунок 4.22 – Результаты оптимизации МФ по критерию контроля полосы пропускания с использованием ЭС при $N_{it}=500$ (—), 1000 (---), 2500 (···), 5000 (-·-)

При оптимизации отклонение f_{cp} составляет 2,38% при $N_{it} = 500$ и всего 0,18% при $N_{it} = 5000$. Такое поведение говорит о том, что алгоритму ЭС в общем случае достаточно 500 вычислений для достижения глобального экстремума (разница между наилучшими значениями f_{cp} при 1000, 2500 и 5000 вычислениях меньше 0,2%). При этом отклонения полученных значений f_{cp} не превышают 3% при оптимизации посредством ЭС.

4.2.5 Метод случайного поиска

Оптимизация полоскового МФ по амплитудному критерию

При оптимизации здесь и далее использовался СП, реализованный на основе библиотеки «random_s» на языке Python.

Оптимизируемые параметры и диапазоны для их оптимизации те же, что и при оптимизации по ГА. Параметры воздействующего импульса и эквивалентной схемы также взяты такими же, что и при оптимизации по амплитудному критерию. Результаты оптимизации сведены в таблицу 4.10. На рисунке 4.23 показаны формы выходного напряжения для наилучшего результата оптимизации.

Таблица 4.10 – Результаты оптимизации полоскового МФ посредством СП

N	h , мкМ	t , мкМ	s_1 , мкМ	s_2 , мкМ	$U_{\max}$, мВ	T , с
$N_{it} = 500$						
1	914,1	144,6	11,1	118,3	151,1	1539
2	216,8	77,1	98,6	283,2	158	1530
3	211	95,5	131,8	245,6	156,5	1532
4	255,2	18,7	38,5	152,3	158,2	1533
5	245	132,1	38,7	84,4	160,9	1531
$N_{it} = 1000$						
1	228,3	119,6	174,5	288,2	167,3	3068
2	208,2	74,5	89,9	178,1	158,1	3066
3	248,7	160,4	54,1	96,5	159,9	3108
4	245,4	152,5	41,7	102,3	161,4	3089
5	981,1	182,6	11,5	192,3	149,1	3108
$N_{it} = 2500$						
1	225,4	46,5	75	190,6	153,9	7625
2	214,5	32	41,2	260,2	169,5	7800
3	227,2	83,5	111,6	267,9	155,2	7802
4	245,9	34,4	60	229,9	159	7925
5	211,2	188,8	49,8	91,3	155,3	7862
$N_{it} = 5000$						
1	200,5	87,3	92,4	255,7	154,4	15318
2	222,2	51,3	76,9	209,8	154,7	15577
3	209,9	109,2	130,7	269,7	152	15402
4	213,3	125,4	150	288,5	151,9	15095
5	205,1	53,5	70,4	173,8	151,3	15195

Из таблицы 4.10 и рисунка 4.23 видно, что наилучший результат оптимизации МФ на основе 3-проводной МПЛ посредством СП получен при 1000 вычислениях и составляет 149,1 мВ.

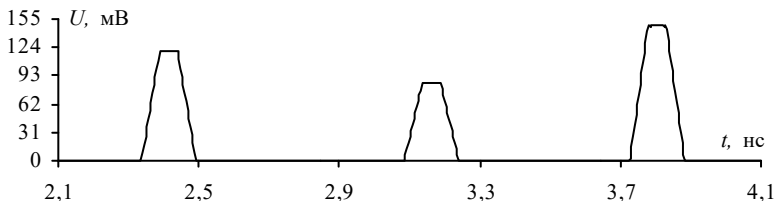


Рисунок 4.23 – Формы выходного напряжения для наилучшего результата оптимизации МФ на основе 3-проводной МПЛ посредством СП

Как видно из таблиц 4.8–4.10, временные затраты на один запуск составляют в среднем 15300 с при 5000 вычислениях, что несколько меньше временных затрат ГА при том же количестве вычислений (в среднем 16500 с) и больше, чем у модифицированного алгоритма ЭС (13800 с). Однако минимальный уровень $U_{\max}$ при оптимизации посредством СП несколько больше, чем при оптимизации посредством модифицированного алгоритма ЭС (на 0,57 %) и ГА (на 0,98 %). Тем не менее полученные значения сопоставимы друг с другом, в том числе по формам выходных напряжений.

Оптимизация полоскового МФ по частотным критериям

Оптимизируемые параметры и диапазоны для их оптимизации те же, что и при оптимизации по амплитудному критерию, но длина МФ принята $l = 1$ м. Параметры воздействующего импульса и эквивалентной схемы также взяты такими же, что и при оптимизации по амплитудному критерию. Частотные характеристики снимались при воздействии источника гармонической ЭДС 2 В. Вычисления выполнялись на нескольких ПК с незначительно отличными характеристиками и загруженностью. Результаты оптимизации по критерию максимизации полосы пропускания с использованием СП приведены в таблице 4.11, куда сведены итоговые значения оптимизируемых параметров (h , t , s_1 и s_2), значения $f_{\text{ср}}$, максимальные значения напряжения на выходе МФ ($U_{\max}$) и T ,

а также отклонение результатов пяти запусков алгоритмов при конкретном числе вычислений. На рисунке 4.24 показаны графики сходимости результатов из таблицы 4.11.

Таблица 4.11 – Результаты оптимизации полоскового МФ по критерию максимизации полосы пропускания, полученные с помощью СП

N	h , МКМ	t , МКМ	s_1 , МКМ	s_2 , МКМ	$U_{\max}$, МВ	$f_{\text{ср}}$, МГц	T , с
$N_{\text{ит}} = 50$							
1	261,2	29,6	298,1	174,2	282,5	444,7	5558
2	278,8	24	248,9	260	233,6	434	5306
3	307,4	30,6	291,3	255,3	252,9	435,8	7271
4	221,5	29,3	272,1	219,2	249,9	441	4752
5	241,8	22,7	282,5	86,4	309,8	445,3	4473
Δ , %	16,24	14,82	8,99	50,12	14,02	1,29	23,82
$N_{\text{ит}} = 100$							
1	260,9	21,3	259,6	189,7	263,6	441,1	13019
2	320,5	53,7	276,6	12,3	345,8	439,4	8948
3	231,5	38	288,6	266,9	239,2	441	8981
4	227,7	34,1	270,2	219,8	251	438,5	9091
5	265,7	20,7	270,2	162,2	278	443,4	9094
Δ , %	16,93	44,35	5,29	91,19	18,22	0,56	18,53
$N_{\text{ит}} = 1000$							
1	268,7	21	287	285,7	237	447,2	6031
2	325,5	43,2	287,1	24,7	344,4	442	6540
3	217,5	24,3	281,8	188,5	267	446	7610
4	237,9	20,6	299,1	134,7	296,5	453,3	8399
5	230,4	20,3	295,9	71,6	319	505,8	8761
Δ , %	19,89	36,06	2,98	84,1	18,47	6,73	18,46
$N_{\text{ит}} = 5000$							
1	209	22,2	286,8	189	266,4	446,5	13396
2	266,2	18,3	284,5	28,8	335,8	449,2	12669
3	211	18,7	299	94,1	309	505,3	13611
4	230,4	19,2	293,2	120,1	299,4	452,2	15732
5	217,5	21,4	289,6	201,4	264,5	448,6	19018
Δ , %	12,04	9,63	2,49	74,98	11,88	6,18	20,04

Из таблицы 4.11 следует, что наибольшее значение полосы пропускания в результате оптимизации посредством СП получено при $N_{\text{ит}} = 2500$ и составляет 505,8 МГц. Также наглядно показано, что с ростом $f_{\text{ср}}$ увеличивается $U_{\max}$.

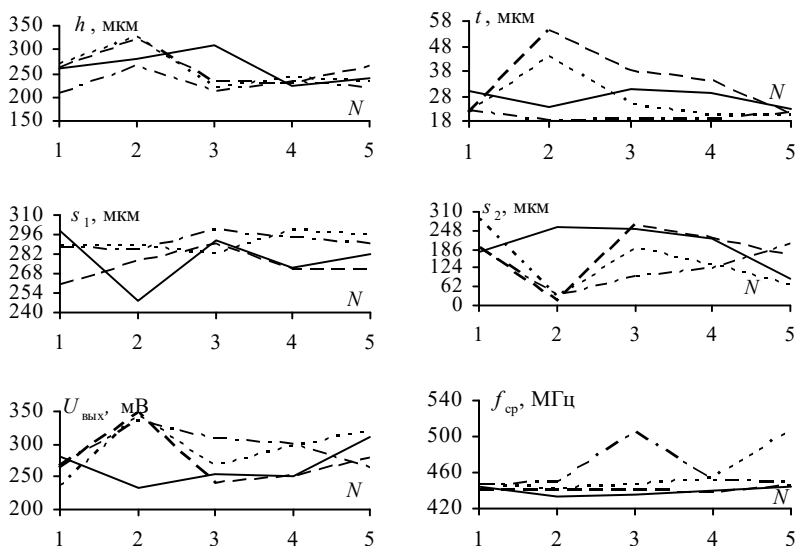
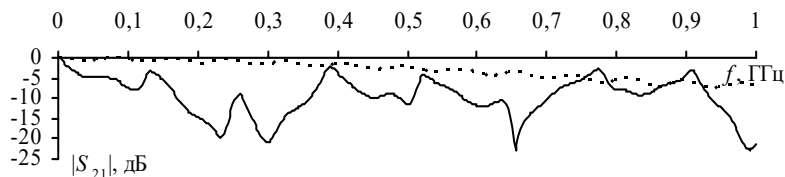
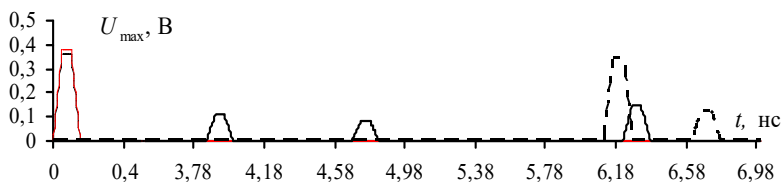


Рисунок 4.24 – Результаты оптимизации МФ по критерию максимизации полосы пропускания с использованием СП при $N_{it}=500$ (—), 1000 (---), 2500 (····), 5000 (-·-·-)

Видно, что при увеличении количества вычислений наблюдается рост значения f_{cp} , а вместе с тем – достижение глобального экстремума ЦФ (увеличение полосы пропускания). Кроме того, растет значение $U_{\max}$, что естественно при увеличении полосы пропускания. Примечательно, что при СП для параметра t при $N_{it}=500, 1000$ и 2500 значение Δ достигает 44,35%, тогда как при $N_{it}=5000$ – снижается до 9,63%. Это говорит о важности оптимизации посредством алгоритма СП с большим числом вычислений. Необходимо отметить, что сходимость оптимизируемых параметров и ЦФ у алгоритма СП ниже, чем у эволюционных алгоритмов, что вполне ожидаемо, учитывая его специфику.

Для полноты исследования на рисунке 4.25 приведены формы напряжений на входе и выходе МФ после оптимизации по амплитудному и частотным критериям. В пункте 4.2.4 выполнена оптимизация МФ на основе МПЛ по амплитудному критерию.

Наименьшее значение $U_{\max}$ достигнуто при параметрах МФ: $h = 990,6$ мкм, $t = 191,4$ мкм, $s_1 = 10$ мкм, $s_2 = 55,5$ мкм. Для МФ после оптимизации по критерию максимизации полосы пропускания взят результат запуска ЭС (при $N_{it} = 5000$) с параметрами: $h = 257,6$ мкм; $t = 18,3$ мкм; $s_1 = 299,8$ мкм; $s_2 = 11$ мкм. Для анализа во временной области в качестве входного воздействия взят СКИ с параметрами из пункта 4.2.4. Значения R остались без изменений, а значение $l = 1$ м. На рисунке 4.26 представлены зависимости коэффициента передачи $|S_{21}|$ при оптимизации МФ по двум критериям.



Из рисунка 4.26 следует, что форма $|S_{21}|$ МФ с параметрами, полученными после оптимизации по критерию максимизации полосы пропускания, имеет преимущественно осцилляционный характер. Причиной этого может являться частичное рассогласование линии с включаемым трактом, что также следует из формы входного воздействия (которая в случае согласования должна достигать 0,5 от уровня ЭДС) на рисунке 4.25.

Рассмотрим оптимизацию полоскового МФ по критерию контроля полосы пропускания. Исследование проводилось на МФ на основе 3-проводной МПЛ (см. рисунок 4.1). Параметры МФ и воздействующего импульса взяты такими же, что и при оптимизации по амплитудному критерию. Результаты оптимизации по критерию контроля полосы пропускания с использованием СП представлены в таблице 4.12, а на рисунке 4.27 – графики сходимости по данным из этой таблицы.

Таблица 4.12 – Результаты оптимизации полоскового МФ по критерию контроля полосы пропускания, полученные с помощью СП

N	h , мкм	t , мкм	s_1 , мкм	s_2 , мкм	$U_{\max}$, мВ	$f_{\text{ср}}$, МГц	T , с
$N_{\text{it}}=50$							
1	313,5	35,5	272,4	144,4	290,8	425,5	1545
2	298,3	36,7	267	156,6	282	425,5	1569
3	329,4	23	263,8	273,8	240,5	423,4	1650
4	219	59,8	272,3	141,9	285,1	376,3	1653
5	417,1	26	263,5	19,5	344	429,6	1700
Δ , %	31,14	44,44	1,66	86,7	17,71	6,61	4,78
$N_{\text{it}}=100$							
1	325,9	22,3	246,3	120	291,4	425,8	3099
2	367,1	55,8	280,8	10,4	347,8	428,1	3171
3	298,2	36,3	277,8	198,5	270,4	428	3155
4	205,3	47,3	253,4	66,3	308,4	427,8	3128
5	209,9	42	248	90,9	296,2	427,2	3085
Δ , %	28,27	42,89	6,55	90,04	12,52	0,27	1,37
$N_{\text{it}}=1000$							
1	422,5	36,8	282,2	15,7	348,4	424,8	7724
2	250,2	45,8	260,8	22,4	335,8	440,2	8159
3	298,9	33,9	243,1	91,2	304,8	425,6	8579
4	283,4	39,9	262,1	158,8	280,4	424,6	7691
5	249,5	33	221,6	105,2	287,3	424,9	8228
Δ , %	25,74	16,24	12,03	82	10,81	1,8	5,46
$N_{\text{it}}=5000$							
1	228	38,1	229,7	108,8	285,7	425,3	16036
2	430,5	18,2	249	26,1	336,9	423,5	15941
3	416	19,5	279,4	71,6	319	424,3	16372
4	277,5	58,5	289,6	152,4	290,9	425	16506
5	305,8	29,2	229,7	83,6	302,2	423,7	15860
Δ , %	30,75	52,54	11,53	70,76	8,22	0,21	2

Из таблицы 4.12 следует, что алгоритм достиг глобального экстремума (425 МГц). Важно то, что при любом значении N_{it} для всех алгоритмов (пункты 4.2.3 и 4.2.4) так или иначе достигается глобальный экстремум ЦФ. Кроме этого, отклонение f_{cp} при оптимизации посредством ЭС, ГА и СП составляет соответственно 2,38%, 6,99% и 6,61% при $N_{it} = 500$, однако при $N_{it} = 5000$ – всего 0,18%, 0,24% и 0,21%.

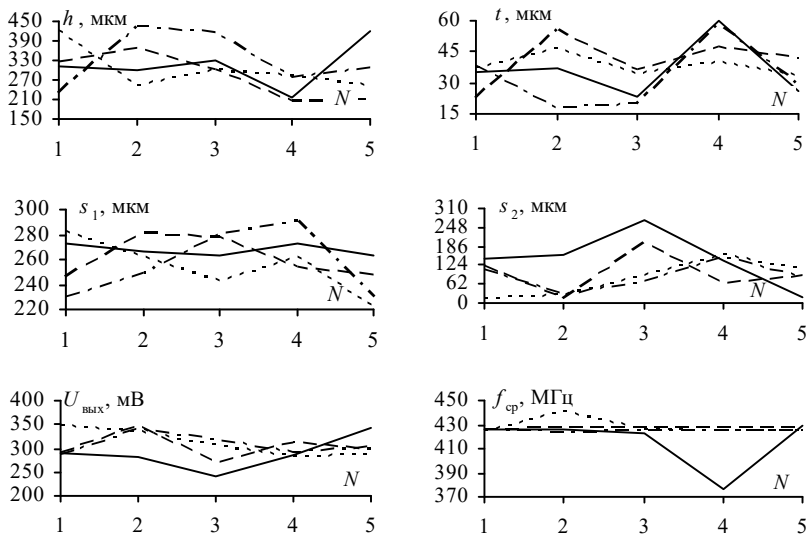


Рисунок 4.27 – Результаты оптимизации МФ по критерию контроля полосы пропускания с использованием СП при $N_{it}=500$ (—), 1000 (---), 2500 (···), 5000 (-·-)

Такое поведение говорит о том, что алгоритмам в общем случае достаточно 500 вычислений для достижения глобального экстремума (разница между наилучшими значениями f_{cp} при 1000, 2500 и 5000 вычислениях меньше 0,2% для ЭС, 0,4% для ГА и 1,8% для СП). Аналогично для всех алгоритмов наибольшее значение Δ (для оптимизируемых параметров) соответствует параметру s_2 (от 39,62% до 90,04%). Наименьшее значение Δ соответствует параметру s_1 (от 1,66% до 19,93%). Отклонения полученных значений

$f_{\text{ср}}$ не превышают 3% при оптимизации посредством ЭС и 7% – при ГА и СП. Таким образом, отклонение $f_{\text{ср}}$ не превышает 7% для всех алгоритмов, что приемлемо.

Для полноты исследования на рисунке 4.28 приведены формы напряжений на входе и выходе МФ после оптимизации по амплитудному и частотным критериям.

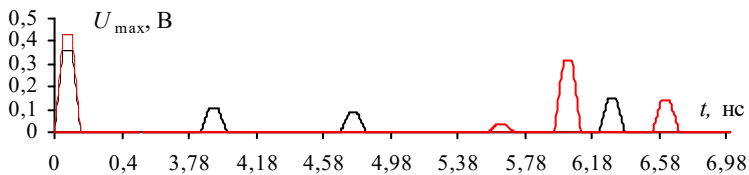


Рисунок 4.28 – Формы напряжений на входе (---) и выходе (—) МФ при оптимизации по амплитудному критерию, на входе (---) и выходе (—) МФ при оптимизации по критерию контроля полосы пропускания

В пункте 4.2.4 выполнена оптимизация МФ на основе МПЛ по амплитудному критерию. Наименьшее значение U_{max} достигнуто при параметрах МФ: $h = 990,6$ мкм, $t = 191,4$ мкм, $s_1 = 10$ мкм, $s_2 = 55,5$ мкм. Для МФ после оптимизации по критерию контроля полосы пропускания взят результат запуска ГА (при $N_{\text{it}} = 50/100$) с параметрами: $h = 366,3$ мкм, $t = 35,1$ мкм, $s_1 = 294,3$ мкм, $s_2 = 101$ мкм. Для анализа во временной области в качестве входного воздействия рассмотрен СКИ с параметрами из пункта 4.2.3. Значения R_{Γ} , R_{H} и R остались без изменений, а значение $l = 1$ м. На рисунке 4.29 представлены зависимости коэффициента передачи $|S_{21}|$ при оптимизации МФ по двум критериям.

Из рисунков 4.28 и 4.29 видно, что формы выходных напряжений для МФ с параметрами, полученными в результате оптимизации по амплитудному и частотным критериям, существенно разнятся. В частности, минимальное значение U_{max} на выходе МФ, оптимизированного по амплитудному критерию, составляет 145 мВ (ослабление СКИ на входе МФ составляет 2,5 раза при моделировании без учета потерь), а значения разностей погонных задержек

импульсов разложения ($\Delta\tau$) – 0,832 и 1,536 нс/м (между модами 1 и 2, 2 и 3 соответственно).

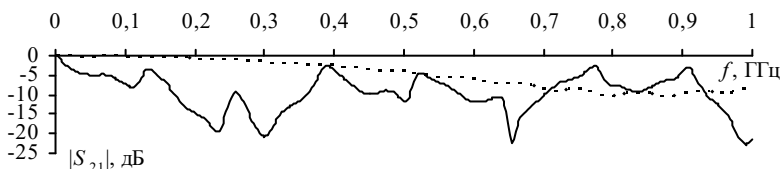


Рисунок 4.29 – Коэффициент передачи $|S_{21}|$ МФ с параметрами, полученными после оптимизации по амплитудному критерию (—), по критерию контроля полосы пропускания (---)

В то же время для МФ, оптимизированных по критериям максимизации и контроля полосы пропускания, минимальные значения $U_{\max}$ составили 345 и 312 мВ (ослабление СКИ на входе МФ – 1,1 и 1,4 раза при моделировании без учета потерь), а значения $\Delta\tau$ – 0,772; 0,512 нс/м и 0,392 и 0,58 нс/м соответственно. Очевидно, что защитные характеристики (в части максимального ослабления $U_{\max}$ на выходе и значений $\Delta\tau$) лучше у МФ, оптимизированного по амплитудному критерию.

Как видно из рисунка 4.29, при оптимизации по критерию контроля полосы пропускания осцилляции имеют менее выраженный характер, чем при оптимизации по критерию максимизации полосы пропускания. Это является подтверждением факта о частичном рассогласовании линии МФ с включаемым трактом, полученного в результате оптимизации по критерию максимизации полосы пропускания. Так, напряжение на входе МФ при оптимизации по критерию контроля полосы пропускания составило 431 мВ, тогда как в случае оптимизации по критерию максимизации полосы пропускания – 385 мВ. Тем не менее значение $f_{\text{ср}}$ МФ, оптимизированного по амплитудному критерию, составляет всего 20,9 МГц, в то время как для МФ, оптимизированных по критериям максимизации и контроля полосы пропускания, – 518,2 и 425 МГц.

Таким образом, представлены возможности оптимизации структур с модальным разложением по частотным критериям. Первый целесообразно применять для максимизации полосы пропускания

МФ в задачах, когда требуется увеличение полосы пропускания до предельно возможного в заданном диапазоне оптимизируемых параметров, а второй – в задачах, когда задана конкретная полоса пропускания защищаемого устройства, а увеличение полосы пропускания МФ может быть излишним (например, при одновременно установленном требовании к коэффициенту ослабления МФ). В результате оптимизации по критерию максимизации полосы пропускания в диапазоне заданных параметров удалось увеличить полосу пропускания МФ (изначально оптимизированного по амплитудному критерию) с 20,9 до 518,2 МГц. При оптимизации по критерию контроля полосы пропускания получена величина $f_{\text{ср}}$ равная требуемой (425 МГц) при использовании всех алгоритмов. Определено, что для оптимизации в частотной области наиболее предпочтительным алгоритмом является ЭС (ввиду лучшей сходимости при нахождении глобального экстремума ЦФ). При этом при оптимизации по критерию контроля полосы пропускания (в отличие от максимизации полосы пропускания) нет необходимости в увеличении числа вычислений до 5000, поскольку сходимость ЦФ к глобальному экстремуму в явном виде наблюдается уже при 1000 вычислениях.

4.3 Многокритериальная оптимизация

4.3.1 Эвристический поиск

Оптимизация кабельного МФ по трем критериям

МФ оптимизировался по амплитудному, интервально-временному и диапазонно-временному критериям. Поперечное сечение и эквивалентная схема МФ представлены на рисунке 4.4. В качестве исходных взяты произвольные, но реализуемые на практике значения параметров: $r_1 = 0,9$ мм; $r_2 = 1,6$ мм, $r_3 = 3,45$ мм; $r_4 = 0,95$ мм; $\varepsilon_{r1} = 1$; $\varepsilon_{r2} = 5$; $\varepsilon_{r3} = 10$; $\varepsilon_{r4} = 15$, $r_3 = 3,45$ мм.

Как известно, симметричное расположение проводников не позволяет получить полное разложение воздействующего СКИ, поэтому целесообразно выполнять оптимизацию для устранения дан-

ного недостатка. Рассмотрим 3-проводный МФ с круговым сечением, изначальная конфигурация поперечного сечения которого приведена на рисунке 4.4,б. Выбранные сечения МФ соответствуют общедоступным кабельным маркам. К примеру, всесторонне распространены для коммутации осветительных приборов и подключения приборов низкой мощности кабель марки ПБППг (ПУГНП). Один из часто используемых кабелей для передачи и распределения энергии – кабель марки ВВГз, применяемый обычно в промышленных помещениях, на электростанциях, в распределительных и осветительных устройствах, а также в обычных жилых помещениях в качестве электропроводки. Поперечные сечения после параметрической оптимизации МФ ЭП по амплитудному, интервально-временному и диапазонно-временному критериям представлены на рисунке 4.19,а. Формы напряжения на выходе МФ с круговым сечением до и после оптимизации показаны на рисунке 4.30.

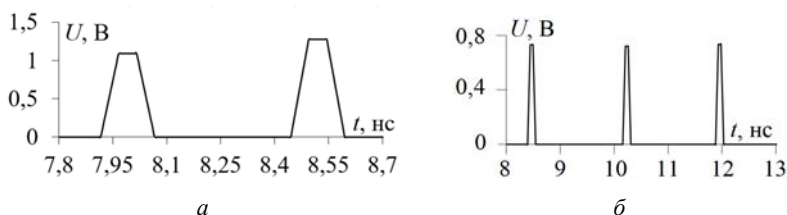


Рисунок 4.30 – Формы напряжений на выходе МФ до (а) и после (б) оптимизации

Из значений Δt_i на рисунке 4.30 видно, что удалось добиться полного разложения воздействующего импульса. Уровень $U_{\text{вх}}$ после оптимизации составил 2,2 В, амплитуды импульсов разложения – 0,73; 0,72 и 0,73 В, а разницы погонных задержек – 1,77 и 1,72 нс/м.

После оптимизации МФ получены значения: $\epsilon_{r1} = 1$; $\epsilon_{r2} = 5$; $\epsilon_{r3} = 19$; $r_1 = 0,9$ мм для опорного проводника и проводников 1 и 2; $r_1 = 0,89$ мм для проводника 3; $r_2 = 1,6$ мм; $r_3 = 3,45$ мм. Для согласования линии с трактом принято $R = 35$ Ом. Вначале для установ-

ления разной связи между проводниками с целью полного разложения импульсного сигнала изменено расположение проводников 2 и 3 во внутреннем диэлектрическом заполнении. В ходе оптимизации выявлено, что изменение значения ϵ_r внешнего диэлектрика позволяет увеличить временные интервалы между импульсами 1 и 2. Незначительное изменение значения r_1 (проводник 3) приводит к увеличению амплитуды импульса 2, тем самым позволяя выровнять амплитуды импульсов разложения. В результате достигнуто полное разложение исходного импульсного сигнала на 3 импульса меньшей амплитуды, а также выравнена амплитуда импульсов разложения.

4.3.2 Генетический алгоритм

Оптимизация полоскового МФ по двум критериям

Оптимизация здесь и далее выполнялась по амплитудному критерию и критерию согласования линии с трактом (приравнивание входного напряжения $U_{\text{вх}}$ половине напряжения источника ЭДС). Первый критерий важен для минимизации максимального уровня выходного напряжения на выходе МФ. Второй необходим для минимизации отражений полезных высокочастотных сигналов от входа МФ. Сформулирована общая ЦФ F для одновременной оптимизации по двум критериям [130]:

$$F = M_1 \frac{\max(U(t))}{\max(E(t))} + M_2 \frac{|\max(E(t)) - 2 \max(U_{\text{вх}}(t))|}{\max|E(t)|}. \quad (4.4)$$

Значения весовых коэффициентов приняты равными 0,5. Исследование проводилось на МФ на основе 3-проводной МПЛ (см. рисунок 4.1). Оптимизируемые параметры и диапазоны для их оптимизации, а также параметры воздействующего импульса и эквивалентной схемы также взяты те же, что при оптимизации по амплитудному критерию. Результаты оптимизации сведены в таблицу 4.13. На рисунке 4.31 показаны формы напряжения на входе и выходе МФ для наилучшего результата оптимизации.

Таблица 4.13 – Результаты оптимизации полоскового МФ по критерию максимизации полосы пропускания, полученные с помощью ГА

N	h , мкм	t , мкм	s_1 , мкм	s_2 , мкм	$U_{вх}$, мВ	U_{max} , мВ	T , с
$N_{it} = 50$							
1	987,5	68	116,9	297,7	521,9	167,7	131
2	1000	30,8	217	290,9	549,9	231	132
3	956,1	53,7	95,3	260,2	516,9	165,2	129
4	868,2	30,8	63,5	229,5	505,1	165,3	129
5	984,3	56,5	110,1	255,6	522,9	175,2	130
$N_{it} = 100$							
1	993,7	25,1	93	263,6	529,2	181,1	254
2	931	38,7	99,8	278,4	521	173,2	258
3	943,5	34,4	95,3	294,3	522,4	170,3	259
4	949,8	53,7	120,3	269,3	523,4	183	260
5	959,2	82,9	166,9	293,2	527	198,1	269
$N_{it} = 1000$							
1	996,9	35,8	86,2	277,3	523,5	163,7	3242
2	993,7	40,8	95,3	300	524,5	164,1	3262
3	1000	26,6	86,2	295,5	527,3	168,9	3273
4	996,9	36,6	94,2	289,8	525,8	166,6	3239
5	1000	28	85,1	298,9	526,4	166	3266
$N_{it} = 5000$							
1	990,6	29,4	86,2	289,8	525,4	166,2	15648
2	1000	90,8	86,2	300	506,1	182,7	15663
3	996,9	27,3	82,8	296,6	525,7	165,4	15782
4	965,5	29,4	82,8	293,2	522,2	163,5	15058
5	993,7	22,3	83,9	296,6	527,8	170,3	15043

Из таблицы 4.13 и рисунка 4.31 видно, что наилучшие результаты, удовлетворяющие критериям оптимизации, получены при $N_{it} = 5/10$ ($U_{вх} = 505,1$ мВ, $U_{max} = 165,3$ мВ). В общем случае ожидается, что наибольшая точность решений при использовании эволюционных алгоритмов будет наблюдаться при максимальном числе вычислений (в данном случае – 5000). При оптимизации посредством ГА отклонение параметров (при $N_{it} = 5/10$: 7,05% для h , 37,65% для t , 54,72% для s_1 , 12,94% для s_2 ; при $N_{it} = 50/100$: 1,76% для h , 60,56% для t , 2,01% для s_1 , 1,73% для s_2) и ЦФ (при $N_{it} = 5/10$:

4,25% для $U_{\text{вх}}$, 16,61% для U_{max} ; при $N_{\text{ит}} = 50/100$: 2,1% для $U_{\text{вх}}$, 5,55% для U_{max}) меньше при наибольшем количестве вычислений, за исключением параметра t .

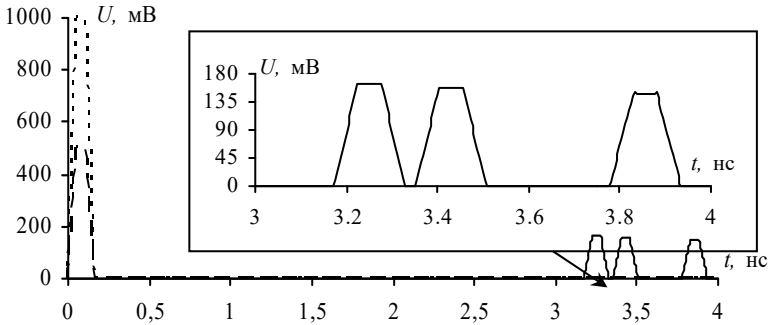


Рисунок 4.31 – Формы ЭДС ($\cdots$) и напряжения на входе (—) и выходе МФ (—) при оптимизации посредством ГА

Решения генетического алгоритма стремятся к диапазону 960,6–1000 мкм для параметра h , 22,3–90,8 мкм для t , 82,8–86,2 мкм для s_1 , 289,8–300 мкм для s_2 . Примечательно, что наилучший результат для ГА при $N_{\text{ит}} = 50/100$ позволил получить значения $U_{\text{вх}} = 522,2$ мВ, $U_{\text{max}} = 163,5$ мВ, при которых ухудшается критерий согласования и улучшается амплитудный. Тем не менее наилучшие результаты для каждого критерия достаточно близки между собой. Из рисунка 4.31 видно, что при минимизации U_{max} достигнута за счет выравнивания амплитуд мод 1 и 2, тогда как мода 3 незначительно меньше.

4.3.3 Эволюционные стратегии

Оптимизация полоскового МФ по двум критериям

Оптимизируемые параметры и диапазоны для их оптимизации, а также параметры воздействующего импульса и эквивалентной схемы также взяты те же, что и при оптимизации по амплитудному критерию. Результаты оптимизации сведены в таблицу 4.14. На рисунке 4.32 показаны формы напряжения на входе и выходе МФ для наилучшего результата оптимизации.

Таблица 4.14 – Результаты оптимизации полоскового МФ по критерию максимизации полосы пропускания, полученные с помощью ЭС

N	h , МКМ	t , МКМ	s_1 , МКМ	s_2 , МКМ	$U_{\text{вх}}$, МВ	U_{max} , МВ	T , с
$N_{\text{it}} = 500$							
1	998	30,2	85,6	295,3	525,5	165,1	1886
2	992,9	33,7	89,3	296,1	525	164	1887
3	996	33	93,6	294,1	526,8	169,1	1904
4	993,5	26,8	93,5	294,8	528,8	173,7	1908
5	998,1	35,7	100,6	299,6	528,1	170,4	1900
$N_{\text{it}} = 1000$							
1	999,7	28,7	83,7	298,3	526	163	3655
2	999	20,1	72	300	525,1	162,8	3691
3	999,8	29,4	90,6	295,5	527,5	168,4	3688
4	998,3	33,1	89,7	299,7	525,8	164,8	3712
5	1000	29,1	84,4	299,9	525,8	163,2	3723
$N_{\text{it}} = 2500$							
1	1000	24,4	78,2	299,7	525,6	162,9	9087
2	1000	33,2	88,7	299,2	525,6	163,1	9309
3	999,9	29,1	84,9	300	525,9	163,5	9422
4	1000	28,6	83,3	298	525,6	162,9	9444
5	1000	32,8	87,9	297,6	525,5	163	9229
$N_{\text{it}} = 5000$							
1	1000	33,4	89,1	300	525,7	163,3	18400
2	1000	33	88,3	298,4	525,5	163	19029
3	999,7	24,6	78,2	299,6	525,5	163,4	18615
4	1000	33,3	89,1	300	525,7	163,3	18397
5	1000	29,2	85	299,9	525,9	163,6	19195

Из таблицы 4.14 и рисунка 4.32 следует, что наилучшие результаты, удовлетворяющие критериям оптимизации, получены при $N_{\text{it}} = 1000$ ($U_{\text{вх}} = 525,1$ МВ, $U_{\text{max}} = 162,8$ МВ). В общем случае ожидается, что наибольшая точность решений при использовании эволюционных алгоритмов будет наблюдаться при максимальном числе вычислений (в данном случае – 5000). Однако, как можно заметить из рисунка 4.32, алгоритм ЭС определил наилучшее решение уже при $N_{\text{it}} = 1000$. При этом видно, что при оптимизации посредством ЭС отклонение параметров (при $N_{\text{it}} = 1000$: 0,09% для

h , 24,4% для t , 11,44% для s_1 , 0,76% для s_2 ; при $N_{it} = 5000$: 0,02% для h , 15,17% для t , 6,51% для s_1 , 0,27% для s_2) и ЦФ (при $N_{it} = 1000$: 0,23% для $U_{вх}$, 1,69% для U_{max} ; при $N_{it} = 5000$: 0,04% для $U_{вх}$, 0,18% для U_{max}) меньше при наибольшем числе вычислений, что говорит о лучшей сходимости решений.

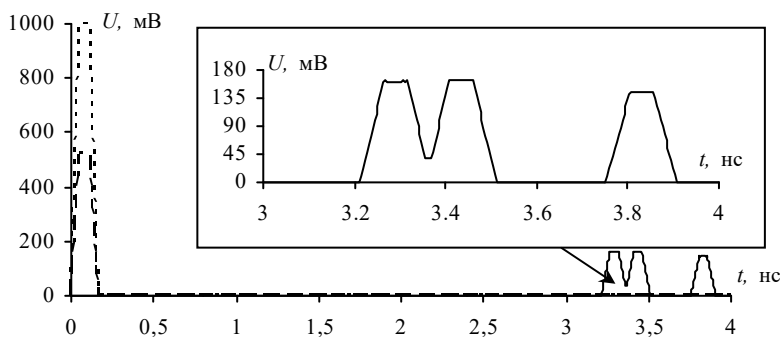


Рисунок 4.32 – Формы ЭДС (· · ·) и напряжения на входе (—) и выходе МФ (—) при оптимизации посредством ЭС

Кроме того, решения алгоритма ЭС (см. таблицу 4.14) стремятся к диапазону 999,7–1000 мкм для параметра h , 24,6–33,4 мкм для t , 78,2–89,1 мкм для s_1 , 298,4–300 мкм для s_2 . Наилучшие результаты для каждого критерия достаточно близки между собой. Из рисунка 4.32 видно, что минимизация U_{max} достигнута за счет выравнивания амплитуд мод 1 и 2, тогда как мода 3 незначительно меньше них. Однако в данном случае первые две моды частично накладываются из-за малого значения разницы задержек мод (143,4 пс при общей длительности импульса 150 пс).

4.3.4 Случайный поиск

Оптимизация полоскового МФ по двум критериям

Оптимизируемые параметры и диапазоны для их оптимизации, а также параметры воздействующего импульса и эквивалентной схемы взяты те же, что и при оптимизации по амплитудному критерию. Результаты оптимизации сведены в таблицу 4.15. На рисун-

ке 4.33 показаны формы напряжения на входе и выходе МФ для наилучшего результата оптимизации.

Таблица 4.15 – Результаты оптимизации полоскового МФ по критерию максимизации полосы пропускания, полученные с помощью СП

N	h , мкм	t , мкм	s_1 , мкм	s_2 , мкм	$U_{вх}$, мВ	U_{max} , мВ	T , с
$N_{it} = 500$							
1	966,3	34,2	133,6	277,8	533,5	198,7	1226
2	951,9	62,5	174	289,1	532,1	207,3	1204
3	999,8	51,1	125,8	254,6	529,7	190,5	1194
4	998,8	21,6	59,7	252,5	519,3	168,2	1200
5	901,6	23,5	90,9	259,3	521,1	183,8	1207
$N_{it} = 1000$							
1	993,3	22,7	89,1	242,4	528,9	183,9	2392
2	986,1	35,1	257,8	293,5	551,8	240,8	2460
3	969,8	24	74,9	247,7	521	167,4	2792
4	927,1	50,6	118,9	297,8	521,8	175,3	2373
5	947,8	41	87	222,5	517,2	171,2	2448
$N_{it} = 2500$							
1	989,7	45,8	216,4	296,4	545,3	227,3	5828
2	982,3	160,5	22,8	173,3	419,7	162	6035
3	658,7	34,8	119,3	297,6	493,4	187,8	5752
4	976,2	35,5	88,8	283,5	522,8	165,7	5977
5	991,1	163,8	23,8	120	419,2	159,3	6200
$N_{it} = 5000$							
1	993,6	86,4	11,3	84,3	413,3	159,7	12186
2	981,6	104,4	14	254	419,2	159,9	11967
3	994,4	39,5	81,6	277	520,4	168,7	12878
4	954,5	18,2	94,5	276	528,6	186,8	11713
5	996,8	28,5	80	278,7	524,1	164,1	12719

Из таблицы 4.15 и рисунка 4.33 видно, что наилучшие результаты, удовлетворяющие критериям оптимизации, получены при $N_{it} = 5000$ ($U_{вх} = 524,1$ мВ, $U_{max} = 164,1$ мВ). Решения алгоритма СП стремятся к диапазону 954,5–996,8 мкм для параметра h , 18,2–104,4 мкм для t , 11,3–94,5 мкм для s_1 , 84,3–278,7 мкм для s_2 .

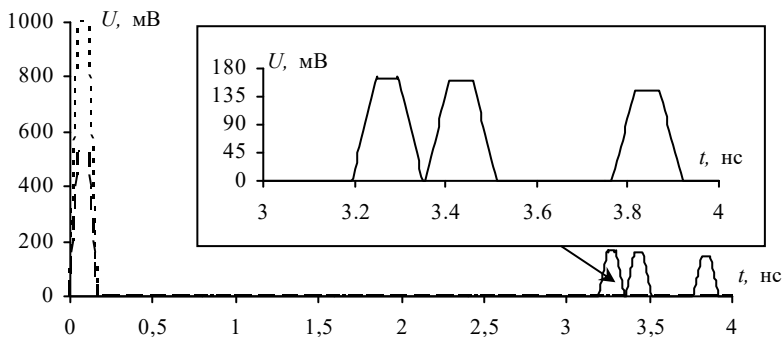


Рисунок 4.33 – Формы ЭДС (· · ·) и напряжения на входе (—) и выходе МФ (—) при оптимизации посредством СП

Таким образом, при оптимизации с помощью всех рассматриваемых алгоритмов, в том числе СП, минимизация $U_{\max}$ (рисунки 4.31–4.33) достигнута за счет выравнивания амплитуд мод 1 и 2, тогда как мода 3 незначительно меньше них.

В целом результаты, полученные с применением СП, близки к результатам при использовании ЭС и ГА, что можно наблюдать по формам напряжений на рисунках 4.31–4.33 и данным из таблиц 4.13–4.15. Учитывая, что СП относится к стохастическим алгоритмам, примечательно получение результатов, близких по точности к результатам эволюционных алгоритмов.

4.4 Выводы

В данном разделе детализирована специфика оптимизации плосковых и кабельных структур с модальным разложением. Пояснены различия в подходах к оптимизации и моделированию полосковых и кабельных структур с модальным разложением.

Представлены результаты оптимизации полоскового МФ, отличающиеся последовательным использованием ЭП и ГА. Показана целесообразность и эффективность такого подхода. Так, ЭП используется для выявления конкретных граничных значений оптимизируемых параметров, а затем выполняется оптимизация посредством ГА с уменьшенными вычислительными затратами.

Приведены результаты оптимизации по критериям из раздела 3 с использованием трех алгоритмов глобальной оптимизации из подраздела 2.3. В качестве полоскового рассмотрен МФ на основе 3-проводной МПЛ, а в качестве кабельного – МФ на основе 3-проводного круглого кабеля. Для полоскового МФ продемонстрирована возможность оптимизации по одному критерию посредством методов ЭП, ГА, ЭС и СП. Установлено, что в задачах оптимизации полосковых МФ эволюционные алгоритмы дают лучшую сходимость к экстремуму ЦФ по сравнению с СП. В то же время СП показывает результаты близкие к ГА и ЭС, однако отличается более низкой сходимостью. Оптимизация кабельных структур в системе TALGAT в настоящее время реализована с использованием двух алгоритмов (ввиду особенностей моделирования): ЭП и ЭС. На примере данных алгоритмов продемонстрирована возможность оптимизации кабельных структур до достижения экстремумов заданных ЦФ.

Кроме этого, представлены результаты многокритериальной оптимизации с помощью тех же алгоритмов. Выполнен сравнительный анализ результатов работы алгоритмов, а также их специфики при оптимизации одновременно по нескольким критериям. С учетом полученных результатов при оптимизации полоскового МФ наиболее предпочтительным алгоритмом является генетический (ввиду лучшей сходимости к ЦФ). ЭС также показывает близкие результаты, отличаясь большим временем расчетов (по сравнению с ГА).

Между тем среди всех рассмотренных алгоритмов СП тратит наименьшее время на расчеты, также показывая близкую (к ГА и ЭС) сходимость к глобальному экстремуму. Таким образом, продемонстрирована пригодность каждого из рассмотренных алгоритмов для оптимизации полосковых и кабельных структур с модальными явлениями, а выбор конкретного определяется спецификой решаемой задачи.

Заключение

Монография систематизирует результаты многолетних исследований, посвященных разработке новых и совершенствованию существующих алгоритмов, критериев и подходов к оптимизации полосковых и кабельных структур с модальным разложением. Авторы надеются, что их работа окажется полезной для читателя.

В первом разделе монографии описаны моделирование и оптимизация структур с модальным разложением для защиты радиоэлектронных устройств от электромагнитных воздействий. Рассмотрены общие подходы к моделированию распространения электрических сигналов, проведен выбор методов вычисления матриц параметров, выполнен обзор исследований по вычислению временного отклика МПЛП, а также рассмотрены ключевые аспекты задачи оптимизации.

Во втором разделе монографии отражена важность процесса оптимизации при проектировании защитных устройств на основе полосковых и кабельных структур. Приведена структура типовой задачи оптимизации. Рассмотрена классификация типовых алгоритмов оптимизации. Уделено внимание оптимизации посредством ЭП: определены свойства ЭП, цель и типовые особенности его построения, рассмотрена последовательность действий при оптимизации МФ, дана оценка его эффективности, достоинств, ограничений и недостатков. Рассмотрены основные методы локальной оптимизации: градиентный спуск, метод сопряженных градиентов, метод доверительных областей, симплекс-метод Нелдера-Мида и классический метод Пауэлла. Кроме этого, приведены основные методы глобальной оптимизации: генетический алгоритм, эволюционные стратегии (CMA-ES), метод случайного поиска, метод имитации отжига и алгоритм роя частиц. Для каждого алгоритма отражены основная идея, основные преимущества и недостатки, даны краткое описание каждого из них, последовательность действий, выполняемых в процессе оптимизации, и математические выражения, лежащие в основе каждого алгоритма. Приведена оценка их эффективности, достоинств, ограничений и недостатков при оптимизации сложных ЦФ. Наконец, оценена результативность

применения каждого алгоритма при нахождении экстремумов тестовых ЦФ.

В третьем разделе монографии представлены основные критерии (в общем виде) оптимизации структур с модальным разложением, а также формулировка этих критериев и аналитических функций для ускорения их вычисления. Продемонстрирован общий вид многокритериальной ЦФ и основные реализованные критерии оптимизации (5 амплитудных и 2 временных, 1 согласования, 1 массогабаритный, 1 стоимостной, 2 частотных критерия и 2 глазковых критерия), соответствующие требованиям, предъявляемым к МФ при их оптимизации. Описана область применения и специфика каждого рассматриваемого критерия, отражены их особенности, ограничения, достоинства и недостатки. Для каждого критерия сформулирован нормировочный коэффициент, требуемый при выполнении многокритериальной оптимизации.

В четвертом разделе монографии детализирована специфика оптимизации полосковых и кабельных структур с модальным разложением. Пояснены различия в подходах к оптимизации и моделированию полосковых и кабельных структур с модальным разложением. Представлены результаты оптимизации полоскового МФ, отличающиеся последовательным использованием ЭП и ГА. Показана целесообразность и эффективность такого подхода. Так, ЭП используется для выявления конкретных граничных значений оптимизируемых параметров, а затем выполняется оптимизация посредством генетического алгоритма с уменьшенными вычислительными затратами. Приведены результаты оптимизации по критериям из раздела 3 с использованием трех алгоритмов глобальной оптимизации из подраздела 2.3. В качестве полоскового рассмотрен МФ на основе 3-проводной МПЛ, а в качестве кабельного – МФ на основе 3-проводного круглого кабеля. Для полоскового МФ продемонстрирована возможность оптимизации по одному критерию посредством методов ЭП, ГА, ЭС и СП. Установлено, что в задачах оптимизации полосковых МФ эволюционные алгоритмы показывают лучшую сходимость к экстремуму ЦФ по сравнению с СП. В то же время СП дает результаты близкие к ГА и ЭС, однако отличается более низкой сходимостью. Оптимизация кабельных структур в системе TALGAT в настоящее время реализована с ис-

пользованием двух алгоритмов (ввиду особенностей моделирования): ЭП и ЭС. На примере данных алгоритмов продемонстрирована возможность оптимизации кабельных структур до достижения экстремумов заданных ЦФ. Кроме этого, представлены результаты многокритериальной оптимизации с помощью тех же алгоритмов. Выполнен сравнительный анализ результатов работы алгоритмов, а также их специфики при оптимизации одновременно по нескольким критериям. С учетом полученных результатов при оптимизации полоскового МФ наиболее предпочтительным алгоритмом является генетический (ввиду лучшей сходимости к ЦФ). ЭС также показывает близкие результаты, отличаясь большим временем расчетов (по сравнению с ГА). Между тем среди всех рассмотренных алгоритмов, СП тратит наименьшее время на расчеты, также показывая близкую (к ГА и ЭС) сходимость к глобальному экстремуму. Таким образом, продемонстрирована пригодность каждого из рассмотренных алгоритмов для оптимизации полосковых и кабельных структур с модальными явлениями, а выбор конкретного определяется спецификой решаемой задачи.

Литература

1. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях и влияний преднамеренных силовых электромагнитных воздействий: дис. ... д-ра техн. наук. Томск, 2010.
2. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Временной отклик многопроводных линий передачи. Томск: Томск. гос. ун-т, 2007. 152 с.
3. Pipes L.A. Matrix theory of multiconductor transmission lines // *Phil. Mag.*, s.7. July 1937. Vol. 24, N 159. P. 97–113.
4. Pipes L.A. Steady-state analysis of multiconductor transmission lines // *Journal of App. Phys.* 1941. Vol. 12, N 11.
5. Pipes L.A. Transient analysis of completely transposed multiconductor transmission lines // *AJEE Transactions*. 1941. Vol. 60. P. 346–350.
6. Schelkunoff S.A. Conversion of Maxwell's equations into generalized telegrapher's equations // *Bell Syst. Tech. J.* Sept. 1955. Vol. 34. P. 995–1043.
7. Amemiya H. Time-domain analysis of multiple parallel transmission lines // *RCA Review*. June 1967. P. 241–276.
8. Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic terminations for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 1973. July. Vol. MTT–21, N 7. P. 450–457.
9. Frankel S. Multiconductor transmission line analysis // *Artech House*. 1977.
10. Djordjevic A.R., Sarkar T.K., Harrington R.F. Time-domain response of multiconductor transmission lines // *IEEE Proceedings*. 1987. Vol. 75, N 6. P. 743–764.
11. Электромагнитная уязвимость транспортной инфраструктуры: моногр. / О. Петкау, А. Тарабцев, А. Дерябин, С. Ларионов, В. Чванов // *Транспортная безопасность и технологии*. 2014. № 4 (39). С. 72–75.
12. Решение III Всероссийской конференции «Безопасность объектов топливно-энергетического комплекса, 4 декабря 2014 г., Москва, «Президент-Отель».

13. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов / К.Ю. Сахаров [и др.] // Технологии ЭМС. 2006. № 3 (18). С. 36–45.

14. Беличенко В.П., Буянов Ю.И., Кошелев В.И. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы / под общ. ред. В.И. Кошелева. Новосибирск: Наука, 2015. 483 с.

15. Gizatullin Z.M., Gizatullin R.M. Investigation of the immunity of computer equipment to the power-line electromagnetic interference // Journal of Communications Technology and Electronics. 2016. N 5. P. 546–550.

16. Официальный сайт ЗАО «ЭМСОТЕХ». URL: <http://www.emcotec.ru/catalog/fpsi/> (дата обращения: 20.02.2017).

17. Гизатуллин Р.М., Гизатуллин З.М. Помехоустойчивость и информационная безопасность вычислительной техники при электромагнитных воздействиях по сети электропитания: моногр. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2014. 142 с.

18. Ott H.W. Electromagnetic compatibility engineering. USA, New Jersey, Hoboken, John Wiley & Sons, Inc., 2009.

19. Joffe E.B., Lock K-S. Grounds for grounding. USA, New Jersey, Hoboken, Wiley-IEEE Press, John Wiley & Sons, Inc. 2010. 1088 p.

20. Huray P. The foundations of signal integrity. Wiley-IEEE Press, 2010. 340 p.

21. Hall S., Heck H. Advanced signal integrity for high-speed digital designs. WileyIEEE Press, 2009. 660 p.

22. Paul C. Transmission lines in digital and analog electronic systems: Signal Integrity and Crosstalk. Wiley-IEEE Press, 2010. 299 p.

23. Paul C. Transmission lines in digital systems for EMC practitioners. Wiley-IEEE Press, 2012. 270 p.

24. Li E.-P. Electrical modeling and design for 3D system integration: 3D Integrated circuits and packaging, signal integrity, power integrity and EMC. Wiley-IEEE Press, 2012. 366 p.

25. Redoute J.-M., Steyaert M. EMC of analog integrated circuits. Springer, 2010.

26. Кечиев Л.Н., Пожидаев Е.Д. Защита электронных средств от воздействия статического электричества. 2-е изд. Изд. Дом «Технологии», 2008. 352 с.

27. Гизатуллин З.М., Чермошенцев С.Ф. Электромагнитная совместимость электронных средств при воздействии электростатического разряда: учеб. пособие. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2006. 102 с.

28. Иванов В.А., Кириллов В.Ю., Морозов Е.П. Модельные и стендовые исследования электризации космических аппаратов / под ред. В.Ю. Кириллова. М.: Изд-во МАИ, 2012. 168 с.

29. Соколов А.Б. Обеспечение стойкости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов к воздействию электростатических разрядов: дис. ... д-ра техн. наук. М.: МИЭМ, 2009. 238 с.

30. Томилин М.М. Разработка методики проектирования экранов бортовых кабелей космических аппаратов для обеспечения помехозащищённости при воздействии электростатических разрядов: дис. ... канд. техн. наук. М.: МАИ, 2011. 180 с.

31. Марченко М.В. Разработка методики проектирования многослойных экранов комбинированных линий связи для космических бортовых электротехнических комплексов: дис. ... канд. техн. наук. М.: МАИ, 2012.

32. Киричѐк Р.В. Исследование влияния сверхкоротких электромагнитных импульсов на процесс передачи данных в сетях Ethernet: дис. ... канд. техн. наук. СПб.: СПбГУТ, 2011.

33. Labarre C., Costa F. Circuit Analysis of an EMI Filter for the prediction of its magnetic near-field emissions // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. 2012. Vol. 56, N 5. P. 290–298.

34. Reconstruction of dispersive dielectric properties for PCB substrates using a genetic algorithm / J. Zhang, M.Y. Koledintseva, J.L. Drewniak [et al.] // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. 2008. Vol. 50, N 3. P. 600–610.

35. Perez R., Lukash J.A. Special issue on aerospace electromagnetic compatibility // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. 2008. Vol. 50, N 3. P. 453–454.

36. Kim J., Li E. Special Issue on PCB level signal integrity, power integrity, and EMC // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. 2010. Vol. 52, N 2. P. 246–247.

37. Special issue on applications of nanotechnology in electromagnetic compatibility (nanoEMC) / M.D'Amore, M.S. Sarto, G.W. Hanson, A. Naeemi, B.K. Tay // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. 2012. Vol. 54, N 1. P. 2–5.

38. Методы экспериментальной оценки электромагнитной стойкости космических аппаратов / А.В. Разумов, А.Ю. Онуфрей, В.В. Какаев, А.Б. Махонин, И.А. Уткин, Т.Л. Рязановский // Технологии ЭМС. 2014. № 3 (50). С. 3–9.

39. Пилков А.В., Купцов Н.М., Радомский А.Н. Экспериментальная оценка уровня напряжённости электрического поля промышленных радиопомех от линий электропередач в метровом диапазоне длин волн // Технологии ЭМС. 2014. № 3 (50). С. 15–20.

40. Кечиев Л.Н., Балюк Н.В. Стандартизация в области ЭМС для военных и гражданских систем // Технологии ЭМС. 2014. № 3 (50). С. 45–58.

41. Михеев В.А. Развитие многофункциональных информационных систем, работающих в сложных электромагнитных средах // Технологии ЭМС. 2014. № 3 (50). С. 59–65.

42. Файзрахманов Н.И. Достижение функциональной безопасности систем и оборудования в связи с электромагнитными помехами // Технологии ЭМС. 2014. № 3 (50). С. 66–68.

43. Investigation on the effect of parasitic inductance at connector contact boundary on electromagnetic radiation / Y.I. Hayashi [et al.] // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). 2012. P. 65–68.

44. Alilou O., Fontaine V., Marot C. Immunity modelling of electronics board // AsiaPacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). 2012. P. 89–92.

45. The method for evaluating the probability of failures of digital devices under the influence of short electromagnetic pulses / Y.V. Parfenov [et al.] // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). 2012. P. 353–356.

46. Behavioral ESD protection modeling to perform system level ESD efficient design / F. Caignet [et al.] // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). 2012. P. 401–404.
47. Comparison of different optimization techniques in microstrip filter design / R.E. Zich [et al.] // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). 2012. P. 549–552.
48. Zhu B., Li H., Lu J. A cloud and parallel computation system for IC electromagnetic compatibility modelling and optimization // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). 2012. P. 877–880.
49. Reducing printed circuit board emissions with low-noise design practices / A.T. Bradley [et al.] // Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). 2012. P. 613–616.
50. Tzong L.W., Chih Y.H. A novel dual-function circuit combining high-speed differential equalizer and common-mode filter with an additional zero // IEEE Microwave and Wireless Comp. Letters. 2014. Vol. 24, N 9. P. 617–619.
51. Techniques for Improving the High-Frequency Performance of the Planar CM EMI Filter / B.-J. Hu, G. Wei, L.-Y. Deng, H.-F. Huang // IEEE Trans. on Electromagn. Comp. 2013. Vol. 55, N 5. P. 901–908.
52. A high frequency equivalent circuit and parameter extraction procedure for common mode choke in the EMI filter / C. Cuellar, N. Idir, X. Margueron, T. Wenhua // IEEE Trans. on Power Electron. 2012. Vol. 28, N 3. P. 1157–1166.
53. Xu C., Wang S. Design theory and implementation of a planar EMI filter based on annular integrated inductor-capacitor unit // IEEE Trans. on Power Electron. 2012. Vol. 28, N 3. P. 1167–1176.
54. Passive and active hybrid integrated EMI filters / M.L. Heldwein, J.W. Kolar, K. Raggl, R. Waespe, A. Wirthmueller, J. Biela // IEEE Trans. on Power Electron. 2009. Vol. 25, N 5. P. 1340–1349.
55. 3-D electromagnetic modeling of parasitics and mutual coupling in EMI filters / T. Friedli, J.W. Kolar, A.M. Musing, I.F. Kovacevic // IEEE Trans. on Power Electron. 2014. Vol. 29, N 1. P. 135–149.

56. Xu C., Wang S. Extraction of magnetic parameters for elements of a planar EMI filter // IEEE Trans. on Electromagn. Comp. January 2013. Vol. 56, N 2. P. 360–366.

57. Регулярные и нерегулярные многосвязанные полосковые структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные измерения характеристик: моногр. / Н.Д. Малютин [и др.]. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. 218 с.

58. Jones E.M.T., Bolljahn J.T. Coupled-strip-transmission-line and directional couplers // IRE Trans. on Micro Theory and Tech. 1956. Vol. 4. P. 75–81.

59. Schiffman B.M. A new class of broad-band microwave 90-degree phase shifters // IRE Trans. on Micro. Theory and Tech. 1958. Vol. 4. P. 232–237.

60. Сверхширокополосные микроволновые устройства / А.М. Богданов, М.В. Давидович, Б.М. Кац [и др.] ; под ред. А.П. Креницкого и В.П. Мещанова. М.: Радио и связь, 2001. 560 с.

61. Сержантов А.М., Беляев Б.А. Исследование фазовой секции на базе связанных микрополосковых линий // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо '2000): материалы 10-й Междунар. конф., Севастополь, Украина, 11–15 сентября 2000 г. Севастополь: Вебер, 2000. С. 369–370.

62. Вершинин И.М., Воробьев П.А. Характеристики управляемых устройств из С-секций с дополнительным проводником в неоднородном диэлектрике // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1980. Т. 23, № 3. С. 103–105.

63. Полосковый неотражающий полосно-заграждающий фильтр (его варианты): пат. 2138887 Рос. Федерация. № 97119298/09 / Осипенков В.М., Веснин С.Г. ; заявл. 11.11.1997 ; опубл. 1999.

64. Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр: пат. 2174737 Рос. Федерация. № 2000100670/09 / Хрусталеv В.А., Востряков Ю.В., Разинкин В.П., Рубанович М.А. ; заявл. 10.01.2000 ; опубл. 2001.

65. Тиличенко М.П., Тиличенко В.М. Режекторные фильтры СВЧ поглощающего типа // Вестник Гомельского государственного

технического университета им. П.О. Сухого. 2001. № 2(5). С. 20–27.

66. Малютин Н.Д., Семенов Э.В., Владимиров Д.Е. Неотражающие фильтры-четырёхполосники (фильтры поглощающего типа) // Материалы Всерос. науч.-практ. конф. «Проблемы современной радиоэлектроники и систем управления». Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники. 2002. С. 112–114.

67. Малютин Н.Д., Владимиров Д.Е. Полосковые фильтры поглощающего типа для ВЧ и СВЧ аппаратуры // Тр. Второй Всерос. науч.-техн. конф. по проблемам создания перспективной авионики «АВИОНИКА-2003». Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники. 2003. С. 239–241.

68. Zysman G.I., Johnson A.K. Coupled transmission line networks in an inhomogeneous dielectric medium // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1969. Vol. 17, N 10. P. 753–759.

69. Chang F.–Y. Transient analysis of lossless coupled transmission lines in a nonhomogeneous dielectric medium // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1980. Vol. 18. P. 616–626.

70. Красноперкин В.М., Самохин Г.С., Силин Р.А. Импульсные сигналы в связанных линиях передачи // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. 1983. № 7(355). С. 3–8.

71. Костенко М.В., Перельман Л.С., Шкарин Ю.П. Волновые процессы и электрические помехи в многопроводных линиях высокого напряжения. М.: Энергия, 1973. 272 с.

72. Перенапряжения и защита от них в воздушных и кабельных электропередачах высокого напряжения / М.В. Костенко, К.П. Кадомская, М.Л. Левинштейн, И.А. Ефремов. Л.: Наука, 1988. 302 с.

73. Rubin B.J., Singh B. Study of meander line delay in circuit boards // IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques. 2000. Vol. 48. P. 1452–1460.

74. Ramahi O.M., Archambeault B. Full-wave analysis of delay lines // Proceedings of EMC Zurich 2001. 2001. P. 537–539.

75. Bhobe A.U., Lholloway C., Picket-May M. Meander delay line challenge problems: a comparison using FDTD, FEM and MoM // Int. Symp. on EMC. 2001. P. 805–810.

76. Archambeault B., Roden A., Ramahi O. Using PEEC and FDTD to solve the challenge delay line problem // IEEE EMC Symposium. 2001. P. 827–832.

77. Wu R.-B., Chao F.-L. Laddering wave in serpentine delay line // IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technology. 1995. Vol. 18, N 4. P. 644–650.

78. Wu R.-B. Flat spiral delay line design with minimum crosstalk penalty // IEEE Transactions on components, packaging, and manufacturing technology. 1996. Vol. 19, N 2. P. 397–402.

79. Experimental characterization and numerical modeling approach of meander delay lines / T. Sudo, J. Kudo, Y. Ko, K. Ito // IEEE International EMC Symposium. 2002. P. 711–715.

80. Wardrop B., Tech B. Strip-line microwave group-delay equalizers // Marconi Review. 1970. Vol. 33. P. 150–177.

81. Дрогалев С.В., Малютин Н.Д. Использование С-секции с неуравновешенной электромагнитной связью в корректорах группового времени замедления // Радиотехника. 1994. № 12. С. 30–32.

82. Семенов Э.В. Фазовые фильтры на основе связанных линий и их применение для аналоговой обработки широкополосных сигналов: дис. ... канд. техн. наук. Томск, 1998. 134 с.

83. Zhang Q., Bandler J.W., Caloz C. Design of dispersive delay structures (DDSs) formed by coupled C-sections using predistortion with space mapping // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2013. Vol. 18, No. 4. P. 4040–4051.

84. Заболоцкий А.М. Способы совершенствования передачи импульсных сигналов в межсоединениях элементов и устройств вычислительной техники и систем управления: дис. ... канд. тех. наук. Томск, 2010. 187 с.

85. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов // Технологии ЭМС. 2006. № 4. С. 40–44.

86. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Разложение и восстановление импульсного сигнала в последовательно соединенных отрезках многопроводных линий передачи // Материалы 7-й всерос. науч.-практ. конф. «Проблемы информационной безопасности государ-

ства, общества и личности», Томск, 16–18 февраля 2005 г. 2005. С. 61–64.

87. Возможности применения новых модальных явлений в целях электромагнитного терроризма и для защиты от него / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, С.П. Куксенко [и др.] // 7-й Междунар. симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: сб. тр., Санкт-Петербург, 26–29 июня 2007 г. 2007. С. 266–269.

88. Заболоцкий А.М., Бевзенко И.Г. Модальная фильтрация как средство защиты от сверхкоротких импульсов // Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития: докл. междунар. 4-й науч.-практ. конф., Томск, 31 октября–3 ноября 2007 г. 2007. С. 258–260.

89. Design of printed modal filters for computer network protection / T.R. Gazizov, I.E. Samotin, A.O. Melkozerov, A.M. Zabolotsky // Proc. of 30-th Int. conf. on lightning protection, Italy, Cagliari, September 13–17, 2010. – P. 1246-1–1246-3.

90. Самотин И.Е., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Кабельные и полосковые модальные фильтры. Модальное разложение импульса в кабельных и полосковых структурах и разработка устройств защиты на его основе: моногр. Germany, Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2012. 208 с.

91. Дмитренко И.В., Заболоцкий А.М. Анализ частотного отклика модального фильтра для подавления излучаемых эмиссий бортовой аппаратуры космического аппарата // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. 2015. Т. 4, № 38. С. 157–160.

92. Разработка программного обеспечения для моделирования радиоэлектронных средств с учетом электромагнитной совместимости в ТУСУР / С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов, А.А. Квасников, А.В. Демаков, А.А. Иванов, Д.В. Клюкин, А. Алхадж Хасан, А.Е. Максимов, А.В. Осинцев // Наноиндустрия. 2023. Т. 16, № S9-1(119). С. 170–178.

93. Каймонов О.С., Макаренко А.А. Тестовая эксплуатация модальных фильтров в территориальных органах МЧС России // Материалы 11-й междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». Томск: В-Спектр, 2015. Ч. 2. С. 34–36.

94. Семенец В.О., Трухин М.П. Способы противодействия беспилотным летательным аппаратам // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2018. Т. 10, № 3. С. 4–12.

95. Макаренко С.И. Робототехнические комплексы военного назначения – современное состояние и перспективы развития // Системы управления, связи и безопасности. 2016. № 2. С. 73–132. URL: <http://sccs.intelgr.com/archive/2016-02/04-Makarenko.pdf> (дата обращения: 25.12.2019).

96. Генерация радиоимпульсов ударной электромагнитной волной в линии передачи с ферритом / А.М. Белянцев, А.И. Дубнев, С.Л. Климин [и др.] // ЖТФ. 1995. Т. 65. С. 132–142.

97. Seddon N., Bearpark T. Observation of the Inverse Doppler Effect // Science. 2003. Vol. 302. P. 1537–1540.

98. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Разложение и восстановление импульсного сигнала в последовательно соединенных отрезках многопроводных линий передачи // Материалы 7-й всерос. науч.-практ. конф. «Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности», Томск, 16–18 февраля 2005 г. 2005. С. 61–64.

99. Возможности применения новых модальных явлений в целях электромагнитного терроризма и для защиты от него / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, С.П. Куксенко [и др.] // 7-й Междунар. симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: сб. тр., Санкт-Петербург, 26–29 июня 2007 г. 2007. С. 266–269.

100. Заболоцкий А.М., Бевзенко И.Г. Модальная фильтрация как средство защиты от сверхкоротких импульсов // Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития: докл. междунар. 4-й науч.-практ. конф., Томск, 31 октября–3 ноября 2007 г. 2007. С. 258–260.

101. Генерация радиоимпульсов ударной электромагнитной волной в линии передачи с ферритом / А.М. Белянцев, А.И. Дубнев, С.Л. Климин [и др.] // ЖТФ. 1995. Т. 65. С. 132–142.

102. Гилл Ф., Мюррей У., Райт М. Практическая оптимизация : пер. с англ. М.: Мир, 1985. 509 с.

103. Газизов Т.Т. Методология, алгоритмы и программное обеспечение для комплексной оптимизации элементов радиоэлектронных устройств: дис. ... д-ра техн. наук. Томск, 2017. 316 с.

104. Mitchell M., Holland J.H., Forrest S. When will a genetic algorithm outperform hill climbing // *Advances in Neural Information Processing Systems 6* / eds. J.D. Cowan, G. Tesauro, J. Alspector. San-Mateo: Morgan Kaufmann, 1994. P. 51–58.

105. Back T. *Evolutionary algorithms in theory and practice*. New-York: Oxford University Press, 1996. 314 p.

106. Goldberg E. *Genetic algorithms in search, optimization and machine learning*. Boston: Addison-Wesley, 1989. 404 p.

107. Растринин Л.А. *Статистические методы поиска*. М.: Наука, 1968. 376 с.

108. Mojert C. UWB and EMP susceptibility of microprocessors and networks // *Proc. of the 14th Int. Zurich Symp. on EMC*. 2001. P. 47–52.

109. Study of breakdown characteristics of 4H-SiC Schottky diode with improved 2-step mesa junction termination extension / H. Rong, Z. Mohammadi, Y.K.Sharma, F. Li, M.R. Jennings, P.A. Mawby // *16th European Conference on Power Electronics and Applications*. 2014. P. 1–10.

110. Brown S. High-Frequency Gas-Discharge Breakdown // *Proceedings of the IRE*. 1951. Vol. 39, N 12. P. 1493–1501.

111. Гудман С., Хидетниemi С. *Введение в разработку и анализ алгоритмов*. М.: Мир, 1981. 365 с.

112. Holland J. H. *Adaptation in Natural and Artificial Systems*. Ann-Arbor: The University of Michigan Press, 1975. 232 p.

113. Газизов Р.Р. Математическая модель, численный метод и комплекс программ для выявления и локализации экстремумов сигнала в многопроводных линиях передачи: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04. Томск, 2018. 224 с.

114. Hansen N. Python: modulebarecmaes2 [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.cmap.polytechnique.fr/~nikolaus.hansen/barecmaes2.html> (дата обращения: 20.06.2022).

115. Gordeyeva V.O., Belousov A.O. Optimization of a broad-side coupling modal filter by evolutionary strategy algorithm with setting the ranges of the optimization parameters // Journal of Physics: conference Series. 2022. Vol. 2291, N 1. P. 1–8. URL: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/2291/1/012014/pdf>. DOI 10.1088/1742-6596/2291/1/012014.

116. Pereira V. Python: Random Search algorithm. [Электронный ресурс]. URL: https://github.com/Valdecy/pyMetaheuristic/blob/main/pyMetaheuristic/algorithm/random_s.py (дата обращения: 18.06.2022).

117. Anderson R.L. Recent Advances in Finding Best Operating Conditions // J. of the American Statistical Association. 2012. P. 789–798.

118. Белоусов А.О. Анализ и оптимизация многопроводных структур с модальным разложением для обработки импульсных сигналов: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04. Томск, 2020. 247 с.

119. Study and classification of potential IEMI sources / N. Mora, F. Vega, G. Lugrin, F. Rachidi, M. Rubinstein // System and assessment notes. Note 41. 8 July, 2014.

120. Jones E.M., Bolljahn J.T. Coupled-strip-transmission-line filters and directional couplers // IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1956. N 4. P. 75–81.

121. Amemiya H. Time-domain analysis of multiple parallel transmission lines // RCA Review. 1967. June. P. 241–276.

122. Breaking the Symmetry of Cable Structures as an Instrument for Improving Modal Decomposition to Protect Critical Equipment Against UWB Pulses / A.O. Belousov, N.O. Vlasova, V.O. Gordeyeva, T.R. Gazizov // Symmetry. 2022. Vol. 14(6), N 1228. P. 1–34. DOI 10.3390/sym14061228.

123. Belousov A.O., Vlasova N.O. Parametric optimization of the cables with the modal filtration effect // Journal of Physics: conference Series. 2021. Vol. 1862, N 1. P. 1–6. DOI 10.1088/1742-6596/1862/1/012004.

124. Belousov A.O., Vlasova N.O. Parametric Optimization of Shielded Multiconductor Modal Filters with Circular Cross Section // Proc. of 23 International conference on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM 2021). Souzga, the Altai Republic, Russia ,

June 30–July 4, 2021. P. 153–157.
DOI 10.1109/EDM52169.2021.9507724.

125. Gordeyeva V.O., Belousov A.O., Vlasova N.O. Optimization of a 3-conductor Modal Filter with a Circular Cross Section by Evolutionary Strategies with Limitations // Proc. of 23 International conference on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM 2022). Erlagol, Altai, June 30–July 4, 2022. P. 1–4. DOI 10.1109/EDM55285.2022.9855187.

126. Gordeyeva V.O., Belousov A.O. Optimization of a broad-side coupling modal filter by evolutionary strategy algorithm with setting the ranges of the optimization parameters // Journal of Physics: conference Series. 2022. Vol. 2291, N 1. P. 1–8. DOI 10.1088/1742-6596/2291/1/012014.

127. Белоусов А.О., Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. Многопроводная микрополосковая линия как модальный фильтр для защиты от сверхкоротких импульсов // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. 2015. № 3 (37). С. 124–128.

128. Gordeyeva V.O., Belousov A.O. Optimization of strip modal filters by random search method // Proc. of International Siberian conference on control and communications (SIBCON–2022), Russia, Tomsk, November 17–19, 2022. P. 1–5. DOI 10.1109/SIBCON56144.2022.10002986.

129. Власова Н.О., Белоусов А.О. Параметрическая оптимизация многопроводных модальных фильтров с круговым сечением // Материалы XVI междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», Томск, 18–20 ноября, 2020. С. 254–257.

130. Белоусов А.О., Гордеева В.О. Анализ характеристик трёхпроводного модального фильтра в экстремальных условиях // Системы управления, связи и безопасности. 2022. № 4. С. 64–82.