

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

На правах рукописи

Газизов Тимур Тальгатович

Методология, алгоритмы и программное обеспечение
для комплексной оптимизации элементов радиоэлектронных устройств

Специальность 05.13.18

Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ

Диссертация на соискание учёной степени доктора технических наук

Научный консультант
д.т.н., профессор
Ходашинский Илья Александрович

Томск – 2017

Содержание

ВВЕДЕНИЕ	6
1. ПРИМЕНЕНИЕ ЭВОЛЮЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ	
ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ	20
1.1 Обзор методов глобальной оптимизации	20
1.2 Сравнение основных эволюционных алгоритмов	26
1.3 Классификация и анализ методов оптимизации	35
1.4 Комплексная оптимизация генетическими алгоритмами	41
1.5 Обзор существующих подходов к оптимизации радиоэлектронных устройств	43
1.6 Основные задачи проектирования антенн	46
1.7 Актуальность использования эволюционных алгоритмов для оптимизации антенн	48
1.8 Использование сосредоточенных нагрузок в проводных антеннах	51
1.9 Постановка задач исследования	67
2. МЕТОДОЛОГИЯ КОМПЛЕКСНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ ЭЛЕМЕНТОВ	
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ	72
2.1 Содержание методологии комплексной оптимизации элементов радиоэлектронных устройств	72
2.2 Методика моделирования элементов радиоэлектронных устройств	74
2.3 Подходы к решению задачи синтеза проводных антенн	75
2.4 Методика снижения коэффициента стоячей волны антенны за счет использования сосредоточенных нагрузок	77
2.5 Выводы по главе	80
3. АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ	
ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ	81
3.1 Определение требований к программному обеспечению	81
3.2 Обоснование использования программных библиотек	82
3.3 Программная реализация генетического алгоритма на примере тестовых функций	88

3.4 Выбор структуры программного обеспечения	95
3.5 Разработка информационного и алгоритмического обеспечения	99
3.6 Реализация графического отображения.....	105
3.7 Использование DHTML диалогов	108
3.8 Исследование точности решения СЛАУ методом Гаусса	112
3.9 Анализ результатов моделирования и сравнение с данными, полученными с помощью аналогичного программного обеспечения	116
3.10 Выводы по главе.....	122
4. МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ	123
4.1 Исследование нового способа компоновки многослойных печатных плат для цепей с резервированием	123
4.2 Оптимизация параметров многопроводных модальных фильтров для защиты от сверхкоротких импульсов.....	130
4.3 Моделирование влияния потерь на разложение сверхкороткого импульса в витке меандровой микрополосковой линии.....	137
4.4 Оптимизация геометрических параметров ТЕМ-камеры.....	145
4.5 Выводы по главе.....	163
5. КОМПЛЕКСНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ГЕНЕТИЧЕСКИМИ АЛГОРИТМАМИ	166
5.1 Комбинированный численный метод для оптимизации элементов радиоэлектронных устройств.....	166
5.2 Исследование и оптимизация тестовых функций.....	172
5.3 Комплексная оптимизация радиоэлектронных устройств.....	184
5.3.1 Оптимизация параметров двухпроводной линии передачи	184
5.3.2 Оптимизация параметров трехпроводного модального фильтра	188
5.3.3 Оптимизация параметров воздушной меандровой линии	194
5.3.4 Поиск максимального пикового напряжения сверхкороткого импульса в шине печатной платы	199
5.3.5 Снижение коэффициента стоячей волны проводной антенны	203

5.4	Комплексная оптимизация приемопередающих антенных систем	208
5.4.1	Оптимизация расположения и параметров полосозапирающих фильтров проводной антенны.....	208
5.4.2	Структурно-параметрическая оптимизация сосредоточенных нагрузок проводных антенн	210
5.4.3	Экспериментальное исследование четырехпроводной антенны	214
5.5	Выводы по главе.....	224
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	226
	ЛИТЕРАТУРА	229
	ПРИЛОЖЕНИЯ.....	256

Список используемых сокращений и обозначений

КСВ – коэффициент стоячей волны

ГА – генетические алгоритмы

ПЗФ – полосозапирающий фильтр

ДКМВ – декаметровый частотный диапазон (10-100 МГц)

СЛАУ – система линейных алгебраических уравнений

DHTML – Dynamic Hyper Text Mark-up Language (динамический язык гипертекстовой разметки)

ЭДС – электродвижущая сила

$R_{вх}$ – входное сопротивление

G_{max} – коэффициент усиления

КНД – коэффициент направленного действия

ИО – алгоритм имитации отжига

ЭС – эволюционные стратегии

ЭП – эволюционное программирование

КПД – коэффициент полезного действия

САПР – система автоматизированного проектирования

ПО – программное обеспечение

ТЕМ – Transverse Electro-Magnetic

ТЕМ-камера – камера, предназначенная для испытаний на электромагнитную совместимость

СКИ – сверхкороткий импульс

ПП РПУ САН – печатная плата радио-передающего устройства системы автоматической навигации

РЭА – радиоэлектронная аппаратура

РЭУ – радиоэлектронное устройство

МПП – многослойная печатная плата

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. В последнее время большое внимание уделяется математическому моделированию различных задач прикладной электродинамики, решение которых необходимо для проектирования радиоэлектронных устройств (РЭУ), основой которого является их компьютерное математическое моделирование, в частности оптимизация. При этом исследование методов улучшения характеристик РЭУ весьма актуально. Большой вклад в исследование этого вопроса внесли Б. Аршамбо, К. Баум, М. Гэри, Ж. Маутз, А. Оуэнс, Л. Растригин, Л. Фогель, Д. Джонсон, Р. Харрингтон и др. Наиболее популярным среди исследователей сегодня является решение задачи направленного синтеза на основе различных подходов, среди которых есть как стохастические, так и детерминированные методы оптимизации. В такой задаче требуется найти оптимальный набор или размещение элементов из некоторого заданного множества. Как правило, такие задачи сводятся к задачам перебора. При этом с помощью полиномиальной сводимости от NP-полной задачи (например, задачи РАЗБИЕНИЕ) легко доказывается их NP-сложность. В этом случае, подобный класс задач приемлемо решать различными методами оптимизации. Однако, проведенный анализ существующих методов позволил отдать предпочтение эволюционным алгоритмам. Большой вклад в исследование применимости эволюционных алгоритмов для решения прикладных задач внесли З. Альтман, Е. Альтшулер, Л. Гладков, А. Еремеев, И. Рахмат-Сами, К. Сотирис, К. Крестос, В. Курейчик, Р. Митра, Т. Панченко, К.Г. Христодулу и др.

Между тем ряд задач по оптимизации параметров элементов РЭУ на основе эволюционных алгоритмов не решен. В частности, в большей части работ, посвященных этому вопросу, уделяется внимание сравнению различных эволюционных методов между собой, но их программная реализация не освещается, либо используется встроенная реализация в известных программных продуктах, при этом недостаточно внимания уделяется настройке

параметров этих методов. С другой стороны, часто предлагается модифицированный метод и доказывается его успешность, однако круг задач, на котором происходит сравнение нового метода с существующими, обычно оказывается крайне узким. Более того, авторы часто не указывают насколько сложно адаптировать исходную задачу, чтобы применение нового метода стало возможным. Это препятствует эффективному применению новых эволюционных методов для реальных задач. Наконец, мало работ, в которых бы приводился успешный опыт создания единого программного комплекса для моделирования РЭУ и их ключевых узлов с возможностью комплексной оптимизации. Однако, учитывая, что в 2017 году завершен пилотный проект Минкомсвязи России по переходу госкорпораций, федеральных органов исполнительной власти и государственных внебюджетных фондов на использование отечественного программного обеспечения, решение такой задачи актуально. Таким образом, актуальность диссертационной работы обусловлена необходимостью разработки методологии, математических моделей, алгоритмического и программного обеспечения для комплексной оптимизации элементов РЭУ, позволяющих исследовать задачи структурного и параметрического синтеза и совершенствования характеристик узлов РЭУ на основе эволюционных алгоритмов.

Цель работы – создание методологии, алгоритмов и программного обеспечения для моделирования элементов РЭУ с возможностью структурно-параметрической оптимизации.

Для достижения этой цели необходимо решить следующие задачи:

1. Провести обзор существующих методов и подходов в области моделирования и оптимизации элементов РЭУ, обосновать выбор методов оптимизации для улучшения характеристик РЭУ.

2. Создать методологию комплексной оптимизации элементов РЭУ и их узлов, разработать методику их моделирования.

3. Разработать алгоритмическое и программное обеспечение для моделирования элементов РЭУ.

4. Выполнить моделирование конкретных элементов РЭУ и их узлов для различных приложений.

5. Подтвердить достоверность созданной методологии, проведя комплексную оптимизацию элементов РЭУ и их узлов с выполнением натурального полевого эксперимента.

Научная новизна работы состоит в результатах, полученных впервые

1. Предложена и апробирована новая методология комплексной оптимизации элементов РЭУ, отличающаяся возможностью структурной оптимизации.

2. Выполнено математическое моделирование новых элементов РЭУ и их узлов, включая печатные платы с резервированием, модальные фильтры, меандровые микрополосковые линии.

3. Предложен комбинированный численный метод, основанный на объединении метода моментов, генетических алгоритмов и трех математических моделей учета сосредоточенных нагрузок, позволивший провести оптимизацию элементов РЭУ.

4. Разработана оригинальная модульная структура комплекса программ, реализующих новые алгоритмы электродинамического анализа численным методом моментов проводных антенн с сосредоточенными нагрузками.

5. Предложены оригинальные алгоритмы: взаимодействия данных в модуле оптимизации, визуализации исходной структуры, настройки, запуска и работы генетических алгоритмов, на основе которых создан комплекс программ, отличающийся возможностью синтеза проводных антенн с улучшенными характеристиками.

6. Выполнена комплексная структурно-параметрическая оптимизация сосредоточенных нагрузок проводных антенн на основе разработанного комплекса программ, позволившая значительно расширить их рабочий диапазон частот.

Теоретическая значимость

1. Предложенная методология комплексной оптимизации РЭУ позволяет создавать новые методики моделирования элементов РЭУ.
2. Детально раскрыты, классифицированы, проанализированы глобальные методы оптимизации и обосновано их использование для моделирования элементов РЭУ.
3. Предложена новая классификация методов глобальной оптимизации, расширяющая представления о количестве и разнообразии таких методов.
4. Выполнен анализ использования эволюционных алгоритмов и предложены новые алгоритмы в задачах проектирования РЭУ.
5. Применительно к проблематике диссертации результативно использованы численный метод моментов и генетические алгоритмы, что позволило получить новые элементы РЭУ с улучшенными характеристиками.

Практическая значимость

1. На основе предложенной методологии комплексной оптимизации РЭУ созданы методики моделирования элементов РЭУ.
2. Определены области практического использования разработанного алгоритмического и программного обеспечения для комплексной оптимизации элементов РЭУ и их узлов.
3. Применение созданных алгоритмов для оптимизации проводных антенн апробировано при поиске оптимальных значений параметров параллельных RLC-нагрузок и позволило впервые провести структурную оптимизацию сосредоточенных нагрузок проводных антенн.
4. Получены оптимальные геометрические параметры ТЕМ-камеры.
5. Определены параметры трехпроводного модального фильтра, при которых получено минимальное значение амплитуды напряжения на его выходе.
6. На основе использования разработанного программного обеспечения для комплексной оптимизации РЭУ получен ряд результатов по оптимизации параметров ряда новых РЭУ.

7. Определена длительность воздействующего сверхкороткого импульса, приводящего к максимальному пиковому значению напряжения в шине печатной платы радиопередающего устройства системы автономной навигации бортовой аппаратуры космического аппарата.

8. На основе предложенной методологии выполнена комплексная оптимизация проводных антенн, что позволило изготовить и испытать антенну в сеансах связи на частотах 1,8; 3,5; 7; 14; 21; 28 МГц в полевых натуральных условиях.

9. Представлены практические рекомендации по технологическому исполнению четырехпроводной комбинированной антенны и предложения по изготовлению и сборке сосредоточенных нагрузок в ее структуре.

10. Предложены практические рекомендации по использованию созданных алгоритмов для поиска оптимальных параметров широкого ряда тестовых функций, включающие описание функций, параметры запуска, исходный код программ, представленный в приложении.

11. Алгоритмическое и программное обеспечение использованы в учебном процессе Томского государственного университета, Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, Томского государственного педагогического университета.

Методология и методы исследования. В работе применялись глобальные методы оптимизации, в частности ГА, компьютерное моделирование, квазистатический и электродинамический анализ, теория антенн, объектно-ориентированное программирование, натурный эксперимент.

Положения, выносимые на защиту с указанием области исследований, в которых были получены оригинальные результаты в соответствии с паспортом специальности 05.13.18 Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ.

1. Методология комплексной оптимизации элементов радиоэлектронных устройств позволяет разработать алгоритмическое и программное обеспечение, отличающееся от существующих возможностью

выполнения структурной и параметрической оптимизации широкого класса радиоэлектронных устройств. (Область исследований п. 5. Комплексные исследования научных и технических проблем с применением современной технологии математического моделирования и вычислительного эксперимента).

2. Разработанный комплекс программ позволяет выполнять математическое моделирование новых радиоэлектронных устройств и их элементов, включая печатные платы с резервированием, модальные фильтры, меандровые микрополосковые линии. (Область исследований п. 8. Разработка систем компьютерного и имитационного моделирования).

3. Комбинированный численный метод оптимизации элементов радиоэлектронных устройств, основанный на объединении метода моментов, генетических алгоритмов и трех математических моделей учета сосредоточенных нагрузок, позволяет получить оптимальные параметры двухпроводной линии передачи, выполнить оптимизацию параметров трехпроводного модального фильтра, найти оптимальные значения параметров воздушной меандровой линии, определить максимальное пиковое значение напряжения сверхкороткого импульса в шине печатной платы, снизить коэффициент стоячей волны проводной антенны. (Область исследований п. 3. Разработка, обоснование и тестирование эффективных вычислительных методов с применением современных компьютерных технологий).

4. Алгоритмическое обеспечение учета нагрузок в виде последовательных и параллельных RLC-контуров расширяет возможности созданного программного комплекса и позволяет проводить математическое моделирование проводных антенн с такими нагрузками. (Область исследований п. 4. Реализация эффективных численных методов и алгоритмов в виде комплексов проблемно-ориентированных программ для проведения вычислительного эксперимента).

5. Программное обеспечение, за счет применения созданных алгоритмов, дает возможность синтеза проводных антенн с улучшенными

характеристиками, а также новых антенных структур. (Область исследований п. 8. Разработка систем компьютерного и имитационного моделирования).

6. Методика снижения коэффициента стоячей волны антенны за счет использования сосредоточенных нагрузок позволяет создавать проводные антенны, обеспечивающие связь в диапазоне 1–28 МГц в натуральных полевых условиях. (Область исследований п. 5. Комплексные исследования научных и технических проблем с применением современной технологии математического моделирования и вычислительного эксперимента).

Соответствие паспорту специальности. Полученные результаты диссертационной работы являются оригинальными и соответствуют пп. 3, 4, 5, 8 области исследований паспорта специальности 05.13.18 Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ.

Достоверность результатов. Достоверность полученных результатов подтверждена их сравнением с теоретическими результатами, с результатами, полученными другими авторами, в других программных продуктах и экспериментом, а также внедрением результатов моделирования в практическую работу.

Использование результатов исследований

1. Получены 4 патента на полезную модель и 3 патента на изобретение, 10 свидетельств о государственной регистрации программ для ЭВМ.

2. Программная реализация квазистатических моделей для вычисления матриц параметров и электродинамической модели для вычисления токов в проводных структурах в составе комплексной оптимизации с помощью ГА применена в НИР "Исследование научно–технических принципов и изыскание инженерно–технических решений по созданию широкодиапазонных быстроразворачиваемых антенн ДКМВ диапазона", отчёт по НИР, тема "Крюшон–Т", хоздоговор 1402, Томск, 2003.

3. Разработанные модели и алгоритмы использованы для выполнения проекта «Разработка системы компьютерного моделирования электромагнитной совместимости», акт №31315 ввода в эксплуатацию по

мероприятию 3.1.3а инновационной программы ТУСУР, 2006 г. и свидетельство об отраслевой регистрации разработки №8376.

4. Выполненный анализ генераторов преднамеренных электромагнитных силовых воздействий, методов и средств защиты от их деструктивного воздействия, устойчивости элементов электронной инфраструктуры объектов использован при разработке национального стандарта в СПбФ ФГУП «НТЦ «Атлас», аналитическая справка 2007 г.

5. Программная реализация электродинамической модели и программная система компьютерного моделирования использованы в ходе выполнения составной части ОКР «Разработка и поставка аппаратно–программного комплекса для проведения анализа взаимовлияний электрических сигналов бортовой аппаратуры», хоздоговор 28/08 от 14.04.2008, шифр «АПК–ТУСУР».

6. Исследования по модальной фильтрации использованы при подготовке и написании нормативного документа и двух национальных стандартов, на её основе изготовлено и поставлено 8 макетов модальных фильтров для защиты сети Fast Ethernet от сверхкоротких импульсов, хоздоговор НИИЦ/НИР/10–01 от 15.01.2010 с ФГУП «ЦентрИнформ», г. Санкт–Петербург.

7. Обзор методов глобальной оптимизации использован в ОКР по Постановлению №218 правительства РФ «Разработка комплекса программных и технических средств для контроля информационных магистралей, обеспечения электромагнитной совместимости и исследования надежности унифицированного ряда электронных модулей на основе технологии «система–на–кристалле» для систем управления и электропитания космических аппаратов связи, навигации и дистанционного зондирования Земли с длительным сроком активного существования», 2010–2012 гг., хоздоговор №4216 от 24.11.2010 между ТУСУР и ТГУ для АО «ИСС», г. Железногорск.

8. Разработанное программное обеспечение и методики оптимизации представлены в технических отчётах по ОКР «Разработка принципов

построения и элементов системы автономной навигации с применением отечественной специализированной элементной базы на основе наногетероструктурной технологии для космических аппаратов всех типов орбит» ТУСУРа для АО «ИСС» в рамках реализации Постановления №218 Правительства РФ, тема «САН», хоздоговор 96/12 от 16.11.2012 в 2013–2015 гг.

9. Результаты работы, связанные с оптимизацией РЭУ на основе созданных алгоритмов, использованы в ОКР по Постановлению №218 правительства РФ «Разработка и внедрение технологических основ системного проектирования и производства аналогово-цифровой СВЧ аппаратуры для телекоммуникаций, радиолокации и приборостроения на основе собственной GaAs элементной базы» (2010–2012 гг.) для АО НПФ «Микран».

10. Материалы исследований в области синтеза новых антенных структур за счет применения ГА использованы в рамках ОКР по Постановлению №218 правительства РФ «Разработка и организация высокотехнологичного производства твердотельных радаров миллиметрового диапазона с применением электронной компонентной базы собственной разработки и создание на этой основе комплексированных систем мониторинга выделенных пространственных зон» (2013–2015 гг.) для АО НПФ «Микран».

11. Устройства, использующие модальные явления, использованы в ОКР по Постановлению №218 правительства РФ «Разработка бортового энергопреобразующего комплекса с цифровым резервированным управлением для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов с применением российской импортозамещающей электронной компонентной базы» (2016–2018 гг.) для АО «ИСС», г. Железногорск.

12. Результаты оптимизации на основе ГА использованы в НИР «Исследование новых модальных явлений в структурах многопроводных линий передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением», грант РФФИ 06-08-01242, 2006 г.

13. Модуль оптимизации использован при моделировании РЭУ в НИР «Комплекс фундаментальных исследований по математическому

моделированию, ориентированных на электромагнитную совместимость бортовой аппаратуры перспективных космических аппаратов», грант РФФИ 13-07-98017, 2013–2014 гг.

14. Алгоритмическое и программное обеспечение для комплексной оптимизации элементов РЭУ использовано в НИР «Комплексные исследования по разработке алгоритмов, математического обеспечения и средств проектирования для создания новых элементов защиты и контроля вычислительных систем на основе модальных явлений», грант РФФИ 14-29-09254, 2014–2016 гг.

15. Результаты по модальной фильтрации и программная реализация модуля оптимизации использованы в НИР «Комплексное обоснование возможностей создания модальной технологии помехозащиты критичной радиоэлектронной аппаратуры и совершенствования существующих и разработки новых помехозащитных устройств на её основе», грант РФФИ 14-19-01232, 2014–2016 гг.

16. Алгоритмическое и программное обеспечения для моделирования элементов РЭУ использовано в НИР «Разработка новых программных и аппаратных средств для моделирования и обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры» в рамках проектной части государственного задания в сфере научной деятельности 8.1802.2014/К, 2014–2016 гг.

17. Результаты работы в области оптимизации элементов РЭУ использованы в учебном процессе НИ ТГУ: целевая подготовка магистрантов физико-технического факультета по программе «Космические промышленные системы» для предприятия «Газпром космические системы», г. Королев, 2016–2017 гг.

18. Материалы работы использовались при подготовке лекционных, практических и лабораторных занятий для студентов ТГПУ, обучающихся по направлению «Информационные системы и технологии», 2014–2017 гг.

19. Результаты использованы в учебном процессе ТУСУР при подготовке студентов, проходящих групповое проектное обучение по специальностям «Сервис», «Бытовая радиоэлектронная аппаратура», «Аудиовизуальная техника», 2006–2007 гг.

20. Результаты использованы в учебном процессе ТУСУР при подготовке магистрантов по дисциплине «Научная работа в семестре» магистерской программы «Электромагнитная совместимость радиоэлектронной аппаратуры», 2016–2017 гг.

Использование результатов подтверждено 14 документами.

Апробация результатов работы

Результаты исследований автора позволили подготовить заявки, победившие в конкурсах:

1. Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков – конкурс грантов ТУСУР, 2001–2002 гг.

2. Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков с графическим интерфейсом пользователя – конкурс грантов ТУСУР, 2003 г.

3. Автоматизированное проектирование оптимальных широкополосных антенн с сосредоточенными нагрузками – конкурс грантов ТУСУР, 2005 г.

4. Исследование новых модальных явлений в структурах многопроводных линий передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением – конкурс грантов РФФИ 2006 г., проект 06–08–01242.

5. Комплексные исследования по разработке алгоритмов, математического обеспечения и средств проектирования для создания новых элементов защиты и контроля вычислительных систем на основе модальных явлений – конкурс грантов РФФИ 2014–2016 гг., проект 14-29-09254.

6. Комплексное обоснование возможностей создания модальной технологии помехозащиты критичной радиоэлектронной аппаратуры и совершенствования существующих и разработки новых помехозащитных устройств на её основе – конкурс грантов РФФИ 2014 г., проект 14-19-01232.

7. Разработка новых программных и аппаратных средств для моделирования и обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры – проектная часть государственного задания в сфере научной деятельности 8.1802.2014/К, 2014–2016 гг.

8. Выявление новых подходов к совершенствованию обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры и моделирования систем активного зрения роботов – конкурсный отбор 2016 г. по базовой части государственного задания Минобрнауки РФ, проект 8.9562.2017/БЧ.

Результаты работы докладывались и обсуждались на Научно-техн. конф. «Научная сессия ТУСУР» 2003, 2004, 2008, 2013, 2016 и 2017 г. (Томск), Всеросс. научно-практ. конф. «Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности» 2004, 2005, 2008 г. (Томск-Красноярск), Межд. научно-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» 2004, 2005, 2017 г. (Томск), Межд. молодежной научной конф. «Туполевские чтения» 2003, 2004, 2008 г. (Казань), Всеросс. научно-практ. конф. молодых ученых и студентов «Современные проблемы радиоэлектроники» 2004 и 2016 г. (Красноярск), Научно-техн. конф. молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства» 2008 г. (Томск), Межд. симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии 2005, 2007 г. (Санкт-Петербург), Межд. конф. EUROEM 2008 (Лозанна, Швейцария), Межд. IEEE Сибирская конф. по управлению и связи SIBCON, 2016 – Москва (Россия), 2017 – Астана (Казахстан), Межд. конф. молодых специалистов по микро/нанотехнологиям и электронным приборам 2016, 2017 г. (Алтай, Эрлагол), Сибирском симп. «Наука о данных и инженерия данных» 2017 г. (Новосибирск).

Публикации. Опубликованы 70 научных работ, в т.ч. 3 монографии, 12 статей в журналах из перечня ВАК, 7 патентов, 9 публикаций, индексируемых WoS и Scopus, 29 тезисов и докладов в трудах симпозиумов и конференций, 10 свидетельств о регистрации программ для ЭВМ. Без соавторов

опубликовано 10 работ, в т.ч. 1 научная монография, 2 статьи в журналах из перечня ВАК, 7 тезисов и докладов в трудах симпозиумов и конференций.

Структура и объём диссертации. В состав диссертации входят введение, 5 глав, заключение, список литературы из 242 наим. и приложение. Объём диссертации составляет 316 с., в т.ч. 153 рис. и 31 табл.

Личный вклад. Автору принадлежит определяющая роль в основных результатах, полученных в работе. Все результаты работы получены автором лично или при непосредственном его участии. Часть результатов получена совместно с соавторами публикаций: *Мелкозеровым А.О., Куксенко С.П., Газизовым Р.Р., Белоусовым А.О., Комнатновым М.Е.*

Краткое содержание работы. В гл. 1 выполнен обзор применения эволюционных алгоритмов при моделировании элементов РЭУ, рассмотрены основные методы глобальной оптимизации, представлено их сравнение, описана оптимизация прикладных задач электродинамики на основе ГА, приведены их преимущества и недостатки, подробно рассмотрена задача проектирования антенн. В гл. 2 сформулирована методология комплексной оптимизации РЭУ, предложены методики моделирования РЭУ и снижения коэффициента стоячей волны антенны за счет использования сосредоточенных нагрузок. В гл. 3 представлены результаты разработки алгоритмического и программного обеспечения для моделирования РЭУ: на основании требований к программному обеспечению обосновано использование соответствующих программных библиотек и выбрана структура программного обеспечения; представлена программная реализация ГА; описано тестирование программного комплекса. В гл. 4 представлены результаты моделирования характеристик РЭУ на примере компоновки многослойных печатных плат, модальных фильтров, микрополосковой меандровой линии, ТЕМ-камеры. В гл. 5 представлена комплексная оптимизация РЭУ с помощью ГА на основе предложенного комбинированного численного метода, приведены результаты его использования для определения максимальной разности погонных задержек связанной линии передачи, оптимизации параметров трехпроводного

модального фильтра, параметров воздушной меандровой линии, поиска максимального пикового значения напряжения сверхкороткого импульса в шине печатной платы радиопередающего устройства системы автоматической навигации, снижение коэффициента стоячей волны проводной антенны. В заключении сделаны выводы по работе. Далее приведен список литературы. В приложении представлены листинги программного кода, использованного в ходе работы, а также копии подтверждающих документов.

1. ПРИМЕНЕНИЕ ЭВОЛЮЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

1.1 Обзор методов глобальной оптимизации

Проблема оптимизации сложных систем, к которой сводятся многие социально-экономические, технические, организационно-управленческие, комбинаторные задачи и задачи теории игр, становится одной из ведущих в мире искусственного интеллекта [1]. Она часто представима в виде целевой функции, которую необходимо оптимизировать (причем она не всегда задана аналитическим путем, а иногда задана и в виде «черного ящика»), и некоторого набора начальных данных и ограничений на решение. Этому представлению соответствуют и задача о путешествующем коммивояжере, и задача об оптимальном размещении, и задачи нахождения динамического баланса, и многие другие задачи из соответствующих областей. Для большинства таких задач детерминированные методы решения неприемлемы или не обеспечивают необходимой степени точности [2]. Поэтому необходим альтернативный подход – использование эволюционных методов глобальной оптимизации [3] и намеренное введение элемента случайности в алгоритм поиска. При этом случайность будет служить целям сбора информации о поведении объекта исследования и целям управления. Основными достоинствами таких методов являются [53, 4]:

- повышенное быстродействие;
- высокая надежность и помехоустойчивость;
- высокая робастность, т.е. малочувствительность к нерегулярностям поведения целевой функции, наличию случайных ошибок при вычислении функции;
- сравнительно простая внутренняя реализация;

- малая чувствительность к росту размерности множества оптимизации;
- возможность естественного ввода в процесс поиска операции обучения и самообучения;
- в рамках известных схем случайного поиска легко строятся новые алгоритмы, реализующие различные эвристические процедуры адаптации.

Рассмотрим наиболее популярные методы глобальной оптимизации.

Стохастические и термодинамические подходы

Грубый случайный поиск (метод Монте–Карло)

Это самый простой и в то же время самый известный алгоритм случайного поиска, состоящий из равномерного случайного «бросания» точек в пространство поиска. Основное его достоинство – простота, и в теории глобальной оптимизации этот алгоритм применяется в основном в качестве эталона при теоретическом или численном сравнении алгоритмов и в качестве составной части некоторых алгоритмов глобального случайного поиска.

Алгоритм имитации отжига

Этот алгоритм был разработан Киркпатриком в 1982 г. [5] и детально описан в [6]. В основе имитации отжига лежит теория термодинамического процесса нагревания и медленного охлаждения субстанции для получения кристаллической структуры. Начиная со случайно выбранной точки в пространстве поиска, делается шаг в случайном направлении. Если этот шаг приводит в точку с более низким уровнем значения функции оптимизации, то он принимается. Если же он приводит в точку с большим значением функции оптимизации, то он принимается с вероятностью $P(I)$, где I – время. Функция $P(I)$ сначала близка к единице, но затем постепенно уменьшается до нуля – по аналогии с охлаждением твердого тела. Таким образом, в начале процесса моделирования принимаются любые ходы, но, когда «температура» падает, вероятность совершения негативных шагов уменьшается. Негативные шаги иногда необходимы в том случае, когда нужно избежать локального оптимума, но

принятие слишком многих негативных шагов может увести в сторону от глобального оптимума. В настоящее время этот метод активно исследуется (быстрый «переотжиг», параллельный отжиг) и успешно применяется во множестве областей [6–9].

Детерминированный подход

Метод ветвей и границ

В методах ветвей и границ множество решений \mathbf{M} разбивается на ряд подмножеств \mathbf{M}_k (ветвление), и вместо перебора всех элементов этих подмножеств рассчитываются нижние границы $L(\mathbf{M}_k)$ минимизируемой целевой функции $F(\mathbf{X})$ в подмножествах \mathbf{M}_k . Сокращение перебора возможно в связи с тем, что далее ветвлению подвергается только то подмножество \mathbf{M}_k , у которого нижняя граница оказалась наименьшей. Однако если у новых появившихся подмножеств нижние границы окажутся хуже, чем у какого-либо из ранее образованных подмножеств, то придется вернуться к шагу ветвления, на котором было образовано это более перспективное подмножество. При этом метод обеспечивает точное решение задачи, но в худшем случае из-за таких возвратов имеет место полный перебор. Для применения метода необходимо иметь алгоритм вычисления нижних границ. Если использовать то или иное упрощение задачи (приближенное вычисление нижних границ, ограничение возвратов и т.п.), то метод становится приближенным и за счет потери точности гарантирует приемлемые затраты времени решения.

Метод поиска с запретами

Поиск с запретами является еще одним стохастическим методом глобального поиска [10]. Он основан на аналогии с человеческим поведением, т.е. на присутствии в поведенческой схеме человека случайных элементов, которые означают, что в одной и той же ситуации человек может повести себя разным образом. Сохранение листа запретов, в котором, например, может храниться набор уже рассмотренных точек пространства поиска, является одной из основных характеристик данного подхода. Алгоритм заключается в выборе случайной точки в пространстве поиска, рассмотрении точек из окрестностей

данной точки, и, при достижении определенного критерия, выборе новой точки в другом регионе поиска, который еще не рассматривался.

Эвристические и метаэвристические подходы

Эволюционное программирование

Подход, основанный на тех же принципах, что и ГА, но содержащий больше эвристических зависимостей и основанный на ранжированных мутациях, применяется в ряде комбинаторных и оптимизационных задач, в задачах машинного обучения [11].

Эволюционные стратегии

Эволюционный подход, использующий при конструировании структуры индивида адаптивный уровень мутации, что позволяет приспособиться к любой изменяющейся модели. Также применяется в области комбинаторики, экспертных системах и при машинном обучении [12].

Генетические алгоритмы

ГА относятся к группе эвристических методов, которые используются для решения проблем поиска и оптимизации. Они сочетают в себе элементы детерминированного и стохастического подходов. В силу этого ГА относятся не только исключительно к методам случайного поиска. Более того, они успешно применяются в комбинациях с аналитическими методами или другими алгоритмами поиска и оптимизации [13–15]. В основе ГА лежит принцип естественного отбора (выживания сильнейшего или наиболее приспособленного). В процессе поиска анализируются сразу несколько ветвей эволюции. Применяя так называемую «функцию приспособленности», определяющую насколько хорошо найденное решение проблемы и выполняющую роль окружающей среды при моделировании эволюционного процесса, ГА «выращивают» новые популяции объектов, генная структура которых более приспособлена к текущей ситуации. Таким образом, генетическая модель имитирует эволюцию приспособления через механизмы изменчивости объектов.

В ГА используется следующая терминология:

- генетический алгоритм – метод или путь решения поставленной задачи;

- геном – класс возможных решений, дает представление о том, каким решение может быть вообще;
- целевая функция – взаимно однозначное отображение, переводящее пространство переменных в пространство решений и возвращающее значение пригодности переменной;
- ген – один из параметров задачи;
- особь (хромосома, индивид) – набор генов;
- популяция – набор особей;
- поколение – цикл жизни популяции: от создания до формирования новой;
- эволюция – последовательность поколений до достижения условия останова ГА.

Опишем простой ГА с технической точки зрения. Рассмотрим случай функции одной переменной. Пусть имеются пространство решений, пространство независимых переменных и взаимно однозначное отображение, переводящее пространство переменных в пространство решений (целевая функция). Необходимо найти такую переменную, при которой решение будет удовлетворять заданному условию. Изначально указываем допустимые пределы изменения истинного решения. Далее, хаотично выбираем n численных значений переменной (формируем первое поколение). Представляем каждое из значений переменной в бинарном либо реальном виде. Далее, выполняем рекомбинации и мутации (будут подробно рассмотрены ниже). Значения переменных, полученные в результате рекомбинаций и мутаций, представляем в десятичном виде. Далее, для этих значений переменных вычисляем целевую функцию и выбираем k значений переменных, удовлетворяющих исходному условию. Далее формируем новое поколение, состоящее из k только что полученных значений и l новых (хаотично выбранных) значений переменных ($n=k+l$). Все указанные выше шаги

повторяются многократно. В итоге, получаем, что каждое следующее поколение лучше или как минимум не хуже предыдущего.

Остановимся подробнее на операциях рекомбинации и мутации. Существует несколько видов рекомбинации. Наиболее простой из них, называемый одноклеточным кроссовером или кроссинговером, заключается в следующем: пусть имеются два вектора (набор решений равный N) $\mathbf{a}_1(a_{11}, a_{12}, \dots, a_{1N})$ и $\mathbf{a}_2(a_{21}, a_{22}, \dots, a_{2N})$, тогда в результате кроссинговера мы получим два новых вектора $\mathbf{a}_3(a_{11}, a_{12}, \dots, a_{1m}, a_{2m+1}, \dots, a_{2N})$ и $\mathbf{a}_4(a_{21}, a_{22}, \dots, a_{2m}, a_{1m+1}, \dots, a_{1N})$. При этом точка m выбирается случайным образом (рисунок 1.1).

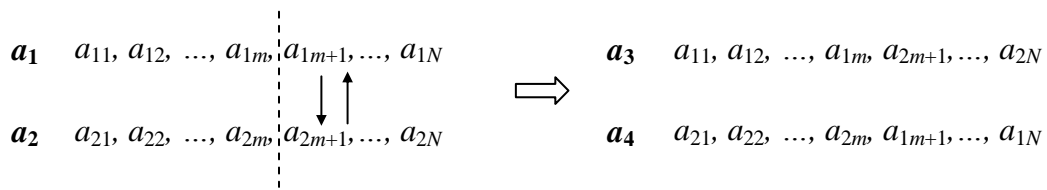


Рисунок 1.1 – Работа одноклеточного кроссовера в ГА

Мутация представляет собой случайный выбор какого-либо значения переменной, выполняемый следующим образом. Значение переменной представляют в двоичном виде. Часть разрядов числа, в соответствии с коэффициентом мутации, изменяют на противоположное значение (с 0 на 1 и наоборот). Важными параметрами являются соответствующие коэффициенты. Так, коэффициент рекомбинации обычно лежит в пределах от 0,6 до 1, а коэффициент мутации чаще всего берут равным 0,1. Мутация не даёт прогресса в поиске решения, но страхует от локальных экстремумов.

Сфера применения ГА очень широка: от автоматизированного проектирования [16, 17], решения комбинаторных задач и проектирования нейронных сетей до применения в экспертных и обучающихся системах [18, 19]. Основные области применения на практике:

- оптимизация сложных численных функций (наиболее традиционное использование ГА) [3];
- распознавание образов, речи и т.п. (например снимки из космоса или создание фотороботов) [13];

- комбинаторные задачи (включая задачи о путешествующем коммивояжере, планирование работ и т.п.) [11];
- планирование (от размещения мебели до сложных экономических и политических проблем) [23];
- самообучающиеся системы (в так называемых классифицирующих системах, где ГА создают набор правил типа *если... то* для решения предложенной проблемы) [1];
- контроль и управление (в больших комплексных системах, таких как фабрика или завод, они способны управлять множеством параметров для поддержания оптимального режима работы системы) [12].

1.2 Сравнение основных эволюционных алгоритмов

В работе [20] приведен краткий обзор результатов применения четырех разных эволюционных методов оптимизации к двум сложным тестовым функциям. Рассматривались методы: ГА, ЭП, ЭС и ИО. Методы применялись к *royal road* функции и 5-мерной *bump* функции. Эти функции являются очень сложными для большинства методов оптимизации: *royal road* является тупиковой для большинства методов. Функция *bump* является функцией сглаживания, но содержит сотни тысяч пиков, приблизительно одной величины. Более того, её оптимальное значение определено наличием четкой границы.

Функция *bump*

Функция *bump* определена как:

$$\max \frac{\left| \sum_{i=1}^n \cos^4(x_i) - 2 \cdot \prod_{i=1}^n \cos^2(x_i) \right|}{\sqrt{\sum_{i=1}^n i \cdot x_i^2}}, \quad 0 < x_i < 10, \quad i=1, \dots, n,$$

где $\prod_{i=1}^n x_i > 0,75$ и $\sum_{i=1}^n x_i < 15 \cdot n/2$, начиная с $x_i = 5$, $n=1, 2, 3, \dots$,

где x_i – переменные (выраженные в радианах), а n – размерность. Эта функция представлена в виде сильно ухабистой поверхности (рисунок 1.2 для $n=2$), где истинным глобальным оптимумом обычно является точка на её границе.

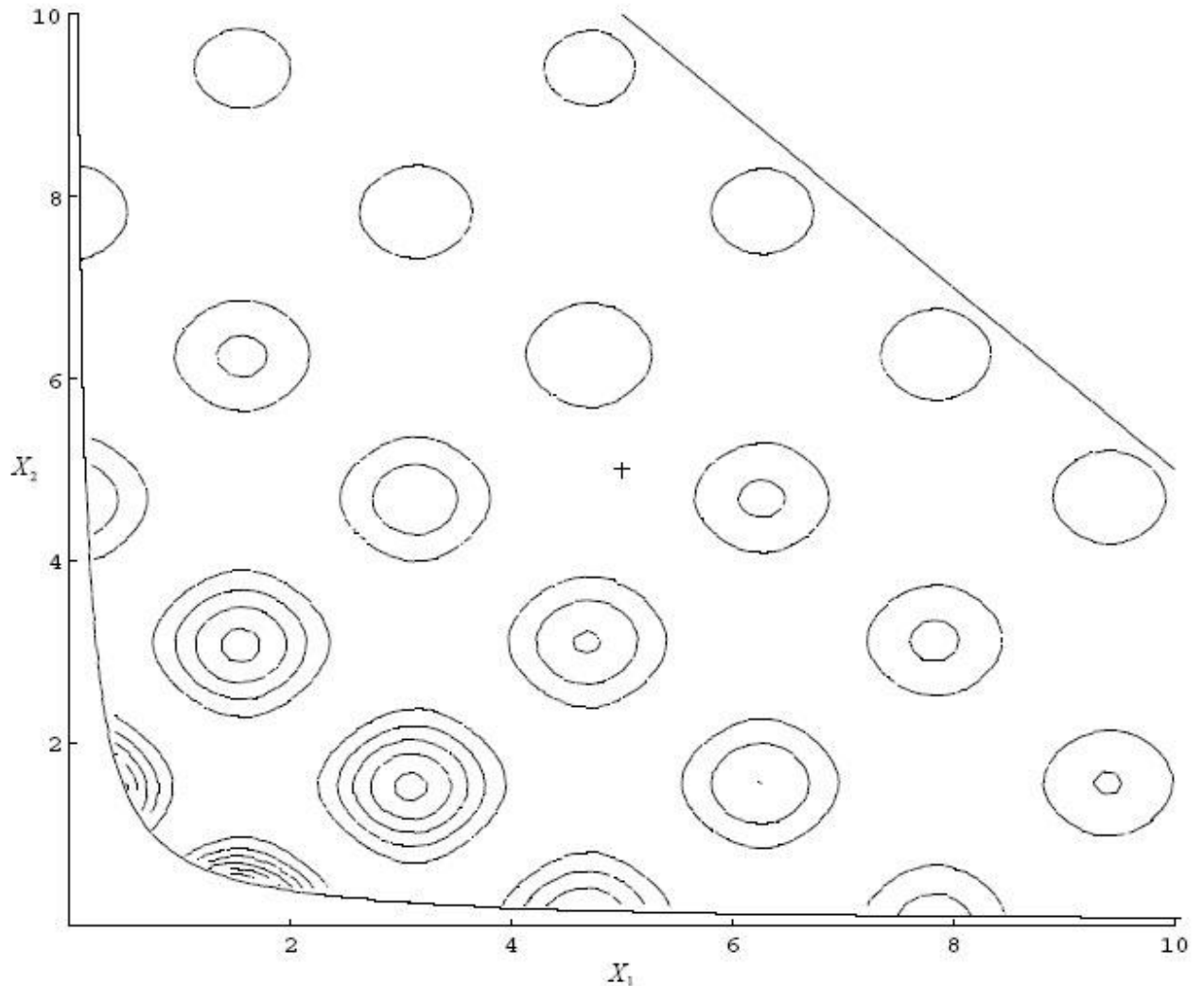


Рисунок 1.2 – Випр функция для $n=2$

Функция royal road

Хотя royal road функция разрабатывалась как наиболее простая для ГА и наиболее сложная для других методов, выяснилось, что даже ГА затрудняются в поиске её решения. Функция, следовательно, является полезным примером экстремального случая, когда связь между переменными в функции и её значениями сильно нелинейная и имеет большое количество пошаговых изменений.

Функция `royal road` была разработана как простейший класс, содержащий характеристики, наиболее подходящие для изучения ГА. Входным параметром функции `royal road` является бинарная строка, на выходе функции получаем действительное значение, которое должно быть максимизировано. Строка состоит из 2^k непересекающихся смежных областей, каждая длиной $b+g$. Используя значения Холланда по умолчанию: $k=4$, $b=8$, $g=7$, получаем 16 областей длиной 15 и общую длину строки, равную 240. Каждая область разделена на две непересекающиеся части. Первая длиной b , равной 8 битам (с 1-го по 8-й), называется блоком (`block`, блок-часть), а вторая длиной g , равной 7 битам (с 9-го по 15-й бит), называется разрывом (`gap`, разрыв-часть) (таблица 1.1). При расчете пригодности учитываются только те биты, которые принадлежат блок-части каждой области. Расчет состоит из двух частей: начальное вычисление пригодности и дополнительное вычисление.

Таблица 1.1 – Условный вид функции `royal road`

Строка	1	...	8	9	...	15	1	...	8	9	...	15	...	1	...	8	9	...	15
	Блок 1			Разрыв 1			Блок 2			Разрыв 2			...	Блок 16			Разрыв 16		
	Область 1						Область 2						...	Область 16					

В ходе начального вычисления значению пригодности каждого блока прибавляется v за каждую единицу, входящую в состав блока, до определенного значения m^* . Если в блоке содержится больше единиц чем m^* , но меньше чем b единиц, то из значения пригодности такого блока вычитается значение v , за каждую единицу больше допустимого значения. Значения по умолчанию: $v=0,02$ и $m^*=4$, тогда блок с шестью единицами получит значение пригодности равное: $-0,02 \cdot (6-4) = -0,04$. Т.е., если блок имеет более чем 4 и меньше чем 8 единиц, то значение пригодности уменьшается и наоборот (таблица 1.2). Если блок состоит только из единиц, то он считается завершенным. Это приводит к дополнительному вычислению.

Таблица 1.2 – Расчет пригодности элементов функции royal road

Кол-во 1-ц в блоке	0	1	2	3	4	5	6	7	8
Значение пригодности	0,00	0,02	0,04	0,06	0,08	-0,02	-0,04	-0,06	0,00

В дополнительном вычислении используются только завершенные блоки. Первому завершенному блоку присваивается значение u^* , по умолчанию 1,0, а каждому последующему u – по умолчанию 0,3. Затем смежные пары завершенных блоков получают значение пригодности таким же способом, затем четыре завершенных блока и так далее, пока не будет рассчитано значение пригодности всех 16 блоков. Это приводит к тому, что целевое значение равно максимальному: $1,0+(1,0+0,3)+(1,0+3\cdot 0,3)+(1,0+7\cdot 0,3)++(1,0+15\cdot 0,3)=12,8$.

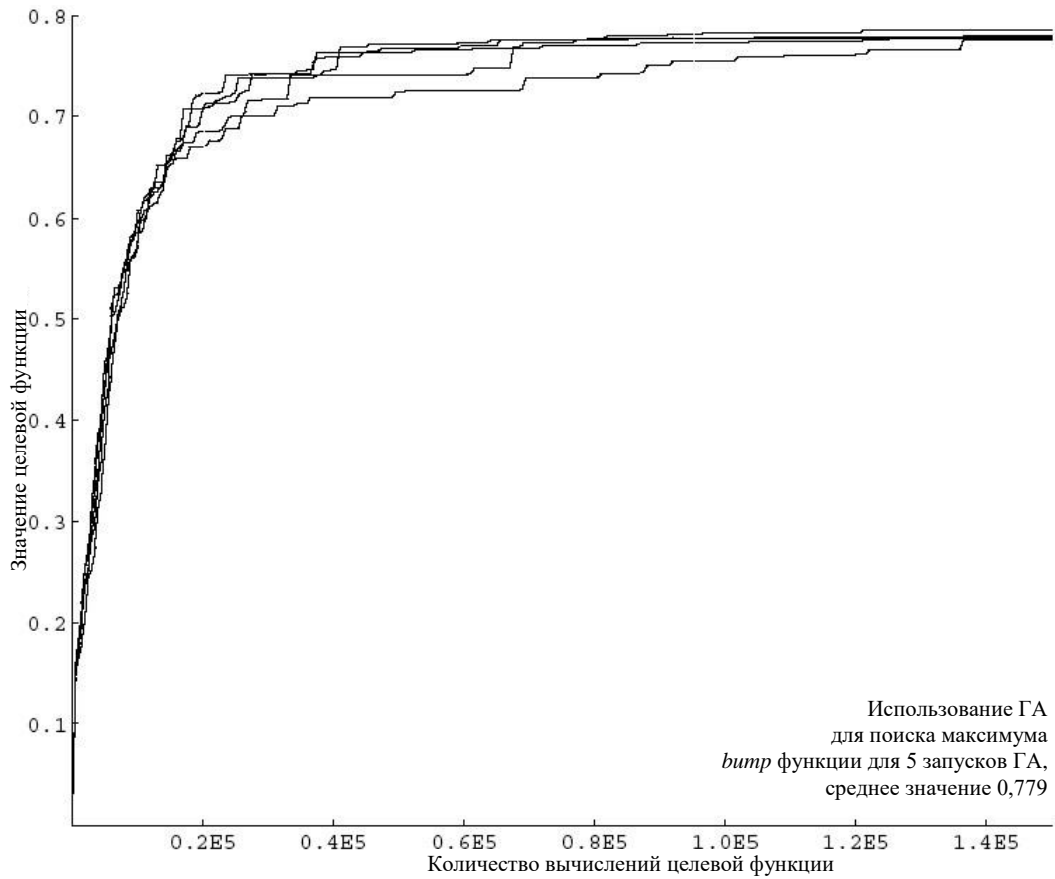
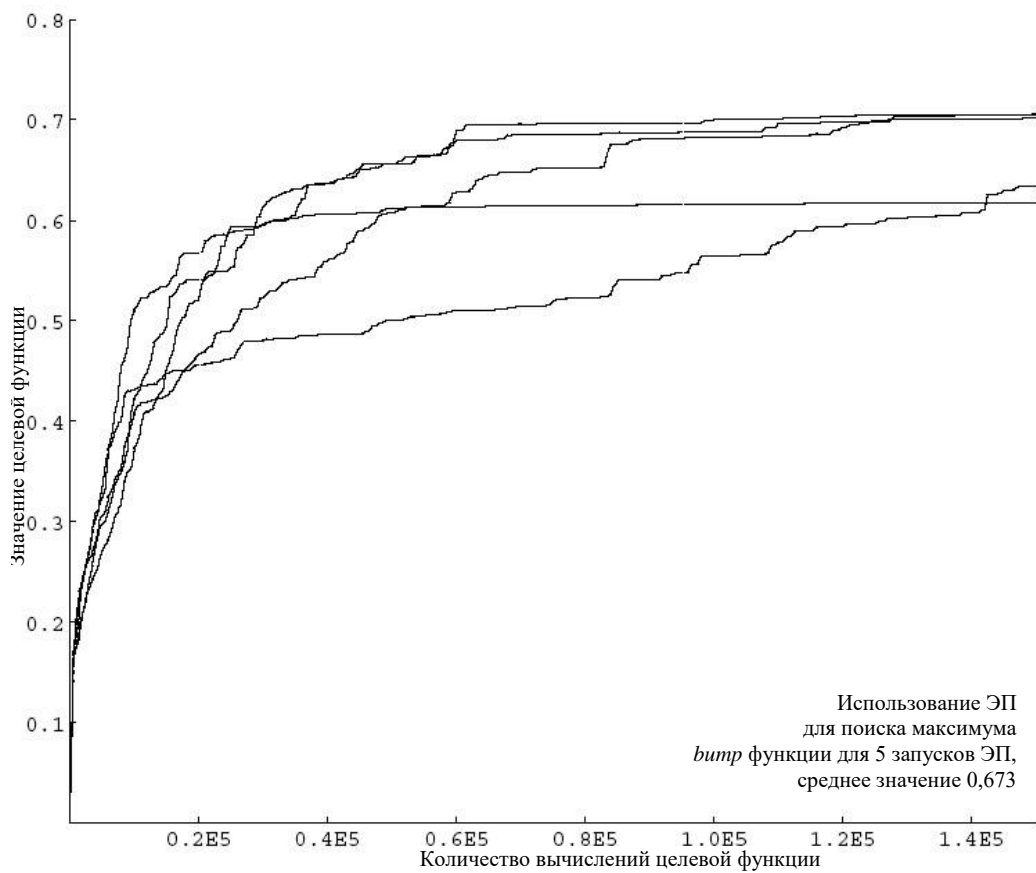
Наличие разрыв-частей, которые не влияют на вычисление пригодности, обеспечивает разнообразное количество строк, которые имеют максимальное значение. Оптимальное значение пригодности получается тогда, когда найдена единственная предопределенная последовательность нескольких бит блоков, которая образуется из набора основных блоков.

Результаты сравнения методов

Задачи оптимизации, обсуждаемые выше, являются весьма сложными: они имеют множество переменных, ярко-выраженные нелинейные зависимости между переменными и целевые функции с большим количеством максимумов и минимумов. Поиск методов, которые могут решать такие задачи, приводит к эволюционному вычислению. Методики поиска наилучших решений в этой области делятся в зависимости от того, каким типом стратегии эволюционного управления контролируется стохастический подход. Сегодня активно используют четыре основных метода: ГА, где применяются методы эволюции Дарвина для отбора наиболее “приспособленных” моделей (особей); ЭП, основанное на ранжированной мутации и являющееся более эвристическим

подходом к задаче; ЭС, где отдельные особи мутируются, используя адаптивные значения мутации, настраиваемые индивидуально для каждой переменной в задаче; ИО, где стратегия управления основана на имитации кинетики твердотельных кристаллов и возможности изменений, даже если они приводят к худшему решению. Первые три метода одновременно работают над группами особей, называемых популяциями, а последний работает только над одним решением.

Из рисунков 1.3–1.10, на которых показаны результаты оптимизации для пяти запусков каждого метода, видно, что все методы испытывают сложности для решения этих задач. На оси X отложено количество вычислений целевой функции, а на оси Y – вычисленное значение целевой функции, по мере работы соответствующего метода. Наибольшую проблему вызывает задача *royal road*, что неудивительно, учитывая дискретность и сложность её целевой функции. Особенно это видно при работе метода ЭП. Также четко видны “жидкая”, “твердая” стадии и стадия “кристаллизации” при запусках алгоритма ИО, указывающие на то, что соответствующие значения вышли за пределы корректно-заданных параметров (температурных значений) ИО. Видно, что ГА работают лучше всего, тогда как алгоритм ИО показал наихудшие результаты. Тем не менее, каждый из методов может дать лучшие результаты после оптимизации своих параметров (например, известен ряд работ, где разновидности метода ИО дают результаты не хуже, чем ЭП и ЭС). В любом случае, необходимо уделять особое внимание настройкам оптимизатора при решении любой задачи оптимизации. Однако при стандартных настройках и прочих равных условиях для одной и той же задачи именно ГА показывают наилучшие результаты.

Рисунок 1.3 – Результаты оптимизации *bump* функции, используя ГАРисунок 1.4 – Результаты оптимизации *bump* функции, используя ЭП

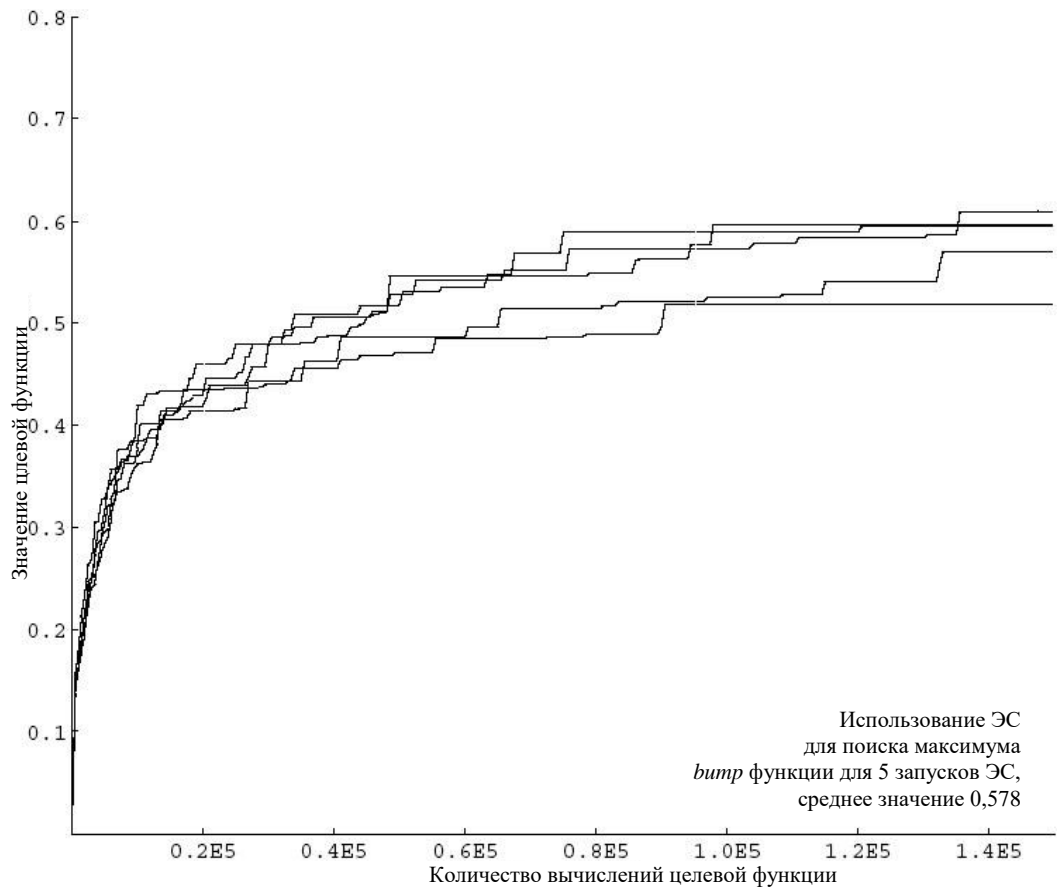


Рисунок 1.5 – Результаты оптимизации *bimp* функции, используя ЭС

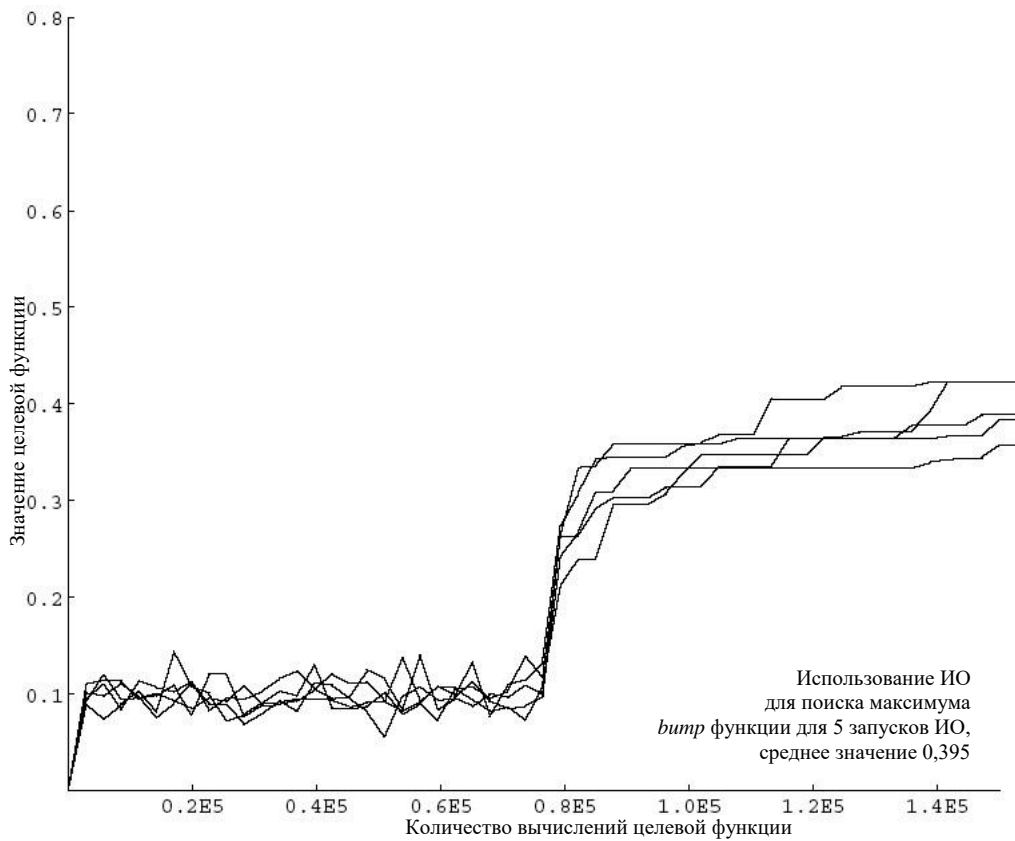


Рисунок 1.6 – Результаты оптимизации *bimp* функции, используя ИО

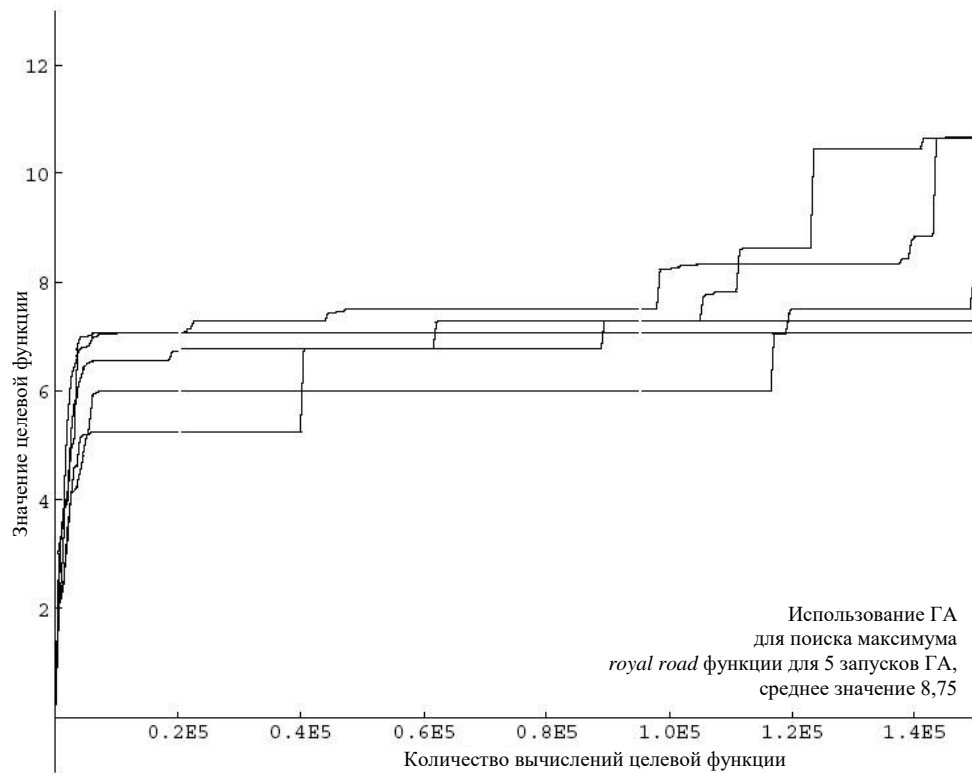


Рисунок 1.7 – Результаты оптимизации *royal road* функции, используя ГА

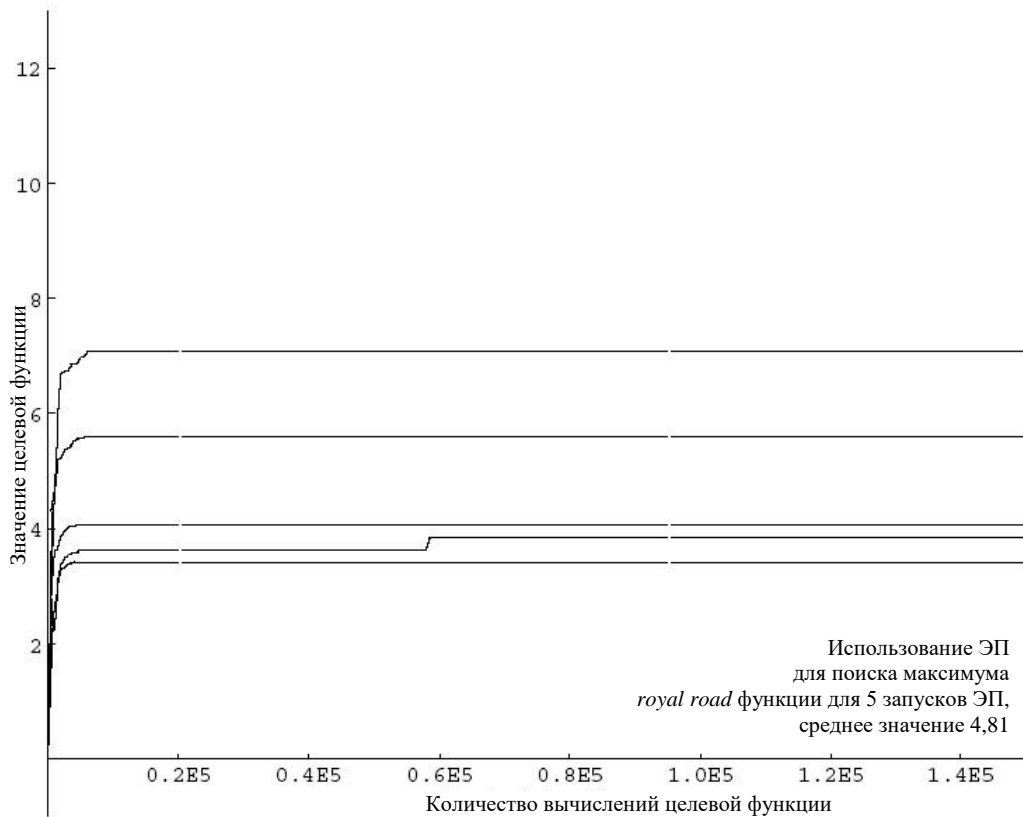


Рисунок 1.8 – Результаты оптимизации *royal road* функции, используя ЭП

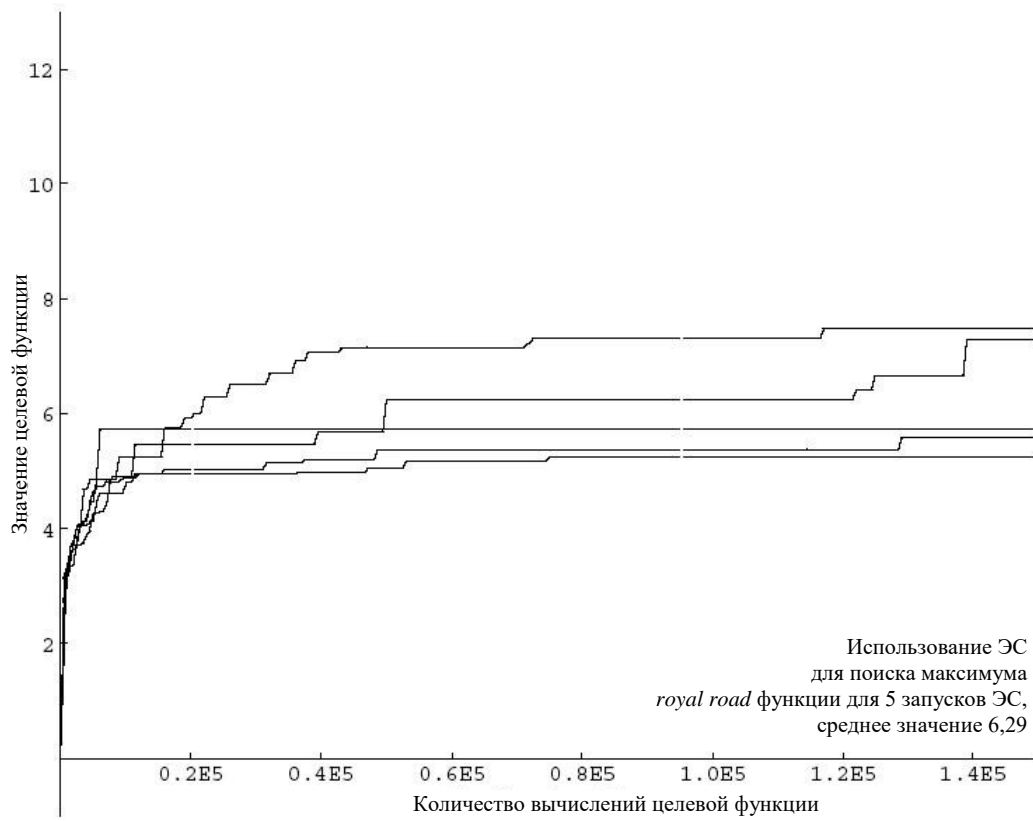


Рисунок 1.9 – Результаты оптимизации *royal road* функции, используя ЭС

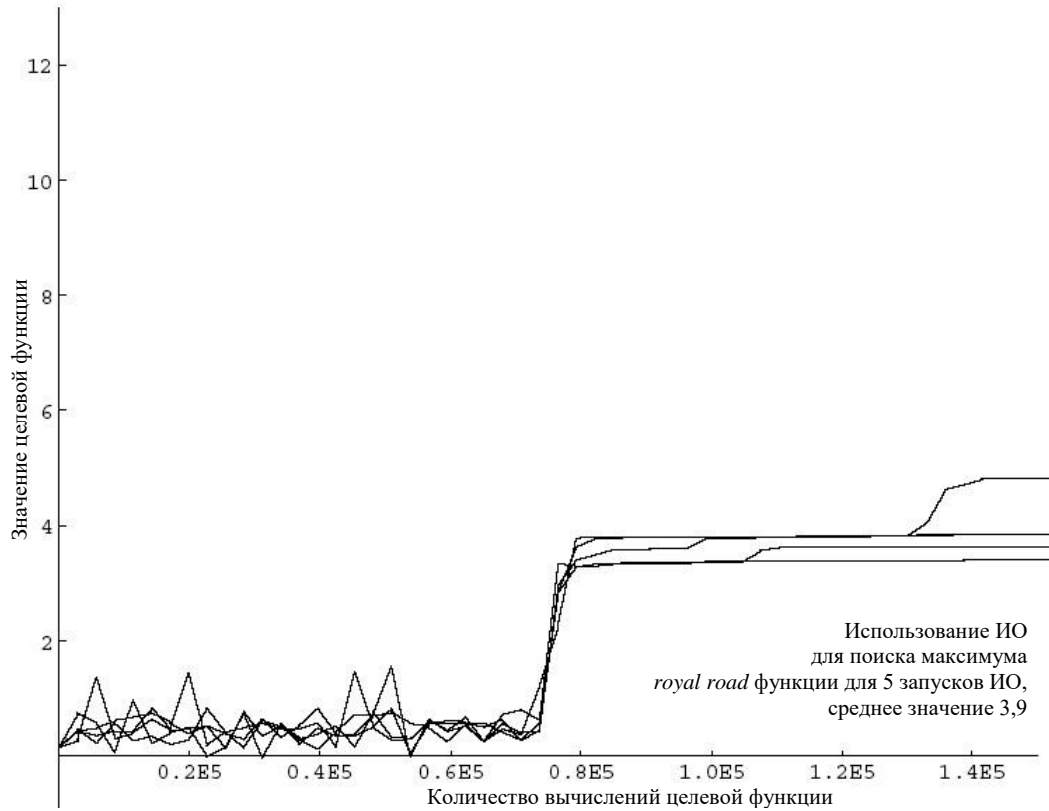


Рисунок 1.10 – Результаты оптимизации *royal road* функции, используя ИО

1.3 Классификация и анализ методов оптимизации

В данном разделе представлены различные классификации методов глобальной оптимизации. В работах автора [21, 22] предложена классификация по явлениям и принципам, лежащим в основе методов глобальной оптимизации.

В работе [23] приведен подробный анализ применения эволюционных методов для задач проектирования. Проектирование – итерационный процесс, в котором чередуются процедуры синтеза и анализа. Синтез – это создание проектного решения в виде описания облика изделия, его конструкции, структурной, функциональной или принципиальной схемы. Анализ – это оценка результатов синтеза. В современных САПР преимущественно развиты математическое и программное обеспечения (ПО) процедур анализа. Синтез – трудно формализуемая задача. Наряду с формализуемыми задачами имеются типы задач, для которых формализация не может быть достигнута (решение которых возможно лишь при малом размере задач, но практически важные задачи имеют размеры, существенно превышающие возможности точного решения).

Поэтому все подходы к решению задач синтеза в САПР подразделяются на две группы:

- использование интеллектуальных методов (в основном это экспертные методы);
- применение методов дискретной оптимизации.

Используя материалы [23] и [24], представим в следующем виде общую классификацию методов оптимизации [21] в зависимости от сложности поставленной задачи (рисунок 1.11).



Рисунок 1.11 – Классификация методов оптимизации в зависимости от сложности поставленной задачи

Как видно из рисунка 1.11, задача проектирования может быть формализуемой (возможно использование точных методов, когда анализируется все пространство возможных решений) и неформализуемой. Для решения неформализуемых задач существует два основных класса: метод дискретной оптимизации и интеллектуальные экспертные методы (в основе лежат компьютерные системы, способные частично заменить специалиста-эксперта в разрешении проблемной ситуации, как правило на базе искусственного интеллекта). Также различают глобальные и локальные методы оптимизации. Приведем классификацию глобальных методов оптимизации по явлениям и процессам, лежащим в их основе (рисунок 1.12) [21].

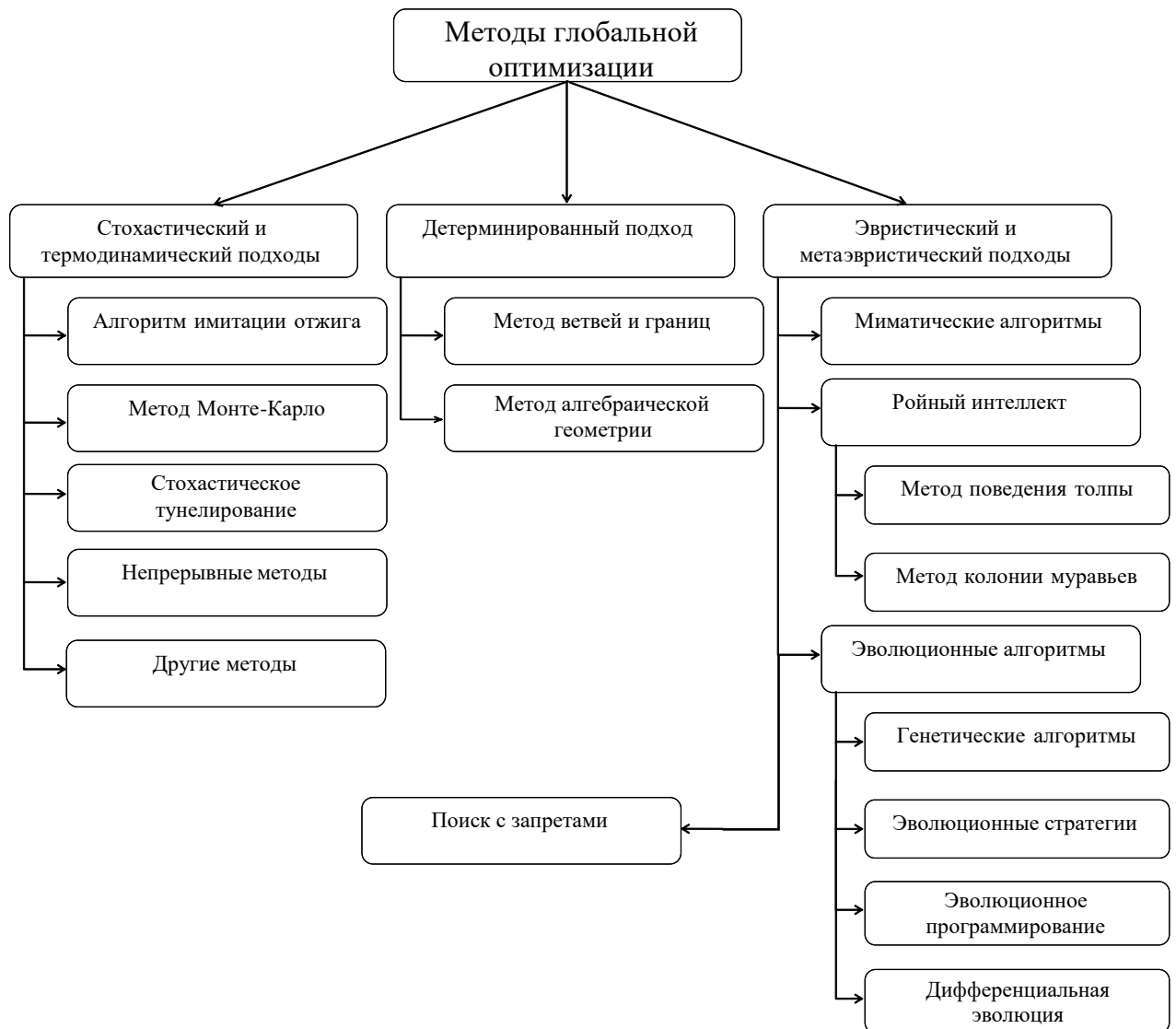


Рисунок 1.12 – Методы глобальной оптимизации

Существует классификация с точки зрения вычислительной математики, при этом большинство глобальных методов оптимизации относится к так называемым «мягким вычислениям». Термин «мягкие вычисления» введен Лофти Заде в 1994 году. Это новый метод вычислительной математики, который был поддержан аппаратными средствами (нечеткими процессорами) и в ряде проблемных областей стал более эффективным, чем классические методы. Понятие «мягких вычислений» включает в себя [25]:

- нечеткую логику;
- нейронные сети;
- вероятностные рассуждения;

- сети доверия;
- эволюционные алгоритмы.

Таким образом, в данном разделе представлены различные классификации методов оптимизации: общая; по явлениям и принципам, лежащим в основе глобальных методов; с точки зрения вычислительной математики.

Анализ рассмотренных методов глобальной оптимизации

В данном разделе, на основе работы автора [26], выполнено сравнение некоторых методов глобальной оптимизации в виде сводной таблицы «успешности» применения различных методов к конкретным задачам и сделан вывод о том, что ГА применяются с наибольшим успехом и для широкого круга задач.

В работе [27] проведен краткий анализ методов, приведенных выше, приведен обзор российских и зарубежных работ, проанализирована работа и пригодность таких методов к различным типам сложных задач оптимизации: *«королевских дорог», оптимизации графа, размещения (на примере проектирования цепей), заполнения «рюкзака», предсказания банковского курса валют, составления расписания.* В итоге, сделаны следующие выводы: алгоритм ИО является наиболее «хрупким» из рассмотренных методов, он более всего зависит от выбранных параметров моделирования, ГА при настройке показывают лучшие (примерно на 10–15%) результаты, но, даже с параметрами по умолчанию, позволяют добиться приемлемой точности.

По результатам работ [20, 27] сформируем общую таблицу условной «результативности» применения описанных методов к конкретным задачам и рассчитаем условный средний ранг для каждого метода. При этом рассматривались результаты применения методов оптимизации к различным задачам, и каждый метод получил условное место (первое место: метод является наилучшим относительно остальных, последнее место: метод справился с задачей хуже или не справился вообще). Последний столбец

представляет собой средний ранг применения к различным задачам каждого метода (таблица 1.3).

Таблица 1.3 – Ранжирование методов глобальной оптимизации

Задача→ Метод	Функ- ция royal road	Функ- ция bump	Опти- миза- ция графа	Разме- щение элемен- тов цепи	Запол- нение рюкзачка	Предска- зание банков- ского курса	Состав- ление распи- сания	Сред- нее
ГА	1	1	2	1	1	2	2	1,4
Имитация отжига	4	4	3	2	4	4	3	3,4
Эволюц. програм.	3	2						2,5
Эволюц. стратегии	2	3						2,5
Детермин. методы			1		5			3
Поиск с запретом					2	3	1	2
Нейрон- ные сети					3	1		2

Все рассмотренные методы имеют общие характеристики: они все являются методами глобальной оптимизации (за исключением детерминированных методов) и для каждого существует сходимость к глобальному оптимуму. Как упоминалось выше, в теореме «Бесплатного обеда не бывает» утверждается, что производительность всех алгоритмов, ищущих экстремум функции качества одинакова, если усреднить результаты по всевозможным функциям качества, т.е. на полном множестве задач нельзя выделить самый лучший метод оптимизации [80]. Практическое значение этой теоремы состоит в том, что не существует панацеи на все случаи жизни, несомненный успех какого-либо оптимизационного метода в определенной области знаний не гарантирует такого же успеха в другой области. Это означает, что для каждой специфической области необходимо проводить исследования и отыскивать приемлемый метод оптимизации. Однако, из таблицы 1.3 видно, что ГА применяются с наибольшим успехом, причем в очень широком круге задач.

Недостатки и преимущества генетических алгоритмов

Анализ работ [23, 18, 27] позволяет выделить ряд недостатков и преимуществ ГА. Недостатки использования ГА:

- с помощью ГА проблематично найти точный глобальный оптимум;
- ГА непросто настроить для нахождения всех решений задачи;
- не для всех задач удастся найти оптимальное кодирование параметров;
- ГА трудно применить для изолированных функций. Изолированность («поиск иголки в стоге сена») является проблемой для любого метода оптимизации, поскольку функция не предоставляет никакой информации, подсказывающей, в какой области искать максимум. Лишь случайное попадание особи в глобальный экстремум может решить задачу (рисунок 1.13);



Рисунок 1.13 – Изолированная функция

- ГА испытывает сложности при оптимизации сильно зашумленных функций. Дополнительный шум сильно влияет на сходимость многих эволюционных методов, поэтому часто замедляет поиск решения ГА (рисунок 1.14).

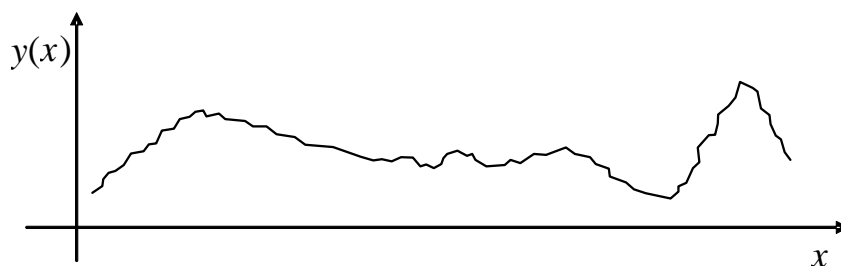


Рисунок 1.14 – Зашумленная функция

Однако существует целый ряд преимуществ применения ГА, относительно других методов глобальной оптимизации:

- простота использования;

- слабая зависимость эффективности использования от настроек оптимизатора для многих задач;
- ГА являются универсальным методом оптимизации сложных многопараметрических функций;
- ГА не зависит от исследуемой проблемы, так как работает с закодированными параметрами;
- ГА успешно используется для широкого круга задач;
- ГА применим для неформализуемых задач, когда целевая функция нечетко сформулирована или вообще отсутствует.

Выводы, сделанные выше, позволяют использовать ГА как универсальный инструмент для оптимизации очень сложных задач [28–32], при этом стоит отметить, что результаты, полученные за счет использования ГА, будут не хуже, а, скорее всего лучше, чем результаты, полученные другими методами. Поэтому решение задачи оптимизации новой, ещё неисследованной, проблемы стоит начать именно с применения ГА.

1.4 Комплексная оптимизация генетическими алгоритмами

В последние годы предложен подход, названный комплексной оптимизацией генетическими алгоритмами [33]. В нем применены ГА, поскольку они широко используются в последнее десятилетие и зарекомендовали себя надёжным средством оптимизации в различных задачах технической электродинамики [34], и в частности, известны работы, в которых ГА используются для параметрической и структурной оптимизации различных проводных структур. Ниже кратко рассматриваются некоторые из этих работ, анализ которых лег в основу комплексной оптимизации с помощью ГА.

В работе [35] структурный синтез выполняется эмпирически: выбираются несколько конструкций антенн, затем отбирается одна из них, имеющая, по результатам моделирования, подходящую диаграмму

направленности и минимальный КСВ в заданном диапазоне частот. Далее выполняется параметрическая оптимизация антенны с помощью ГА: в частности оптимизируются расположение и параметры элементов заграждающих фильтров с целью минимизации КСВ и расширения диапазона частот.

В работе [36] с помощью ГА выполняется автоматизированный синтез, который формально является параметрическим, поскольку оптимизируются геометрические параметры элементов антенны. Однако этими параметрами являются, в частности, пространственные координаты элементов антенны, что приводит к совершенно новым и необычным конструкциям антенн. Их невозможно получить эмпирически по интуиции, так что использование ГА позволяет автоматизировать структурный синтез.

В работе [37] продемонстрирован автоматизированный структурный синтез двухдиапазонной микрополосковой антенны, поскольку использована возможность кодирования в ГА не непрерывных параметров антенны, а кодирования наличия или отсутствия проводящих частей поверхности антенны. Интересно, что в анализе методом моментов отсутствие частей антенны может выражаться просто вырезанием тех столбцов и строк матрицы \mathbf{Z} , которые соответствуют отсутствующим частям, так что матрица \mathbf{Z} может вычисляться только один раз. В работе получена новая, не интуитивная структура, соответствующая заданным критериям, однако показано, что она не оптимальна, и её характеристики могут быть улучшены.

Известны также различные модификации ГА, делающие их более эффективными для конкретных задач [34]. Кроме того, показано, что существуют и оптимальные значения параметров ГА, например размера популяции и вероятности мутации, минимизирующие число итераций ГА для нахождения решения [38].

В ТУСУР [39] реализован программный комплекс, включающий большой набор квазистатических моделей, позволяющих с приемлемой точностью, но гораздо быстрее электродинамических, анализировать структуры

проводников и диэлектриков различной сложности. Поэтому корректное использование моделей квазистатического анализа в процедуре автоматизированного синтеза с помощью ГА существенно ускоряет этот процесс.

Таким образом, был создан новый подход, объединяющий в себе достоинства известных подходов и имеющий новое качество – эффективный автоматизированный структурный синтез. Этот подход назван комплексной оптимизацией генетическими алгоритмами (КОГА). Под термином "комплексная" обобщается совместное использование следующих принципов.

1. Параметрический синтез с помощью ГА.
2. Структурный синтез с помощью ГА.
3. Адаптация ГА и его параметров к задаче.
4. Синтез основных элементов.
5. Синтез вспомогательных элементов.
6. Использование электродинамического анализа.
7. Использование квазистатического анализа.
8. Вырезание строк и столбцов матрицы СЛАУ.

1.5 Обзор существующих подходов к оптимизации радиоэлектронных устройств

В последнее время большое внимание уделяется математическому моделированию задач прикладной электродинамики. К таким задачам относятся проектирование антенн и антенных решеток, синтез плоских многослойных поглотителей, разработка частотно-селективных поверхностей, синтез многослойных диэлектрических структур, анализ электростатического и магнитостатического оборудования, разработка различных электромагнитных устройств и др. Решение этих задач необходимо для проектирования радиоэлектронных устройств, основой которого является их компьютерное моделирование, в частности оптимизация. Выполним обзор существующих

подходов к оптимизации радиоэлектронных устройств. В работе [40] используется следующая последовательность синтеза устройств:

1. Синтез структуры устройства.
2. Выбор оптимальных значений параметров устройства.
3. Выбор оптимального варианта построения устройства из конечного числа найденных вариантов.

Анализ существующих подходов к проектированию антенн и опыт автора по их практической реализации позволил сформулировать методологию снижения коэффициента стоячей волны (КСВ) антенны за счет оптимизации генетическими алгоритмами параметров и мест включения сосредоточенных нагрузок, включающую следующие этапы.

1. Эмпирический этап. Анализ необходимых требований технического задания, учет особенностей геометрии и условий работы будущей антенны, исследование наиболее близких аналогов. Предварительный выбор параметров антенны из эмпирических, интуитивных и аналитических соображений.

1. Оптимизация с помощью ГА: параметрическая, структурная, структурно-параметрическая.

2. Экспериментальная доводка. Этот этап обусловлен объективными причинами некорректности моделирования: методы являются приближенными, модели являются неточными, возможны отличия исходных параметров от реальных, которые трудно учесть.

С другой стороны, известна работа [41], в которой сформулирована методика оптимизации электромагнитной совместимости бортовой аппаратуры космических аппаратов (ЭМС БА КА) (рисунок 1.15).

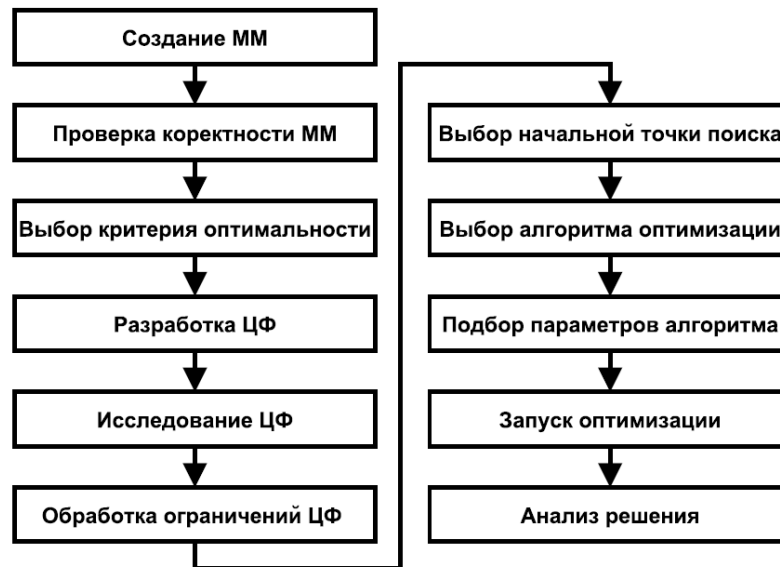


Рисунок 1.15 – Методика оптимизации ЭМС БА КА

В работе [42] предложена методика оптимизации проектирования РЭС с учетом ЭМС, которая включает следующие этапы.

1. Составление математической модели проектирования РЭС.
2. Выбор критерия эффективности.
3. Определение информации, необходимой для исследования модели.
4. Исследование математической задачи, для отыскания оптимального решения.

В работе [43] представлен подход по оптимизации проектирования радиоэлектронных модулей при создании радиотехнических систем и устройств, который включает в себя следующие этапы:

1. Генерация ТЗ нового изделия.
2. Схемотехническое проектирование нового изделия.
3. Проектирование топологии печатной платы нового изделия.
4. Проектирование конструкции нового изделия (оптимизация по заданным параметрам).
5. 3D моделирование конструкции нового изделия.
6. Составление документов для необходимой модернизации производства и запуска опытной партии новых изделий.

В работе [44] решение задачи проектирования радиоэлектронных устройств включает три основных этапа:

1. Моделирование устройства.
2. Составление целевой функции с выбором тех или иных критериев качества устройства.
3. Минимизация или максимизация целевой функции с целью получения оптимальных внутренних параметров устройства.

1.6 Основные задачи проектирования антенн

Основными задачами теории антенн являются задача анализа и синтеза [45]. Задача анализа состоит в определении электромагнитного поля в любой точке окружающего антенну пространства (в том числе и на самой антенне). Источниками поля являются токи и заряды, распределенные по антенне. Закон этого распределения (зависимость амплитуды и фазы тока от координаты точки на поверхности антенны) обычно неизвестен. Задача анализа при заданной приложенной к антенне электродвижущей силе (ЭДС или сторонняя ЭДС) может быть решена строго, исходя из того, что: искомое поле должно удовлетворять уравнениям Максвелла, граничным условиям на поверхности раздела при переходе из одной среды в другую (воздух–металл, воздух–диэлектрик и т.д.), условию излучения. Последнее означает, что на большом расстоянии от антенны поле должно представлять бегущую волну, амплитуда которой с увеличением расстояния r убывает как $1/r$. Строгое решение данной задачи встречает обычно большие математические трудности: антенны, в основном, имеют сложные конфигурации; поверхности, на которых заданы граничные условия, как правило, не совпадают с координатными поверхностями ортогональных систем координат [46]. В связи с этим строгое решение задачи анализа получено только для некоторых частных случаев.

Задача анализа состоит из двух частей: внутренней и внешней. Внутренняя задача заключается в определении распределения возбуждающего

тока по самой антенне или распределения поля на произвольно выбранной замкнутой поверхности S , ограничивающей объем V , в котором находятся источники поля. Эта задача решается приближенными методами, выбираемыми в зависимости от конкретных данных антенны [47]. Например, часто задаются синусоидальным распределением тока вдоль линейных вибраторов, исходя из некоторой аналогии между вибратором и разомкнутой на конце длинной двухпроводной линией. Примером антенны с синусоидальным распределением тока является симметричный вибратор, используемый в диапазонах декаметровых, метровых и дециметровых волн. Эта антенна представляет собой цилиндрический провод, длина которого соизмерима с длиной волны (часто длина провода составляет половину длины волны). Между двумя половинами этого провода ("плечами") включается источник ЭДС. Для проволочных антенн, например, вибраторного типа, поле рассчитывается за счет мысленно разбиения антенны на ряд элементарных электрических вибраторов.

В тех случаях, когда распределение тока по антенне либо неизвестно, либо является слишком сложным, внешнее поле целесообразно находить заданием векторов напряженности электрического и магнитного полей на замкнутой поверхности S , охватывающей источники (при этом часто используют методы геометрической оптики). Этот способ широко применяется при анализе апертурных антенн (рупорных, линзовых, параболических и др.) [48]. Если известны тангенциальные составляющие векторов \vec{E} и \vec{H} на поверхности S , то эти составляющие на основании известного из электродинамики принципа эквивалентности могут быть заменены фиктивными эквивалентными поверхностными электрическими и магнитными токами. Разбивая поверхность S на элементарные площадки dS и рассматривая каждую площадку как элемент Гюйгенса, находят полное поле во внешней области V_s , суммируя поля, созданные отдельными элементами. Такой метод решения внешней задачи называется приближением Гюйгенса-Кирхгофа [49–51]. Таким образом, излучающая система (пространство, заполненное токами,

возбуждающими электромагнитные волны) представляет собой не только реальные электрические токи, текущие по металлическим поверхностям, но и эквивалентные электрические и магнитные токи, распределенные на замкнутых поверхностях, окружающих антенну, а также поляризионные электрические и магнитные токи в объемах, занимаемых диэлектриками и магнитодиэлектриками.

Задача синтеза антенн состоит в определении размеров и формы антенны и нахождении распределения источников поля на ней по заданным требованиям к электрическим характеристикам антенны (в основном по диаграмме направленности) [52]. Эта задача возникает в связи с тем, что в ряде случаев характеристики антенны, получающиеся при известном распределении тока на ней, не отвечают предъявляемым требованиям и необходим поиск оптимальных параметров. Определение оптимальных значений параметров элементов технической системы известной структуры является задачей параметрического синтеза или параметрической оптимизации. Именно с такой задачей чаще всего приходится сталкиваться разработчикам проводных антенных структур, особенно когда необходимо улучшить ту или иную характеристику антенны.

1.7 Актуальность использования эволюционных алгоритмов для оптимизации антенн

В последнее десятилетие появилось несколько эволюционных алгоритмов (ЭА), которые имитируют поведение и развитие биологических объектов, основанных теории Дарвина и механизме естественного отбора. Изучение эволюционных алгоритмов началось с 1960 г. Несколько исследователей независимо друг от друга создали три основных эволюционных алгоритма: генетические алгоритмы [53, 54], эволюционное программирование [55] и эволюционные стратегии [56]. ЭА широко используются для решения

простых и многокритериальных задач оптимизации [57, 58, 59]. На рисунке 1.16 представлены основные виды ЭА.

Роиный интеллект (РИ) так же является особым типом эволюционных алгоритмов. РИ представляет собой коллективное поведение децентрализованных и самоорганизующихся частиц. Алгоритмы, основанные на РИ, включают метод роя частиц (МРЧ) [60], муравьиный алгоритм (МА) [61], алгоритм пчелиной колонии (АПК) [62]. МРЧ имитирует поведение перемещения птиц и движения стай рыб. Самый простой МРЧ включает весовые коэффициенты и коэффициент сужения [63]. МРЧ легко применим и вычислительно эффективен. Он обычно используется только для вещественных (непрерывных) задач. Однако известны примеры использования МРЧ в дискретных задачах [64]. Другим алгоритмом, основанным на РИ, является АПК [62], который моделирует и имитирует поведение пчел, ищущих мед. Наконец, метаэвристический МА [65, 66] основан на поведении реальных муравьев.

Дифференциальная эволюция (ДЭ) [67, 68] – метод популяционной глобальной оптимизации, относящийся к классу стохастических алгоритмов. Его различные варианты используются в нескольких реальных технических задачах. Обзор МРЧ и ДЭ, а также их модификаций, и другие подобные методы представлены в работе [69].



Рисунок 1.16 – Классификация эволюционных алгоритмов

Другими эволюционными методами, применяемыми в задачах моделирования радиоэлектронных устройств, являются: оптимизация управления ветром [70], биогеографическая оптимизация, оптимизация разрастающимися сорняками [71–75], эволюционное программирование [76, 77]; эволюционные стратегии с адаптацией ковариационной матрицы [78, 79].

Важной теоремой, уместной для определения производительности алгоритмов оптимизации, является теорема «Бесплатного обеда не бывает», которая относится к среднему поведению алгоритмов оптимизации по данным областям задач оптимизации. В работе [80] показано, что если задано среднее решение всех возможных задач оптимизации в виде какого-то множества X , не существует алгоритм, имеющий преимущества в производительности над остальными. Также, в работе [81] авторы доказывают, что теоретически невозможно обосновать выбор наилучшей многоцелевой универсальной стратегии оптимизации и единственный путь показать, что одна стратегия лучше другой – это сравнение применительно к узкому кругу задач. Необходимо отметить, что в области проектирования радиоэлектронных устройств существует великое множество задач оптимизации и не всегда задача выбора наилучшего алгоритма оптимизации является простой. Следовательно,

стоит исследовать новые алгоритмы оптимизации, если мы считаем, что они могут хорошо работать для данной конкретной задачи. Задачи оптимизации, возникающие при синтезе могут, значительно выиграть при использовании ЭА, который позволит получить нестандартные решения, например, относительно положения и возбуждения элементов исследуемой системы. Более того, сами элементы могут быть геометрически изменены за счет использования ЭА.

1.8 Использование сосредоточенных нагрузок в проводных антеннах

На основе проводных антенн разработано много антенных структур, таких как диполь, симметричный вибратор, Яги антенна, логопериодическая, спиральная и другие [82–83]. Конструкторский подход к проектированию антенн, используемый инженерами, в основном приводил к относительно простым структурам. Как правило, инженер находил уже существующую структуру с желаемыми электромагнитными характеристиками. Если для такой структуры имелось аналитическое выражение, которое отражало её характеристики, инженер использовал его, чтобы определить оптимальные параметры. Если аналитическое выражение отсутствовало, то приходилось работать с соответствующими уравнениями, чтобы определить начальные гипотезы о нужных направлениях и параметрах и, используя электромагнитное моделирование, определять характеристики. Если результат был неудовлетворителен, приходилось заново конструировать антенну, ориентируясь на интуицию, опыт, подходящие уравнения, либо эмпирическое исследование, чтобы определить, какие параметры необходимо изменить для улучшения характеристик антенны. Такой метод проектирования привел к созданию множества различных видов антенн, но он является затратным, и если существует множество неизвестных, предсказать получение наилучших результатов становится весьма сложной задачей. Кроме того, такой метод проектирования зависит от интуиции конкретного разработчика. Часто моделям

антенн, полученных таким способом, характерна симметрия и весьма простая, для понимания и анализа, структура. Однако конфигурации, полученные не интуитивным путем, часто работают не хуже, а иногда и лучше, чем структуры, полученные за счет интуиции разработчика [36].

Проводные антенны, с возможностью увеличения широкополосности, получили широкое применение в телекоммуникациях. Особо интересны проводные антенны, нагруженные резонансными колебательными контурами, которые позволяют расширить полосу рабочих частот [84–85]. Главной функцией таких нагрузок является изменение распределения тока в проводах так, чтобы характеристики антенны изменялись в ходе работы. Обычно пытаются задать некоторое количество нагрузок, которое улучшит КСВ и характеристику усиления за счет уменьшения рассогласования входного импеданса при изменении частоты и заставит антенну излучать в нужном направлении, например в горизонтальной плоскости. Хотя, включение нагрузок в структуру антенны позволяет улучшить её широкополосность, такое улучшение ограничено производительностью ненагруженной антенны. Сложно настроить антенну на частоты, для которых электрическая длина антенны гораздо меньше, чем $\lambda/4$ и её входной импеданс является в основном мнимым числом с малой действительной частью. На таких частотах производительность антенны не может быть улучшена за счет нагрузок и снижение КСВ достигается за счет соответствующей настройки согласующей цепи.

Нагрузка, включенная в структуру антенны, представляет собой колебательный контур, который настроен на резонансную частоту. Простейшая нагрузка (фильтр) представляет собой параллельный LC контур (рассмотрим идеальный случай, когда $R=\infty$), с резонансной частотой: $f=1/(2\pi\sqrt{LC})$. Включение одного или нескольких таких фильтров позволяет управлять электромагнитными характеристиками антенны. На рисунке 1.17 [86] показана основная идея использования нагруженных антенн. Входное сопротивление ненагруженного четвертьволнового вибратора, с резонансной частотой f_0 , длиной l , гораздо выше на второй резонансной частоте $2\cdot f_0$. Если LC нагрузку

(настроенную на частоту $2 \cdot f_0$) разместить в середине вибратора, распределение тока на f_0 будет нарушено, из-за низкого сопротивления нагрузки. Однако на $2 \cdot f_0$ токи в верхней части антенны будут нулевыми, и она будет излучать, как четвертьволновой вибратор длиной $l/2$, даже на этой частоте. В этом случае, использование одной нагрузки позволяет создать двухдиапазонную антенну, которую можно рассматривать как комбинацию двух четвертьволновых вибраторов разной длины.

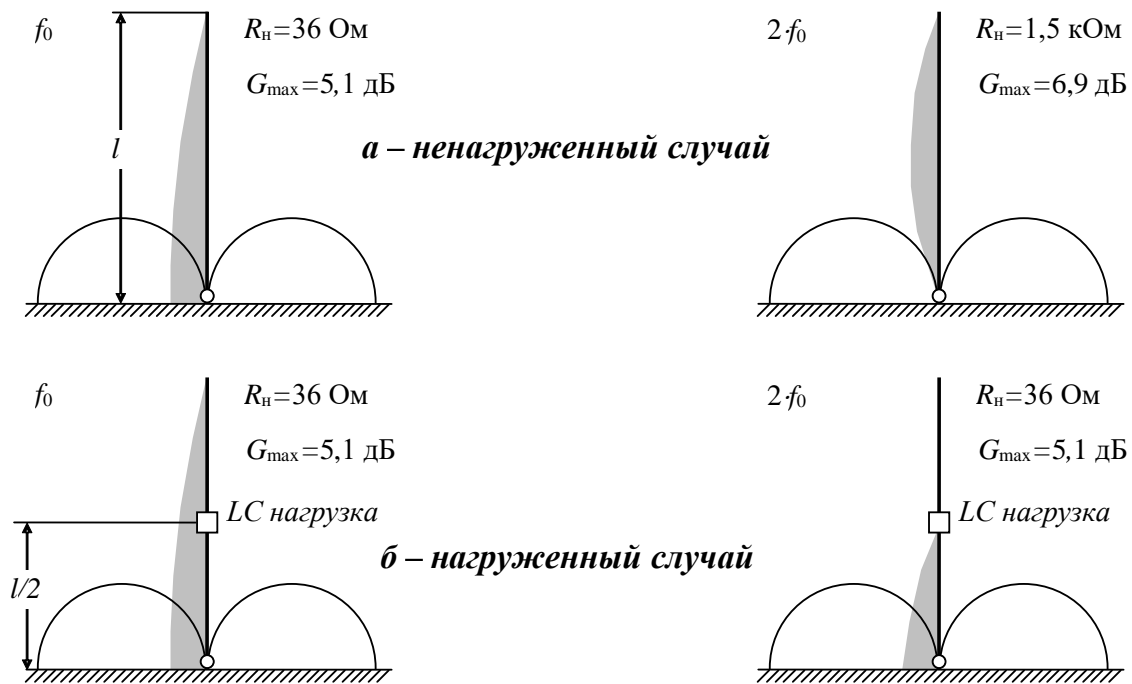


Рисунок 1.17 – Особенности нагруженных антенн: *а* – четвертьволновой вибратор длиной l без нагрузки на резонансных частотах f_0 и $2 \cdot f_0$; *б* – тот же вибратор с нагрузкой ($l/2$ – место включения нагрузки) на тех же частотах f_0 и $2 \cdot f_0$

Для ненагруженного случая показаны распределение тока (серая область) и диаграмма направленности обычного вибратора. Для нагруженного случая показан вибратор с нагрузкой, который имеет одинаковые значения входного сопротивления (R_n) и коэффициента усиления (G_{\max}) для двух частот. Включение одного или нескольких фильтров в структуру антенны позволяет осуществить динамический контроль (в соответствии с частотами) распределения тока, и, соответственно, входного импеданса, диаграммы

направленности и усиления. Нагрузки в основном используются для увеличения широкополосности антенны, либо для создания многодиапазонных антенн. При этом наибольшее распространение получили сосредоточенные нагрузки в виде параллельных RLC -контуров, так как они представляют собой полосозапирающий фильтр и имеют бесконечное сопротивление на резонансной частоте, что позволяет контролировать рабочую длину антенны.

Математические основы моделирования методом моментов

Перед тем как рассматривать математические модели учета сосредоточенных нагрузок в тонкопроводных структурах, рассмотрим суть метода моментов, который используется в данной работе, на простом примере решения задачи определения плотности заряда тонкой проволоки [87]. Рассмотрим тонкую проводящую проволоку (thin wire) длиной L и диаметром $2a$, ориентированную вдоль оси x и схематично показанную на рис. 1.18. Если радиус проволоки намного меньше её длины электрический потенциал φ в точке r , обусловленный объемной плотностью электрического заряда τ , задается интегралом:

$$\varphi(\mathbf{r}) = \int_0^L \frac{\tau(x')}{4\pi\epsilon|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} dx', \quad (1.1)$$

где

$$|\mathbf{r}-\mathbf{r}'| = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2}.$$

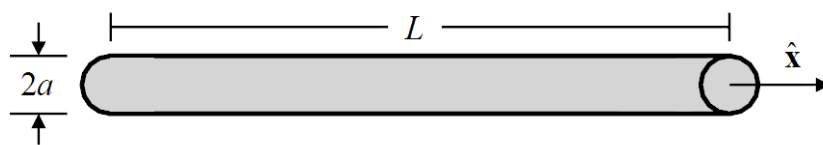


Рисунок 1.18 – Тонкая проволока

Далее сегментируем проволоку на N подынтервалов длиной h каждый, как показано на рис. 1.19. В каждом подынтервале положим, что плотность заряда имеет постоянное значение, такое, что $\tau(x')$ кусочно-постоянна по длине проволоки. Математически это записывается следующим образом

$$\tau(x') = \sum_{n=1}^N a_n f_n(x'), \quad (1.2)$$

где a_n – неизвестные коэффициенты (которые надо вычислить), а $f_n(x')$ единичная функция, имеющая постоянное значение на подынтервале и равная нулю вне его, т.е.

$$f_n(x') = \begin{cases} 0, & x' < (n-1)h \\ 1, & (n-1)h \leq x' \leq nh \\ 0, & x' > nh \end{cases} \quad (1.3)$$

Положим, что проволока находится под единичным потенциалом, т.е. $\varphi = 1$ В. Далее подставляя (1.3) в (1.1) получим

$$1 = \int_0^L \sum_{n=1}^N a_n f_n(x') \frac{1}{4\pi\epsilon |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dx'. \quad (1.4)$$

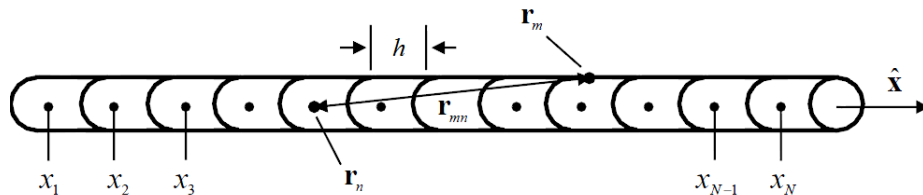


Рисунок 1.19 – Сегментация тонкой проволоки

Используя определение единичной функции (1.3), перепишем полученное выражение в виде

$$1 = \frac{1}{4\pi\epsilon} \sum_{n=1}^N a_n \int_{(n-1)h}^{nh} \frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dx'. \quad (1.5)$$

Таким образом, получили сумму интегралов, каждый из которых определен на соответствующем подынтервале. Теперь фиксируем точки источника, чтобы они располагались на оси проволоки (x_1, x_2, \dots, x_N), и точки наблюдения (поля), чтоб они располагались на поверхности проволоки. Это гарантирует отсутствие сингулярности в подынтегральном выражении. Знаменатель подынтегральной функции тогда преобразуется к виду

$$|\mathbf{r} - \mathbf{r}'| = \sqrt{(x - x')^2 + a^2}, \quad (1.6)$$

и выражение (1.5) может быть записано в виде

$$4\pi\varepsilon = a_1 \int_0^h \frac{1}{\sqrt{(x_1 - x')^2 + a^2}} dx' + a_2 \int_h^{2h} \frac{1}{\sqrt{(x_2 - x')^2 + a^2}} dx' + \dots$$

$$+ a_N \int_{(N-1)h}^{Nh} \frac{1}{\sqrt{(x_N - x')^2 + a^2}} dx' \quad (1.7)$$

Видно, что полученное выражение содержит N неизвестных. Если каким-либо образом конвертировать данное уравнение в N уравнений относительно N неизвестных, т.е. в СЛАУ, то её можно будет решить с помощью того или иного метода. Для этого возьмем N независимых точек наблюдения x_m на поверхности проволоки, соответствующих центрам подынтервалов. Тогда получим следующую систему уравнений

$$4\pi\varepsilon = a_1 \int_0^h \frac{1}{\sqrt{(x_1 - x')^2 + a^2}} dx' + \dots + a_N \int_{(N-1)h}^{Nh} \frac{1}{\sqrt{(x_1 - x')^2 + a^2}} dx'$$

...

$$4\pi\varepsilon = a_1 \int_0^h \frac{1}{\sqrt{(x_N - x')^2 + a^2}} dx' + \dots + a_N \int_{(N-1)h}^{Nh} \frac{1}{\sqrt{(x_N - x')^2 + a^2}} dx'$$

или в матричном виде

$$\begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{13} & \dots & z_{1N} \\ z_{21} & z_{22} & z_{23} & \dots & z_{2N} \\ z_{31} & z_{32} & z_{33} & \dots & z_{3N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_{M1} & z_{M2} & z_{M3} & \dots & z_{MN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \dots \\ a_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ \dots \\ b_M \end{bmatrix}, \quad (1.8)$$

где элементы матрицы вычисляются с помощью выражения

$$z_{mn} = \int_{(n-1)h}^{nh} \frac{1}{\sqrt{(x_m - x')^2 + a^2}} dx', \quad (1.9)$$

а элементы правой части (вектора свободных членов) с помощью выражения

$$b_m = 4\pi\varepsilon. \quad (1.10)$$

Интеграл в (1.9) может быть представлен в виде функций

$$z_{mn} = \operatorname{lg} \left[\frac{(x_b - x_m) + \sqrt{(x_b - x_m)^2 - a^2}}{(x_a - x_m) + \sqrt{(x_a - x_m)^2 - a^2}} \right], \quad (1.11)$$

где $x_b = nh$ и $x_a = (n-1)h$. Линейная геометрия рассматриваемой задачи (при этом $M = N$) приводит к тому, что матрица \mathbf{Z} является Тевлицевой, т.е. имеет вид

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} z_1 & z_2 & z_3 & \dots & z_N \\ z_2 & z_1 & z_2 & \dots & z_{N-1} \\ z_3 & z_2 & z_1 & \dots & z_{N-2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_N & z_{N-1} & z_{N-2} & \dots & z_1 \end{bmatrix}. \quad (1.12)$$

Таким образом, с учетом специфики матрицы Тевлица, вычислив элементы первой строки, можно без дополнительных расчетов задать остальные её элементы. Отдельно стоит помнить, что матрица \mathbf{Z} в общем случае является комплексной. В качестве примера на рис. 1.20 приведен левый верхний блок матрицы \mathbf{Z} размером 5×5 , полученной при $N = 15$.

$$\begin{bmatrix} 7,9524+3,1416i & 1,0989+0,0000i & 0,5109+0,0000i & 0,3365+0,0000i & 0,2513+0,0000i \\ 1,0989+0,0000i & 7,9524+3,1416i & 1,0989+0,0000i & 0,5109+0,0000i & 0,3365+0,0000i \\ 0,5109+0,0000i & 1,0989+0,0000i & 7,9524+3,1416i & 1,0989+0,0000i & 0,5109+0,0000i \\ 0,3365+0,0000i & 0,5109+0,0000i & 1,0989+0,0000i & 7,9524+3,1416i & 1,0989+0,0000i \\ 0,2513+0,0000i & 0,3365+0,0000i & 0,5109+0,0000i & 1,0989+0,0000i & 7,9524+3,1416i \end{bmatrix}$$

Рисунок 1.20 – Блок матрицы \mathbf{Z} размера 5×5 при $N = 15$

На рис. 1.21 приведено распределение заряда по поверхности проволоки при $N = 15, 100$. Видно, что увеличение числа базисных функций с 15 до 100 увеличивает точность результата.

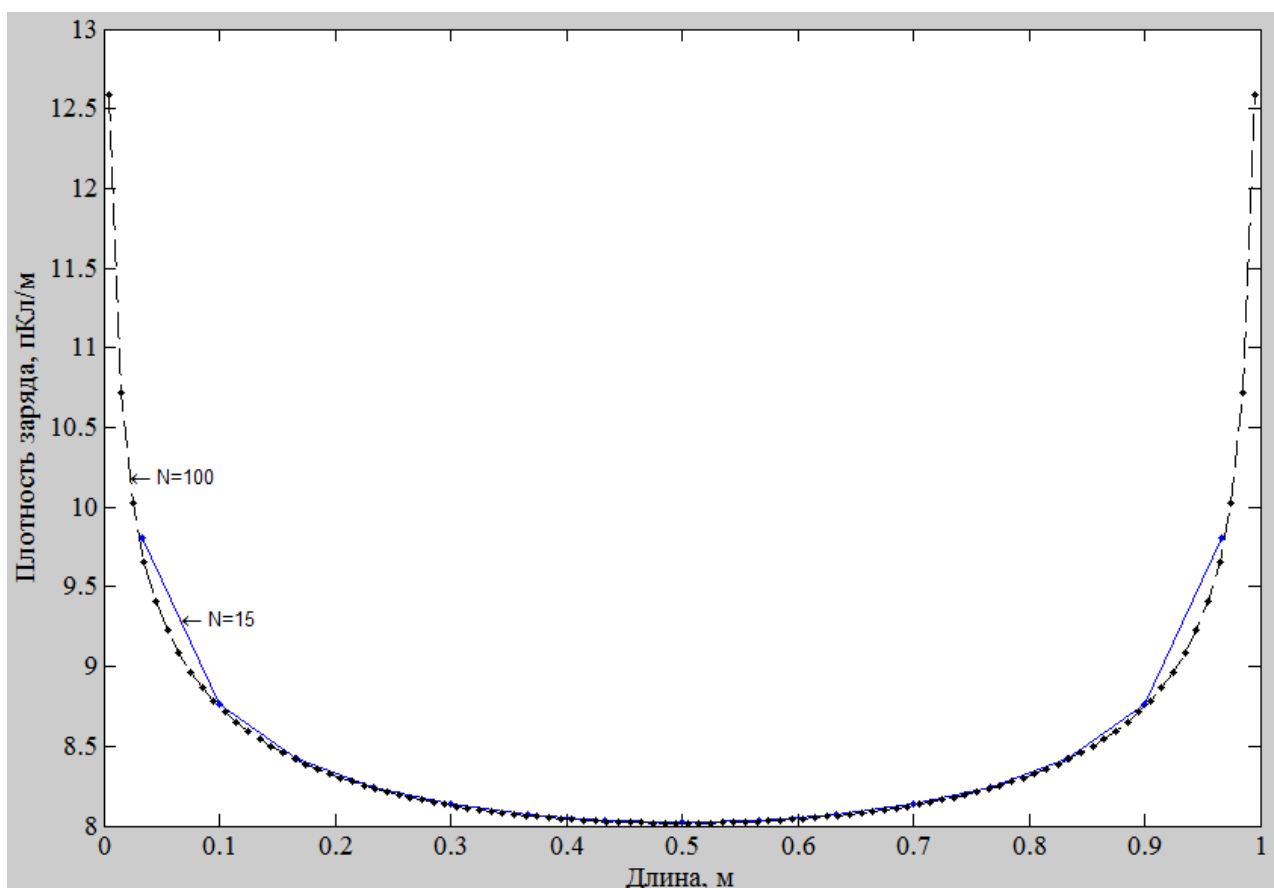


Рисунок 1.21 – Распределение заряда по поверхности тонкой проволоки при $N = 15, 100$

Анализ теоретических основ учета нагрузок

Рассмотрим основные математические модели учета сосредоточенных нагрузок в тонкопроводных структурах, основанные на работах [35, 88, 89]. Для краткости, модели называются по первым фамилиям авторов, их опубликовавших.

Модель Харрингтона

Задачи тонкопроводных антенн обычно анализируются, используя метод моментов. Проводная структура сначала делится на сегменты, как в примере выше, а сосредоточенные нагрузки полагаются расположенными в этих сегментах. В тонкопроводной аппроксимации ток полагается текущим вдоль оси провода.

В методе моментов исследуемое интегральное уравнение, описывающее искомое поле проводной антенны, раскладывается по полной системе базисных ортогональных функций с последующим сведением задачи к системе линейных

алгебраических уравнений с N неизвестными, которые обычно представляют собой коэффициенты некоторого разложения тока. Представим основные этапы анализа проводных антенн методом моментов.

1. Получение из уравнений Максвелла интегральных уравнений структуры для электрического поля

$$\mathbf{E} = -j\omega\mathbf{A} - \nabla\phi, \text{ где } \mathbf{A} = \mu \iint_s \mathbf{J}_s \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dS; \quad \phi = \frac{1}{\varepsilon} \iint_s \sigma_s \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dS, \text{ где } \sigma_s = \frac{-1}{j\omega} \nabla_s \cdot \mathbf{J}_s,$$

где ω – частота; μ – магнитная проницаемость; \mathbf{J}_s – плотность электрического тока; k – волновое число; R – расстояние от точки источника на оси до точки поля на поверхности провода; S – анализируемая поверхность провода; ε – диэлектрическая проницаемость; σ_s – плотность заряда; ∇ – оператор Гамильтона.

2. Разбиение структуры на N сегментов.

3. Сведение методом моментов интегральных уравнений структуры (с учетом граничных условий на поверхности проводника) к СЛАУ $\mathbf{Z} \cdot \mathbf{I} = \mathbf{V}$.

4. Вычисление элементов матрицы \mathbf{Z} СЛАУ размером $N \times N$.

5. Формирование вектора воздействий \mathbf{V} размером N .

6. Решение СЛАУ (определение вектора токов).

7. Вычисление требуемых характеристик из вектора токов (диаграмма направленности, коэффициент усиления, КСВ и т.д.)

Рассмотрим линейную антенну, возбужденную источником напряжения в одной точке и нагруженную сосредоточенным адмиттансом в другой точке [89]. Отметим, что возможно распространение этой методики на случай многочисленных источников и/или многочисленных нагрузок, а непрерывно нагруженная антенна может аппроксимироваться проводом, нагруженным на каждом интервале своей длины.

Рассмотрим прямой провод, запитанный на i -м интервале источником напряжения и нагруженный на j -м интервале сосредоточенным адмиттансом Y_L . В данном случае i и j являются константами и не изменяются, а указывают на

порядковый номер соответствующего сегмента и позволяют выбрать элементы матрицы адмиттанса Y_{ii} , Y_{ij} , Y_{ji} , Y_{jj} . Y_L – указывает на значение адмиттанса нагрузки (индекс «L» – сокращение от «load» – нагрузка). Структура – это два двухполюсника с токами и напряжениями портов, связанных посредством

$$\begin{bmatrix} I_i \\ I_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{ii} & Y_{ij} \\ Y_{ji} & Y_{jj} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i \\ V_j \end{bmatrix}. \quad (1.1)$$

Здесь Y_{mn} являются элементами исходной матрицы $[\mathbf{Y}] = [\mathbf{Z}]^{-1}$ из $[\mathbf{Z}][\mathbf{I}] = [\mathbf{V}]$, а также элементами двухполюсника из-за метода решения посредством деления провода на сегменты. Y_L налагает на порт j ограничение

$$I_j = -Y_L V_j, \quad (1.2)$$

где знак минус является следствием исходных условий (имеется ввиду, что напряжение на нагрузках имеет знак противоположный напряжению источника). Прямое решение (1.1) и (1.2) для входного адмиттанса $Y_{in} = I_i / V_i$ даёт

$$\begin{cases} I_i = V_i Y_{ii} + V_j Y_{ij} \\ I_i = V_i Y_{ji} + V_j Y_{jj} \end{cases}, \begin{cases} I_i = V_i Y_{ii} + V_j Y_{ij} \\ -Y_L V_j = V_i Y_{ji} + V_j Y_{jj} \end{cases},$$

$$\begin{cases} I_i = V_i Y_{ii} + V_j Y_{ij} \\ V_j (Y_{jj} + Y_L) = -V_i Y_{ji} \end{cases}, \begin{cases} I_i = V_i Y_{ii} - \frac{V_i Y_{ji}}{(Y_{jj} + Y_L)} Y_{ij} \\ V_j = \frac{-V_i Y_{ji}}{(Y_{jj} + Y_L)} \end{cases}, \begin{cases} \frac{I_i}{V_i} = Y_{ii} - \frac{Y_{ji} Y_{ij}}{(Y_{jj} + Y_L)} \\ V_j = \frac{-V_i Y_{ji}}{(Y_{jj} + Y_L)} \end{cases},$$

отсюда

$$Y_{in} = Y_{ii} - \frac{Y_{ij} Y_{ji}}{Y_{jj} + Y_L}, \quad (1.3)$$

из-за взаимности, $Y_{ij} = Y_{ji}$ (при методе Галеркина).

Самая простая процедура для определения распределения тока заключается в решении (1.1) и (1.2) относительно V_i и в суперпозиции токов, обусловленных напряжениями V_i и V_j . Для V_j имеет место

$$V_j = \frac{-Y_{ji}}{Y_{jj} + Y_L} V_i. \quad (1.4)$$

Суперпозиция двух источников даёт

$$[\mathbf{V}] = [\mathbf{V}^i + \mathbf{V}^j], \quad (1.5)$$

где $[\mathbf{V}^i]$ – это (1.6) с V_i в i -м элементе, и $[\mathbf{V}^j]$ – это (1.6) с V_j в j -м элементе

$$[\mathbf{V}] = \begin{bmatrix} \cdot \\ 0 \\ V \\ 0 \\ \cdot \end{bmatrix}. \quad (1.6)$$

Ток, например при треугольных базисных функциях, задаётся (1.8), где I_n – это элементы $[\mathbf{I}]$, вычисленные из (1.7) при $[\mathbf{V}]$, задаваемом (1.5)

$$[\mathbf{I}] = [\mathbf{Y}][\mathbf{V}], \quad (1.7)$$

$$I(z) \approx \sum_{n=1}^{N-1} I_n T(z-n), \quad T = \begin{cases} 1-|z|, & |z| < 1 \\ 0, & |z| > 1 \end{cases} \quad (1.8)$$

Поле излучения нагруженной антенны получается с помощью суперпозиции.

Для иллюстрации поведения нагруженной антенны рассмотрим антенну длиной L , запитанную на $L/4$ от одного конца источником напряжения и нагруженную адмиттансом

$$Y_L = \frac{\text{ctg}(kL/4)}{j \cdot 100} \quad (1.9)$$

на расстоянии $L/2$ от другого конца. Эта нагрузка соответствует короткозамкнутой линии передачи длиной $L/4$ с характеристическим импедансом 100 Ом. На рисунке 1.22 показан входной адмиттанс для случая $L/2a = 74,2$ (a – радиус антенны), а врезка показывает геометрию антенны.

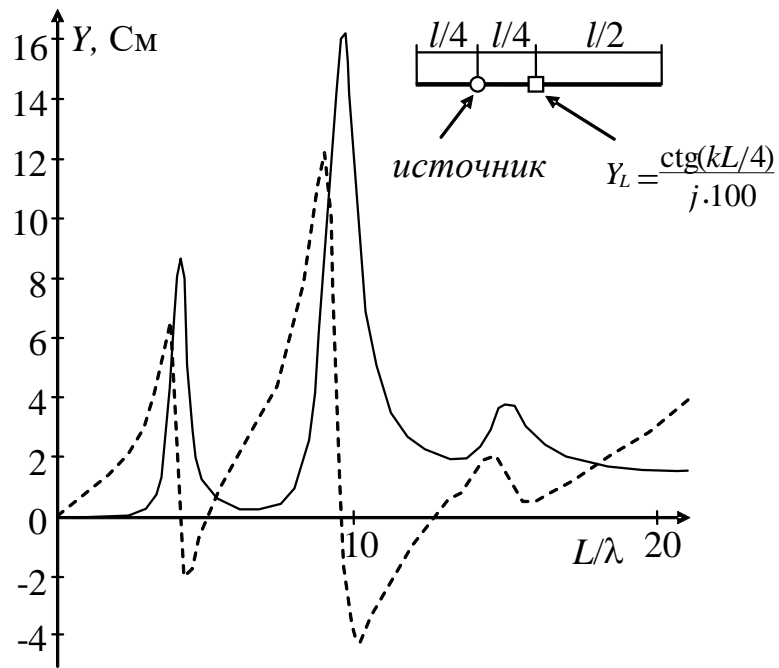


Рисунок 1.22 – Действительная (—) и мнимая (---) составляющие входного адмиттанса для линейной антенны ($L/2a=74,2$), запитанной на расстоянии $L/4$ от одного конца и нагруженной в центре

Распределение тока в нагруженной антенне для случаев $L=\lambda/2$, λ , $3\lambda/2$, 2λ показано на рисунке 1.23. Коэффициент направленного действия (КНД) антенны для тех же случаев, нормированных к изотропному источнику, показан на рисунке 1.24. Из него видно, что сосредоточенные нагрузки, включенные последовательно с проводом, позволяют управлять диаграммой направленности антенны.

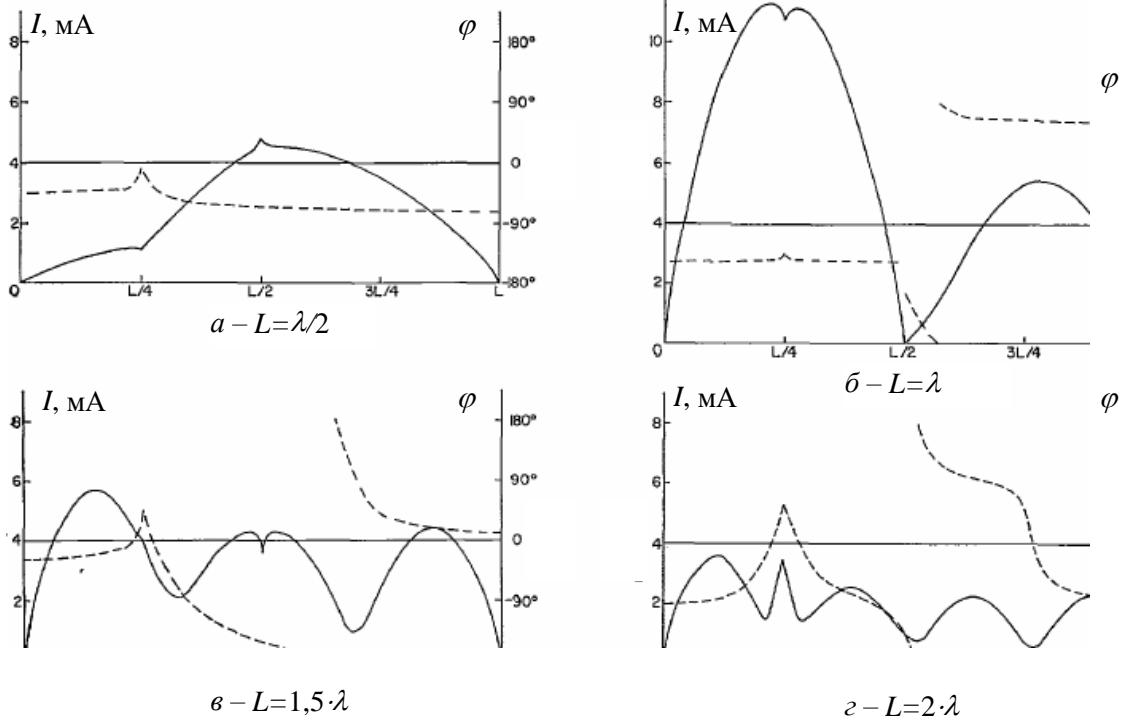


Рисунок 1.23 – Модуль (—) и фаза (---) тока в нагруженной антенне из рисунка 1.22 для различных L/λ :

а) $L = \lambda/2$; б) $L = \lambda$; в) $L = 1,5 \cdot \lambda$; г) $L = 2 \cdot \lambda$

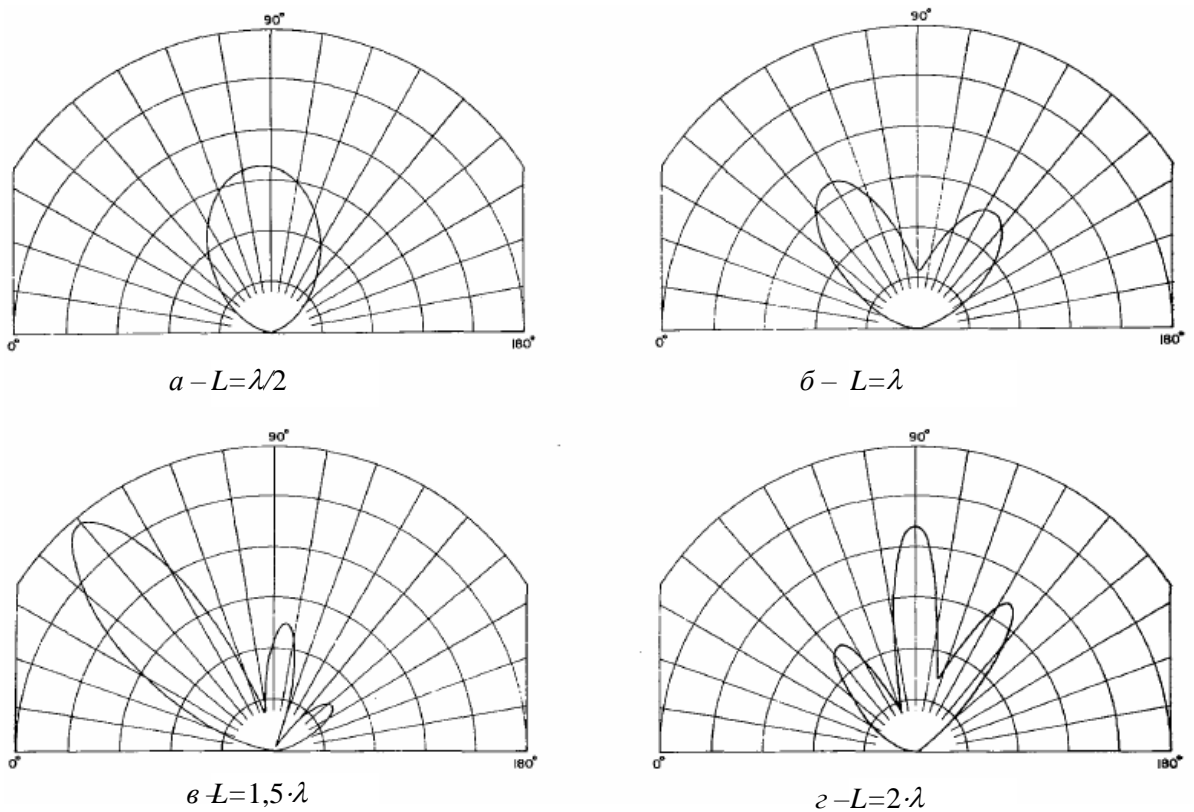


Рисунок 1.24 – КНД нагруженной антенны для различных L/λ :

а) $L = \lambda/2$; б) $L = \lambda$; в) $L = 1,5 \cdot \lambda$; г) $L = 2 \cdot \lambda$

Модель Боаз

В этом разделе описан алгоритм, который требует, чтобы матрица метода моментов вычислялась, и инвертировалась один раз для ненагруженной антенны [88]. Алгоритм дает возможность вычисления характеристик произвольно нагруженных антенн, основанных на результатах, которые были получены для ненагруженной антенны, с малыми вычислительными затратами. Пример нагруженной антенны изображен на рисунке 1.25.

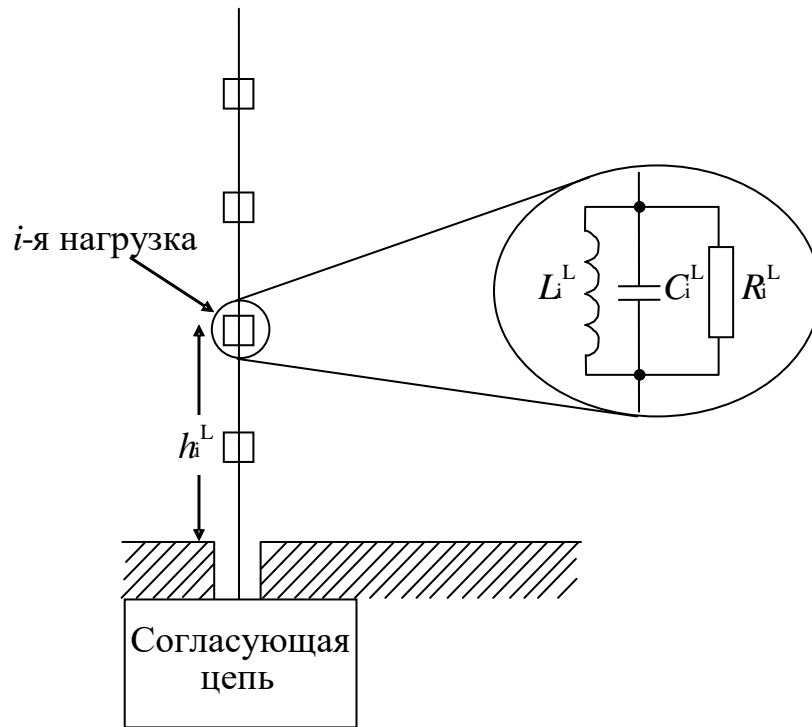


Рисунок 1.25 – Нагруженная проводная антенна (монополь)

После построения интегрального уравнения электрического поля для тока провода, разложения тока, например с помощью треугольных базисных функций, и применения метода тестирования Галеркина получаем систему линейных уравнений

$$[\mathbf{Z}][\mathbf{I}] = ([\mathbf{Z}^0] + [\mathbf{Z}^L])[\mathbf{I}] = [\mathbf{V}], \quad (1.10)$$

где $[\mathbf{Z}]$ – обобщенная матрица (размером $N \times N$) импедансов нагруженной антенны, N – число неизвестных, $[\mathbf{I}]$ – вектор (размером N), представляющий неизвестные коэффициенты разложения тока и $[\mathbf{V}]$ – вектор воздействий размером N , $[\mathbf{Z}^0]$ – матрица импедансов ненагруженной антенны, и $[\mathbf{Z}^L]$ – диагональная матрица, элементы которой даны как

$$z_{mm}^L = \sum_{i=1}^M Z_i^L \delta_{m,n_i^L} \delta_{n,n_i^L}, \quad (1.11)$$

где $\delta_{m,n}$ – символ Кронекера

$$\begin{aligned} \delta_{m,n} &= \begin{cases} 0, & \text{если } m \neq n \\ 1, & \text{если } m = n \end{cases} \\ [\delta_{m,n}] &\equiv [\mathbf{I}], \\ [\mathbf{I}][\mathbf{B}] &= [\mathbf{B}], \\ [\mathbf{C}][\mathbf{I}] &= [\mathbf{C}], \\ [\mathbf{I}][\mathbf{A}] &= [\mathbf{A}][\mathbf{I}] = [\mathbf{A}], \end{aligned} \quad (1.12)$$

где $[\mathbf{B}]$ – произвольная матрица, имеющая n строк, $[\mathbf{C}]$ – произвольная матрица, имеющая n столбцов, $[\mathbf{A}]$ – произвольная квадратная матрица размером n , Z_i^L обозначает импеданс нагрузки в узле n_i^L , $i=1, \dots, M$, где M – число нагрузок.

Матрица $[\mathbf{Z}^L]$ может быть расчленена (разложена на составные части)

$$[\mathbf{Z}^L] = [\mathbf{U}][\mathbf{W}]^T, \quad (1.13)$$

где $[\mathbf{U}]$ и $[\mathbf{W}]$ – матрицы размером $N * N$, определенные как

$$U_{mi} = Z_i^L \delta_{m,n_i^L}, \quad (1.14)$$

$$W_{ni} = \delta_{n,n_i^L}, \quad (1.15)$$

откуда

$$[\mathbf{U}] = \begin{bmatrix} Z_1^L & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Z_2^L & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & Z_M^L \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{W}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix},$$

соответственно. С разложением (1.13) решение (1.10) может быть получено по формуле Шермана-Морриссона-Вудбарри [90]:

$$\begin{aligned} [\mathbf{I}] &= ([\mathbf{Z}^0] + [\mathbf{Z}^L])^{-1}[\mathbf{V}] = [\mathbf{Z}^0]^{-1}[\mathbf{V}] - [\mathbf{Z}^0]^{-1}[\mathbf{U}] \cdot \\ &\cdot ([\hat{\mathbf{I}}] + [\mathbf{W}]^T[\mathbf{Z}^0]^{-1}[\mathbf{U}])^{-1}[\mathbf{W}]^T[\mathbf{Z}^0]^{-1}[\mathbf{V}], \end{aligned} \quad (1.16)$$

где $[\hat{\mathbf{I}}]$ – единичная матрица размером $M \times M$. Если инверсия невозмущенной матрицы $[\mathbf{Z}^0]^{-1}$ может быть вычислена для всех частот, представляющих интерес, то вычисление правой части уравнения (1.16) не требует инверсии матрицы большей, чем размером $M \times M$. На практике, число нагрузок M является очень малым в сравнении с общим числом неизвестных N , следовательно, $[\mathbf{Z}^L]$ – низко-ранговое возмущение $[\mathbf{Z}^0]$. Принимая во внимание временные затраты на инверсию матриц (в прямых методах они пропорциональны N^3), требуемые для решения уравнения (1.10), использование уравнения (1.16) значительно уменьшает вычислительные затраты (1.10) для различных конфигураций нагрузок. Если ток в антенне найден, то могут быть вычислены коэффициент усиления и другие характеристики антенны.

Модель Альтмана

Существует более простой метод, который делает описанную в предыдущем разделе процедуру, ещё более эффективной. Матричное уравнение метода моментов для ненагруженной антенны

$$[\mathbf{Z}][\mathbf{I}] = [\mathbf{V}], \quad (1.17)$$

где $[\mathbf{Z}]$ – $N \times N$ матрица импедансов, N – число базисных функций, и $[\mathbf{I}]$ и $[\mathbf{V}]$ – векторы тока и напряжения длиной N . Обозначим за I_i вектор тока, наведенный из-за возбуждения напряжением $v_i = 1$ В в сегменте i . Матрица адмиттансов $[\mathbf{Y}]$ ($[\mathbf{Y}] = [\mathbf{Z}]^{-1}$) может быть записана как

$$[\mathbf{Y}] = [\mathbf{I}_1, \mathbf{I}_2, \dots, \mathbf{I}_N]. \quad (1.18)$$

Допустим, что антенна имеет N_L нагрузок, расположенных в узлах $n(i)$, $i = 1, \dots, N_L$, где $n(i)$ может принимать любое значение в пределах от 2 до N . Пусть антенна возбуждается источником напряжения $v_s = 1$ В в основании, т.е. в узле $s = 1$, и пусть это напряжение наводит вектор тока I_s в ненагруженной антенне. Когда антенна нагружена, распределение полного тока как функцию напряжений нагрузки $v_{n(i)}$ можно записать как

$$I = I_s + \sum_{i=1}^{N_L} v_{n(i)} I_{n(i)}. \quad (1.19)$$

Обозначим верхним индексом r сокращенные векторы длиной N_L , а также матрицы размером $N_L * N_L$, полученные из несокращенных с помощью выборок в местах нагрузок (исключая источник), а за Y_{Li} обозначим адмиттанс нагрузки i . Тогда $[\mathbf{I}^r]$ и $[\mathbf{V}^r]$ связаны матричным уравнением

$$[\mathbf{I}^r] = -[\mathbf{Y}_L^r][\mathbf{V}^r], \quad (1.20)$$

где $[\mathbf{Y}_L^r]$ – диагональная матрица, элементы которой являются адмиттансами Y_{Li} . Знак минус указывает, что напряжение в нагрузках имеет знак, противоположный напряжению источника. Вектор \mathbf{V}^r получается посредством приравнивания (1.20) к (1.19) в местах нагрузок

$$I_s^r + \sum_{i=1}^{N_L} v_{n(i)} I_{n(i)}^r = -[\mathbf{Y}_L^r][\mathbf{V}^r]. \quad (1.21)$$

Преобразуя (1.21) и используя $[\mathbf{Y}^r] = [\mathbf{I}_{n(1)}^r, \mathbf{I}_{n(2)}^r, \dots, \mathbf{I}_{n(N_L)}^r]$ (см. (1.17)), получаем желаемое уравнение напряжения на нагрузках.

Из $[\mathbf{V}^r]$ найдем вектор тока, используя (1.19).

1.9 Постановка задач исследования

Существует множество эволюционных алгоритмов. Проводятся конференции и публикуются тематические выпуски [91] известных журналов, посвященные их разновидностям и возможностям применения для различных задач [80, 92]. Большинство работ по исследованию и использованию таких методов посвящено изучению особенностей их применения в конкретной области и, как правило, носит частный характер. Однако, к сожалению, мало внимания уделяется вопросу выбора нужного метода и тем более сравнению различных методов глобальной оптимизации и выбору наилучшего, особенно, если речь идет про конкретную предметную область, например моделирование радиоэлектронных устройств. В общем случае, выбор метода оптимизации является весьма сложной задачей. Поэтому для обоснованного выбора необходимо иметь методологию комплексной оптимизации и соответствующее алгоритмическое и программное обеспечение.

В результате обзора (раздел 1.2), сравнения (раздел 1.3) и классификации (раздел 1.4) основных методов глобальной оптимизации обосновано использование ГА, для реализации программного комплекса, позволяющего проводить комплексную оптимизацию радиоэлектронных устройств.

Сегодня существует множество компаний, предлагающих программные продукты очень высокого уровня, с реализованной оптимизацией ГА. Мировым лидером среди них в области моделирования радиоэлектронных устройств является компания CST (Германия). Однако, главным недостатком решений от CST является то, что все программы разделены на задачи, которые решает пользователь: для анализа электромагнитной совместимости в печатных платах необходим CST Boardcheck, для проектирования антенн – Antenna Magus, анализ целостности сигналов в печатных платах – CST PCB Studio, для быстрого и точного численного моделирования высокочастотных устройств – CST Microwave Studio. При этом встроенный по умолчанию оптимизатор имеется только в CST Microwave Studio. Поэтому важно предложить и разработать методологию, алгоритмическое и программное обеспечение с возможностью моделирования и комплексной оптимизации радиоэлектронных устройств отечественного производства.

Предлагается рассмотреть работу такого комплекса на примере исследования способов компоновки печатных плат, анализа многопроводных модальных фильтров, исследования процессов в витке меандровой линии, оптимизации параметров ТЕМ-камеры. После моделирования характеристик радиоэлектронных устройств и их ключевых узлов, необходимо апробировать предложенную методологию комплексной оптимизации на примере следующих задач: оптимизация параметров двухпроводной линии передачи, воздушной меандровой линии, поиск максимального пикового значения напряжения сверхкороткого импульса в шине печатной платы радиопередающего устройства системы автоматической навигации, снижение коэффициента стоячей волны проводной антенны.

Важно показать работоспособность предложенной методологии, на примере комплексной оптимизации приемопередающих антенных систем (снижения КСВ проводной антенны за счет включения сосредоточенных нагрузок и оптимизации их параметров). Особую роль в их структуре часто занимают вибраторные антенны. Проводные антенны вибраторного типа являются быстроразворачиваемыми, простыми в изготовлении и отличаются малой парусностью. Эти достоинства делают быстроразворачиваемые антенны вибраторного типа хорошим кандидатом для обеспечения резервной скрытой радиосвязи для специальных и военных целей. Такое резервирование становится особенно актуальным в свете угрозы электромагнитного терроризма [93, 94], реальность которой активно исследуется во всем мире [95–97]. Один из способов расчета антенны сводится к решению задачи определения распределения тока в антенне. Включение неоднородностей в структуру антенны усложняет решение этой задачи. Использование модели Альтмана позволяет произвести расчет нагруженных проводных антенн и объединить задачу анализа и оптимизации. Анализ и сравнение моделей, представленных выше, выделяет методику Альтмана по следующим преимуществам над остальными:

- наглядная;
- простая в реализации;
- распространяется на случаи многочисленных нагрузок;
- менее затратная в вычислительном плане.

Поэтому для учета сосредоточенных нагрузок при проектировании широкополосных антенн целесообразно использовать наиболее эффективную модель Альтмана. В общем случае, проектирование широкополосных антенн с сосредоточенными нагрузками является сложной нелинейной задачей оптимизации [98, 99]. Для решения такой задачи необходим эффективный метод глобальной оптимизации, который позволит определить геометрию будущей антенны, расположение сосредоточенных нагрузок и их параметры так, чтобы полученная антенна соответствовала техническому заданию

[15, 100]. Известен ряд зарубежных работ [9, 14, 16, 36, 101], в которых были рассмотрены задачи уменьшения КСВ за счет включения сосредоточенных нагрузок и их дальнейшей оптимизации, но работ, в которых рассматривалась бы параметрическая и структурная оптимизация с помощью ГА для вибраторных антенн, к сожалению, нет.

Сегодня разработаны готовые для использования программные комплексы для учета нагрузок при проектировании антенн. К ним относятся: MMANA [102] (модификация MMANA-GAL [103]), NEC (различные модификации 4NEC2 [104], SuperNEC, MiniNec), BLADE [86] и другие. Все они позволяют проектировать проводные антенны с сосредоточенными нагрузками и оптимизировать их параметры для улучшения характеристик антенн. Однако они имеют некоторые ограничения: в MMANA-GAL отсутствует структурная оптимизация; для определения функции качества в программе BLADE необходимо обращаться к внешнему программному комплексу MATLAB. Ни один из перечисленных программных комплексов не позволяет осуществлять одновременную структурно-параметрическую оптимизацию сосредоточенных нагрузок для улучшения КСВ антенны [105, 106].

В итоге необходимо решить следующие задачи.

1. Сформулировать методологию комплексной оптимизации радиоэлектронных устройств.

2. Разработать алгоритмическое и программное обеспечение для моделирования радиоэлектронных устройств и их оптимизации и произвести тестирование программного обеспечения.

3. Выполнить моделирование характеристик различных радиоэлектронных устройств и сравнить результаты, получаемые с помощью разработанной системы, с результатами, получаемыми аналогами и экспериментом.

4. Апробировать предложенную методологию для моделирования радиоэлектронных устройств на примере создания новых антенных структур с

улучшенными характеристиками и сравнить результаты моделирования и эксперимента.

Результатом решения поставленных задач должна быть реализация алгоритмов моделирования радиоэлектронных устройств и их оптимизации в виде программного обеспечения.

2. МЕТОДОЛОГИЯ КОМПЛЕКСНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Использование эволюционных алгоритмов в прикладных задачах электродинамики с каждым годом становится более и более популярным среди исследователей. Действительно, сложность различных радиоустройств и электронных систем приводит к тому, что получить конечное устройство с заданными параметрами становится нереальной задачей без длительного моделирования с возможностью оптимизации. Целью данного раздела является обобщение опыта в области решения задач оптимизации радиоэлектронных устройств и создание единой методологии комплексной оптимизации радиоэлектронных устройств. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи.

1. На основе обзора существующих подходов к оптимизации радиоэлектронных устройств выполненных в первой главе создать методологию комплексной оптимизации радиоэлектронных устройств.

2. Используя предложенную методологию сформулировать методику моделирования радиоэлектронных устройств, применить ее в задачах синтеза проводных антенн и представить в виде методики снижения коэффициента стоячей волны антенны за счет использования сосредоточенных нагрузок.

2.1 Содержание методологии комплексной оптимизации элементов радиоэлектронных устройств

Родоначальником понятия "методология" является английский философ Фрэнсис Бэкон (1561-1626). Методология должна определять компоненты научного исследования – объект, предмет, задачи исследования, а также представлять четкую последовательность действия исследователя при решении задач. Выделяют наиболее важные точки приложения методологии.

1. Постановка задачи.

2. Построение предмета исследования.
3. Построение научной теории.
4. Проверка полученного результата с точки зрения его истинности.

Последовательность способов и средств, представленная на рисунке 2.1, является основой для создания соответствующих экспериментальных методик проведения комплексной оптимизации радиоэлектронных устройств. Так как методология является, в первую очередь, совокупностью методов, системой базисных принципов, средств, способов и средств их реализации, необходимо детально расписать все этапы, представленные выше, с точки зрения основной цели данной работы: разработки методологии, алгоритмов и программного обеспечения для оптимизации элементов радиоэлектронных устройств.

1. НАЧАЛЬНЫЙ ЭТАП. На данном этапе ключевым является выбор математического аппарата. Основой успешной оптимизации является корректное математическое моделирование. Поэтому важно уделить особое внимание анализу, выбору и реализации соответствующих математических моделей для моделирования радиоэлектронных устройств. Не менее важным является составление и анализ целевой функции. На данном этапе предполагается использование следующих методов и методик: метод моментов для решения дифференциальных и интегральных уравнений; модель Харрингтона, Альтмана, Боаг, для учета сосредоточенных нагрузок при моделировании проводных структур; генетические алгоритмы для оптимизации.

2. ЭТАП МОДЕЛИРОВАНИЯ. На основе выбранных математических моделей и численных методов необходимо создание соответствующего алгоритмического, информационного и программного обеспечения. Выбор структуры, библиотек, средств ввода и отображения информации пользователем на прямую влияет на качество моделирования и успешность оптимизации параметров устройства. Важно обеспечить универсальность разрабатываемого программного обеспечения, так чтобы оно позволяло выполнять структурно-параметрическую оптимизацию как автономно, так и

совместно с другими программными продуктами, а также вместе с другими языками программирования высокого уровня. Выбор метода оптимизации или их совокупности должен производиться на основе оценки сложности решаемой задачи, важно иметь возможность использования методов локальной и глобальной оптимизации.

3. ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНЫЙ ЭТАП. Настройка параметров запуска процесса оптимизации, анализ вычислений целевой функции, сравнение результатов с результатами, полученными другими программными продуктами, с результатами, полученными другими авторами и экспериментом. Анализ полученных результатов, экспериментальная доводка.

Таким образом, предложена оригинальная методология, позволившая значительно расширить границы применимости разрабатываемого программного обеспечения для моделирования радиоэлектронных устройств, отличающаяся от существующих возможностью структурно-параметрической оптимизации.

2.2 Методика моделирования элементов радиоэлектронных устройств

Известно, что методика это, как правило, некий готовый «рецепт», алгоритм, процедура для проведения каких-либо нацеленных действий. Методика отличается от метода конкретизацией приёмов и задач. Исходя из данного представления и обзора других методов и подходов, можно кратко сформулировать методику моделирования элементов радиоэлектронных устройств на основе предложенной методологии:

1. НАЧАЛЬНЫЙ ЭТАП. Постановка задачи. Составление целевой функции. Анализ целевой функции.
2. ЭТАП МОДЕЛИРОВАНИЯ. Моделирование устройства. Выбор метода оптимизации или их совокупности (Система TALGAT, TALGAT Core + Mathlab, TALGAT Core + Python).

3. **ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНЫЙ ЭТАП.** Запуск процесса оптимизации, анализ вычислений целевой функции, поиск оптимума.

Представим предложенную методику в виде блок-схемы (рисунок 2.1).



Рисунок 2.1 – Методика моделирования элементов радиоэлектронных устройств

2.3 Подходы к решению задачи синтеза проводных антенн

Задача анализа проводных антенн может быть решена численными методами электродинамики, например, методом моментов либо методом конечных разностей во временной области. Однако для синтеза антенн с желаемыми характеристиками необходимо обращение к алгоритму оптимизации [107]. Исторически, большинство антенных структур получено за счет традиционных методов поиска. Известен ряд работ, где используются численные методы оптимизации, но основную часть в проектировании антенн занимают детерминированные методы [108].

Методы оптимизации могут быть детерминированными и стохастическими. Детерминированные методы оптимизации различаются способом, который использует тот или иной метод для поиска направления векторов. Обычно, итеративное улучшение начального вектора решений в детерминированных методах оптимизации требует помимо значений целевой функции также значения первой и второй производных (градиентный метод и

метод Ньютона). Эти методы показывают хорошую производительность для задач оптимизации простых функций, так как они позволяют найти ближайший экстремум целевой функции. Однако эти методы не справляются с плохо обусловленными задачами оптимизации из-за неточностей, которые встречаются при вычислении направлений векторов. Это становится очевидным, когда лежащая в основе анализа задача является задачей дискретизации, как это бывает в электродинамике. При таких условиях методы детерминированной оптимизации часто не справляются с поставленной задачей. Как известно, простейшая задача оптимизации в магнитостатике приводит к многоэкстремальной недифференцируемой целевой функции [109], то же самое имеет место для большинства задач оптимизации, связанных с распространением электромагнитных волн [88, 110].

Стохастические алгоритмы, напротив, успешно применяются для решения задач оптимизации, включающих сильно нелинейные и недифференцируемые целевые функции [111–114]. Сравнивая стохастические и детерминированные методы, можно сделать следующие выводы:

- стохастические методы являются менее чувствительными к локальным минимумам с точки зрения сходимости;
- стохастические методы не являются «математически строгими»;
- стохастические методы требуют больших вычислительно-временных затрат;
- детерминированные методы слабо применимы к сложным многоэкстремальным недифференцируемым задачам оптимизации.

Поэтому необходимо более подробно рассмотреть стохастические методы глобальной оптимизации, произвести их сравнение, проанализировать возможность их использования для решения задач электродинамики и выбрать из них метод, наиболее пригодный для задачи улучшения характеристик проводных антенн.

2.4 Методика снижения коэффициента стоячей волны антенны за счет использования сосредоточенных нагрузок

Анализ существующих подходов к проектированию антенн [115] и опыт автора по их практической реализации, а так же предложенная выше методология позволили сформулировать методику снижения КСВ антенны за счет оптимизации генетическими алгоритмами параметров и мест включения сосредоточенных нагрузок, включающую следующие этапы.

1. Эмпирический этап. Анализ необходимых требований технического задания, учет особенностей геометрии и условий работы будущей антенны, исследование наиболее близких аналогов. Предварительный выбор параметров антенны из эмпирических, интуитивных и аналитических соображений.

2. Оптимизация с помощью ГА: параметрическая, структурная, структурно-параметрическая.

3. Экспериментальная доводка. Этот этап обусловлен объективными причинами некорректности моделирования: методы являются приближенными, модели являются неточными, возможны отличия исходных параметров от реальных, которые трудно учесть.

Поэтапная оптимизация отдельных параметров антенны на основе генетических алгоритмов

В качестве примера использования ГА для оптимизации характеристик антенн приводится оптимизация реальной антенны с помощью программного продукта 4NEC2 [116, 117]. Исходная структура антенны показана на рисунке 2.2, где квадратами отмечено расположение фильтров (RLC , параллельное соединение).

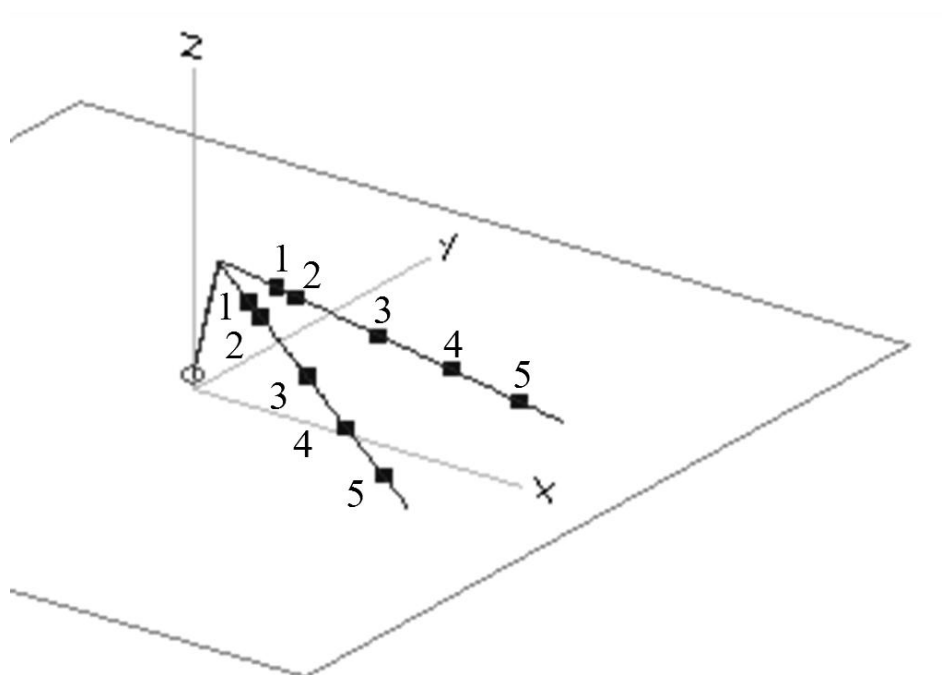


Рисунок 2.2 – Исходная структура антенны с нумерацией фильтров

Задачей оптимизации было достижение минимума КСВ в диапазоне частот 1–30 МГц. При этом проводилась оптимизация как целых групп фильтров для сохранения симметрии, так и асимметричная оптимизация. Также отдельно оптимизировалась первая пара фильтров, так как их влияние на КСВ значительно больше, чем влияние других фильтров. Оптимизация проходила в три этапа:

1. Оптимизация расположения групп фильтров (первые три фильтра). Переменными являлись номера сегментов первых фильтров. При этом два последующих фильтра были жестко закреплены за первыми, что обеспечивало перемещение группы из трех фильтров.

2. Оптимизация расположения (не симметричного) фильтров на антенне. Каждая часть антенны, в которой расположены фильтры, поделена на 100 сегментов. Переменными являлись номера сегментов, в которых расположены фильтры. При этом диапазон изменения расположения каждого фильтра задавался так, чтобы исключить возможность пересечения фильтров.

3. Оптимизация значений параметров первых фильтров (C , L). Переменными являлись значения C и L для первых фильтров. При этом были

выбраны следующие диапазоны соответствующих параметров: $4,5 < L < 18$ (мкГн), $2 < C < 8$ (пФ).

Частотные зависимости КСВ до и после этапов 1 и 3 оптимизации представлены на рисунках 2.3–2.5, соответственно.

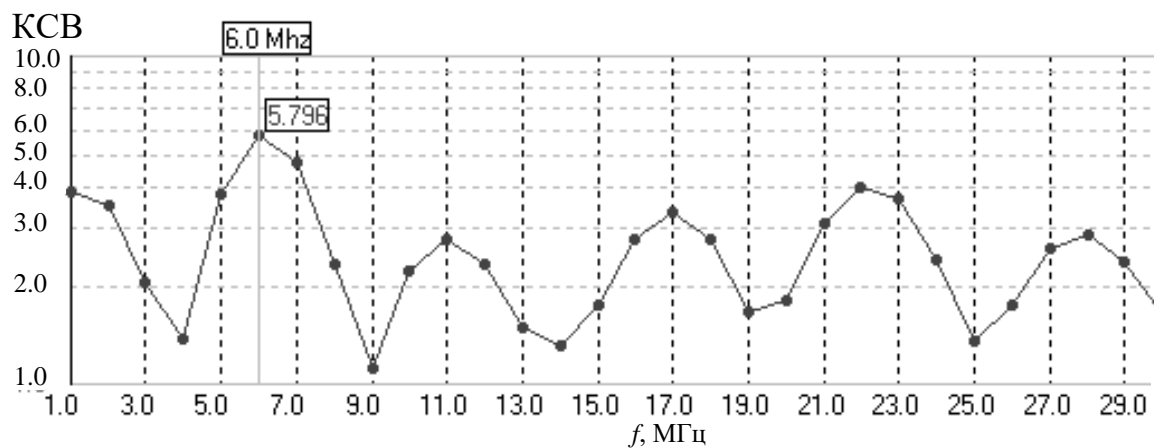


Рисунок 2.3 – Частотная зависимость КСВ исходной структуры

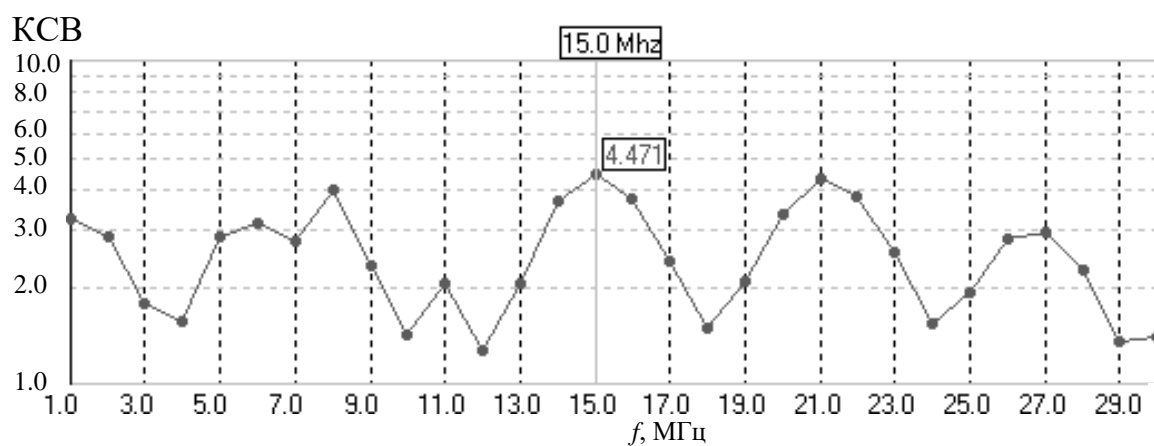


Рисунок 2.4 – Частотная зависимость КСВ структуры, полученной после оптимизации расположения фильтров

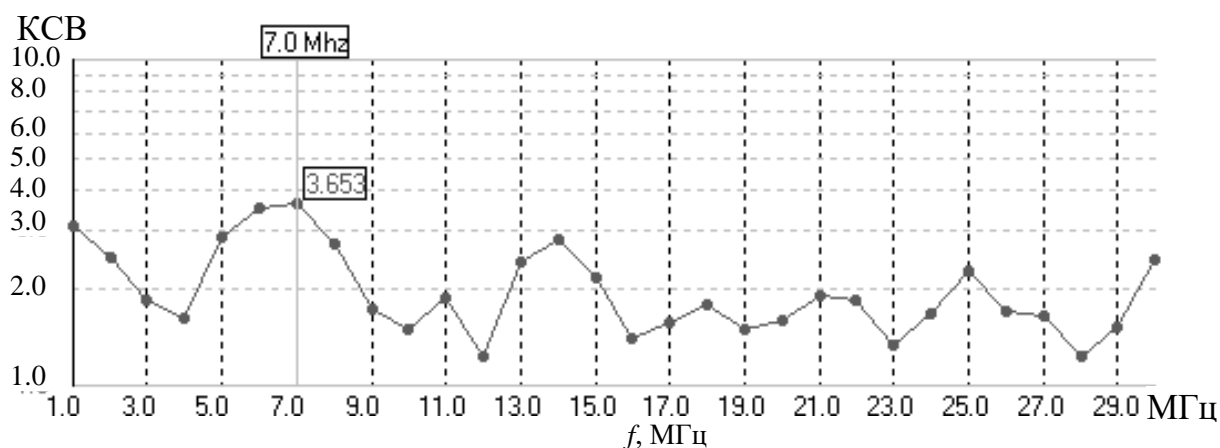


Рисунок 2.5 – Частотная зависимость КСВ структуры, полученной при оптимизации расположения групп фильтров и значений параметров первых двух фильтров

Из рисунков 2.3–2.5 видно, что в результате оптимизации с помощью ГА наблюдается снижение максимального значения КСВ от 5,796 до 3,653 (в 1,5 раза). Таким образом, поэтапная оптимизация отдельных параметров антенны с помощью ГА позволяет существенно улучшить согласование в диапазоне частот от 1 до 30 МГц что подтверждает корректность предложенной методики снижения коэффициента стоячей волны антенны за счет использования сосредоточенных нагрузок.

2.5 Выводы по главе

В данной главе сформулирована методология комплексной оптимизации радиоэлектронных устройств, методика их моделирования, а так же методика снижения коэффициента стоячей волны антенны за счет использования сосредоточенных нагрузок. Эта методология должна значительно расширить границы применимости разрабатываемого программного обеспечения для моделирования радиоэлектронных устройств, поскольку отличается от существующих возможностью структурно-параметрической оптимизации. В следующих главах необходимо апробировать предложенную методологию для решения конкретных задач, а также сравнить результаты моделирования и эксперимента, на основе предложенной методологии.

3. АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

3.1 Определение требований к программному обеспечению

Разрабатываемое ПО для моделирования радиоэлектронных устройств входит в состав программного комплекса «Система моделирования электромагнитной совместимости TALGAT» [33, 39, 118–128] (далее TALGAT), расширяет его возможности и позволяет использовать его как систему комплексной оптимизации радиоэлектронных устройств (например, для моделирования оптимальных широкополосных антенн с возможностью оптимизации сосредоточенных нагрузок на основе ГА [129]). В этом разделе описана работа этой системы в составе программного комплекса.

Цель разработки данного ПО – дать пользователю удобный инструмент моделирования радиоэлектронных устройств, возможность максимально быстрого и легкого ввода их параметров, использования ГА для структурной и параметрической оптимизации.

Особое внимание при разработке данного ПО уделялось вопросу структурной и параметрической оптимизаций с помощью ГА [130], с возможностью изменения основных параметров ГА (размер поколения, количество особей в поколении, коэффициент кроссовера, мутации и т.д.) и основных типов ГА («простой», «установившийся», «возрастающий» и «параллельный»).

К ПО для моделирования радиоэлектронных устройств предъявлен ряд требований [131]:

1. Удобный современный интерфейс пользователя.

2. Возможность оптимизации любых параметров исследуемых структур.
3. Возможность задания функции качества, в которой используются любые вычисляемые системой характеристики структур и их комбинации.
4. Возможность одновременной оптимизации нескольких структур.
5. Независимость работы ГА от других компонентов системы.

3.2 Обоснование использования программных библиотек

Библиотека GAlib – это полнофункциональная библиотека объектов и методов для разработки ГА. Она включает в себя типы данных, различные классы генотипов, ГА, популяций, схем селекций, классов сбора и накопления статистики по работе алгоритма и классы генерации случайных чисел. Все права на распространение принадлежат Массачусетскому Технологическому Институту и автору программы – Мэтью Воу (Matthew Wall) [132]. Библиотека используется и распространяется по GPL соглашению, т.е. пользователь имеет права копировать, модифицировать и распространять (в том числе на коммерческой основе) программы, а также гарантировать, что и пользователи всех производных программ получают вышеперечисленные права. Структура GAlib представлена на рисунке 3.1.

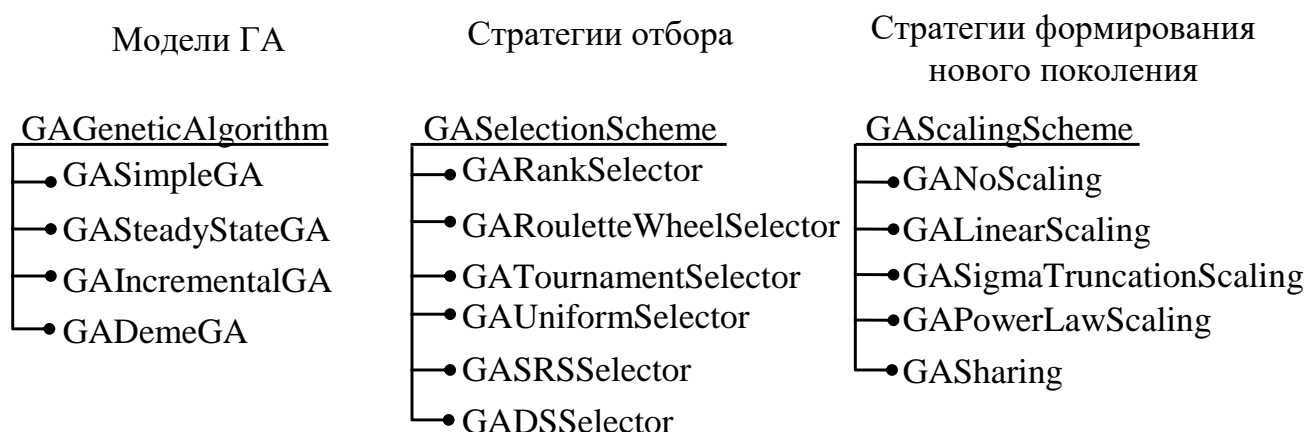


Рисунок 3.1 – Структура GAlib

Классы ГА:

- GAGeneticAlgorithm (основной класс ГА);

- GASimpleGA (не перекрывающиеся популяции);
- GASteadyStateGA (перекрывающиеся популяции);
- GAINcrementalGA (возрастающие популяции);
- GADemeGA (параллельные популяции с миграцией);
- GAStatistics (класс статистики ГА);
- GAParameterList (класс параметров ГА);
- GAPopulation (класс популяции ГА);
- GAScalingScheme (класс стратегий отбора для скрещивания);
- GANoScaling (без оценки);
- GALinearScaling (линейная оценка);
- GASigmaTruncationScaling (оценка с уменьшением ошибки);
- GAPowerLawScaling (оценка по степенному закону);
- GASHaring (оценка по разделению);
- GASElectionScheme (класс стратегий отбора для формирования будущих поколений);
- GARankSelector (отбор наилучшего индивидуума в каждом поколении);
- GARouletteWheelSelector (отбор наилучшего индивидуума с некоторой вероятностью p);
- GATournamentSelector (отбор на основе метода рулетки);
- GAUniformSelector (универсальный случайный отбор);
- GASRSSSelector (стохастический остаточный детерминированный отбор);
- GADSSSelector (стохастический детерминированный отбор).

Основные возможности GALib:

- библиотека GALib может быть скомпилирована под операционными системами: Windows, MacOS, UNIX;
- параметры ГА могут быть заданы из файла, с командной строки и/или исходного кода программы;

- возможно использование ГА с перекрывающимися и не перекрывающимися поколениями, также возможен выбор процента перекрытия;
- возможна разработка своего ГА благодаря возможности создания своих классов на базе основного класса ГА;
- возможно применение элитизма (алгоритм при котором наиболее приспособленные особи дают потомство с большей вероятностью) для не перекрывающихся видов ГА;
- реализованы основные виды отбора: ранговый, рулетка, турнир, стохастический, универсальный, вероятностный;
- доступна полная статистика по всем параметрам эволюции;
- хромосомы могут быть созданы из любого типа данных, доступных в C++;
- доступны операторы инициализации: uniform random, order-based random, and initialize-to-zero;
- доступны операторы мутации: random flip, random swap, Gaussian, destructive, swap subtree, swap node, swap node;
- доступны операторы кроссовера: partial match, ordered, cycle, single point, two point, even, odd, uniform, node- and subtree-single point.

При работе с библиотекой GAlib используют два класса: Genome и Genetic Algorithm. Genome – геном, представляет собой совокупность возможных решений задачи. Genetic Algorithm – класс ГА, определяющий, как это решение должно достигаться. Как упоминалось выше, ГА использует целевую функцию (которую задаёт пользователь), чтобы вычислить степень «приспособленности» каждого генома к выживанию. Чтобы решить поставленную задачу, используя ГА, необходимо:

- определить представление чисел;
- выбрать операторы и задать параметры ГА;
- задать целевую функцию.

ГА определяет, какие индивидуумы должны выжить, какие – участвовать в скрещивании, а какие – умереть. Также ГА определяет, как долго будет длиться процесс эволюции. Обычно ГА не имеет четкого условия останова. Необходимо задать критерий завершения работы, часто таким критерием является количество поколений или вырождение популяции, т.е. если практически нет разнообразия в генах особей популяции, либо задано время работы. Алгоритм работы ГА представлен на рисунке 3.2.



Рисунок 3.2 – Алгоритм работы ГА

Библиотека GALib предоставляет полный набор инструментов, чтобы быстро и просто реализовать представление чисел и использовать нужные операторы ГА. Но целевую функцию должен задать именно пользователь. GALib включает четыре основных типа ГА, отличающиеся тем, как новые индивидуумы будут заменять старых в ходе эволюции. Стоит отметить, что выбор типа ГА полностью зависит от сложности поставленной задачи. Правильное применение ГА позволяет использовать его как при глобальном, так и при локальном поиске экстремума. При этом временные затраты зависят от корректного выбора операторов и параметров ГА, а также от сложности «формы» пространства решений.

Библиотека содержит 4 типа ГА. Первый – простой ГА («simple»). Этот алгоритм является одним из первых и самых простых. Он использует не перекрывающиеся популяции и элитизм. С каждым поколением алгоритм создает полностью новую популяцию индивидуумов. Вторым типом, установившийся ГА («steady-state»), использует перекрывающиеся популяции. В этом алгоритме задается, какая часть популяции будет заменена в каждом поколении. Третьим вариантом является возрастающий ГА («incremental»), в котором каждое поколение состоит только из одного или из двух детей. Возрастающий ГА позволяет обычными методами замены определить, как новые особи попадут в популяцию. Так, например, полученный ребенок может занять место родителя, может заменить любого члена популяции случайным образом, либо заменить индивидуума, который больше всего похож на него. Четвертый тип – параллельный ГА («deme»). Этот алгоритм создает параллельно множество популяций, используя установившийся ГА. В этом алгоритме с каждым поколением несколько индивидуумов одной популяции мигрируют в другую популяцию.

Каждый геном имеет три основных оператора: инициализация, мутация, кроссовер. Использование этих операторов позволяет влиять на начальную популяцию, определить особенности мутации и кроссовера для задачи, либо изменять части ГА по мере развития популяции. В библиотеке GALib все эти

операторы имеют установки по умолчанию для каждого типа генома, но можно изменить любой из них.

Оператор инициализации определяет, как будет инициализирован геном. Он вызывается, когда инициализируется популяция или ГА. Этот оператор не создает геном, скорее он «наполняет» геном первоначальным генетическим материалом, из которого будут получены все решения, часто в его основе лежит какой-либо генератор случайных чисел. Класс популяции имеет свой оператор инициализации. По умолчанию, в популяции просто вызывается оператор инициализации генома, но можно вызывать любой оператор инициализации.

Оператор мутации определяет процесс мутации каждого генома. В разных типах данных мутация действует по-разному. Например, типичный оператор мутации, примененный к бинарной строке, проинвертирует биты в строке с заданной вероятностью.

Оператор кроссовера определяет процедуру создания «ребенка» от двух «родителей» генома. Как и у оператора мутации, действие оператора кроссовера зависит от типа данных. В отличие от мутации, кроссовер включает множество геномов. В GAlib, каждый геном «знает» свой предпочитаемый метод скрещивания (метод кроссовера по умолчанию).

Помимо трех основных операторов, каждый геном может также содержать целевую функцию и также может содержать компаратор. Целевая функция используется для развития генома. Компаратор (часто называемый функцией расстояния) используется, чтобы определить, насколько один геном отличается от другого. Для каждого ГА необходима целевая функция – именно по ней ГА определяет, какие индивидуумы лучше, чем другие. Для некоторых ГА необходим компаратор.

Таким образом, в данном разделе представлено подробное описание основных возможностей библиотеки GAlib. Рассмотрены основные типы ГА, операторы инициализации, мутации и кроссовера необходимые для реализации

работы ГА в программном обеспечении моделирования проводных антенн с сосредоточенными нагрузками.

3.3 Программная реализация генетического алгоритма на примере тестовых функций

В данном разделе представлено алгоритмическое и программное обеспечение реализации работы ГА на примере тестовых функций разной сложности.

Для реализации программного обеспечения работы ГА необходимо алгоритмическое обеспечение. Используя алгоритм работы ГА из рисунка 3.2, представим алгоритм работы ГА для некоторой функции $y(x)$, при этом будем считать, что $y(x)$ может быть как функцией одной, так и нескольких переменных. На рисунке 3.3 представлен алгоритм программы поиска экстремума функции $y(x)$ на основе работы ГА.

Программная реализация ГА осуществлялась в среде Microsoft Visual C++. Написан код программы, реализующей ГА с помощью стандартных библиотек C++ на основе алгоритма, представленного на рисунке 3.3. В качестве тестовой задачи реализован поиск максимума функции одной переменной. Для примера была взята функция $y(x)=\sin(0,1x)\sin(x)$. График её зависимости приведен на рисунке 3.4.

Данная функция имеет глобальный максимум в диапазоне изменения переменной x от 0 до 30. Написанная программа позволяет найти максимум такой функции. При запуске пользователь должен задать пределы изменения независимой переменной: начальное и конечное значения (в нашем случае 0 и 30). Затем необходимо указать количество поколений.

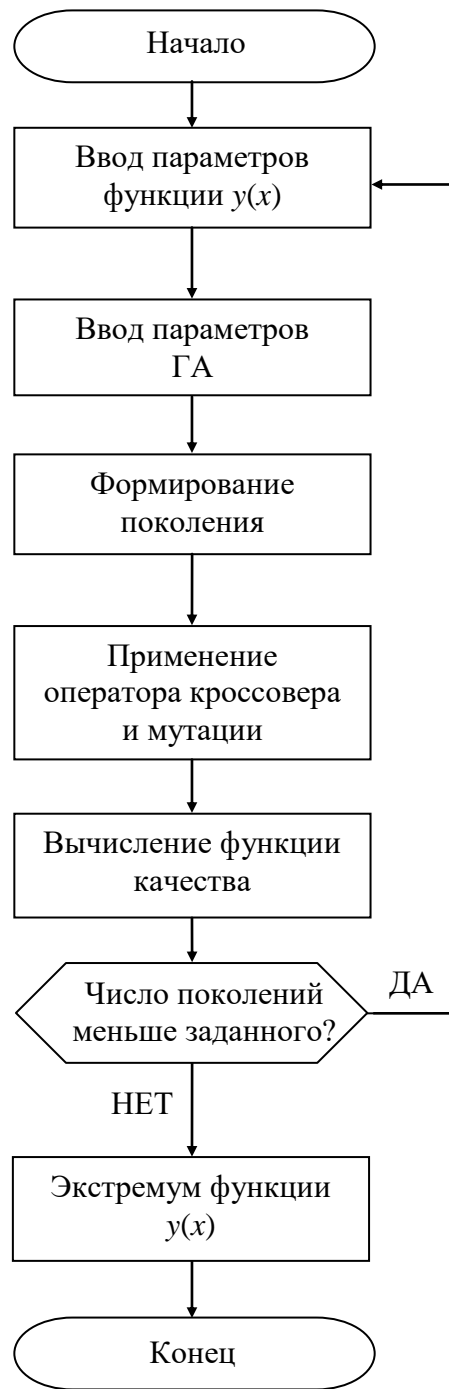


Рисунок 3.3 – Алгоритм программы поиска экстремума функции $y(x)$ на основе работы ГА

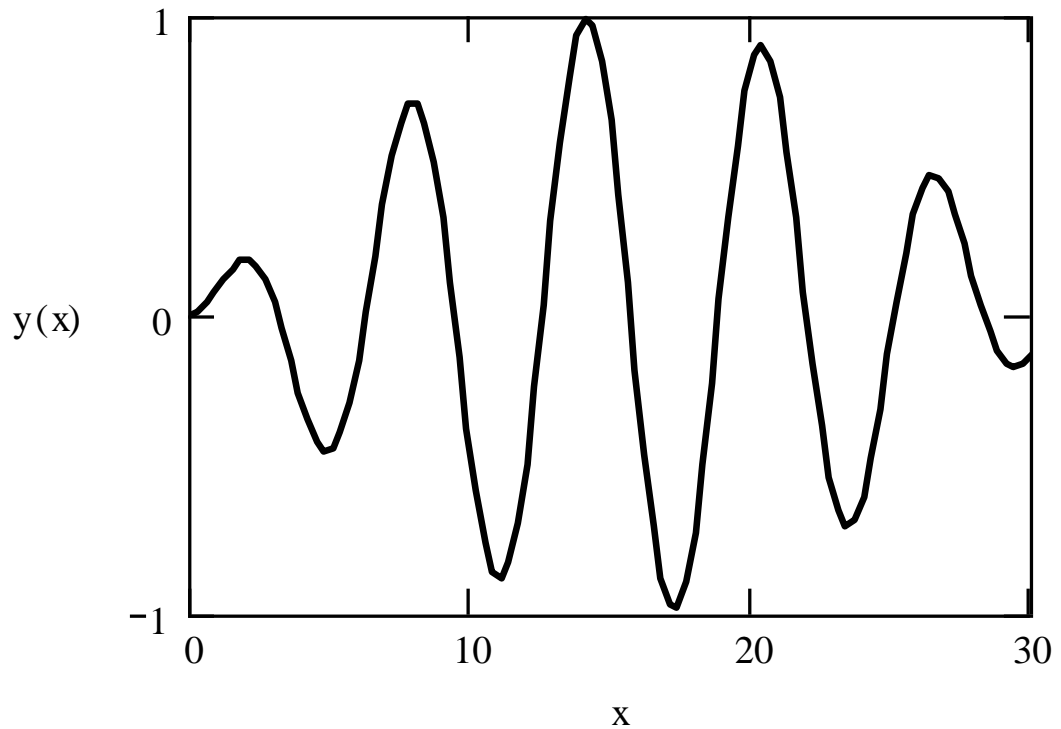


Рисунок 3.4 – График зависимости $y(x)=\sin(0,1x)\sin(x)$

В результате выполнения программы на экран будут выведены максимальное значение $y(x)$ и соответствующее ему значение x , для каждого поколения. Параметры ГА: количество особей в поколении 30; коэффициент мутации 0,01; коэффициент кроссовера 0,7. Результаты нескольких поисков максимума функции, при различном числе (5, 10, 50, 100, 200, 1000) поколений, представлены в таблице 3.1. Среди пяти максимумов функции одной переменной программная реализация поиска экстремума с помощью ГА позволяет найти именно глобальный максимум с хорошей точностью (<1%) уже при 100 поколениях.

Таблица 3.1 – Результаты поиска максимума функции $y(x)=\sin(0,1x)\sin(x)$, при $0 < x < 30$

Число поколений	Результаты	
	$y(x)$	x
5	0,000275	0,052451
10	0,841014	20,709726
50	0,915702	13,769531
100	0,980410	14,030914
200	0,987451	14,179688
1000	0,987744	14,141235
Точное значение	0,987808	14,150390

В ходе работы выполнено усовершенствование исходной программы за счёт подключения библиотеки GAlib. Она содержит компоненты ГА для оптимизации (объекты и классы для языка программирования C++) и существенно упрощает процесс создания кода программы. Чтобы реализовать оптимизацию с помощью ГА, пользуясь этой библиотекой, необходимо выполнить три основных этапа:

- задать вид кодирования значений переменных;
- задать используемые операции ГА;
- задать функцию пригодности.

В итоге, написана программа на основе алгоритма, представленного на рисунке 3.3, позволяющая найти максимум следующей функции нескольких переменных.

$$f(x, y) = \left| \frac{\sin(\pi(x-3))}{\pi(x-3)} \right| \cdot \left| \frac{\sin(\pi(y-3))}{\pi(y-3)} \right|.$$

На рисунке 3.5 приведено изображение такой зависимости.

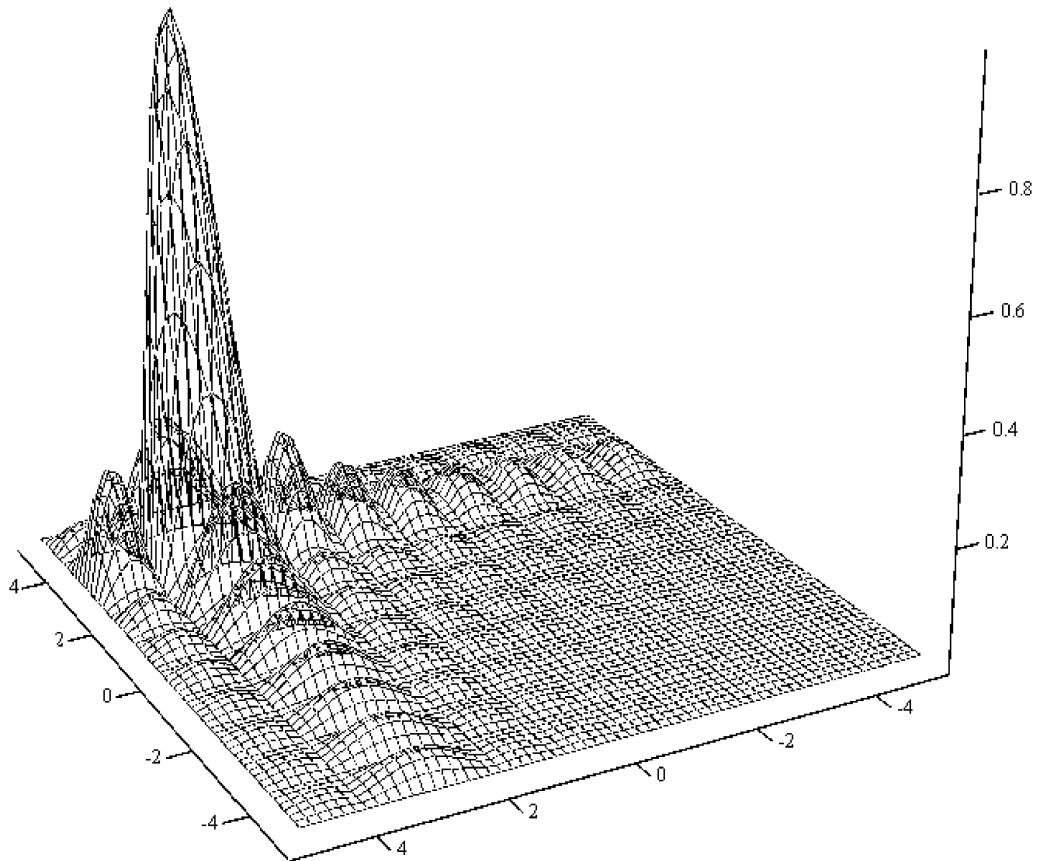


Рисунок 3.5 – Изображение функции

$$f(x, y) = \left| \frac{\sin(\pi(x-3))}{\pi(x-3)} \right| \cdot \left| \frac{\sin(\pi(y-3))}{\pi(y-3)} \right|$$

Данная функция имеет глобальный максимум, при $0 < x < 8$ и $0 < y < 8$. Программа позволяет найти этот экстремум и соответствующие ему значения независимых переменных x и y . При этом пользователь может задавать основные параметры ГА: вероятность кроссинговера, вероятность мутации, количество поколений, число особей в поколении, длину хромосомы (которая определяется задаваемым числом переменных и точностью их представления). Результатом работы программы является вывод на экран значений x и y , при которых значение $f(x, y)$ максимально. Параметры ГА: количество особей 30; коэффициент мутации 0,01; коэффициент кроссовера 0,7; количество поколений 5, 10, 50, 100, 200, 1000. Результаты, полученные при использовании данной программы, представлены в таблице 3.2. Среди множества максимумов функции двух переменных программная реализация поиска экстремума с

помощью ГА позволяет найти именно глобальный максимум с хорошей точностью (<1%) уже при 100 поколениях.

Таблица 3.2 – Результаты отыскания максимума функции $f(x,y)$ при $0 < x < 8$, $0 < y < 8$

Число поколений	Результаты		
	$f(x, y)$	x	y
5	0,99647	2,97453	2,96123
10	0,79501	3,03886	2,63688
50	0,99999	3,00005	3,00273
100	1,00000	3,00017	2,99980
200	1,00000	3,00029	3,00005
1000	1,00000	3,00005	3,00017
Точное значение	1,00000	3,00000	3,00000

Точно такая же функция рассматривалась как пример для нахождения экстремума максимума функции двух переменных с помощью ГА в [34]. В работе [34] сообщается, что оптимальное решение $f(x,y)=1$ достигается при $x=3,000290$, $y=2,999924$ за 41 поколение.

Рассмотрим более сложный пример использования ГА. Исследуем функцию вида $y(x_1, x_2) = \sin(0,1 \cdot x_1) \cdot \sin(x_1) \cdot \sin(0,1 \cdot x_2) \cdot \sin(x_2)$.

Данная функция имеет многочисленные и близкие по значению максимумы и глобальный максимум при $x_1 = 14,15$, $x_2 = 14,15$. График функции представлен на рисунке 3.6.

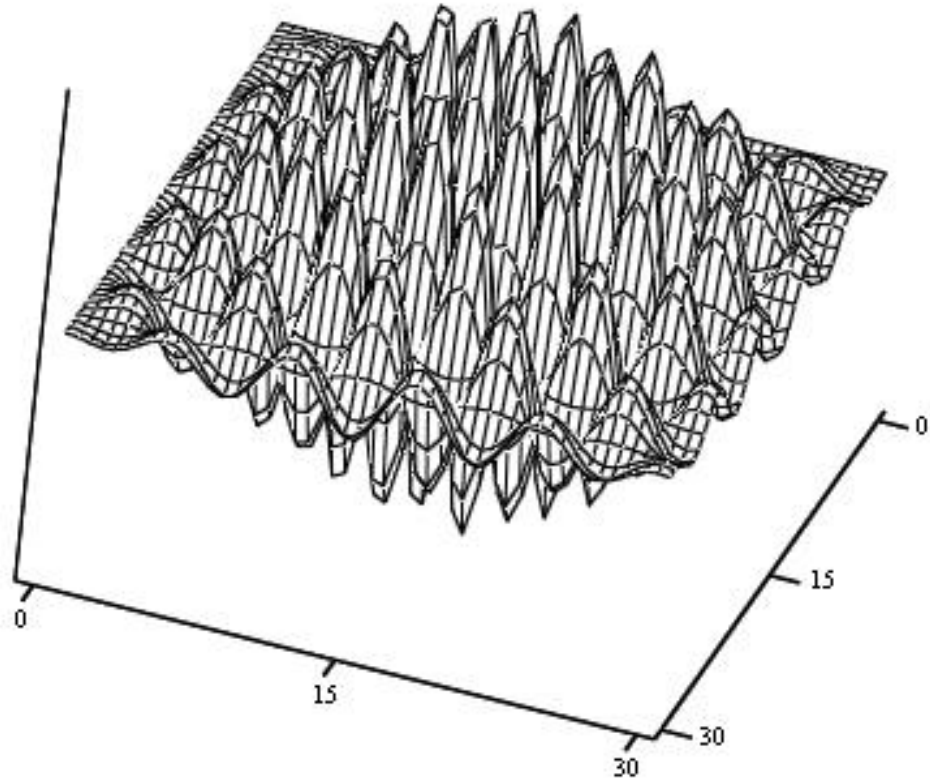


Рисунок 3.6 – Изображение функции
 $y(x_1, x_2) = \sin(0,1 \cdot x_1) \cdot \sin(x_1) \cdot \sin(0,1 \cdot x_2) \cdot \sin(x_2)$

Используем программу оптимизации с помощью ГА для поиска максимума данной функции. Она написана на языке TALGAT_Script (листинг 3.1)

```

INCLUDE "UTIL"
INCLUDE "GA"
INCLUDE "INFIX"
CREATE_KEYWORD "quality_function"
SET_INFIX_VARIABLE "x1" GA_PARAM_1
SET_INFIX_VARIABLE "x2" GA_PARAM_2
SET_INFIX_VARIABLE my_x01 my_x1
SET_INFIX_VARIABLE my_x02 my_x2
SET_VARIABLE "my_y1" INFIX sin(0.1*x1)*sin(x1)
SET_VARIABLE "my_y2" INFIX sin(0.1*x2)*sin(x2)
SET_VARIABLE "qf_result" MUL my_y1 my_y2
    END_CREATE_KEYWORD qf_result
GASTART_MAX 0 0 3 30 1000 0.01 0.052 0. 30. 0. 30.
"quality_function"
    ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 0
    ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 1

```

Листинг 3.1. Пример поиска максимума функции двух переменных

Так как функция является довольно сложной, увеличим количество поколений до 1000. Результат выполнения листинга 3.1 представлен на рисунке 3.7.



Рисунок 3.7 – Результаты выполнения скрипта из листинга 3.1

Таким образом, в данном разделе представлен алгоритм программы поиска экстремума функции $y(x)$ на основе работы ГА и показано успешное применение ГА для поиска глобального максимума на примере тестовых функций разной сложности.

3.4 Выбор структуры программного обеспечения

Система компьютерного моделирования TALGAT содержит средства математического моделирования радиоэлектронных устройств и позволяет на их основе задавать и вычислять произвольные целевые функции. В системе TALGAT действие пользователя над элементом графического интерфейса или ввод текстовой команды преобразуется клиентом ядра системы (исполняемый файл, запускаемый пользователем для начала работы с системой, QtClient.exe или BasiClient.exe) в текстовую команду и передается ядру системы (TLCORE.dll). Ядро системы распознает команду и вызывает ее обработчик. К модулям утилит системы TALGAT относятся модуль команд общего назначения UTIL.tlm, модуль работы с матрицами MATRIX.tlm, модуль инфиксной записи выражений INFIX.tlm, модуль построения графиков GRAPH.tlm, модуль вычислений на графических ускорителях TLGPU.tlm и модуль импорта печатных плат TLPCB.tlm. К вычислительным модулям относятся модуль двухмерного квазистатического анализа MOM2D.tlm [88, 89], модуль вычисления временного отклика RESPONSE.tlm, модуль трехмерного квазистатического анализа MOM3D.tlm и модуль электродинамического

анализа трехмерных проводных структур MOMW.tlm. К модулям оптимизации относятся модуль эволюционных стратегий ES.tlm (также содержит реализацию алгоритма неявного фильтрования) и модуль генетических алгоритмов GA.tlm. Структура программного комплекса TALGAT для моделирования элементов радиоэлектронных устройств показана на рисунке 3.8.

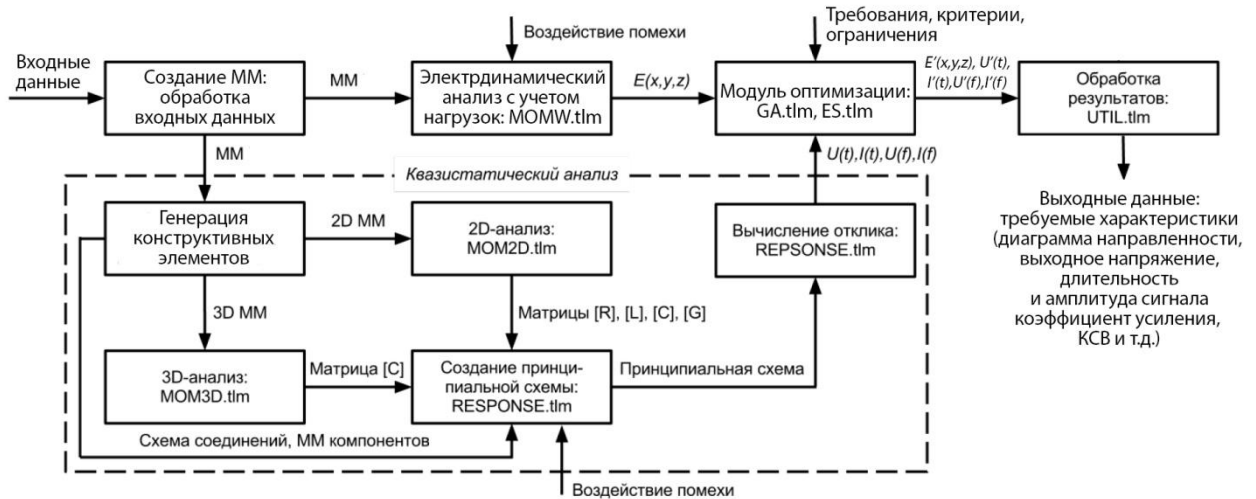


Рисунок 3.8 – Структура программного комплекса TALGAT для моделирования элементов радиоэлектронных устройств

Задача синтеза радиоэлектронных устройств в общем случае включает анализ и сравнение большого числа сходных структур, потенциально обладающих необходимыми свойствами. Использование ГА позволяет автоматизировать процесс анализа, сравнения и выбора оптимальных структур в системе TALGAT. Особенность системы TALGAT состоит в открытости для включения моделей для анализа разнотипных структур, что не позволяет «жестко» закодировать определенный набор функций качества. Однако наличие встроенного скриптового языка системы позволяет решить эту проблему. В результате такого подхода становится возможным оптимизировать любой параметр анализируемой структуры в системе с помощью ГА.

Пояснение работы ГА в системе представлена на рисунке 3.9.

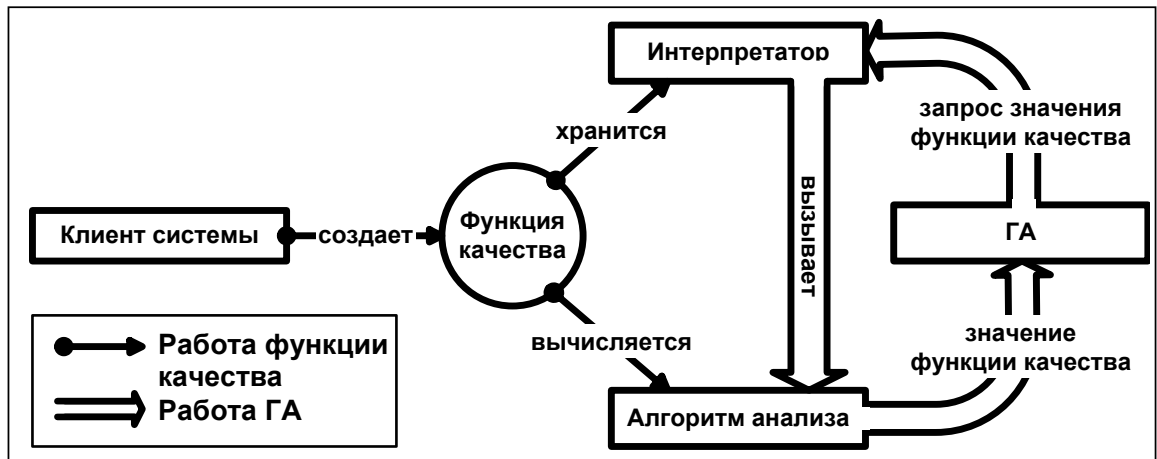


Рисунок 3.9 – Пояснение работы ГА в ПО для моделирования РЭУ

На рисунке 3.9 в прямоугольники заключены следующие функциональные элементы реализации ГА:

- интерпретатор – реализованный в ядре системы интерпретатор скриптового языка;
- клиент системы – любой клиент системы;
- алгоритм анализа – динамически загружаемый вычислительный модуль системы, содержащий программы для анализа определенного класса структур проводников и диэлектриков;
- ГА – динамически загружаемый модуль системы, содержащий библиотеку компонентов ГА GAlib [132].

Принцип работы ГА упрощенно проиллюстрирован на рисунке 3.9 (белые стрелки) и может быть представлен в виде алгоритма (рисунок 3.10).

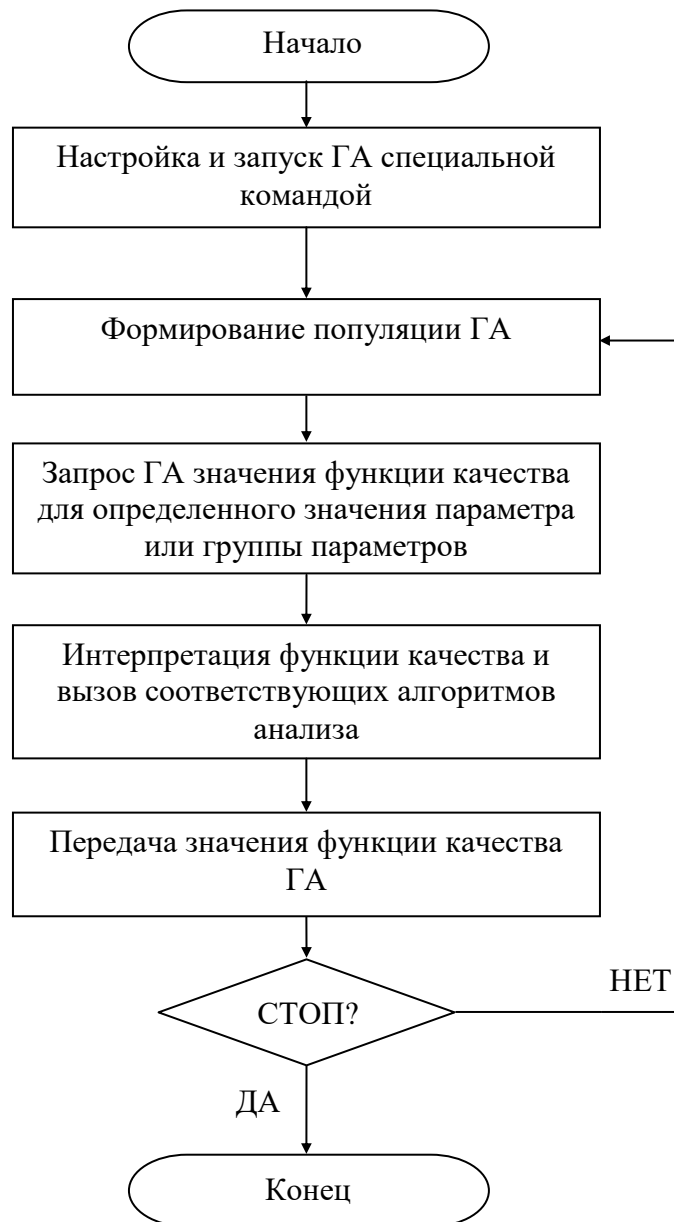


Рисунок 3.10 – Общий алгоритм работы ГА в ПО для комплексной оптимизации РЭУ

Особым элементом реализации ГА в системе является функция качества – созданная пользователем команда на скриптовом языке. Из рисунка 3.9 (черные стрелки) видно, что функция качества хранится интерпретатором и при необходимости может быть вычислена с помощью алгоритмов анализа. При этом значения параметров функции качества внутри пользовательской команды являются переменными, которые пользователь может использовать по своему усмотрению (например, в качестве одного из геометрических параметров структуры – для оптимизации данного геометрического параметра).

Разработанная система комплексной оптимизации радиоэлектронных устройств является модульной. Основными модулями являются: интерпретатор, вычислительные модули, модуль оптимизации. Структурная схема созданной системы представлена на рисунке 3.11.



Рисунок 3.11 – Структурная схема ПО для комплексной оптимизации РЭУ

3.5 Разработка информационного и алгоритмического обеспечения

Рассмотрим разработку информационного и алгоритмического обеспечения для комплексной оптимизации радиоэлектронных устройств на примере задачи моделирования проводной антенны с сосредоточенными нагрузками и оптимизации их параметров. Для определения нужных характеристик антенны необходимо задать структуру исследуемой проводной структуры в виде входного файла. При этом каждый отдельный провод рассматриваемой антенны (с нагрузками или без) задается отдельно в виде структуры. Представим алгоритм учета сосредоточенной нагрузки при моделировании проводных антенн, реализованный в разработанной системе (рисунок 3.12).

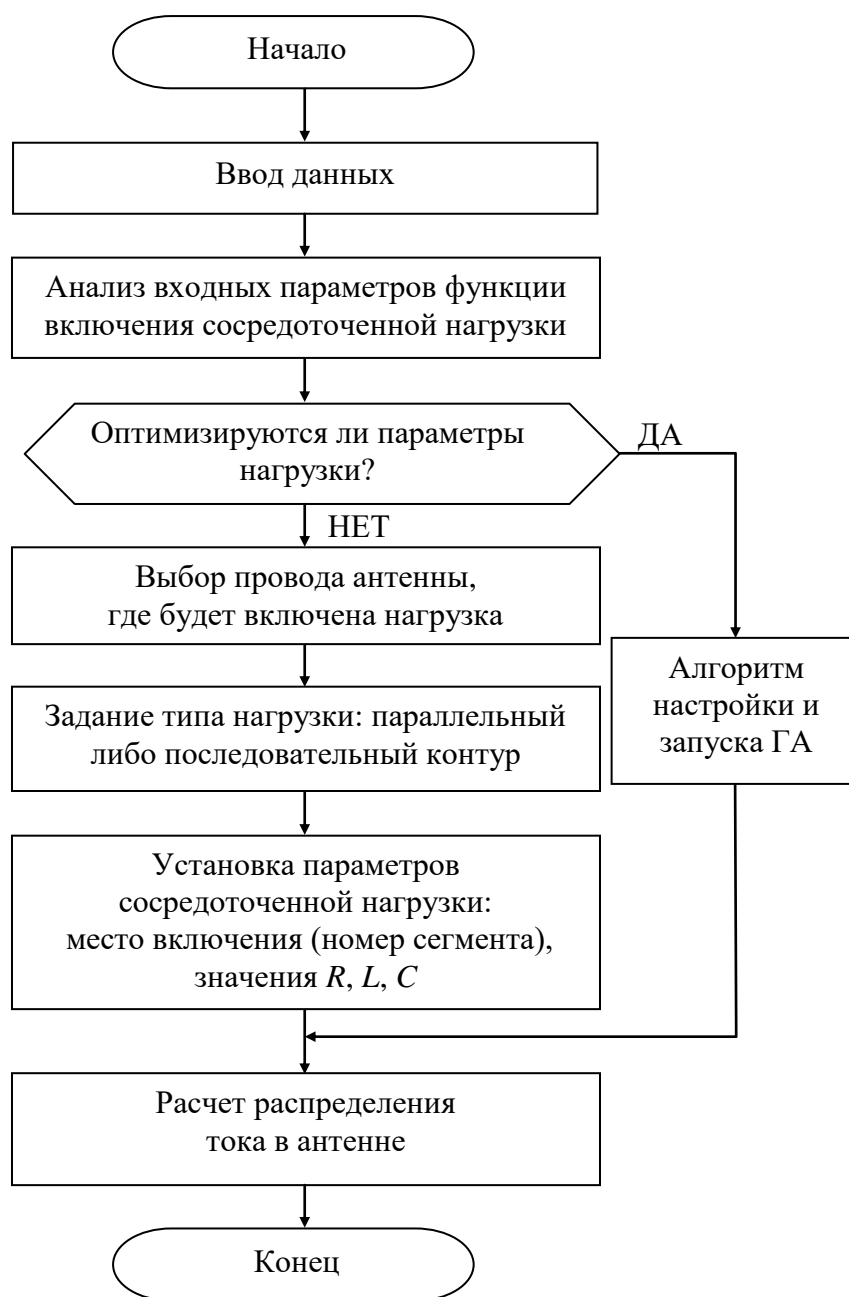


Рисунок 3.12 – Алгоритм включения сосредоточенной нагрузки в структуру антенны

Параметры и места включения сосредоточенных нагрузок задаются отдельно. К параметрам функции включения нагрузок относятся: номер провода (TAG), тип нагрузки (LOAD_PARALLEL_SUBSECTION, LOAD_SERIAL_SUBSECTION), номер сегмента, в который включена данная нагрузка, значения сопротивления, индуктивности и емкости. Пример задания одного провода (декартовыми координатами начала, конца и радиусом) с сосредоточенной нагрузкой в виде параллельного RLC -контур ($R=820$ Ом, $L=7,85$ мкГн, $C=5$ пФ) представлен в листинге 3.2.


```

SET_TAG 1
SET_SUBSECTIONS 300
BEGIN 0.00000000e+000 1.50000000e-00 21.80000000e+001
END 3.00000000e+001 1.60000000e+001 1.58000000e+000
RADIUS 3.00000000e-003
CREATE_WIRE
FOR_WIRE_TAG 1 LOAD_PARALLEL_SUBSECTION 273
8.20000000e+002 7.85000000e-006 5.00000000e-012

```

Листинг 3.2. Пример задания одного провода

с сосредоточенной нагрузкой в виде параллельного *RLC*-контура

Особую роль при моделировании проводных антенн с сосредоточенными нагрузками играет оптимизация. Любая задача оптимизации с точки зрения информационного обеспечения сводится к заданию критерия оптимизации и начальных установок оптимизации. Реализация оптимизации в модуле выполнена в виде обычного обращения к функции, называемой функцией оптимизации. ПО для моделирования проводных антенн с нагрузками использует в качестве критерия оптимизации использует минимизацию или максимизацию значения функции качества, а в качестве установок работы самого алгоритма – параметры функции оптимизации. Основное требование к функции качества – возврат необходимого значения для дальнейшего использования в функции оптимизации. Задание функции качества в общем виде выглядит следующим образом (листинг 3.3).

```

CREATE_KEYWORD "ИМЯ_ФУНКЦИИ_КАЧЕСТВА"
АНАЛИЗИРУЕМАЯ_СТРУКТУРА
ВЫЧИСЛЕНИЕ_ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ_ХАРАКТЕРИСТИК
END_CREATE_KEYWORD ИМЯ_ПЕРЕМЕННОЙ
(ЗНАЧЕНИЕ_ФУНКЦИИ_КАЧЕСТВА)

```

Листинг 3.3. Функция качества в общем виде

Задание функции оптимизации в общем виде, на примере минимизации функции, выглядит следующим образом (листинг 3.4).

```

GA_MIN ПАРАМЕТРЫ_ФУНКЦИИ_ОПТИМИЗАЦИИ
"ИМЯ_ФУНКЦИИ_КАЧЕСТВА"

```

Листинг 3.4. Функция оптимизации в общем виде

На рисунке 3.13 приведена схема взаимодействия данных в модуле оптимизации в общем виде.



Рисунок 3.13 – Структура информационного обеспечения системы комплексной оптимизации радиоэлектронных устройств

Из рисунка 3.13 видно, что входными параметрами ПО для моделирования проводных антенн с нагрузками являются: параметры анализируемой структуры и диапазоны их изменения, необходимые электродинамические характеристики, критерий оптимизации, параметры ГА и условие останова (как правило, определяется количеством поколений и задается в параметрах ГА), а выходным параметром является оптимальная структура. В итоге настройку параметров и запуск работы ГА можно представить в виде алгоритма (рисунок 3.14).



Рисунок 3.14 – Алгоритм настройки и запуска ГА в системе для комплексной оптимизации радиоэлектронных устройств

Таким образом, алгоритм общей работы ПО для комплексной оптимизации радиоэлектронных устройств можно представить в следующем виде (рисунок 3.15).



Рисунок 3.15 – Алгоритм работы ПО для комплексной оптимизации РЭУ

3.6 Реализация графического отображения

Наличие графического отображения является одним из первых требований пользователя к ПО. Как правило, ввод необходимой структуры обеспечивается пользователем через ввод координат. Поэтому важно «видеть» вводимую структуру, чтобы иметь возможность проверить схожесть введенной структуры с исходной. Отображение также необходимо для выявления ошибок непосредственно при вводе структуры: желаемая структура не будет отображаться (либо будет отображаться не корректно), если входной файл не отвечает основным требованиям системы к входному файлу. Также при наличии отображения легко увидеть возможные опечатки при вводе. Поэтому отображение является обязательной составляющей системы.

Для реализации отображения в системе TALGAT использован один из самых прикладных программных интерфейсов для разработки приложений двумерной и трехмерной графики – OpenGL. Графическая система OpenGL поддерживается большинством аппаратных и программных платформ. В частности, эта система доступна тем, кто работает в операционных системах семейства Windows. Среди причин выбора именно этой графической системы наиболее важными являются следующие:

1. Надежность и переносимость. Приложения, использующие OpenGL, гарантируют одинаковый визуальный результат вне зависимости от типа используемой операционной системы и организации отображения информации. Кроме того, эти приложения могут выполняться как на персональных компьютерах, так и на рабочих станциях и суперкомпьютерах.

2. Легкость применения. Стандарт OpenGL имеет продуманную структуру и интуитивно понятный интерфейс, что позволяет с меньшими затратами создавать эффективные приложения, содержащие меньше строк кода, чем с использованием других графических библиотек. Необходимые функции для обеспечения совместимости с различным оборудованием

реализованы на уровне библиотеки и значительно упрощают разработку приложений.

3. OpenGL состоит из набора библиотек. Все базовые функции хранятся в основной библиотеке GL. Помимо основной библиотеки, OpenGL включает в себя несколько дополнительных библиотек. В системе использовались две из них: GLU и GLAUX. В состав первой входит реализация более сложных геометрических примитивов (плоскость, куб и т.д.) и дополнительные операции над матрицами. Вторая является специальной переносимой библиотекой для обеспечения часто используемых функций взаимодействия с пользователем и для отображения информации с помощью оконной подсистемы.

4. Отображение трехмерных структур. Любой входной файл трехмерной структуры для системы содержит её координаты относительно центра координат. Этих данных достаточно для отображения трехмерной структуры. Алгоритм построения графического отображения исходной структуры представлен на рисунке 3.16.

При реализации отображения трехмерной структуры масштабирование осуществляется за счет определения точки наблюдения и центра «сцены», которые вычисляются из исходных координат структуры. Базисные векторы (x ; y ; z) образуют правовинтовую систему. Центром «сцены» является точка, координаты которой равны минимальной координате исходной структуры.

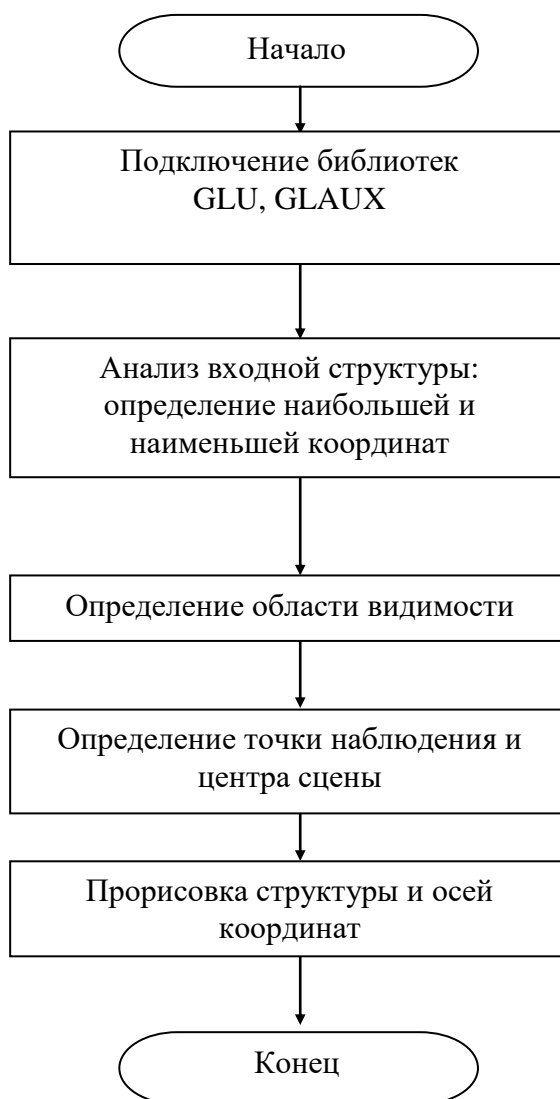


Рисунок 3.16 – Алгоритм построения графического отображения исходной структуры

При отображении трехмерной структуры черным цветом отображается структура антенны, синими параллелепипедами – сосредоточенные нагрузки (их центры соответствуют местам включения фильтров), красным цветом отмечены места включения источников. Имеется возможность перемещаться вокруг отображаемой структуры в декартовой системе координат, используя клавиши «ВВЕРХ», «ВНИЗ», «ВПРАВО», «ВЛЕВО» и масштабировать изображение «сцены» за счет клавиш «PgUp», «PgDown». Таким образом, в системе реализовано отображение трехмерных проводных структур с сосредоточенными нагрузками.

3.7 Использование DHTML диалогов

Система TALGAT использует встроенный интерпретируемый скриптовый язык TALGAT_Script, с помощью которого пользователь «общается» с системой. TALGAT_Script представлен набором команд для работы с системой. Однако не всегда удобно представлять конечный результат работы в системе в виде входного файла с соответствующим набором команд. Особенно сложно восприятие последовательности команд TALGAT_Script для человека, никогда не работавшего с системой. Для облегчения работы с системой используются встроенные DHTML диалоги.

DHTML – Dynamic Hyper Text Mark-up Language (динамический язык гипертекстовой разметки). За использование DHTML диалогов в системе отвечает модуль DHTML [133]. Технология DHTML предназначена для создания web-интерфейса в MFC приложениях (которым и является система TALGAT). Под формулировкой «приложение с web-интерфейсом» подразумевается то, что пользовательский интерфейс или его часть в приложении создается на основе HTML. DHTML способен обеспечить при создании web-документов использование языков сценариев, поэтому документы HTML могут изменяться как сами, так и с помощью внешних или встроенных программ. В сущности, DHTML представляет собой модифицированную форму HTML, объединенную с Cascaded Style Sheets (CSS) и Extensible Markup Language (XML), т.е. при вызове DHTML диалога в системе можно использовать HTML язык для создания интерфейса, позволяющего изменять входной файл системы (параметры исследуемой структуры, параметры используемых команд). Также можно использовать любой HTML редактор (Dreamweaver) [134] для создания элементов дизайна в диалоге, что улучшит визуальное восприятие подаваемой информации.

Модуль DHTML позволяет использовать интерфейс пользователя для изменения входного файла системы с использованием HTML. (Предполагается, что пользователь знаком с основными тегами HTML и основами web-

программирования.) Сначала необходимо загрузить модуль DHTML (листинг 3.5).

```
INCLUDE «UTIL»
CHECK_CORE_VERSION 6000
INCLUDE "VisualClient.exe" "DHTML"
```

Листинг 3.5. Подготовка к использованию модуля DHTML

В листинге 3.6 приведен пример использования наиболее часто встречающихся HTML объектов, а именно: таблица, RADIOBUTTON, BUTTON, CHECKBOX, EDITBOX, RADIOBUTTON_GROUP. Также показана работа команды LOAD_BODY, позволяющей использовать непосредственно HTML (загрузка таблицы). Отметим, что файл, из которого происходит загрузка HTML кода, должен содержать ту часть кода, которая находится между тегами <body> </body>. Также можно использовать любой HTML тег, если перед ним будет стоять команда TEXT. Все, что касается HTML кода, необходимо писать после команды CLEAR_BODY. Как только все необходимые для создания DHTML диалога команды написаны, нужно использовать команду SHOW_DIALOG (см. листинг 3.6). Использование дополнительных команд:

- SET_SCROLL_BARS 1 – включение вертикального скрола в диалоге (по умолчанию отсутствует).
- SET_WINDOW_POS 0 0 1024 700 – параметры окна диалога (в пикселях): расположение на экране (x, y координаты левого верхнего угла будущего диалога), размер диалога (ширина, высота) (по умолчанию, диалог находится в центре экрана с размерами окна 500, 500).

```
SET_SCROLL_BARS 1
SET_VARIABLE "VARIABLE_1" 0
CREATE_KEYWORD "cb_VARIABLE_1" SET_VARIABLE
"VARIABLE_1" 0
END_CREATE_KEYWORD
SET_VARIABLE "GA_TYPE0" 0
CREATE_KEYWORD "cb_GA_TYPE0" SET_VARIABLE "GA_TYPE0" 1
END_CREATE_KEYWORD
CREATE_KEYWORD "cb_GA_TYPE1"
```

```

SET_VARIABLE "GA_TYPE0" 1
END_CREATE_KEYWORD
CREATE_KEYWORD "cb_GA_TYPE2"
SET_VARIABLE "GA_TYPE0" 2
END_CREATE_KEYWORD
SET "check_state" TO_STRING "unchecked"
CREATE_KEYWORD "cb_check"
SET_PROPERTY "my_edit" "size" TO_STRING PLUS TO_LONG
GET_PROPERTY "my_edit" "size" 5
IF EQU check_state TO_STRING "unchecked"
THEN SET "check_state" TO_STRING "checked"
THEN SET_PROPERTY "my_edit" "value" check_state
THEN NULL
IF EQU check_state TO_STRING "checked"
THEN SET "check_state" TO_STRING "unchecked"
SET_PROPERTY "my_edit" "value" check_state
END_CREATE_KEYWORD
CLEAR_BODY
LOAD_BODY PLUS GET_DIRECTORY dhtml/table.htm
TEXT <CENTER>
TEXT LINE_TO_STRING пример использования RADIOBUTTON
TEXT <br>
RADIOBUTTON VARIABLE1 "cb_VARIABLE1"
TEXT VARIABLE1
TEXT </CENTER>
TEXT <CENTER>
TEXT LINE_TO_STRING пример использования BUTTON
TEXT <br>
TEXT <tr>
BUTTON "nil" "HIDE_DIALOG" Применить
TEXT </tr>
TEXT </CENTER>
TEXT <CENTER>
TEXT <tr>
TEXT LINE_TO_STRING пример использования CHECKBOX
TEXT <br>
CHECKBOX "my_check" "cb_check"
TEXT LINE_TO_STRING click me pliz
TEXT <tr>
TEXT LINE_TO_STRING пример использования EDITBOX
TEXT <br>
EDITBOX "my_edit" "/" check_state
TEXT <tr>
TEXT LINE_TO_STRING пример использования группового
RADIOBUTTON`a

```

```

TEXT <br>
RADIOBUTTON_GROUP "a1" "cb_GA_TYPE0" "group1"
RADIOBUTTON_GROUP "a2" "cb_GA_TYPE1" "group1"
RADIOBUTTON_GROUP "a3" "cb_GA_TYPE2" "group1"
SHOW_DIALOG
SET_WINDOW_POS 0 0 1024 700

```

Листинг 3.6. Пример использования основных объектов HTML

Результат выполнения листинга 3.6 представлен на рисунке 3.17.



Рисунок 3.17 – Результат выполнения листинга 3.6

Основные элементы DHTML диалогов и соответствующие им команды скриптового языка TALGAT_Script представлены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Основные элементы DHTML диалогов

Вид	Название	Команда TALGAT_Script
<input checked="" type="radio"/> VARIABLE1	RADIOBUTTON	[RADIOBUTTON]: bool RADIOBUTTON string_id string_callback
<input type="button" value="Применить"/>	BUTTON	[BUTTON]: bool BUTTON string_id string_callback string_caption
<input type="text"/>	EDITBOX	[EDITBOX]: bool EDITBOX string_id string_callback string_caption
<input checked="" type="checkbox"/>	CHECKBOX	[CHECKBOX]: bool CHECKBOX string_id string_callback
<input type="radio"/> <input checked="" type="radio"/> <input type="radio"/>	RADIOBUTTON_GROUP	[RADIOBUTTON_GROUP]: bool RADIOBUTTON_GROUP string_id string_callback string_group

Рассмотрим пример использования DHTML диалога для оптимизации функции двух переменных. При этом пользователь может изменять как параметры работы ГА, так и расположение максимумов оптимизируемой функции. В Приложении представлен исходный код входного файла системы, демонстрирующий работу DHTML диалога для оптимизации функции двух

переменных. Результат выполнения листинга из Приложения представлен на рисунке 3.18.

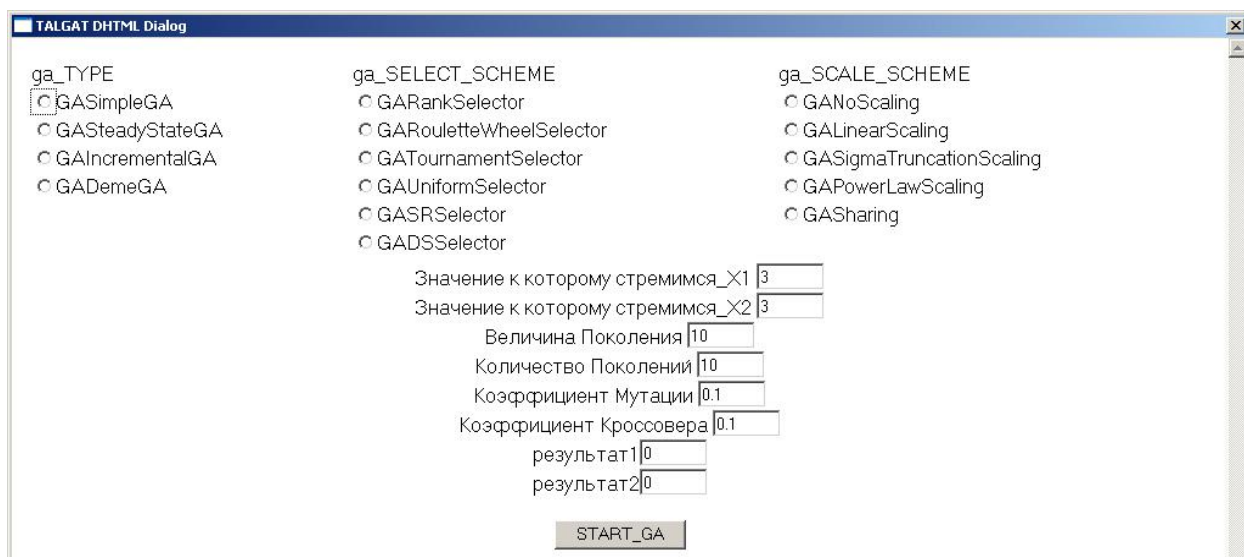


Рисунок 3.18 – Результат выполнения листинга из Приложения

Таким образом, в данном разделе предложено использование DHTML диалогов для представления конечного результата работы в системе вместо стандартного входного файла с соответствующим набором команд TALGAT_Script, на примере основных элементов DHTML диалогов и оптимизации функции двух переменных.

3.8 Исследование точности решения СЛАУ методом Гаусса

В данном разделе исследована точность решения систем линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) методом Гаусса в зависимости от числа обусловленности, порядка матрицы и точности представления чисел. Для разного представления чисел показана зависимость требуемого количества байт от порядка матрицы [135, 136].

Электродинамический анализ проводных антенн с нагрузками сводится к решению СЛАУ. Существует несколько подходов к решению. Одним из наиболее известных является метод Гаусса, однако в работе [137] показывается его несостоятельность. Авторы [137] показывают это на примере матрицы

Гильберта. При увеличении её порядка число обусловленности очень сильно возрастает, что ведёт к резкому росту погрешности решения. Но они используют 24-разрядные числа, причём рассматривают матрицы довольно малых порядков: весь анализ строится на примере матриц Гильберта 4, 5 и 6 порядков.

В современных ПК число разрядов для представления чисел с плавающей запятой составляет 32 (тип float), 64 (тип double), 80 (тип long double). Однако, современные задачи вычислительной электродинамики требуют решения СЛАУ порядка в десятки и более тысяч [138]. Поэтому важно оценить точность решения СЛАУ при этих параметрах.

Верхняя граница для точности решения методом Гаусса равна [139]

$$\frac{\|\Delta X\|_2}{\|\Delta X\|} = \frac{2^{-t} [\sqrt{N} + 1] \text{cond}[\mathbf{A}]}{1 - \sqrt{N} \text{cond}[\mathbf{A}] 2^{-t}},$$

где t – количество бинарных разрядов представления числа, N – порядок матрицы $[\mathbf{A}]$ и $\text{cond}[\mathbf{A}]$ – её число обусловленности.

Исследуем точность решения в зависимости от изменения порядка матрицы от 10^2 до 10^5 при числе разрядов равном 24 (как это сделано в работе [137]), и равном 32, 64 и 80 (в соответствии со стандартными типами данных), и при трёх значениях числа обусловленности: 1, 10^3 , 10^6 . Соответствующие графики показаны на рисунке 3.19.

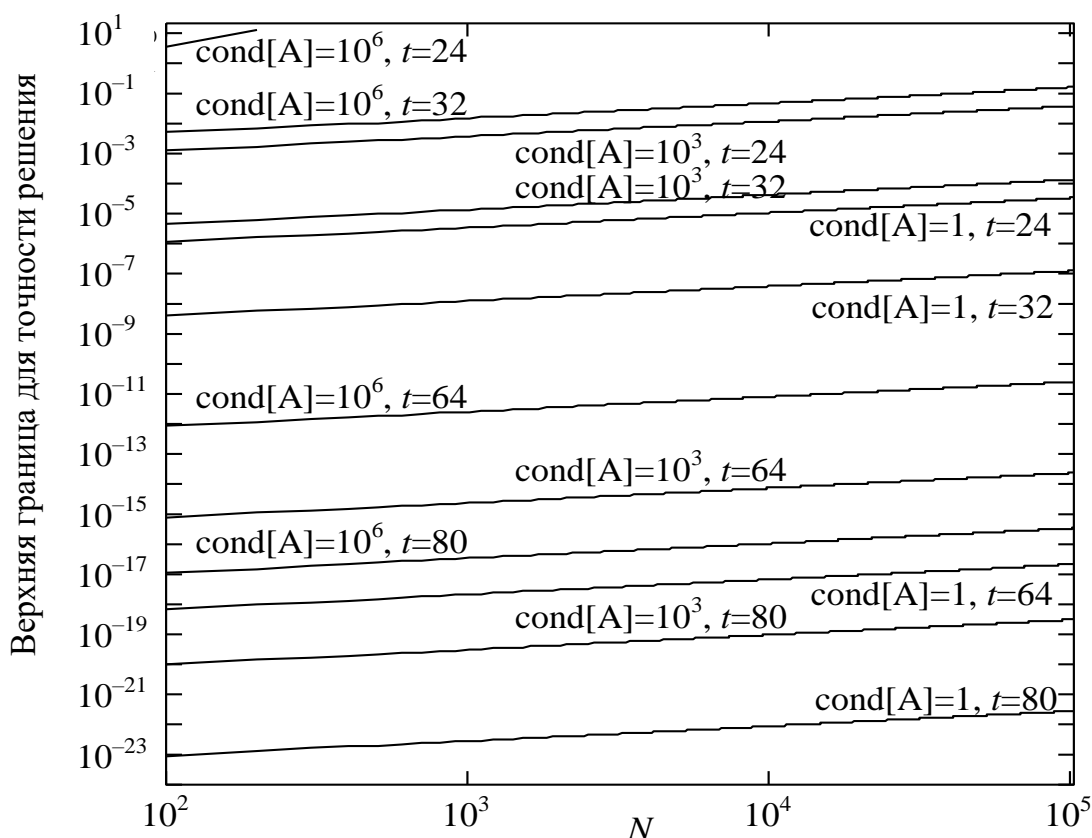


Рисунок 3.19 – Зависимость верхней границы точности решения СЛАУ от порядка матрицы для различной обусловленности и разной точности представления чисел

Из рисунка 3.19 можно сделать следующие выводы:

1. При увеличении N во всём диапазоне точность решения ухудшается на один-два порядка (за исключением самого верхнего графика).
2. Рост числа обусловленности матрицы на три порядка ухудшает точность решения приблизительно так же на три порядка.
3. Переход от 24 разрядов к большему числу разрядов резко улучшает точность решения и значительно расширяет область применимости метода Гаусса. Так, большая ошибка для числа обусловленности 10^6 при 24 разрядах (самый верхний график) становится гораздо меньшей (второй сверху график) для малых N уже при 32 разрядах и совершенно незначительной при 64 разрядах.
4. При снижении числа обусловленности от 10^6 до 10^3 ошибка становится вполне приемлемой (третий график сверху) во всём диапазоне

изменения N даже для 24 разрядных чисел и совершенно незначительной уже при 32 разрядах.

5. Все остальные графики (ниже третьего сверху) дают точность решения лучше 10^{-4} , что удовлетворительно в большинстве практических приложений.

6. Применение повышенной разрядности числа, особенно при хорошо обусловленных матрицах, является избыточным, во всяком случае, для решения СЛАУ с заданной точностью.

В связи с последним выводом, важно отметить, что в современных ПК все вычисления с числами с плавающей запятой проводятся в математическом сопроцессоре с 80 разрядами. Таким образом, даже при числе обусловленности 10^6 , точность решения получается лучше 10^{-15} , что, действительно, очень избыточно. Поэтому, единственным резонансом использования чисел меньшей разрядности остаётся уменьшение объёма памяти для хранения матрицы. Действительно, требуемое количество байт для хранения матрицы из N^2 комплексных чисел разрядностью t равно $2N^2t/8$. Зависимость требуемого количества байт от N для различных t показана на рисунке 3.20.

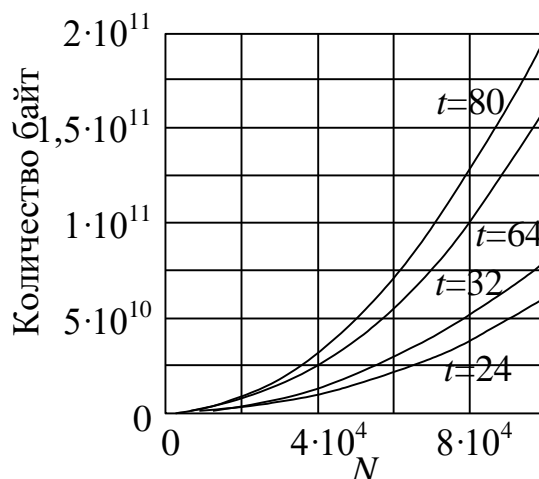


Рисунок 3.20 – Зависимость требуемого количества байт от порядка матрицы N для различной точности представления чисел t

Например, из графика видно, что для матрицы порядка 10^5 при разрядности чисел равной 80 необходимо 200 Гб памяти, тогда как снижение разрядности до 32 требует лишь 80 Гб.

Таким образом, выводы работы [137] по поводу несостоятельности метода Гаусса для решения СЛАУ больших порядков и с большими числами обусловленности справедливы лишь при использовании чисел с 24 разрядами. Так как в современных процессорах все вычисления проводятся с числами, представленными 80 разрядами, метод Гаусса вполне применим независимо от порядка матрицы и, что важно, независимо от её числа обусловленности.

3.9 Анализ результатов моделирования и сравнение с данными, полученными с помощью аналогичного программного обеспечения

В данном разделе представлены результаты сравнения значений КСВ для одинаковых антенн в программных системах TALGAT и 4NEC2 [140]. Для количественного сравнения произведен расчет среднеквадратичного отклонения δ_x по формуле:

$$\delta_x = \sqrt{\frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=1}^n (x_i - x_i^*)^2},$$

где x_i^* – значение КСВ, полученное для i -й частотной точки в TALGAT;
 x_i – значение КСВ, полученное для i -й частотной точки в 4NEC2;
 n – количество частотных точек.

Сравнение КСВ в диапазоне частот от 70 до 130 МГц для сложной антенны без нагрузок, структура которой представлена на рисунке 3.21, с данными, полученными в системе 4NEC2, показано на рисунке 3.22.

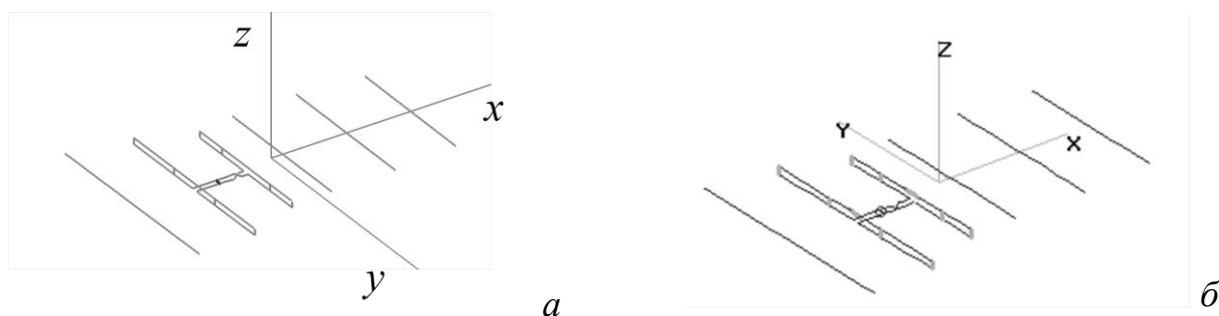


Рисунок 3.21 – Вид исследуемой антенны в программных системах:
 а – TALGAT; б – 4NEC2

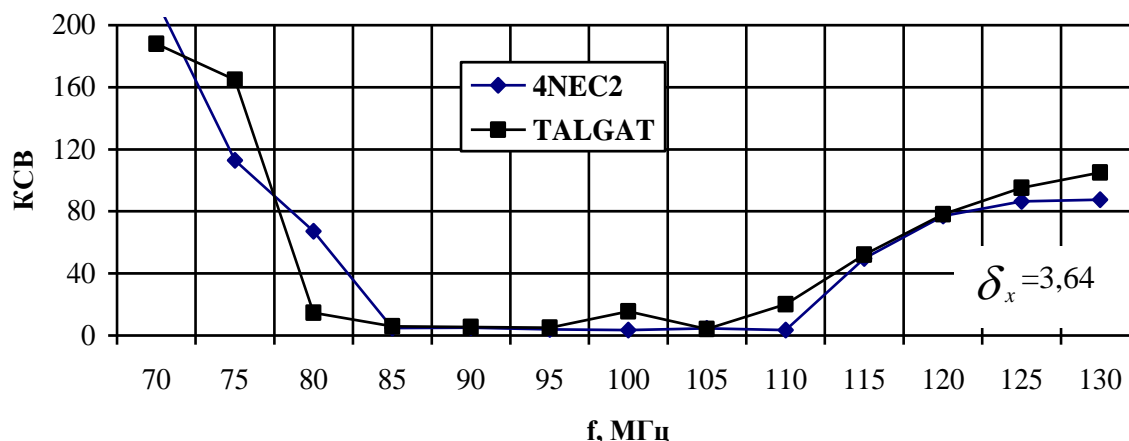


Рисунок 3.22 – Частотные зависимости КСВ исследуемой антенны сложной формы в программных системах TALGAT и в программе 4NEC2

Общий характер кривых, представленных на рисунке 3.22, близок ($\delta_x=3,64$). Расчет среднеквадратичного отклонения приведен для частотных точек, которые попадают в рабочий диапазон данной антенны (85–105 МГц). Расхождения объясняются различными моделями для расчета распределения тока и довольно сложной формой антенны.

Также производилось сравнение результатов, полученных в системах TALGAT и 4NEC2, для структур с различными нагрузками. Сравнивался КСВ в диапазоне частот от 50 до 300 МГц для структуры «диполь» с двумя нагрузками (рисунок 3.23) в виде параллельного контура ($R=10$ Ом, $L=100$ мкГн, $C=100$ пФ). Результаты сравнения представлены на рисунке 3.24. Кроме того, проводилось сравнение КСВ для той же структуры «диполь» с двумя нагрузками с теми же параметрами, но в виде последовательного контура. Результаты сравнения представлены на рисунке 3.25. Как видно, результаты очень хорошо совпадают ($\delta_x=0,03$ и $\delta_x=0,02$), что говорит о корректности программной реализации учёта последовательных и параллельных нагрузок при моделировании проводных антенн в системе TALGAT.

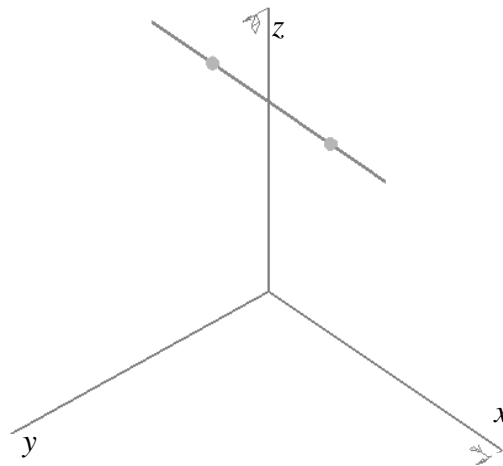


Рисунок 3.23 – Общий вид структуры «диполь» с двумя нагрузками

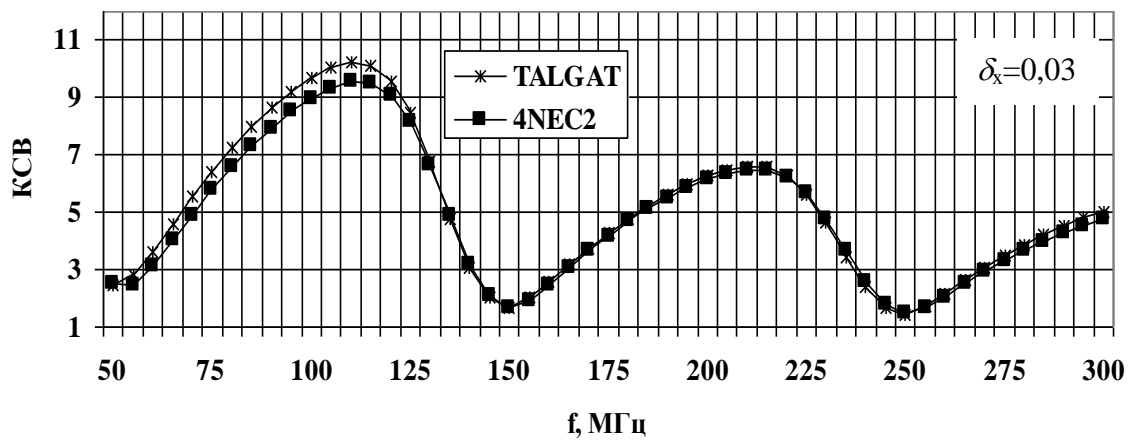


Рисунок 3.24 – Частотные зависимости КСВ структуры «диполь» с двумя нагрузками в виде параллельного контура в системах TALGAT и 4NEC2

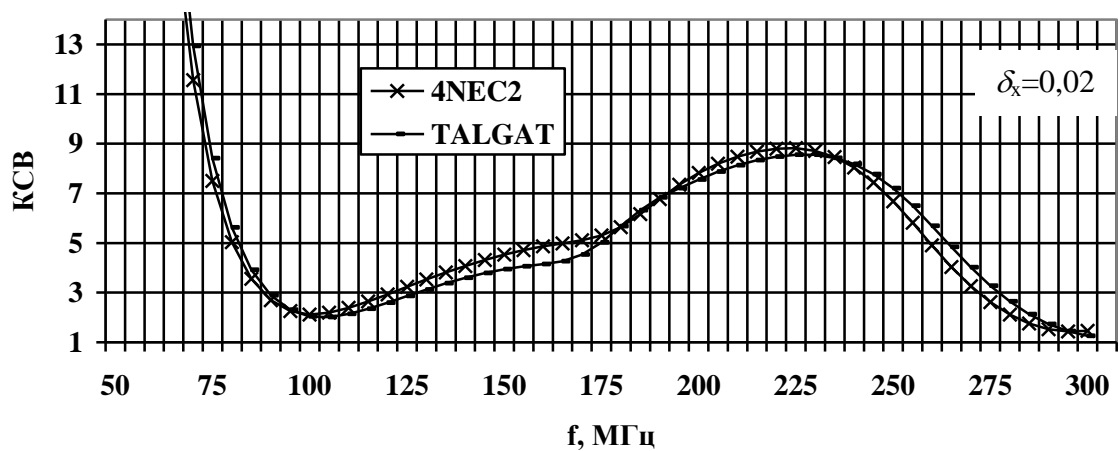
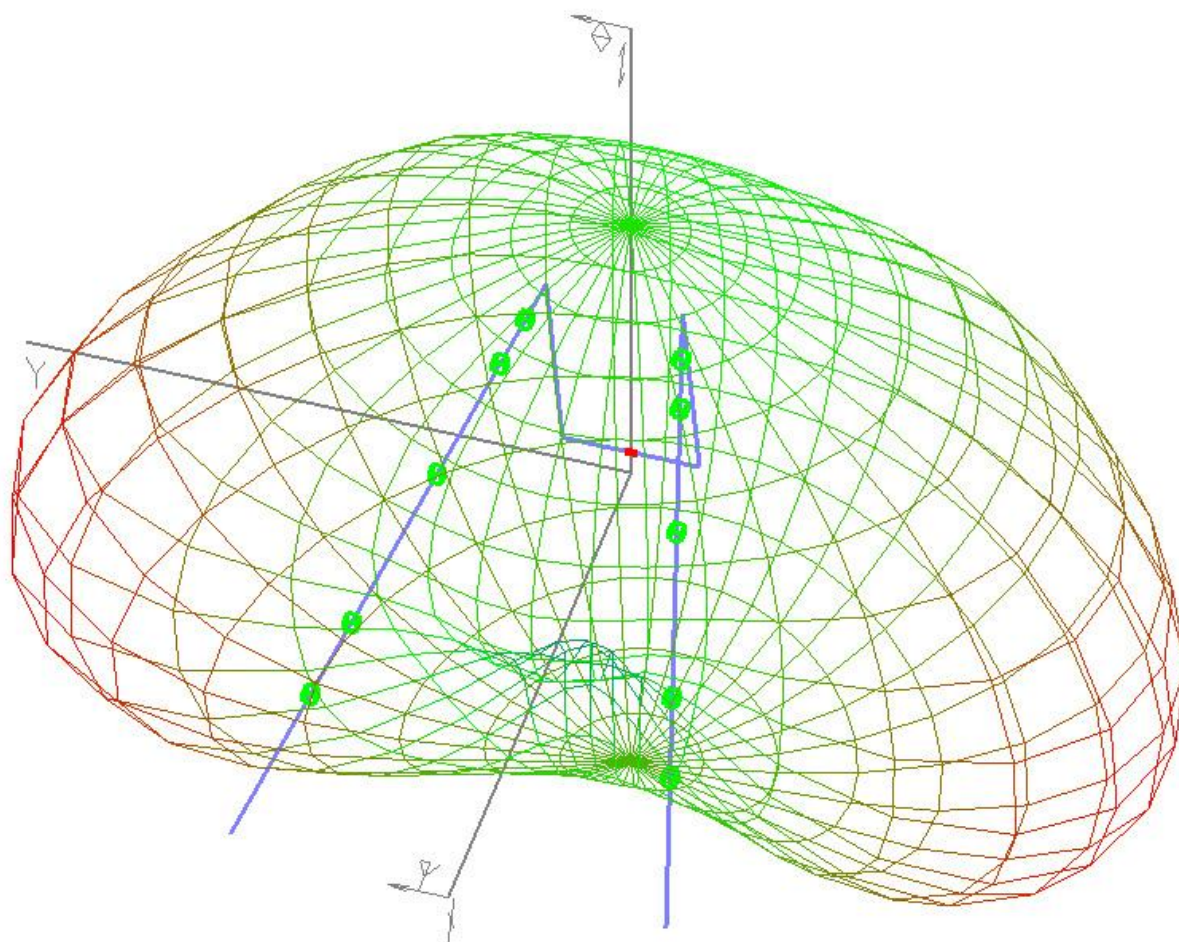
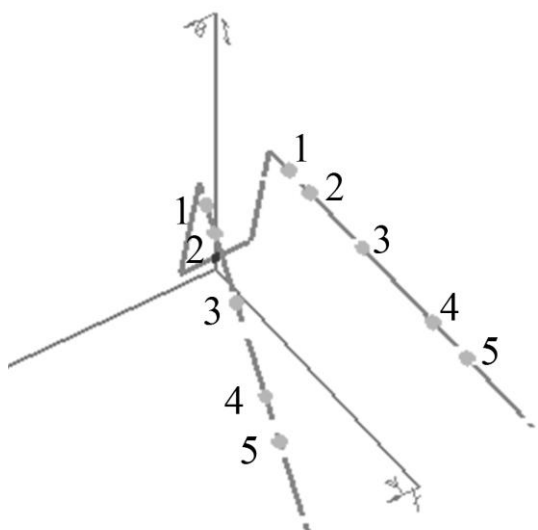


Рисунок 3.25 – Частотные зависимости КСВ структуры «диполь» с двумя нагрузками в виде последовательного контура в системах TALGAT и 4NEC2

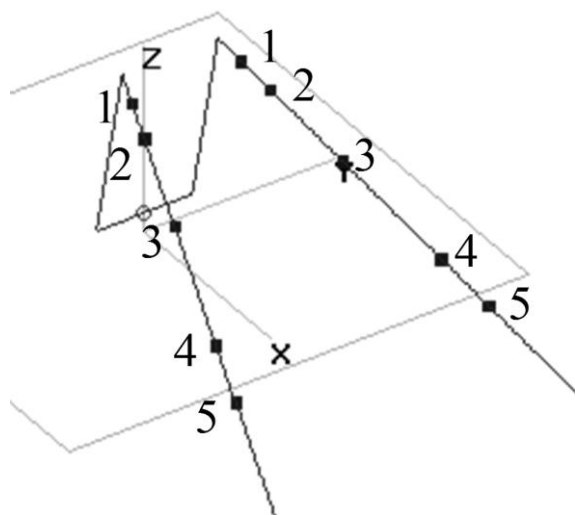
В ходе работы исследована антенна с большим числом нагрузок, структура и диаграмма направленности (модуль вектора напряженности электрического поля для частоты 5 МГц) которой представлены на рисунке 3.26, а описание сосредоточенных нагрузок (в виде 10 параллельных *RLC*-контуров) – в таблице 3.4. Сравнение КСВ в диапазоне частот от 5 до 30 МГц, полученного в системах TALGAT и 4NEC2, представлено на рисунке 3.27. Видно хорошее совпадение ($\delta_x=1,62$) даже при большом количестве нагрузок.



a



б



в

Рисунок 3.26 – Вид исследуемой антенны с 10 параллельными нагрузками:
a – с диаграммой направленности на частоте 5 МГц;
б – в системе TALGAT; *в* – в системе 4NEC2

Таблица 3.4 – Параметры нагрузок исследуемой антенны из рисунка 3.26

№ фильтра	№ сегмента	R , Ом	L , мкГн	C , пФ
1	94	810,0	7,85	5,0
2	86	810,0	19,8	5,0
3	66	810,0	62,54	5,0
4	39	810,0	121,8	10,0
5	26	810,0	150,7	10,0

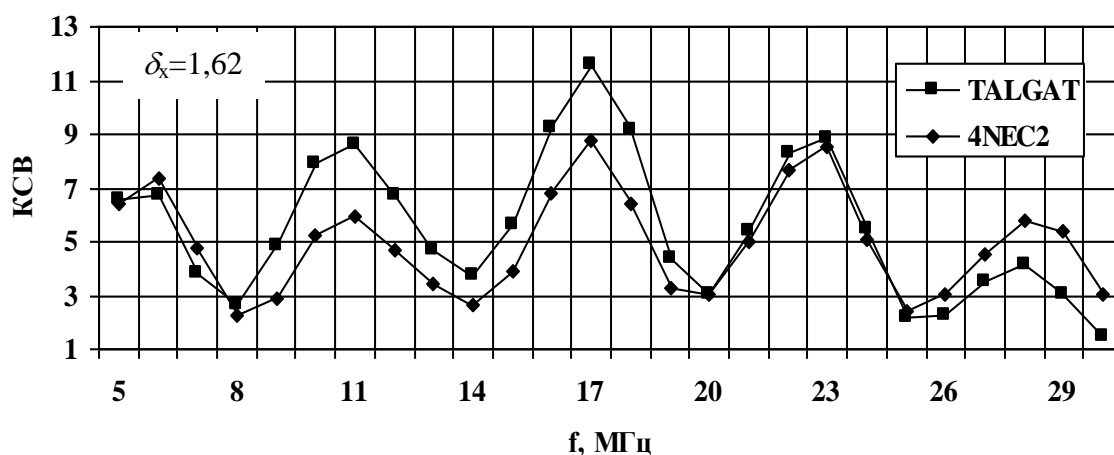


Рисунок 3.27 – Частотные зависимости КСВ антенны с 10 нагрузками в системах TALGAT и 4NEC2

Таким образом, из рисунков 3.22, 3.24 – 3.26 видно, что результаты, полученные в системе TALGAT, совпадают с результатами, полученными в программе 4NEC2. Соответственно, методика Альтмана, используемая при учете сосредоточенных нагрузок в системе моделирования РЭУ, реализована верно.

3.10 Выводы по главе

Представлена работа ГА с технической точки зрения. Приведен алгоритм работы ГА. Исследованы возможности библиотеки GAlib и изучена возможность реализации ГА с помощью средств GAlib. Описаны структура, функции и реализация программного обеспечения для моделирования радиоэлектронных устройств. Приведено алгоритмическое обеспечение работы ГА в программном комплексе для моделирования радиоэлектронных устройств. Определены требования к ПО. В соответствии с требованиями созданы структура и информационное обеспечение ПО. Реализовано графическое отображение исследуемой проводной антенны с нагрузками. Создан интерфейс ПО на базе использования DHTML диалогов и приведены примеры их использования. Произведено тестирование ПО для комплексной оптимизации радиоэлектронных устройств, показывающее корректность программной реализации.

Таким образом, разработан программный комплекс, позволяющий проводить моделирование широкого класса радиоэлектронных устройств на основе предложенных математических моделей, отличающийся от существующих возможностью комплексной оптимизации, включающей структурную и параметрическую оптимизацию. Представлено тестирование разработанного программного комплекса на примере ряда тестовых функций, а также на примере моделирования проводных антенн с сосредоточенными нагрузками и их оптимизации на основе ГА.

4. МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

4.1 Исследование нового способа компоновки многослойных печатных плат для цепей с резервированием

Помехозащищенность и отказоустойчивость систем связи очень важны для общества, потому что неправильное функционирование может привести к значительным потерям. Но, к сожалению, системы связи уязвимы для электромагнитных помех. Кроме того, в настоящее время, существует растущая угроза преднамеренного электромагнитного воздействия на электронику [141]. Такое воздействие может привести к неисправности или сбою электронного оборудования [142–144]. В частности, особенно опасно воздействие сверхкоротких импульсов (СКИ), потому что существующие сетевые фильтры не защищают от них [145]. Известно только несколько промышленных устройств, защищающих от СКИ, но они имеют большие габариты и высокую стоимость. Таким образом, в настоящее время нет недорогой и эффективной защиты от сверхширокополосных импульсов. Тем не менее, растущая роль электроники делает эту защиту всё более актуальной. Важность этой проблемы показательно отражается в конференциях AMEREM/EUROEM/ASIAEM. Например, на ASIAEM 2015 был организован отдельный технический раздел "IEMI Threats, Effects and Protection" и специальные совещания (Design of Protective Devices and Test Methods. Evaluation of NEMP/IEMI Impacts on Critical Infrastructure).

Стоит отметить, что метод резервирования или избыточности широко используется, так как он является эффективным способом преодоления неисправности электроники. Это позволяет использовать подобную,

бездействующую часть электронного оборудования в случае неисправности в функционирующей части. Однако это удваивает оборудование. Необходимость надлежащей защиты против СКИ значительно усложняет все части и, как следствие, окончательную конструкцию. Между тем наличие избыточности позволяет искать пути её рационального использования.

Основанный на учете электромагнитных связей между резервируемым и резервным проводниками резервируемой и резервной цепей способ модального резервирования [146–148] может улучшить защиту систем связи от электромагнитных помех. В работе [149] показана возможность реализации модального резервирования в различных типах межсоединений, в том числе и многослойных печатных платах (МПП). Между тем вопросы взаимной компоновки МПП, позволяющие реализовать принцип модального резервирования в ней не рассмотрены.

В предложенном способе [150] компоновки МПП (рисунок 4.1) резервируемая цепь расположена на плате 1, а резервная цепь расположена на плате 2. Опорный проводник на платах выполнен в виде отдельных слоев. Между плат 1 и 2 проложен слой диэлектрика. Соответствующие друг другу трассы резервируемой и резервной цепей расположены параллельно, друг под другом и изолированы указанным слоем диэлектрика. Резервируемые и резервные радиоэлектронные компоненты размещаются на противоположных склеиваемых сторонах резервируемой и резервной печатных плат.

Результатом является уменьшение восприимчивости резервируемой цепи к внешним кондуктивным эмиссиям и уменьшение уровня кондуктивных эмиссий от резервируемой цепи. Он достигается за счет того, что помеховый импульс, длительность которого меньше разности задержек четной и нечетной мод в структуре связанных линий, образованной парой проводников резервируемой и резервной цепей, подвергается разложению на импульсы меньшей амплитуды, а помеха на заданной частоте может значительно ослабляться за счет сложения её четной и нечетной мод.

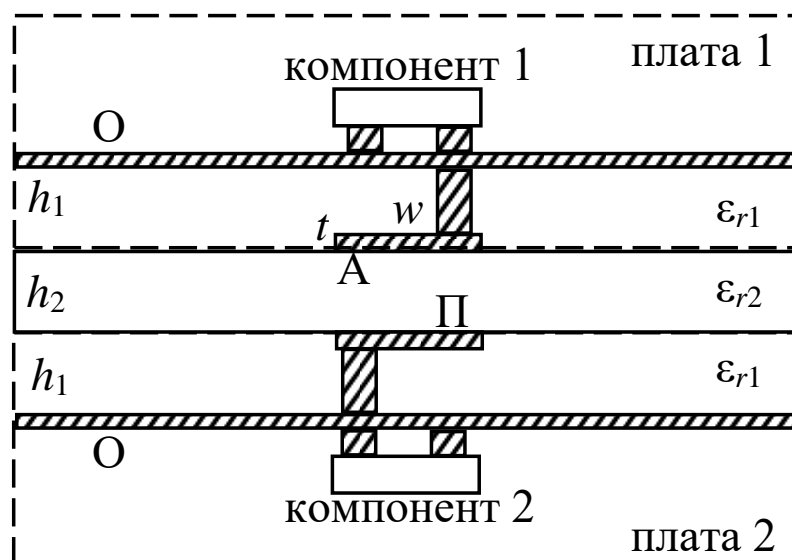


Рисунок 4.1 – Способ компоновки МПП для цепей с резервированием, где проводники: А – активный, П – пассивный, О – опорный

Вычисления проводились в системе TALGAT [151]. Система основана на методе моментов и позволяет проводить двумерный квазистатический анализ структур произвольной сложности. Алгоритмы, программно реализованные в системе, позволяют вычислять элементы матриц СЛАУ с применением аналитических выражений. С помощью модифицированного метода узловых потенциалов в частотной области возможно вычисление временного отклика через быстрое преобразование Фурье.

Достижимость результата проиллюстрирована на примере квазистатического анализа структуры связанных линий. Модель поперечного сечения структуры приведена на рисунке 4.2 а. Верхняя и нижняя плоскости земли моделируются одним проводником прямоугольного поперечного сечения. (Предварительное моделирование показало корректность и экономичность данной модели.) Геометрическая модель структуры, построенная для вычислений в системе TALGAT, показана на рисунке 4.2 б.

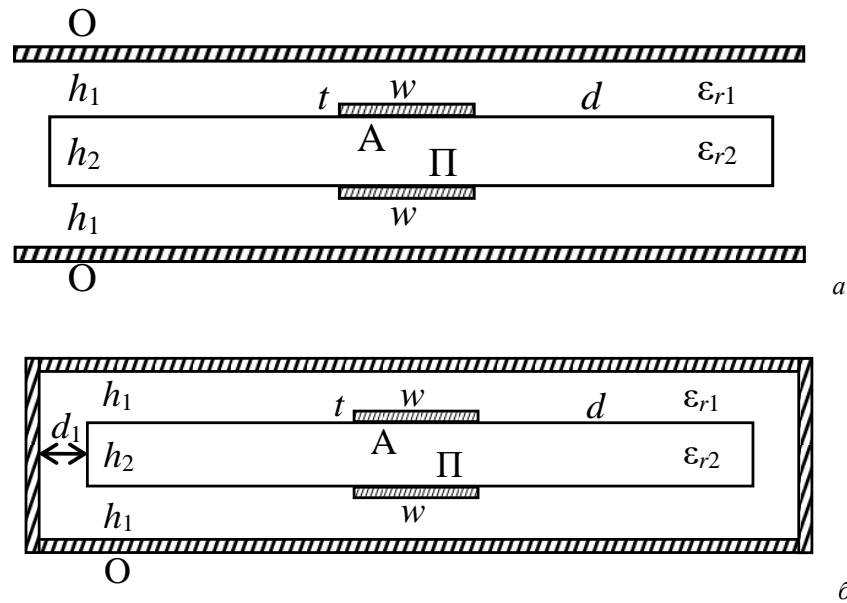


Рисунок 4.2 – Поперечное сечение МПП (а) и её модель в системе TALGAT (б)

В общем случае структура рассматривается как связанная линия передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением в поперечном сечении. Следовательно, в данной структуре могут распространяться две моды. Для анализа вычислены матрицы погонных коэффициентов электростатической и электромагнитной индукций при $w = 300$ мкм, $t = 65$ мкм, $d = 3w$, $d_1 = 4w$, $h_2 = 100$ мкм, $h_1 = 200$ мкм, $\epsilon_{r1} = 5$. Из матриц вычислены погонные задержки мод, их разность и волновые сопротивления четной и нечетной мод (Z_o и Z_e). Зависимость разности погонных задержек мод ($\Delta\tau$) от ϵ_{r2} приведена на рисунке 4.3.

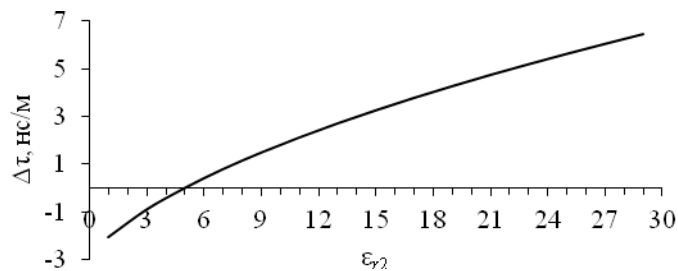


Рисунок 4.3 – Зависимость разности погонных задержек мод от ϵ_{r2}

При вычислении форм сигнала в структуре длиной 1 м использовалась схема из рисунке 4.4. Нагрузки на концах линии задавались из условия $R=(Z_o Z_e)^{0,5}$.

Импульсная помеха с ЭДС 2 В и длительностями фронта, плоской вершины и спада по 100 пс подавалась между резервируемым и опорным проводниками. Функцию пассивного проводника выполняет резервная трасса. Формы сигналов в начале (V1) и конце (V3) резервируемого (активного) проводника при $\epsilon_{r2}=29$ представлены на рисунке 4.5, из которого видно, что к концу линии приходят два импульса амплитудой 0,43 В. Разложение импульсной помехи на два импульса меньшей амплитуды (и, как следствие, уменьшение восприимчивости резервируемой цепи к внешним кондуктивным эмиссиям) обусловлено разностью задержек четной и нечетной мод в структуре, образованной данным способом компоновки печатных плат. В случае подачи импульсной помехи между резервирующим и опорным проводниками, будет наблюдаться аналогичный временной отклик.

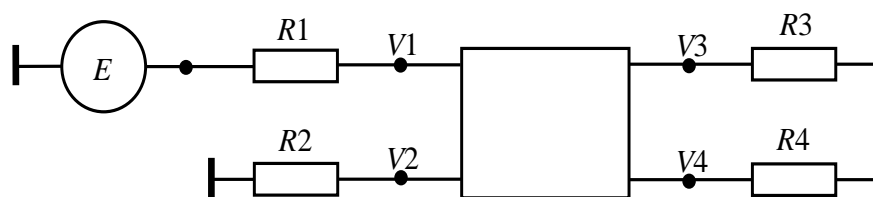


Рисунок 4.4 – Принципиальная схема для моделирования.

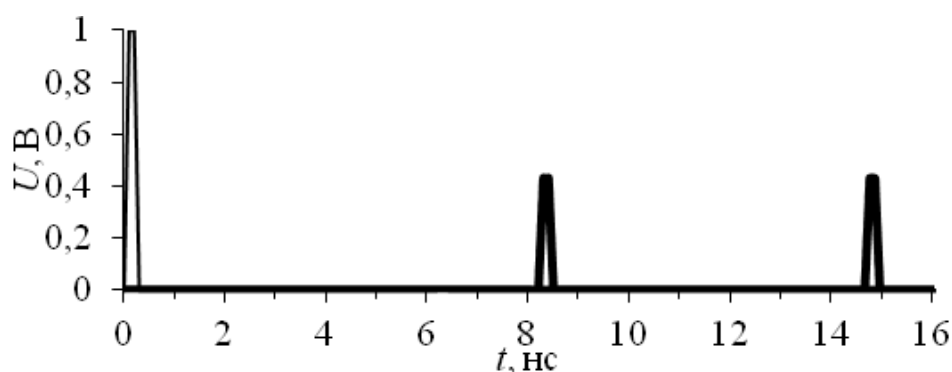


Рисунок 4.5 – Формы сигнала в начале (–) и конце (=) активного проводника.

На рисунке 4.6 приведены частотные зависимости $|S_{21}|$ в диапазоне 0...2 ГГц для рассматриваемой структуры при $\epsilon_{r2} = 7$ и $\epsilon_{r2} = 29$. Частоту первого резонанса можно определить по формуле [152]

$$f_0 = \frac{1}{2l|\Delta\tau|}.$$

Максимальное ослабление до 50 дБ обеспечивает структура с $\epsilon_{r2} = 29$. Однако она может обеспечивать меньший спектр полезного сигнала. Так в рассмотренных случаях ширина спектра, для которого ослабление не превышает 3 дБ, при $\epsilon_{r2} = 7$ составляет 400 МГц, при $\epsilon_{r2} = 29$ – лишь 50 МГц. Таким образом, выбором параметров поперечного сечения печатных плат можно получить заданную полосу полезного сигнала и ослабление помехового.

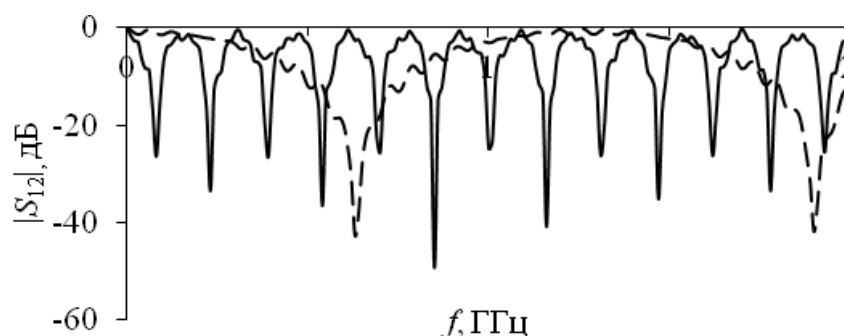


Рисунок 4.6 – Частотные зависимости $|S_{21}|$ структуры при $\epsilon_{r2} = 29$ (—) и $\epsilon_{r2} = 7$ (---)

Таблица 4.1 – Максимальное затухание сигнала в диапазонах 0...100 и 0...400 МГц

Δf , МГц	Затухание сигнала, дБ		Δ , дБ
	$\epsilon_{r2} = 7$	$\epsilon_{r2} = 29$	
0...100	-1	-26	-25
0...400	-6	-33	-27

Для реализации предложенного способа могут оказаться полезными специальные тонкие листовые диэлектрики с высоким значением ϵ_r , широко используемые для печатных плат [153]. При этом дополнительное увеличение электромагнитной связи между активным и пассивным проводниками может увеличить ослабление и максимальную длительность помехового импульса. На рисунке 4.7 показана форма сигналов для материала с $h_2 = 10$ мкм и $\epsilon_{r2} = 25$. Видно, что к концу линии приходят два импульса амплитудой 0,24 В, что в 1,8 раза меньше чем у структуры, рассмотренной выше. Разница погонных задержек мод увеличилась с 5,6 нс/м (для $\epsilon_{r2} = 25$) до 9,5 нс/м.

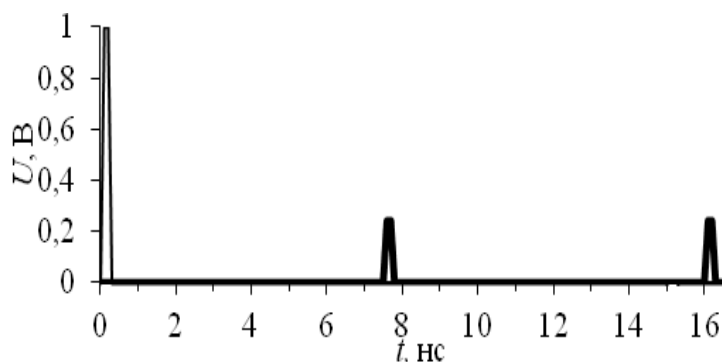


Рисунок 4.7 – Формы сигнала в начале (–) и конце (–) активного проводника

Результаты моделирования показывают, что изменение значения диэлектрической проницаемости подложки между трассами влияет на разность погонных задержек четной и нечетной мод структуры, позволяя контролировать ее значение. Так, по рисунку 4.3 разность погонных задержек мод в структуре увеличилась с минус 0,9 нс/м при $\epsilon_{r2} = 3$, до 6,5 нс/м при $\epsilon_{r2} = 29$, т.е. в 7,2 раза (переход через ноль свидетельствует о том, что нечетная мода будет обладать большей задержкой, чем четная). Это позволяет во столько же раз увеличить длительность (при рассмотрении во временной области) помехового сигнала, для которого возможно модальное разложение.

Кроме того, увеличение связи между проводниками приводит к уменьшению амплитуды помехового сигнала. Так, например, в работе [154], амплитуда импульсов разложения равна 0,5 В, тогда как в предложенной структуре она уменьшена до 0,43 В и 0,24 В.

Таким образом, в данном разделе выполнено моделирование структуры МПП для цепей с резервированием. Результаты моделирования показали, что изменение подложки между трассами влияет на разность погонных задержек четной и нечетной мод структуры, позволяя контролировать ее значение. Для рассмотренной структуры разность погонных задержек мод может достигать 9,5 нс/м. Увеличение разности погонных задержек мод позволяет увеличить длительность (при рассмотрении во временной области) помехового импульса, для которого возможно полное модальное разложение, а также задавать частоты резонансов (при рассмотрении в частотной области). Увеличение связи

между проводниками также приводит к большему ослаблению помехового сигнала.

4.2 Оптимизация параметров многопроводных модальных фильтров для защиты от сверхкоротких импульсов

Современные телекоммуникационные системы имеют широкие возможности, но часто повышенную восприимчивость к электромагнитным помехам. Особо опасными представляются кондуктивные помехи, которые могут подаваться и проникать в аппаратуру непосредственно по проводникам [155]. В качестве источников таких помех активно исследуются сверхкороткие импульсы (СКИ) [156], которые способны вывести аппаратуру из строя [157].

Для защиты радиоэлектронной аппаратуры от мощного СКИ предложена технология модальной фильтрации, основанная на использовании модального разложения СКИ в многопроводных линиях передачи из-за различия задержек мод [158–160]. Практическая реализация модальной фильтрации представляется возможной на разных структурных уровнях аппаратуры, например с помощью кабелей [161–164], в виде отдельных блоков, а также компонентов [165, 166], в том числе печатных [167]. Например, представлены общие подходы к созданию печатного модального фильтра (МФ) в виде связанной линии передачи [168–171]. Однако рассмотрены МФ, в основном, из двух связанных линий. Модальная фильтрация в многопроводных структурах исследована мало.

Предложен новый подход к совершенствованию МФ за счет зеркального добавления к существующей структуре дополнительных слоев диэлектрика и проводников, так что получается четырехпроводная зеркально-симметричная структура, в которой исходный импульс разлагается на 4 одинаковых импульса в 4 раза меньшей амплитуды, но такая структура довольно сложна [172]. Известны результаты моделирования микрополосковой линии (МПЛ) из двух,

трех и четырех проводников, демонстрирующие разложение исходного импульса, возбуждаемого в начале активного проводника, на 2, 3 и 4 импульса в его конце и уменьшение максимальной амплитуды импульса [165]. Однако предельные возможности уменьшения амплитуды остались невыявленными. Этот пробел восполнен в работе [173], где предложено совершенствование защиты от СКИ за счет добавления к связанной МПЛ дополнительных проводников до 3-, 4- и 5-проводной МПЛ, в которых, за счет оптимизации, получены максимальные амплитуды импульсов разложения в 3, 3,6 и 4,5 раза соответственно меньше уровня сигнала в начале линии. Однако неучет разностей задержек между импульсами разложения привел к различным значениям данных параметров, ограничив максимальную длительность импульса, который будет полностью разлагаться. Этот недостаток устранен в работе [174], где получены трех-, четырех- и пятипроводная МПЛ с равными разностями задержек между импульсами разложения, что позволяет увеличить длительность импульса, который будет разлагаться в этих структурах полностью.

Однако в этих работах осталась без внимания разность максимальной и минимальной задержек, что привело к неконтролируемому варьированию ее значения в разных структурах, и, как следствие, ограничило максимальную длительность исходного импульса, который будет полностью разлагаться. Таким образом, возникает необходимость оптимизации многопроводного МФ по нескольким критериям. Между тем формулировка такой задачи в общем виде не выполнялась.

Оптимизация может выполняться по различным критериям. Для получения более высоких характеристик многопроводных МФ актуальны критерии, рассмотренные ниже.

1. Минимизация максимального напряжения формы сигнала на выходе МФ:

$$\max(U(t)) \rightarrow \min. \quad (4.1)$$

Данный критерий наиболее важен, поскольку именно амплитуда сигнала 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:

$$\min|t_{i+1}-t_i|\rightarrow\max, i=1, \dots, Np-1, \quad (4.2)$$

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

Данный критерий важен для увеличения максимальной длительности исходного импульса, который будет полностью разлагаться и предотвращения наложения импульсов, увеличивающего максимальное напряжение на выходе линии.

3. Максимизация разности максимальной и минимальной задержек импульсов:

$$(t_{\max}-t_{\min})\rightarrow\max, \quad (4.3)$$

где t_{\max} , t_{\min} – максимальное и минимальное значения 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, можно использовать другие формулировки:

$$(t_{\min}-l/c)\rightarrow\min, \quad (4.4)$$

$$(\varepsilon_{r\max}^{0,5}l/c-t_{\max})\rightarrow\min, \quad (4.5)$$

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

Действительно, критерий (4.4) устремляет время задержки первого импульса к минимально возможному, т.е. определяемому скоростью света в вакууме. Критерий (4.5) устремляет время задержки последнего импульса к максимально возможному, т.е. определяемому скоростью света в диэлектрике с максимальным значением ϵ_r .

При многократных изменениях в диапазоне параметров целесообразно использовать моделирование. Для этого необходимо построить геометрическую модель поперечного сечения МПЛ, вычислить матрицы погонных коэффициентов электростатической (C) и электромагнитной (L) индукций, составить схему для моделирования, задать нагрузки и воздействие, вычислить временной отклик на импульсное воздействие в диапазоне параметров, а также выполнить оптимизацию параметров МПЛ. Указанное представляется целесообразным выполнить для МПЛ, имеющей 3 проводника.

Вычисление параметров линии и форм сигнала выполнялось в системе TALGAT. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется Т-волна. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались, чтобы устранить их влияние на первом этапе исследования.

Исследовалась 3-проводная МПЛ при следующих параметрах: толщина проводников $t=105$ мкм и толщина диэлектрика $h=190$ мкм (стандартный материал), относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r=5$ (рисунок 4.8, 4.9). Сначала оптимизировалось значение ширины проводников w 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 расстояний между проводниками s_1 , s_2 . Рассмотрено два значения нижней границы диапазона s : 50 и 1 мкм. Первое взято из практических соображений как минимальное для технологии печатных плат. Второе взято для оценки предельных значений интересующих характеристик. При $R=50$ Ом и $l=4$ м вычислялся временной отклик на воздействие импульса с ЭДС=5 В и длительностями фронта, спада и плоской вершины по 50 пс.

Формы сигналов в начале и конце МФ представлены на рисунках 4.8, 4.9. Для сравнения в таблице 4.2 приведены результаты оптимизации по трём различным критериям: минимизации $\max(U(t))$, из [173]; максимизации $\min|t_{i+1}-t_i|$, из [174]; максимизации $(t_{\max}-t_{\min})$, предложенные в данной работе.

Таблица 4.2 – Результаты оптимизации по разным критериям

Критерий	$\max(U(t)) \rightarrow \min$	$\min t_{i+1}-t_i \rightarrow \max$	$(t_{\max}-t_{\min}) \rightarrow \max$	
s_1, s_2 , мкм	400, 540	170, 540	50, 50	1, 10
$\tau_{\max}-\tau_{\min}$, нс/м	0,534	0,88	1,78	3
$t_{\max}-t_{\min}$, нс	2,136	3,52	7,12	12
$\max(\mathbf{V}_R)$, В	0,842	1,14	1,22	0,8
$\max(\mathbf{V}_A)$, В	0,838	1,16	1,25	1,27

Для $s \geq 50$ мкм оптимизированные значения s оказались в нижней границе диапазона ($s_1=50$ мкм, $s_2=50$ мкм), а для $s \geq 1$ мкм – вблизи неё ($s_1=1$ мкм, $s_2=10$ мкм). Они заметно отличаются от значений, полученных в [173, 174], как видно из первой строки таблицы 4.2.

Для $s_1=50$ мкм, $s_2=50$ мкм погонные задержки мод 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). Для $s_1=1$ мкм, $s_2=10$ мкм погонные задержки мод 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 значительно влияет только s_1 . Во столько же возросло и значение $(t_{\max}-t_{\min})$.

Далее вычислены максимальные амплитуды импульсов на выходе МФ по временному отклику ($\max(\mathbf{V}_R)$) из рисунка 4.8, 4.9. Как видно, улучшение одного параметра (рост разности задержек) может ухудшать другой (увеличивать максимальную амплитуду импульсов). 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 значение $\max(U(t))$ уменьшается до 0,8 В, давая наилучший результат.

Как отмечено ниже, минимизация $\max(U(t))$ требует моделирования временного отклика. Однако оно может быть вычислительно затратным, и поэтому актуально его ускорение. Между тем при согласовании каждой моды многопроводной линии передачи, вычисление амплитуд импульсов разложения возможно по аналитическому выражению [165]:

$$\mathbf{V}=\mathbf{S}_v\text{diag}(\mathbf{V}_m), \quad (4.6)$$

где $\mathbf{V}_m=0.5 \cdot \mathbf{S}_v^{-1} \cdot \mathbf{E}$; \mathbf{S}_v – матрица размера $N \times N$, содержащая собственные векторы матрицы \mathbf{LC} ; \mathbf{E} – вектор размера $N \times 1$, состоящий из значений амплитуд источников напряжения, где N – количество проводников.

По (4.6) вычислены максимальные амплитуды импульсов на выходе МФ и приведены в последней строке таблицы 4.2. Как видно, они очень близки к амплитудам, полученным по отклику. (Исключение составляет последний случай очень сильной связи, для которого погрешность выражения (4.6) велика, поскольку оно не учитывает отражения мод.) Этот факт важен, поскольку позволяет быструю оптимизацию по аналитическому выражению, т.е. без затратного вычисления временного отклика.

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 максимальная амплитуда импульсов определяется амплитудами первых (не испытывавших отражения) импульсов. Моменты их прихода к концу МФ определяются значениями погонных задержек мод. Тогда для оптимизации нет необходимости вычислять временной отклик, а достаточно вычислить лишь погонные задержки, что значительно снижает вычислительные затраты. Критерии оптимизации несколько изменятся. Так, (4.2) примет вид

$$\min|\tau_{i+1}-\tau_i| \rightarrow \max, \quad i=1, \dots, N-1, \quad (4.7)$$

где N – количество проводников, τ_i – значение погонной задержки i -й моды. Из (4.7) получим

$$(\tau_{\max} - \tau_{\min}) \rightarrow \max, \quad (4.8)$$

ГДЕ τ_{\max} , τ_{\min} – максимальное и минимальное из значений погонных задержек мод соответственно, а из (4.4) и (4.5) –

$$(\tau_{\min} - 1/c) \rightarrow \min, \quad (4.9)$$

$$(\varepsilon_{r\max}^{0,5}/c - \tau_{\max}) \rightarrow \min. \quad (4.10)$$

Таким образом, представленные аналитические выражения могут значительно ускорить вычисление целевой функции.

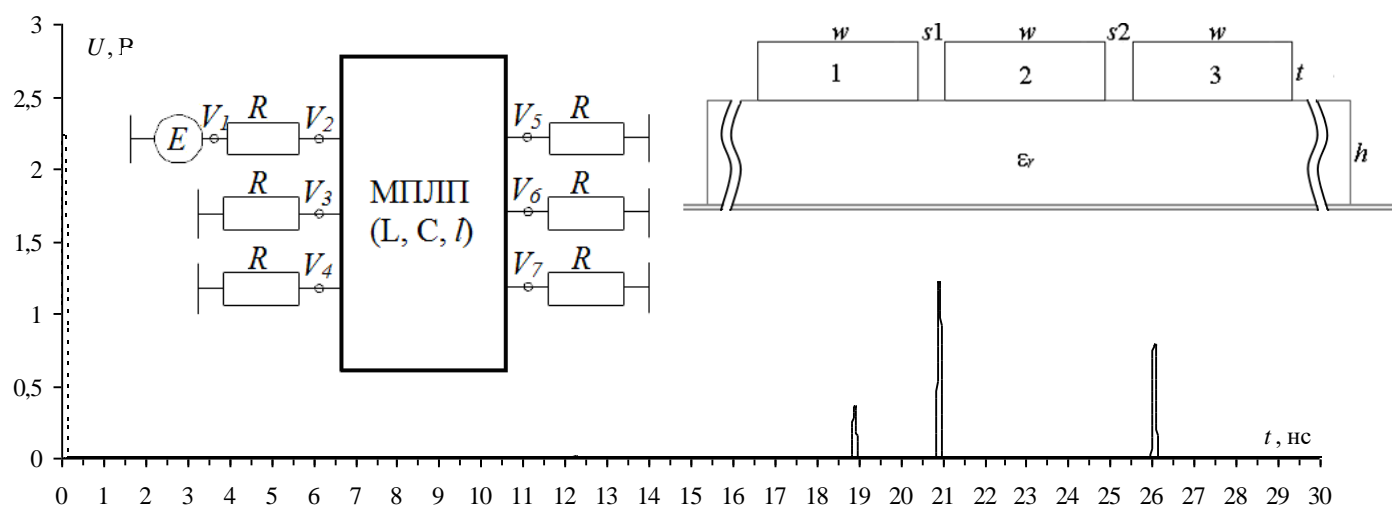


Рисунок 4.8 – Поперечное сечение, схема и формы сигнала в начале (---) и конце (—) проводника 1 МГц при $s_1 = s_2 = 50$ мкм

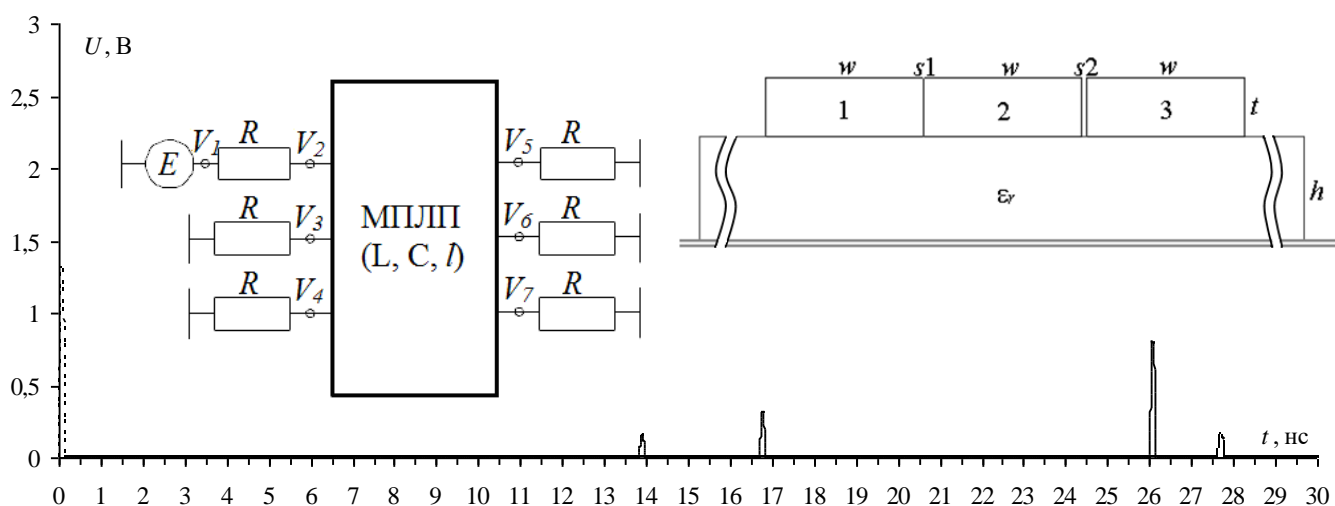


Рисунок 4.9 – Поперечное сечение, схема и формы сигнала в начале (---) и конце (—) проводника 1 МГц при $s_1 = 1$ мкм и $s_2 = 10$ мкм (импульс 4 на отклике – отражение самой быстрой моды от конца проводника, приходящее в его начало)

В итоге предложено совершенствование защиты от СКИ за счет использования различных критериев оптимизации параметров многопроводных МПЛ. Полагается, что МФ не ослабляет спектр полезного сигнала. Отметим, что косвенное экспериментальное подтверждение полученных результатов содержится в [158], где показано повышенное ослабление МФ при уплотнении его витков. Так же проведение эксперимента возможно с помощью устройства [175] и запланировано в будущем. Используя подобный подход, можно исследовать другие структуры. Результаты показали перспективность исследования многопроводных МФ, поскольку показано, что в них обеспечивается максимизация разности задержек между первым и последним импульсами разложения, а также значительно (почти в 2 раза) уменьшается амплитуда сигнала на выходе линии.

4.3 Моделирование влияния потерь на разложение сверхкороткого импульса в витке меандровой микрополосковой линии

В последние несколько десятилетий создаются и активно развиваются средства электромагнитного воздействия на РЭА, в частности мощными СКИ, которые используются для поражения и выведения систем связи из строя, о чем свидетельствует ряд зарегистрированных случаев такого воздействия [176]. Основную часть элементов современной РЭА составляют микропроцессоры и системы, построенные на их основе. Их активное развитие привело к тому, что современные устройства работают на все более низких напряжениях, и таким образом становятся все более восприимчивыми к воздействию мощных СКИ. Традиционными средствами защиты от СКИ являются различные фильтры, устройства развязки и электромагнитные экраны [177]. Однако, такая защита требует введения в состав печатного узла дополнительных компонентов и устройств. Кроме того, для защиты в широком диапазоне частот требуются сложные многоступенчатые устройства, использование которых неизбежно

ведет к увеличению массогабаритных показателей, что зачастую не приемлемо. Между тем практика требует простоты и дешевизны устройств защиты от СКИ. Поэтому актуален поиск новых путей защиты РЭА от СКИ.

Предложен простой способ защиты РЭА от СКИ за счет свойств витка меандровой линии [178]. Примечательно, что такая защита не требует введения дополнительных устройств и компонентов в состав печатного узла. Она основана на использовании искажений сигнала в меандровых линиях, которые являются традиционными элементами печатных плат и используются для задержки сигнала при синхронизации сигналов. Защита достигается за счет ослабления амплитуды СКИ путем его разложения на последовательность импульсов с меньшей (относительно исходной) амплитудой на выходе линии. Показано, что для разложения СКИ необходимо обеспечить ряд условий, которые будут зависеть от диэлектрического заполнения меандровой линии. Например, для однородного диэлектрического заполнения необходимо, чтобы импульс основного сигнала пришел к концу линии по окончании импульса перекрестной наводки на ближнем конце линии [181]. Тогда за счет оптимизации связи между сигнальными проводниками линии может быть обеспечено равенство амплитуд импульсов наводки и основного сигнала на выходе линии [178]. Поскольку в линии с неоднородным диэлектрическим заполнением четная и нечетная моды сигнала имеют разную скорость распространения, то за счет разложения сигнала на моды может быть обеспечено дополнительное ослабление амплитуды СКИ в 1,5 раза [179].

Общим недостатком описанных выше исследований является то, что они продемонстрированы на примере идеализированных структур и без учета потерь, которые на практике могут существенно влиять на сигнал в линии. Такой учет, выполненный для меандровой линии с лицевой связью, показал, что потери в проводниках и диэлектриках приводят к дополнительному ослаблению СКИ и к изменению оптимальной связи между проводниками линии. Выполнена оценка влияния потерь только в проводнике несимметричной меандровой линии в воздухе, где также проведена

оптимизация расстояния между проводниками [181]. Однако не исследованы влияния потерь отдельно в проводниках и диэлектрике на форму СКИ в конце витка меандровой микрополосковой линии. Между тем, это актуально, поскольку известно, что потери в проводниках и диэлектрике по разному могут влиять на форму сигнала.

Поперечное сечение витка исследуемой линии представлено на рисунок 4.10. Его параметры выбраны такими же, как в работе [179]: ширина и толщина сигнального проводника $w=300$ мкм, $t=105$ мкм соответственно, расстояние между проводниками $s=23$ мкм, расстояние от слоя земли до сигнального проводника $h=510$ мкм.

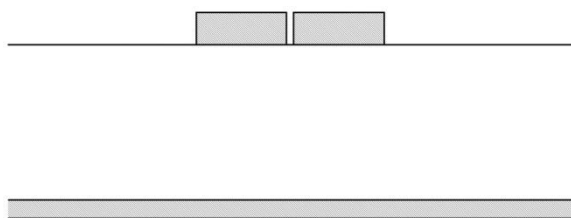


Рисунок 4.10 – Поперечное сечение витка микрополосковой меандровой линии

Схема соединений линии приведена на рисунке 4.11. Линия состоит из двух параллельных проводников длиной $l=45$ мм, соединенных между собой на одном конце. Один из проводников линии соединен с источником импульсных сигналов, представленным на схеме идеальным источником ЭДС E и внутренним сопротивлением $R1$. Другой проводник линии соединен с приёмным устройством, представленным на схеме сопротивлением $R2$. Для уменьшения отражений сигнала на концах проводников линии, значения $R1$ и $R2$ приняты равными среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии $(86,2 \cdot 14,82)^{0,5} = 35,74$ Ом. Воздействие: импульс в виде трапеции, с ЭДС 1 В, длительностью плоской вершины 100 пс, а фронта и спада – по 50 пс.

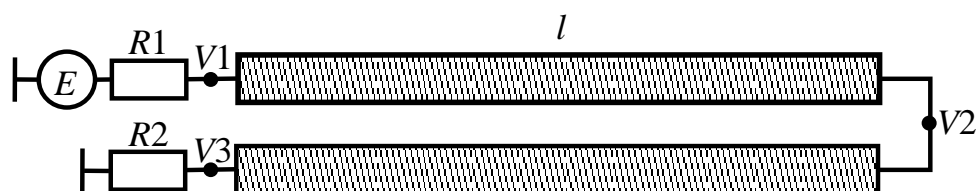


Рисунок 4.11 – Схема соединений витка микрополосковой меандровой линии

Моделирование исследуемой линии выполнено в системе TALGAT [182, 183]. Для этого сначала по исходным параметрам поперечного сечения линии построена его геометрическая модель и вычислены матрицы погонных коэффициентов электромагнитной и электростатической индукций (матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C}):

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 390,34 & 309,03 \\ 309,03 & 390,34 \end{bmatrix} \text{ нГн/м,}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 232,06 & -138,12 \\ -138,12 & 232,06 \end{bmatrix} \text{ пФ/м.}$$

Для учета потерь в диэлектрике при моделировании, помимо матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} , необходимо дополнительно вычислить матрицу погонных проводимостей \mathbf{G} . Так как выбранное для моделирования значение диэлектрической проницаемости $\epsilon_r=10$ близко к ее значению для поликора ($\epsilon_r=9,7$), то сначала для вычисления матрицы \mathbf{G} принято типовое значение тангенса угла диэлектрических потерь, соответствующее этому материалу: $\text{tg}\delta=10^{-4}$. Матрица \mathbf{G} на частоте $f=1$ ГГц имеет вид

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 108,1 & -54,2 \\ -54,2 & 108,1 \end{bmatrix} \text{ мкСм/м.}$$

Полученные формы сигнала в конце исследуемой линии без учета и с учетом потерь в диэлектрике (при $\text{tg}\delta=10^{-4}$) приведены на рисунке 4.12.

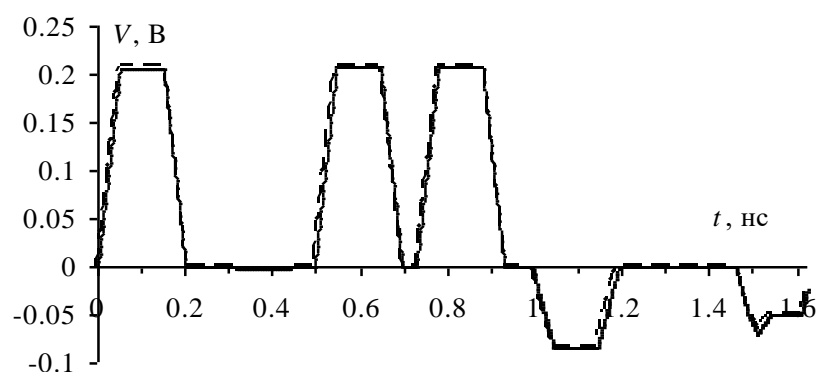


Рисунок 4.12 – Формы сигнала в конце исследуемой линии без учета (---) и с учетом (—) потерь в диэлектрике при $tg\delta=10^{-4}$

Из графика на рисунке 4.12 видно, что влияние потерь в диэлектрике при $tg\delta=10^{-4}$ незначительно, поэтому для более наглядной демонстрации влияния потерь в диэлектрике на форму сигнала принято, что $tg\delta=10^{-2}$. Тогда матрица \mathbf{G} на частоте $f=1$ ГГц имеет вид

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 10,8 & -5,4 \\ -5,4 & 10,8 \end{bmatrix} \text{ мкСм/м.}$$

Полученные формы сигнала в конце исследуемой линии без учета и с учетом потерь в диэлектрике (при $tg\delta=10^{-2}$) приведены на рисунке 4.13. Видно, что потери в диэлектрике оказывают наибольшее влияние на импульсы четной и нечетной мод сигнала, в виде незначительного уменьшения их амплитуд и сглаживания формы импульсов. Так, амплитуды второго и третьего импульсов составляют 0,205 В и 0,202 В соответственно (при амплитуде импульсов без учета потерь 0,208 В). Отметим, что потери оказывают более существенное влияние на третий импульс (импульс четной моды, который распространяется почти полностью в диэлектрике). Также стоит отметить сглаживание формы импульсов (характерное для реальных межсоединений), из-за чего между вторым и третьим импульсами появляется ступенька, амплитудой 8 мВ. Максимальная амплитуда сигнала на выходе исследуемой линии с учетом потерь в диэлектрике составила 0,207 В.

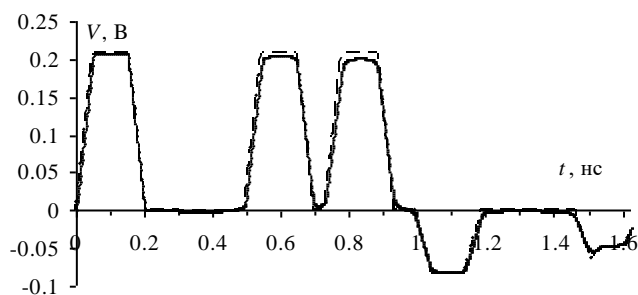


Рисунок 4.13 – Формы сигнала в конце исследуемой линии без учета (---) и с учетом (—) потерь в диэлектрике при $\text{tg}\delta=10^{-2}$

Затем выполнена оценка влияния потерь только в проводнике на разложение СКИ. Для этого, помимо матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} , дополнительно вычислена матрица погонных сопротивлений \mathbf{R} . Вычисление элементов матрицы выполнено с учетом скин-эффекта, но без учета эффекта близости. Так как в структуре на рисунке 4.10 опорный проводник представлен проводящей плоскостью, то его сопротивление незначительно, и поэтому внедиагональные элементы матрицы \mathbf{R} приняты равными нулю. Диагональные элементы матрицы \mathbf{R} определяются выражением:

$$r=1/(w\sigma t)+r_s/w, \quad (4.11)$$

где σ – удельная проводимость материала проводника,

$$r_s=(\pi f\mu_0/\sigma)^{1/2}, \quad (4.12)$$

где f – частота, μ_0 – магнитная проницаемость вакуума. В качестве материала проводника принята медь, поэтому $\sigma=5,81 \times 10^7$ См/м. Матрица \mathbf{R} для частоты $f=1$ ГГц имеет вид

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 28,016 & 0 \\ 0 & 28,016 \end{bmatrix} \text{ Ом/м.}$$

Полученные формы сигнала в конце исследуемой линии без учета и с учетом потерь в проводниках приведены на рисунке 4.14.

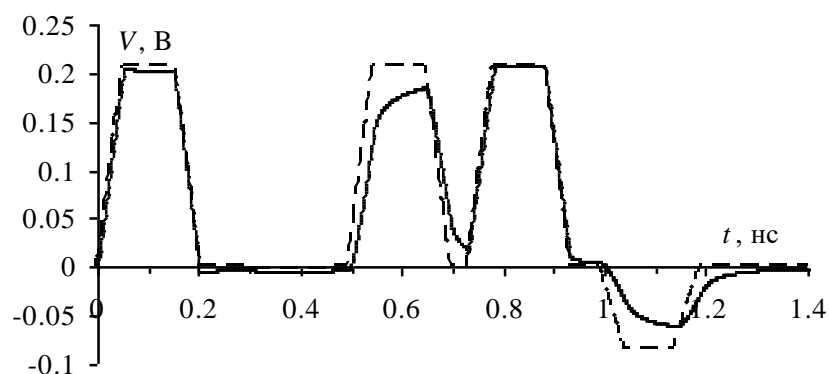


Рисунок 4.14 – Формы сигнала в конце исследуемой линии без учета (---) и с учетом потерь в проводниках (—)

Из форм сигнала на рисунке 4.14 видно, что потери в проводнике оказывают наибольшее влияние на форму и амплитуду второго импульса (импульс нечетной моды), в то время первый импульс (перекрестная наводка на ближнем конце) и третий импульс (импульс четной моды) изменяются незначительно. Амплитуда импульса нечетной моды на 10% меньше по сравнению с ее амплитудой при моделировании без учета потерь.

Наконец, выполнена оценка влияния потерь на разложение СКИ одновременно в проводниках и диэлектрике, с использованием полученных ранее матриц \mathbf{R} и \mathbf{G} при $\text{tg}\delta=10^{-2}$. Полученные формы сигнала без учета потерь и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике представлены на рисунке 4.15.

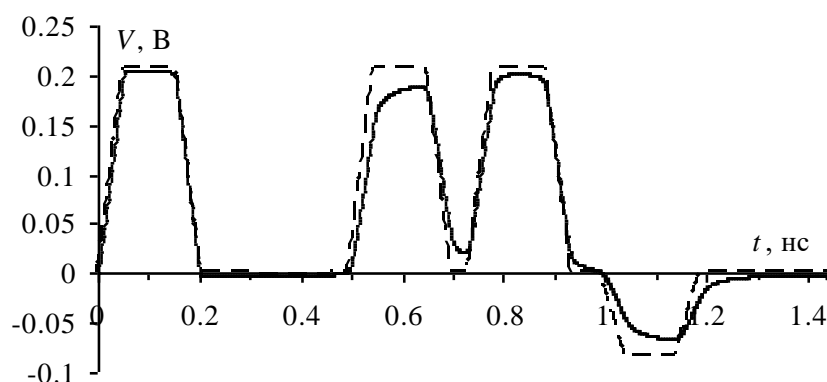


Рисунок 4.15 – Формы сигнала в конце исследуемой линии с учетом потерь в проводниках и диэлектрике

Видно, что потери в проводниках и диэлектрике совместно оказывают наибольшее влияние на форму и амплитуду второго импульса (импульс

нечетной моды), в то время первый импульс (перекрестная наводка на ближнем конце) и третий импульс (импульс четной моды) изменяются незначительно. Амплитуды первого, второго и третьего импульсов составляют 0,206, 0,190 и 0,202 В соответственно. Поиск оптимального значения разноса между проводниками дал $s_{opt}=24$ мкм, а амплитуда сигнала на выходе при этом составила $V=0,204$ В. Между тем проявляется и другой эффект: затянутый спад второго импульса (из-за потерь) складывается с третьим импульсом, увеличивая его амплитуду и уменьшая его задержку. Этот эффект может быть значимым при неполном разложении импульсов четной и нечетной мод.

В работе [181] продемонстрировано более существенное влияние потерь на СКИ с близкой к треугольной формой. Поэтому выполнена оценка влияния потерь в проводниках и диэлектрике на такой же СКИ. Полученные формы сигнала в конце линии без учета и с учетом потерь в проводнике и диэлектрике приведены на рисунке 4.16.

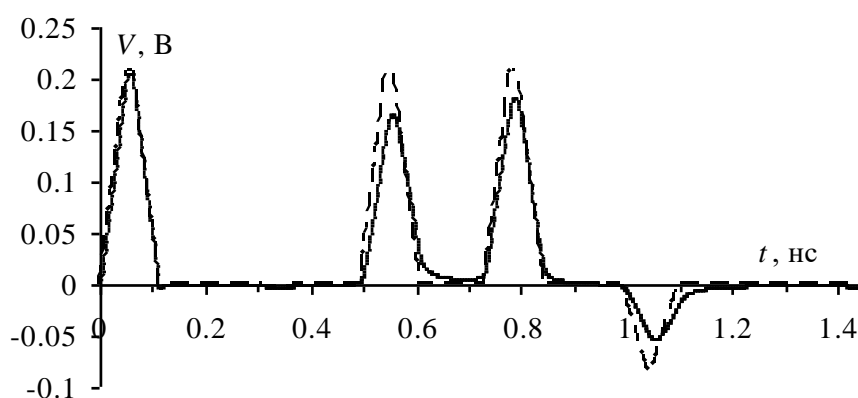


Рисунок 4.16 – Формы сигнала в конце исследуемой линии без учета (---) и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике (—) при воздействии треугольным импульсом

Из рисунка 4.16 видно, что при уменьшении длительности плоской вершины до 10 пс наблюдается более существенное влияние потерь на второй и третий импульсы. Так, их амплитуды уменьшаются на 23 и 19 мВ соответственно, в то время как амплитуда первого импульса уменьшается лишь на 1 мВ. Поиск оптимального разноса между проводниками дал $s_{opt}=31,5$ мкм,

при котором $V_{opt}=0,189$ В, что на 19 мВ (10%) ниже амплитуды сигнала без учета потерь.

4.4 Оптимизация геометрических параметров

ТЕМ-камеры

Степень интеграции [184] и миниатюризации [185] интегральных схем (ИС) с каждым годом растет, вследствие чего растет риск повреждения ИС от импульсного [186] и непрерывного [187] электромагнитного излучения (ЭМИ), даже с малой амплитудой напряженности поля. Методы измерения электромагнитных эмиссий (помехоэмиссии) и стойкости (помехоустойчивости) ИС на соответствие уровням, установленные ИЕС [188, 189], SAE [190], MIL [191], в области электромагнитной совместимости (ЭМС) включают использование широкополосных ТЕМ-устройств, одним из которых является ТЕМ-камера [192]. Также измерения с использованием ТЕМ-камер широко применяются при актуальных исследованиях ИС [193, 194], идентификация механизмов отказа которых при воздействии ЭМИ, в широком диапазоне параметров, что может помочь в повышении помехоустойчивости ИС [195] или уменьшении уровня эмиссий от них [196]. Также, при помощи ТЕМ-камер, в зависимости от их характеристик, возможны исследования эффективности экранирования (ЭЭ) материалов [197, 198], кабелей [199], корпусов компонентов [200] и блоков [201], измерения наводок на произвольно ориентированные микрополосковые линии [202, 203], испытания функциональных узлов и небольших устройств в целом. Таким образом, ТЕМ-камеры широко используются для исследований в области радиотехники. Поэтому совершенствование ТЕМ-камер [204] остаётся актуальной задачей, которая решается научным сообществом в настоящее время.

Совершенствование ТЕМ-камер связано с их гибридизацией с реверберационной [205] и климатической [206, 207, 208] камерами, а также расширением диапазона рабочих частот и увеличением внутреннего

испытательного пространства. Диапазон рабочих частот ТЕМ-камеры достаточно широк, от постоянного тока до частоты моды TE_{11} , выше которой возбуждаются высшие типы мод TE и TM , что приводит к неконтролируемому воздействию на ИО. Размеры возможных ИО зависят от внутреннего испытательного пространства, увеличение которого снижает верхнюю граничную частоту, а следовательно повышает неравномерность распространения поля внутри ТЕМ-камеры на высоких частотах и увеличивает отклонение волнового сопротивления Z от заданного, как правило 50 Ом. Для решения этих задач и улучшения характеристик камер применяют численные методы, с помощью которых оптимизируются геометрические параметры ТЕМ-камеры и оценивается неравномерность распространения поля при размещении внутри камеры неоднородных материалов [209], а также проводится коррекция взаимодействия ИО с ТЕМ-камерой [210, 211]. Поскольку переходы из сужающихся частей в центральную часть корпуса, сужение центрального проводника, дополнительные устройства его крепления нарушают равномерность электромагнитного поля (ЭМП) [212], то оптимизируются параметры центрального проводника в местах его крепления к корпусу соединителя, а также длины центральной и сужающихся частей, при которых удается получить хорошее согласование камеры в заданном диапазоне частот [213] и при максимальной высоте ИО [214]. Также, совершенствование ТЕМ-камер связано со структурной оптимизацией, посредством которой вводят внутрь ТЕМ-камеры радиопоглощающий материал (РПМ), металлы с высокой магнитной проницаемостью, а также выполняют прорези в центральном проводнике и корпусе [215]. Таким образом, остается актуальной задача нахождения оптимальных геометрических форм элементов ТЕМ-камеры и расширения её диапазона рабочих частот, при минимальной неравномерности поля во внутреннем увеличенном испытательном пространстве, что позволит применить ТЕМ-камеру в качестве испытательного контейнера в климатической экранированной камере [206], а также превзойти характеристики существующих аналогов (таблица 4.3).

Таблица 4.3 – Характеристики существующих ТЕМ-камер ($Z=50$ Ом)

Параметр	IFI CC-110EXX [37]	FCC-ТЕМ-JM3 [38]	TekBoxТВТС 1 [39]
f , МГц	2000	2000	2000
КСВН	1,25	1,25	1,33
ИО (d), мм	18	10	16,7

Исполнение и принцип действия

Традиционно ТЕМ-камера (рисунок 4.17) выполняется из центральной пластины 1 и трех объемных частей корпуса с прямоугольным поперечным сечением. Две части имеют линейное сужение поперечного сечения, выполненное в форме пирамидального рупора, а третья имеет форму прямоугольного параллелепипеда с регулярным поперечным сечением вдоль корпуса 2 камеры. Принцип работы камеры заключается в следующем: к одному из соединителей 3 подключается генератор, а к другому – нагрузка 50 Ом. В результате воздействия от генератора, внутри камеры возбуждается поперечная электромагнитная волна (ЭМВ), которая распространяется вдоль камеры и поглощается нагрузкой. Равномерность поля внутри камеры определяется максимальными габаритами ИО (как правило 1/3 от расстояния между центральной пластиной и корпусом), который помещается на испытательный стол 4, и соответствием геометрических параметров поперечного сечения камеры, волновому сопротивлению 50 Ом. Подключение внешних устройств к соединителям 3 может отличаться для разных испытаний. В общем случае, корректность полученных результатов будет определяться максимальным рассогласованием внешних устройств с ТЕМ-камерой, в заданном диапазоне частот. Поэтому для лучшего согласования необходимо выполнить оптимизацию всех геометрических параметров и форм элементов ТЕМ-камеры по критерию минимизации максимального значения частотной зависимости модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$, в заданном рабочем диапазоне частот.

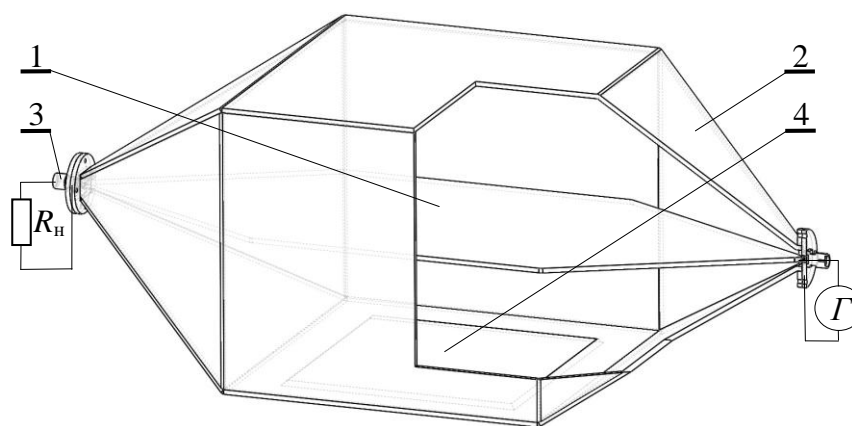


Рисунок 4.17 – Внешний вид и подключение ТЕМ-камеры к генератору

Расчет и оптимизация размеров

Методика [216] поиска оптимальных геометрических параметров представлена в виде алгоритма на рисунке 4.18.

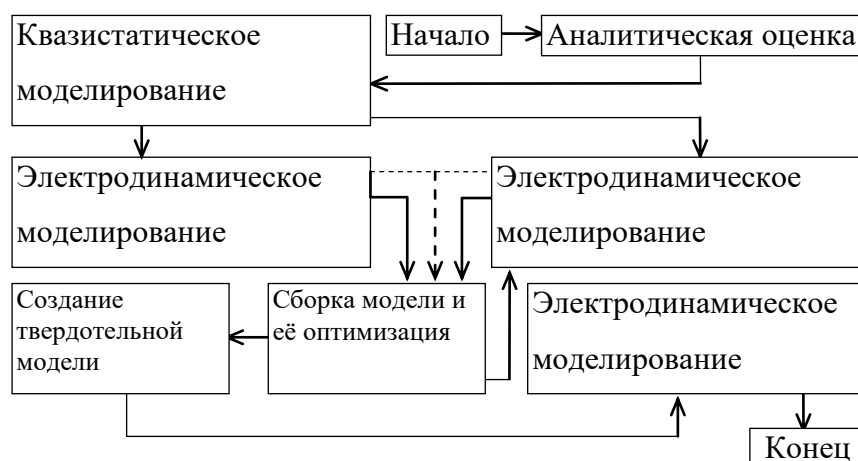


Рисунок 4.18 – Алгоритм поиска оптимальных геометрических параметров ТЕМ-камеры

Приближенные аналитические оценки геометрических параметров поперечных (в начале и середине) (рисунок 4.19а) и продольного (рисунок 4.19б) сечений ТЕМ-камеры с $Z=50$ Ом для трех разных ИО 20, 40, 80 мм получены по методике [217, 218, 219]. Расчет геометрических параметров ТЕМ-камеры (рисунок 4.19), выполнен на основе приближенных формул [217] для экранированной полосковой линии [220], метода рефлектометрии во временной области и экспериментального исследования краевой емкости, что делает его приемлемым только для быстрой оценки волнового сопротивления линии Z .

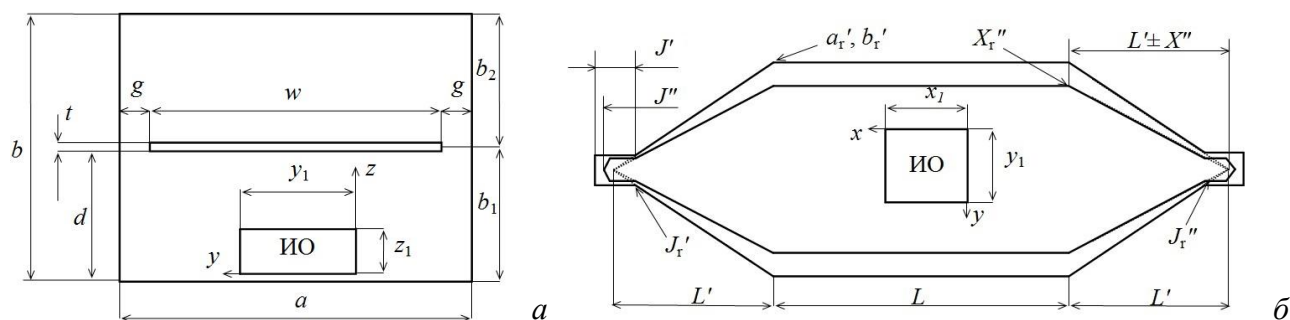


Рисунок 4.19 – Поперечное (а) и продольное (б) сечения ТЕМ-камеры

Для корректировки аналитически полученных значений применялось квазистатическое моделирование, поскольку оно менее затратно по вычислительным ресурсам, чем электродинамическое. В программе TALGAT [45] при помощи модуля квазистатического моделирования оптимизированы геометрические параметры ТЕМ-камеры для $Z=50$ Ом. Исходными данными являлись аналитически вычисленные значения. Расчет проводился для указанных выше размеров ИО и толщин $t=1, 2$ мм центрального проводника. Значения Z , полученные при моделировании, подтвердили расчётное значение 50 Ом: для высоты ИО 80 мм погрешность составила не более 1,82 %, тогда как для ИО высотой 20 мм погрешность увеличилась до 5 % при $t=2$ мм. Возрастание погрешности связано с тем, что высота камеры для разных ИО изменяется в 4 раза, тогда как толщина центрального проводника остается одинаковой для всех размеров, что оказывает существенное влияние на погонную емкость камеры.

На основе оптимизированных геометрических размеров поперечных сечений, в программе CST MWS, построены отдельно трехмерные электродинамические модели центральной (рисунок 4.20а) и сужающихся (рисунок 4.20б) частей ТЕМ-камеры для ИО 20 мм. Выполнены электродинамическое моделирование и параметрическая оптимизация центральной и сужающихся частей ТЕМ-камеры. Оптимизация геометрических параметров выполнялась с использованием алгоритма доверительных областей [221], широко используемого в задачах электродинамики [222]. Данный алгоритм позволяет при небольшом количестве параметров быстро получить

точные оптимальные значения в заданных пределах при заданной целевой функции. Целью оптимизации являлась минимизация максимального значения частотной зависимости $|S_{11}|$ для $Z=50$ Ом. Также предполагалось, что сужающиеся части ТЕМ-камеры могут иметь не традиционно линейное сужение. На основе этого разработана модель с гиперболическим раскрывом и проведена её структурная оптимизация. После оптимизации сужающихся частей структура приняла линейное сужение, при этом на корпусе в области перехода из центральной в сужающуюся часть, имелись скругления с выгибом (рисунок 4.20б). За счет этого максимальное значение КСВН, в диапазоне частот до 2 ГГц, снизилось с 1,12 до 1,06 по сравнению с полностью линейным раскрывом без сгибов [223].

По реальным размерам построена модель и выполнено электродинамическое моделирование СВЧ соединителя типа SMA с целью проверки корректности модели для её применения при моделировании сборки ТЕМ-камеры. Анализ частотной зависимости $|S_{11}|$ показал, что максимальное значение не превышает минус 80 дБ, в диапазоне частот до 18 ГГц. Таким образом, электродинамическая модель СВЧ соединителя минимально повлияет на общую характеристику ТЕМ-камеры.

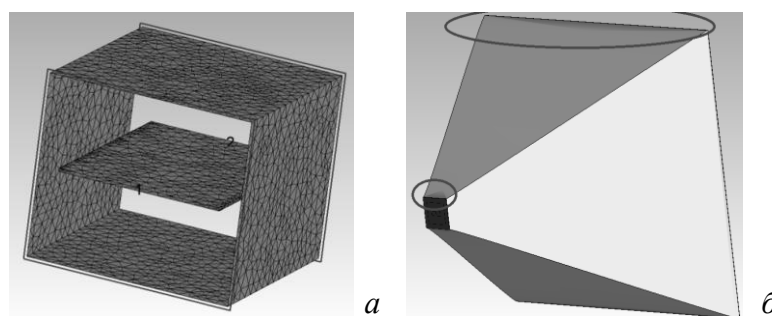


Рисунок 4.20 – Электродинамические модели центральной части (а) и линейного сужения с выгибом (б)

Для электродинамического моделирования и оптимизации сборки ТЕМ-камеры, в качестве исходных взяты геометрические параметры, полученные в ходе моделирования и оптимизации отдельно центральной, сужающихся частей и СВЧ соединителя. Параметры менялись в диапазоне $\pm 10\%$ от исходного значения при точности 10^{-4} . Поскольку геометрическая модель ТЕМ-камеры

имеет большое количество (≈ 20) параметров, влияющих на волновое сопротивление, то для применения метода доверительных областей разработан алгоритм (рисунок 4.21) по которому выполнялась оптимизация. Оптимизируемые параметры поперечного сечения центральной части ТЕМ-камеры обозначены без штриха (b , w и т.д.), параметры в конце сужений (в начале и конце камеры), обозначены одним штрихом (b' , w' и т.д.), а те же параметры, но для центральной пластины, обозначены двумя штрихами (b'' , w'' и т.д.). Радиусы скруглений, которые получаются в результате сгиба металла в реальной конструкции в каждой части ТЕМ-камеры, отмечены индексом r (b_r , J_r'' и т.д.). Алгоритм оптимизации (рисунок 4.21) циклический и переход может осуществляться по трём видам этапов: основным (—), дополнительным (---) и вспомогательным (— · —). Алгоритм завершал работу при достижении заданной точности на этапе с выводом наилучших значений параметров.

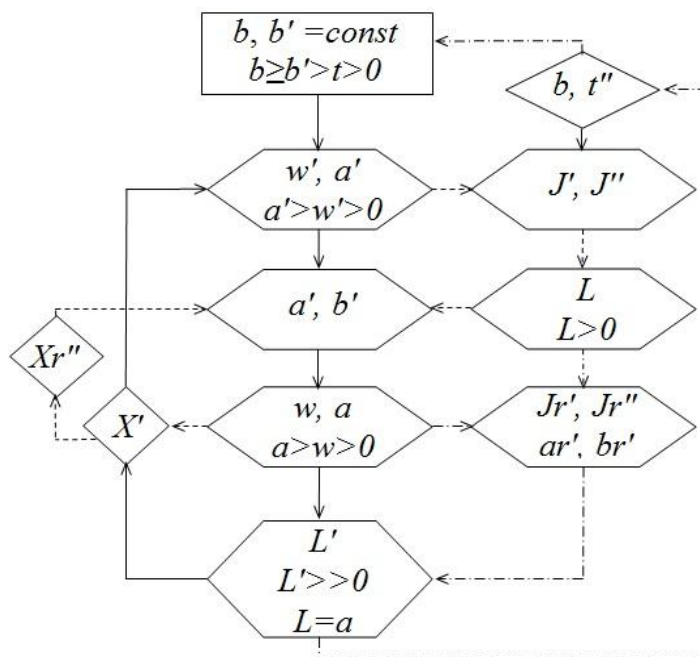


Рисунок 4.21 – Алгоритм оптимизации геометрических параметров ТЕМ-камеры

Вычисление оптимальных геометрических параметров по алгоритму, представленному на рисунке 4.21, выполнялось следующим образом. На основе результатов оптимизации для отдельных (центральной и сужающейся) частей задавались значения $b = b_1 + b_2$ и b' при выполнении следующих условий: $b_1 = b_2$,

значения должны быть больше толщины металла центральной пластины ($b_1 \geq b' > t > 0$) и максимальной высоты ИО ($b_1 \geq 3z_1$, при $z_1 = 20$ мм). Находилось оптимальное соотношение между ширинами поперечного сечения a' и центральной пластины w' в начале и конце ТЕМ-камеры, при условии, что ширина центральной пластины w' меньше ширины сужающейся части a' . После нахождения оптимального соотношения между значениями a' и w' , происходил переход на следующий этап, где находилось оптимальное соотношение между значениями a' и b' по отношению к ширине центральной пластины w' на концах сужений. Далее находилось оптимальное соотношение между ширинами центральной пластины w и поперечного сечения a в регулярной части камеры. После нахождения оптимальных соотношений поперечных сечений в начале, середине и конце ТЕМ-камеры, находилось оптимальное соотношение между длиной сужения L' и значением a , при условии $L = a$. Длина сужения L' определяла угол между центральной пластиной и корпусом в области сужения, а также расположение угла центральной пластины X' относительно ребра, образованного в результате соединения сужений с центральной частью камеры. На этом первый круговой ход для основного этапа может быть закончен, но при вычислении оптимальных геометрических параметров он продолжался вышеописанным способом несколько раз, пока максимальные значения частотной зависимости $|S_{11}|$ не минимизировались. После первого или нескольких круговых проходов подключались дополнительные (---) и вспомогательные (-·-·-) этапы с круговым ходом, приоритет отдавался ходу, располагающемуся иерархически выше. По результатам выполнения дополнительного и вспомогательного этапов находились длины регулярной части на концах сужений J' и центральной пластины J'' , а также длина центральной части камеры L и радиусы скруглений внутри корпуса. Последним этапом корректировалась высота центральной части b и толщина металла t'' корпуса камеры. Алгоритм имел круговой ход по всем шагам и повторялся несколько раз в последовательности от основного к дополнительному и вспомогательному этапам.

Вычисления по вышеописанному алгоритму выполнялись на рабочей станции (Intel I7 4930K; ОЗУ 64 ГБ) с графическим процессором (Tesla C2075), среднее время вычисления каждой частотной зависимости $|S_{11}|$ (1001 точка) составило 122 мин. Выполнено порядка 5000 вычислений, на основе которых получены оптимальные геометрические параметры и соотношения для ТЕМ-камеры с волновым сопротивлением 50 Ом, в рабочем диапазоне частот до 2 ГГц, при высоте ИО 20 мм.

Конструкция ТЕМ-камеры

Камера с оптимальными параметрами (рисунок 4.22а), в поперечном сечении приняла вид прямоугольника с соотношением сторон $a/b=a'/b'=1,15$, который образует центральную ($a=138,1$ мм, $b=120,3$ мм) в форме параллелепипеда 1 и две сужающиеся 2 ($a'=8,3$ мм, $b'=7,2$ мм) в форме пирамид части. Длина центральной части равна её ширине $L=a$. Угол, образованный в результате соединения центральной и сужающихся частей, имеет радиус скругления $a_r=1$ мм. Сужающиеся части имеют линейные сужения под углами $32,7^\circ$ и $36,7^\circ$ относительно продольной оси камеры на расстоянии $L'=88,3$ мм, на конце которого имеется скругление радиусом $J_r=3,4$ мм (рисунок 4.20б). На конце каждого сужения (рисунок 4.22б) расположено стягивающее кольцо 3, толщиной $J'=2$ мм, с прямоугольным вырезом внутри и соотношением сторон $a_1/b_1=1,15$. По краям стягивающего кольца 3 имеются четыре отверстия с резьбовым соединением 4 (рисунок 4.22б), для крепления, с помощью винтов, держателя соединителя 5, через токопроводящую пасту 6. Держатель соединителя 5 имеет цилиндрическую форму с четырьмя резьбовыми отверстиями 7 и пятью отверстиями под СВЧ соединитель 8, четыре из которых 9 имеют одинаковый диаметр, а пятое 10 имеет больший диаметр, соответствующий волновому сопротивлению 50 Ом, и необходимо для вывода и соединения центрального проводника 11 СВЧ соединителя 8 с центральной пластиной 12. Полость между центральным проводником 11 соединителя 8 и внешним диаметром отверстия 10 заполнена диэлектриком. В одной из широких сторон центральной части имеется вырез с фаской 13 под угол 45° ,

который необходим для помещения внутрь ИО с габаритами $x_1 \times y_1 \times z_1$. Высота z_1 ИО не должна превышать $1/3$ от расстояния d , которое соответствует 60 мм. Испытательный стол 14 выполнен из проводящего материала и имеет фаску под угол 45° .

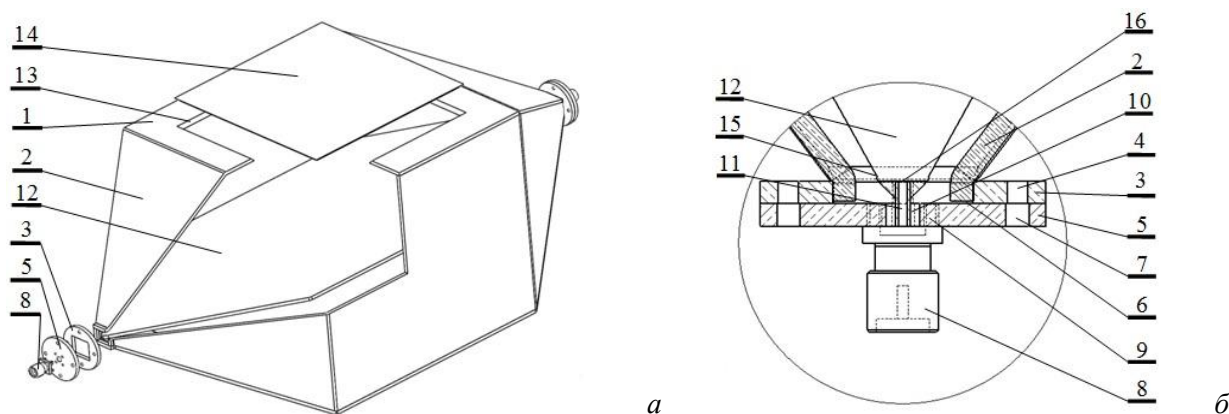


Рисунок 4.22. Сборочный чертеж (а) и фрагмент продольного сечения ТЕМ-камеры около СВЧ соединителя (б)

В одной из широких сторон центральной части имеется вырез с фаской 13 под угол 45° , который необходим для помещения внутрь ИО с габаритами $x_1 \times y_1 \times z_1$. Высота z_1 ИО не должна превышать $1/3$ от расстояния d , которое соответствует 60 мм. Испытательный стол 14 выполнен из проводящего материала и имеет фаску под угол 45° .

На стол (во время испытаний он снизу) помещается ИО и закрывается при помощи прижатия кромки испытательного стола 14 к кромке выреза 13 в центральной части 1 корпуса, чем обеспечивается минимальное искажение поля под ИО и повышение минимального значения ЭЭ корпусом камеры. Центральная пластина 12 представляет собой плоский проводник из проводящего материала толщиной $t''=2$ мм, с прямоугольным поперечным сечением. Также, центральный проводник на концах имеет сужение под угол 46° на расстоянии $J''=2,19$ мм и угол 61° на расстоянии $L'+X''-J''$, а между двумя углами на кромке имеется вырез в форме дуги 15 (рисунок 4.22б). Параметр $X''=5,5$ мм является расстоянием между кромками корпуса и центрального проводника (рисунок 3б). Между сужающимися частями имеется прямолинейный отрезок вдоль продольной составляющей корпуса, длиной $L-$

2X". В начале и конце центральной пластины с торца выполнен паз в виде отверстия 16 под механическое крепление и пайку центрального проводника 11 соединителя 8, чем обеспечивается улучшение согласования волнового сопротивления в начале и конце камеры, с генератором и нагрузкой соответственно.

По полученным оптимальным параметрам электродинамической модели, построенной и оптимизированной в CST MWS (рисунок 4.23а), построена твердотельная модель из листового материала в программе SolidWorks (рисунок 4.23б). В качестве материалов в моделях выбрана медь ($\rho=8930 \text{ кг/м}^3$, $\sigma=5,8 \times 10^7 \text{ См/м}$) и тефлон ($\epsilon_r=2,1$). При построении твердотельной модели учитывались характеристики реальных слесарных и сварочных инструментов (точность гидроабразивного реза (0,1 мм), угол и возможности гибочного станка), а также сварка металла и увеличение кромок металла в результате его растяжения или сжатия. Далее твердотельная модель из SolidWorks импортировалась в программу CST MWS, где проводилось её электродинамическое моделирование.

По твердотельной модели выводились чертежи для станков, изготовленные элементы конструкции изначально частично сваривались (рисунок 4.23а). Конструктивно корпус ТЕМ-камеры выполнен из четырех медных пластин, на концах каждой из которых имеется по два изгиба. Совокупность медных пластин образует центральную часть в виде прямоугольного параллелепипеда и две сужающиеся части, в форме пирамиды с вытянутыми концами, на которые припаивалось стягивающее кольцо.

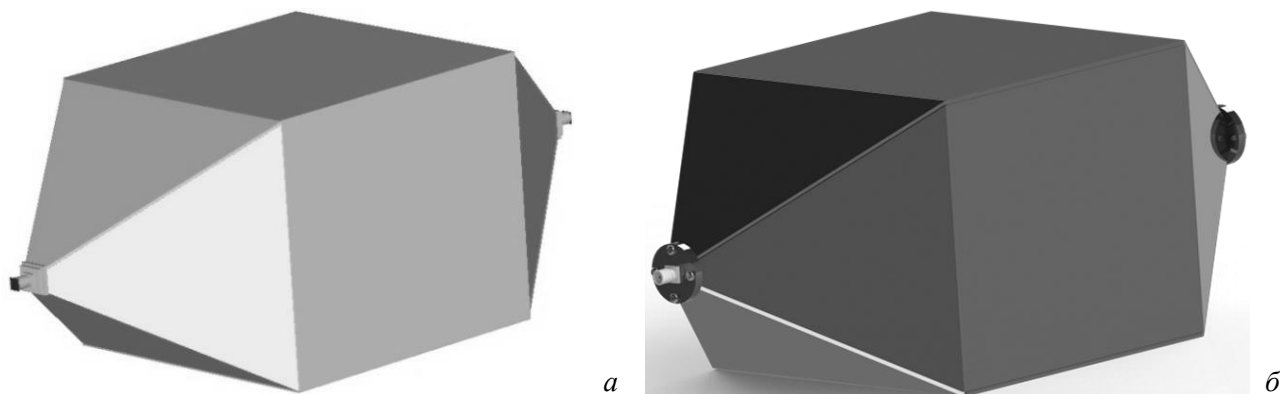


Рисунок 4.23 – Электродинамическая (а) и твердотельная (б) модели ТЕМ-камеры

Результаты моделирования и измерения

На рисунке 4.24 показана поэтапная сборка экспериментального макета ТЕМ-камеры для измерения его частотной зависимости $|S_{11}|$, при помощи измерителя модуля коэффициента передачи и отражения P2M-40. Первоначально измерения проводились лишь при перекрытии (без сварки) открытой стороны корпуса камеры (рисунок 4.24а) сплошной медной пластиной без выреза под испытательный стол (рисунок 4.24б). Далее конструкция полностью сваривалась, красилась и отдельные части (крепёж под соединитель и стягивающее кольцо) промазывались медной пастой (рисунок 4.24в). Также, центральная пластина припаивалась к центральным проводникам СВЧ соединителя и измерения повторялись.

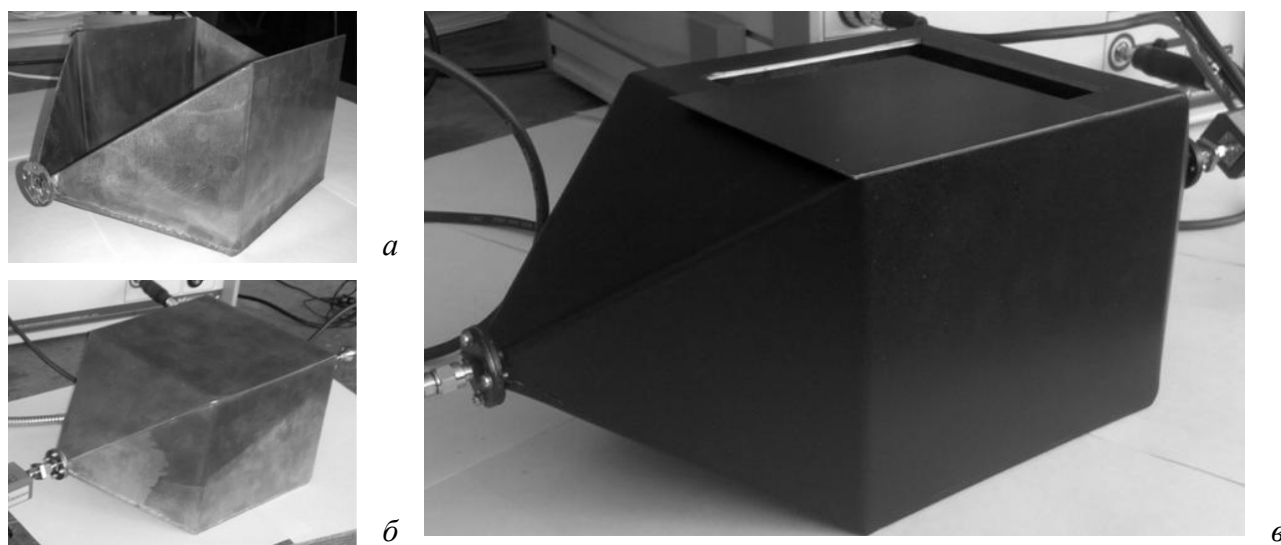


Рисунок 4.24 – Экспериментальный макет ТЕМ-камеры без верхней стенки (а) и при её перекрытии сплошной медной пластиной (б), собранная ТЕМ-камера с испытательным столом (в)

На рисунке 4.25 показаны частотные зависимости $|S_{11}|$ для моделей ТЕМ-камеры без испытательного стола, построенных без учета реальных изгибов, реза и сварки металла (электродинамическая модель), вычисленные с помощью метода конечных элементов (FEM) в частотной области и метода матриц линий передач во временной области (TLM), и с их учетом

(твердотельная модель). Также приведена измеренная частотная зависимость $|S_{11}|$ экспериментального макета ТЕМ-камеры (рисунок 4.25) без выреза под испытательный стол (рисунок 4.24б) в сплошной медной стенке при её плотном прижатии к боковым стенкам корпуса. Макет изготовлен по чертежам из SolidWorks. Как видно, зависимости согласуются, причем лучше при более точном учете деталей.

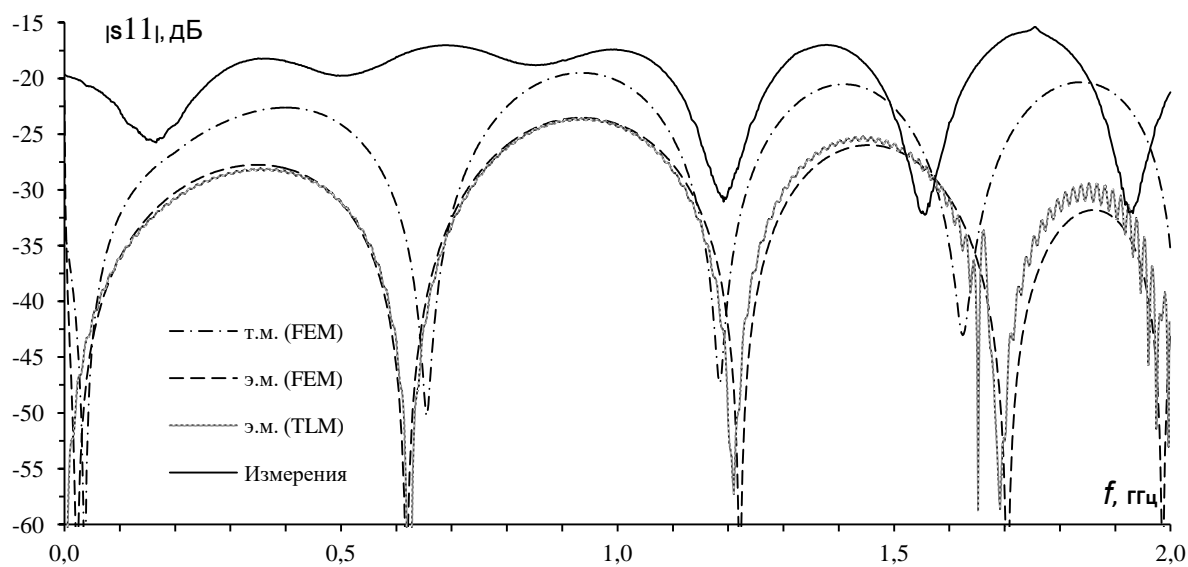


Рисунок 4.25 – Измеренная и вычисленные с помощью FEM и TLM методов частотные зависимости $|S_{11}|$ для твердотельной (т.м.) и электродинамических моделей (э.м.) ТЕМ-камеры без выреза под испытательный стол

Из рисунка 4.25 видно, что частотная зависимость $|S_{11}|$ измеренного макета с перекрытием открытой части сплошной стенкой не превышает минус 15,4 дБ, в полосе частот до 2 ГГц. Вычисленные значения для твердотельной модели близки к измеренным и не превышают минус 19,5 дБ, тогда как для электродинамической модели это значение составляет минус 23,5 дБ. Таким образом, разница между максимальным значением измеренным и полученными для электродинамических моделей составила 8,1 дБ, а для твердотельной — 4,1 дБ. Большое отклонение объяснимо тем, что верхняя сплошная медная стенка корпуса не была приварена к боковым стенкам, в результате имелись щели (до 3 мм) между стенкой и корпусом.

На рисунке 4.26 показаны измеренные и вычисленные частотные зависимости $|S_{11}|$, для электродинамической модели с вырезом под фаску 45° для испытательного стола и экспериментального макета ТЕМ-камеры с приваренной стенкой корпуса, которая имела также вырез с фаской под испытательный стол (рисунок 4.24в). В экспериментальном макете центральная пластина припаяна к центральному проводнику СВЧ соединителя, а держатель соединителя и испытательный стол на краях промазаны медной пастой. При моделировании полагалась щель $0,1$ мм между корпусом и испытательным столом. Соединение корпуса и испытательного стола осуществлялось при помощи восьми резисторов сопротивлением $0,1$ Ом каждый, что имитировало полный контакт испытательного стола и корпуса, во втором случае значение сопротивлений было увеличено до 100 Ом, что имитировало сопротивление медной пасты при комнатной температуре.

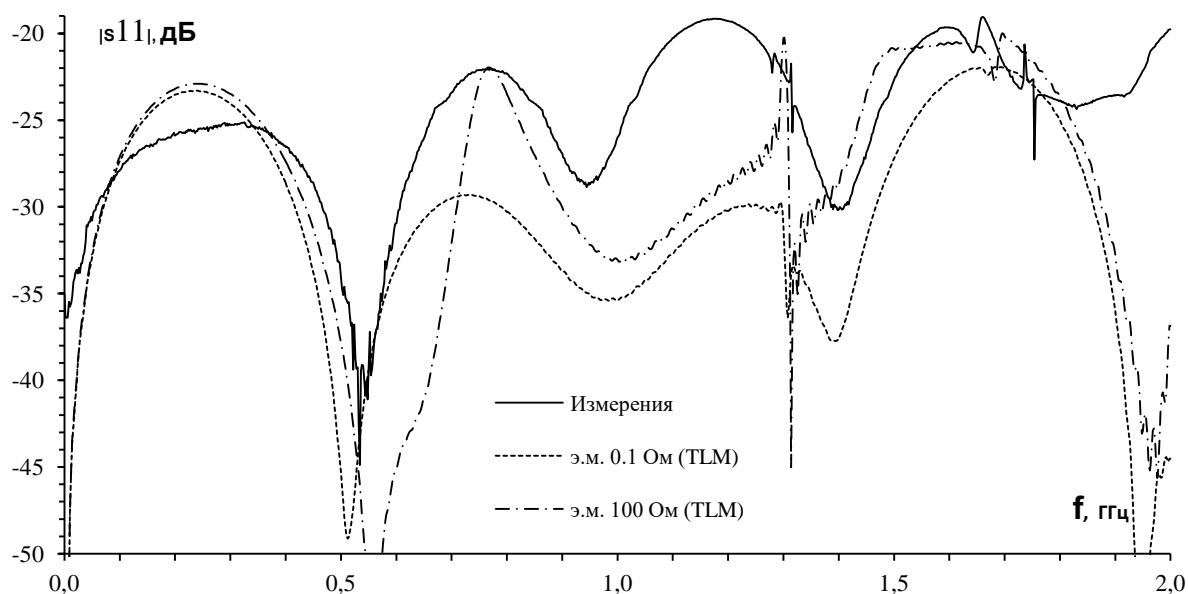


Рисунок 4.26 – Измеренная частотная зависимость $|S_{11}|$ для экспериментального макета ТЕМ-камеры с вырезом и вычисленные частотные зависимости $|S_{11}|$ для электродинамической модели с вырезом и соединением испытательного стола с корпусом при помощи резисторов $0,1$ Ом и 100 Ом

Из рисунка 4.26 видно, что максимальное значение измеренной частотной зависимости $|S_{11}|$ для макета с вырезом под испытательный стол не превышает минус $19,1$ дБ, в полосе частот до 2 ГГц, что соответствует с

разницей в 0,4 дБ, максимальному значению $|S_{11}|$ для твердотельной модели (рисунок 4.25). Вычисленные максимальные значения для электродинамической модели при соединении испытательного стола к корпусу через резисторы 100 Ом близки к измеренным на ту же разницу и не превышают значения $|S_{11}|$ минус 19,9 дБ, тогда как для электродинамической модели это значение составляет минус 21,9 дБ. Отклонение значений $|S_{11}|$, в диапазоне частот 0,6–1,3 ГГц, между вычисленными и измеренными значениями, для макета объяснимы тем, что реальные геометрические размеры поперечного сечения на одном из концов экспериментального макета камеры оказались соответствующими вычисленным ($a'=8,3\pm 0,1$ мм, $b'=7,2\pm 0,1$ мм), тогда как на другом не соответствующими ($a'=8,8\pm 0,1$ мм, $b'=7,1\pm 0,1$ мм). Также, анализ частотных зависимостей $|S_{11}|$ показал (рисунок 4.26), что неравномерности вблизи 1,3 ГГц, связаны с размерами испытательного стола (100 мм) и центральной пластины (106,2 мм), а вблизи 1,6–1,8 ГГц – с длиной сужающейся части камеры. Последняя неравномерность также наблюдается у ТЕМ-камеры без испытательного стола (рисунок 4.25). Критическая частота камеры соответствует ширине поперечного сечения 140 мм и равна 2,1 ГГц.

Изготовлен второй макет ТЕМ-камеры, у которого реальные размеры практически совпадали (с одного конца $a'=8,2\pm 0,1$ мм, $b'=7,3\pm 0,1$ мм, с другого $a'=8,1\pm 0,1$ мм, $b'=7,2\pm 0,1$ мм) с вычисленными. Чертежи камеры были одинаковыми, отличие реальных конструкций заключалось только в том, что в результате сварки начало и конец для каждой камеры неконтролируемо выходили за заданные пределы. Также, производилась корректировка зазора, от 0,5 до 0,1 мм, между испытательным столом и корпусом, для обеих ТЕМ-камер. Измерения (рисунок 4.27) обоих макетов проводились без медной пасты на гранях испытательного стола.

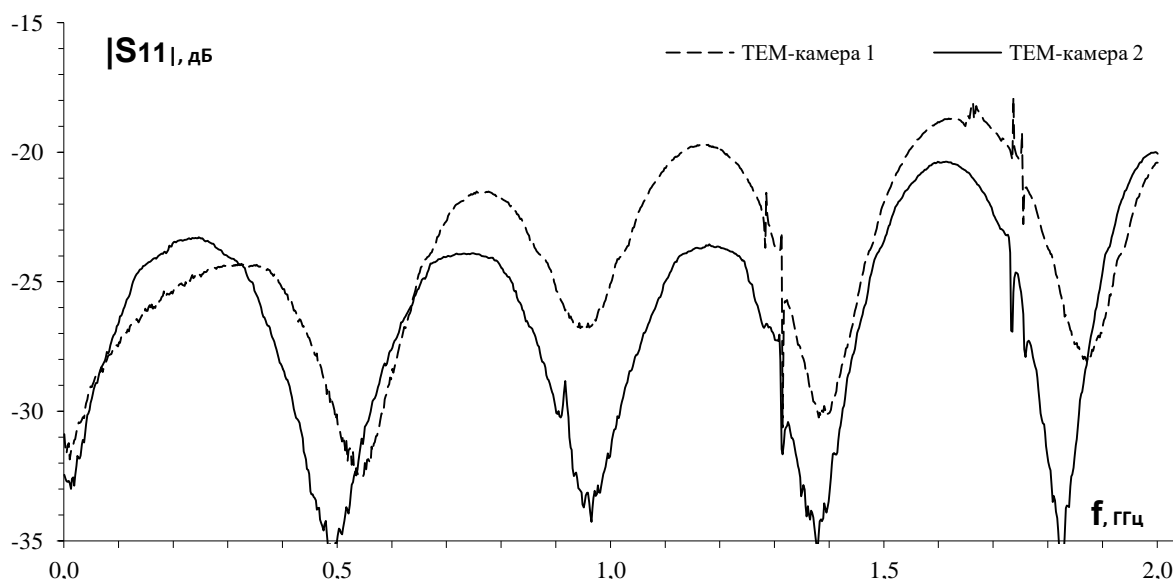


Рисунок 4.27 – Измеренные частотные зависимости $|S_{11}|$ для первого и второго экспериментальных макетов ТЕМ-камеры с испытательным столом

Из рисунка 4.27 видно, что у первого макета максимальное значение $|S_{11}|$ составило $-17,9$ дБ, что на $2,5$ дБ ниже, чем на рисунке выше, а для второго макета ТЕМ-камеры максимальное значение $|S_{11}|$ снизилось до минус 20 дБ, что может объясняться меньшим разбросом геометрических параметров в начале и конце камеры.

Таким образом, продемонстрировано получение более точной модели реальной конструкции ТЕМ-камеры, отклонение между измеренными и вычисленными максимальными значениями которой не превышает $\pm 0,5$ дБ. Геометрические параметры полученной модели могут быть линейно изменены и использоваться для создания ТЕМ-камер для ИО разной высоты. Для заданной высоты ИО b геометрические параметры ТЕМ-камеры (при толщине центрального проводника $t''=2$ мм и $Z_B=50$ Ом) могут быть найдены аналитически следующим образом: поперечное сечение корпуса ТЕМ-камеры $a'/b'=a/b=1,15\dots 1,17$; длина регулярной части $L=a$; длина пирамидального перехода $L'=L/2 \times (1,15\dots 1,17)$; ширина центрального проводника $w/b=0,88\dots 0,91$. Например, увеличенные в два раза геометрические параметры ($w=212,4$ мм; $a=276,2$ мм; $b=240,5$ мм; $L=281,5$ мм; $L_1=176,6$ мм; $L_3=280,5$ мм; $X=1,25$ мм) по результатам моделирования позволили получить ТЕМ-камеру с волновым

сопротивлением 50 Ом, в рабочем диапазоне частот до 1 ГГц, при высоте ИО 40 мм, при этом максимальное значение $|S_{11}|$ не превышало минус 23,5 дБ.

Сравнение характеристик и апробация TEM-камеры

Сравнение полученных характеристик с существующими аналогами осуществлялось по основным параметрам: высоте ИО и максимальному значению $|S_{11}|$. По результатам измерения разработанная камера ($f=2000$ МГц, КСВН=1,22, высота ИО 20 мм) превышала характеристики существующих (таблица 4.3) по высоте ИО и максимальному значению КСВН. Также, было выполнено сравнение (рисунок 4.28) измеренных характеристик разработанной TEM-камеры с характеристиками, полученными посредством электродинамического моделирования камеры FCC-TEM-JM2, которая применяется в соответствии со стандартом SAE J 1752/3 при измерениях эмиссий от ИС.

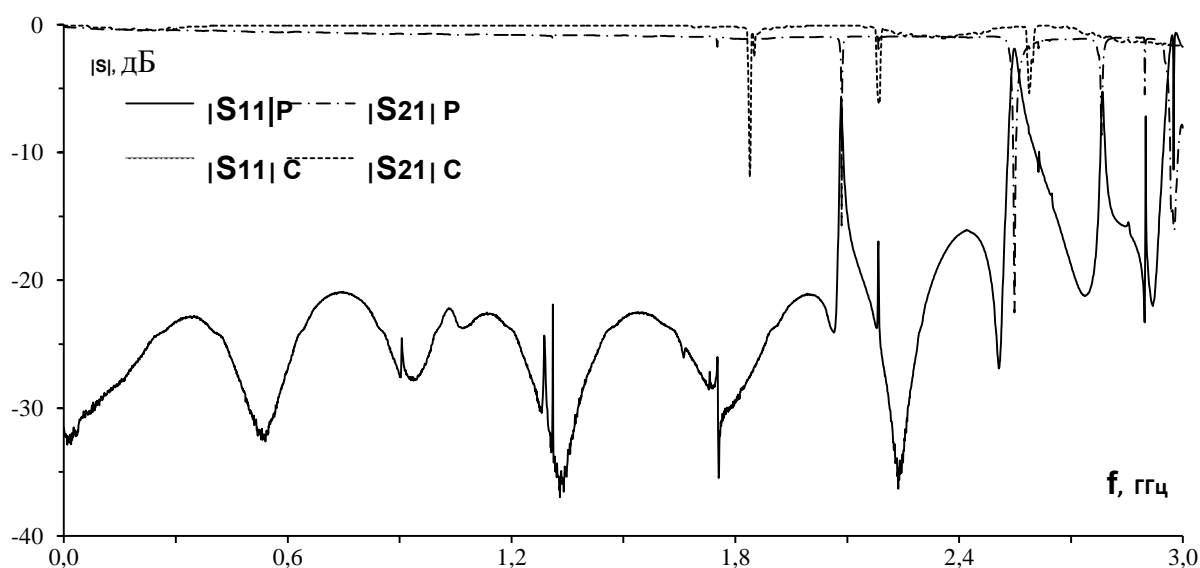


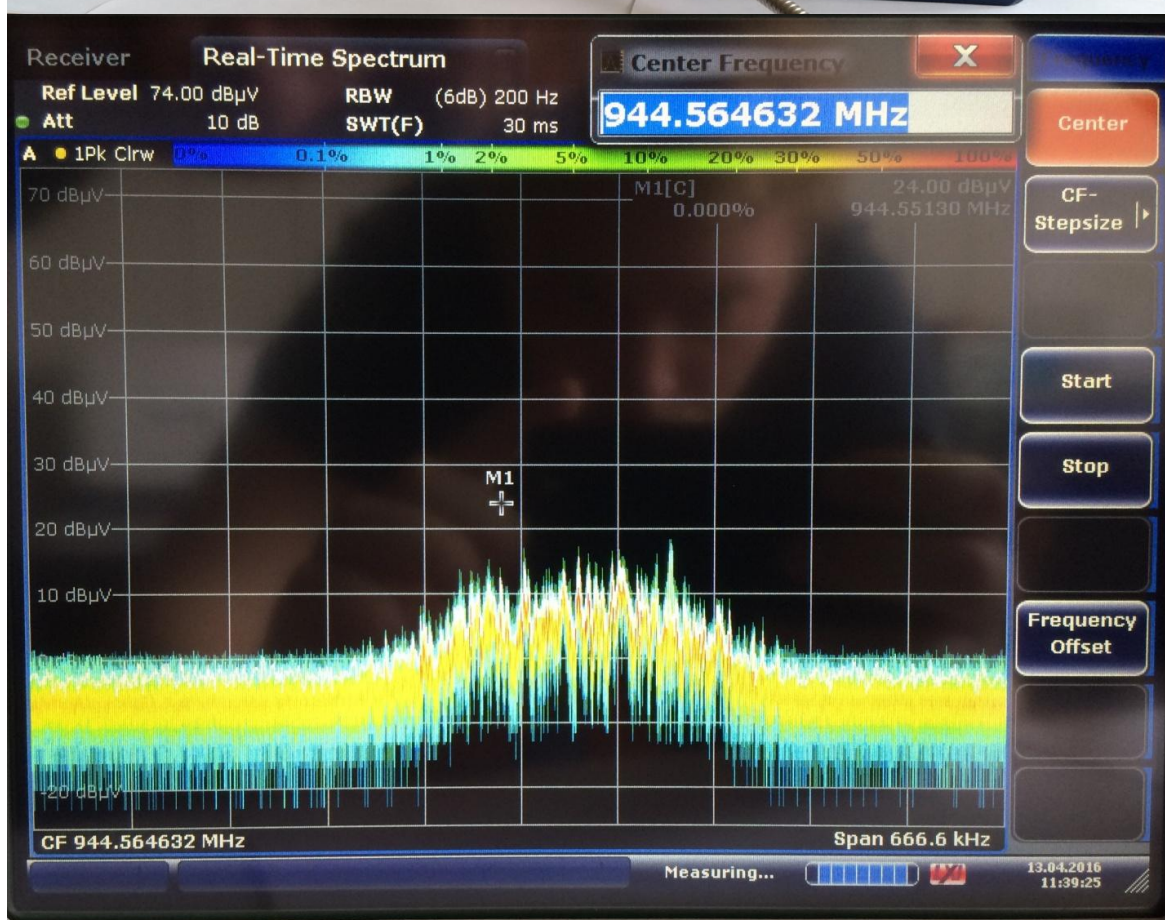
Рисунок 4.28 – Частотные зависимости S-параметров TEM-камер: разработанной (измерения) и FCC-TEM-JM2 (электродинамическое моделирование)

С помощью разработанной TEM-камеры и измерительного приемника Rohde&Schwarz ESR (рисунок 4.29а), выполнено измерение эмиссий сотового телефона модели SAMSUNG-I9250 (рисунок 4.29б). Видно, что на центральной

частоте около 944,56 МГц, в полосе 222 кГц, измеряемый уровень не превышает 30 дБмкВ (с учетом включенного аттенюатора 10 дБ).



a



б

Рисунок 4.29 – Измерение эмиссий от сотового телефона SAMSUNG-I9250 в ТЕМ-камере (а), показания измерительного приемника (б)

Получена и описана модель реальной конструкции ТЕМ-камеры, отклонение между измеренными и вычисленными максимальными значениями $|S_{11}|$ которой не превышает $\pm 0,5$ дБ в диапазоне частот до 2 ГГц. Создана ТЕМ-камера с характеристиками выше, чем у стандартной и существующих, и пригодная для исследования и испытания согласно стандартам на

помехоэмиссии и помехоустойчивость ИС, небольших радиоэлектронных средств, а также биологических объектов, представляющих собой клетки и ткани живых организмов и растений. Также она может быть использована в качестве испытательного контейнера для климатической экранированной камеры на совместные климатические и электромагнитные воздействия в её внутреннем объеме. Камера имеет максимальное значение $|S_{11}|$, по результатам измерений, минус 20 дБ, в диапазоне частот до 2 ГГц, при максимальной высоте ИО 20 мм. Вычислены значения ЭЭ и напряженности электрического поля в центре ТЕМ-камеры. Наихудшее значение ЭЭ, в данном диапазоне составляет, по результатам моделирования, минус 10 дБ, что может быть повышено при помощи применения дополнительных экранирующих прокладок и вставок.

4.5 Выводы по главе

Предложенный способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием позволяет уменьшить восприимчивость резервируемой цепи к внешним кондуктивным эмиссиям и уменьшить уровень кондуктивных эмиссий, генерируемых резервируемой цепью. В данной главе рассмотрена только одна пара сигнальных проводников, однако полученные результаты имеют силу для каждого проводника пары печатных плат, скомпонованных предложенным способом. Таким образом, получается интегрированная защита от помех для печатных плат с резервированием.

Представлены результаты оптимизации многопроводных МФ по трем разным критериям. Оптимизируемые параметры изменялись пользователем. Однако из этих критериев легко получить единую целевую функцию. В таком случае можно использовать любые методы оптимизации и получать более высокие характеристики МФ. Между тем, неучет (в процессе оптимизации) разностей задержек между импульсами может стать причиной неполного разложения импульса и, как следствие, наложения импульсов, что приведет к

увеличению уровня амплитуды импульсов в конце линии. Но если максимальная результирующая амплитуда наложенных импульсов не превышает максимальной амплитуды остальных импульсов, то это наложение не имеет значения. Таким образом, корректное задание целевой функции для эффективной оптимизации реальных многопроводных МФ остается непростой задачей.

Проведено моделирование влияния потерь на разложение сверхкороткого импульса в витке меандровой микрополосковой линии. В результате исследования выявлено следующее. Потери в проводниках оказывают более существенное влияние на амплитуду и форму импульсного сигнала в конце витка меандровой линии, чем потери в диэлектрике. Потери в проводнике больше уменьшают амплитуду импульса нечетной моды, а в диэлектрике – четной. Учет потерь в проводниках и диэлектрике приводит к существенному изменению формы и амплитуды только импульса нечетной моды, в то время как импульс наводки и импульс четной моды меняются незначительно. Также выявлен примечательный эффект, при котором затянутый спад второго импульса (из-за потерь) складывается с третьим импульсом, увеличивая его амплитуду и уменьшая его задержку. Влияние этого эффекта может быть значимым при неполном разложении импульсов четной и нечетной мод. При учете потерь оптимальная связь между проводниками по критерию минимальной амплитуды выходного сигнала может быть уменьшена, а противоположное влияние потерь в проводниках и диэлектриках облегчает это уменьшение.

Выполнено сравнение существующих аналогов и разработанной TEM камеры, подтвердившее, что примененные в ней конструкторские решения, полученные при помощи предложенной методики оптимизации геометрических размеров, позволяют получить более высокие характеристики TEM-камер в диапазоне частот до 2 ГГц.

Таким образом, в данном разделе представлены результаты моделирования характеристик различных радиоэлектронных устройств и их

ключевых узлов, включающие: взаимное влияние пары проводников, модальный фильтр, меандровую микрополосковую линию, ТЕМ-камеру. Выполнено сравнение результатов моделирования и эксперимента, сравнение с опубликованными данными, а также с другими программными продуктами, подтверждающее корректность реализации алгоритмического и программного обеспечения.

5. КОМПЛЕКСНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ГЕНЕТИЧЕСКИМИ АЛГОРИТМАМИ

5.1 Комбинированный численный метод для оптимизации элементов радиоэлектронных устройств

Сложность различных радиоустройств и электронных систем приводит к тому, что разработать конечное устройство с заданными параметрами становится весьма сложной задачей без длительного моделирования с возможностью оптимизации. Важно отметить тот факт, что часто задача оптимизации является сложной задачей перебора и относится к классу трудных, а иногда и NP полных задач, в этом случае выгодно использовать эволюционные алгоритмы. В данном разделе исследованы зависимости характеристик различных элементов РЭУ от их параметров (на примере меандровой линии, микрополосковых линий печатных плат, проводных антенн и др.). Исследование выполнено посредством комбинированного численного метода, основанного на объединении метода моментов, ГА и трех математических моделей учета сосредоточенных нагрузок, позволившего провести оптимизацию элементов РЭУ. В методе моментов исследуемое интегральное уравнение, описывающее искомое поле анализируемой структуры, раскладывается по полной системе базисных ортогональных функций с последующим сведением задачи к решению СЛАУ с N неизвестными, которые в электродинамической задаче обычно представляют собой коэффициенты некоторого разложения тока в матричной форме. Сформулируем основные этапы предложенного комбинированного численного метода (на примере электродинамического анализа).

1. Определение типа элемента РЭУ. Создание целевой функции $f(x)$.

2. Решение задачи поиска распределения токов с помощью метода моментов:

а. Получение из уравнений Максвелла интегральных уравнений структуры для электрического поля

$$E = -j\omega A - \nabla\phi, \text{ где } A = \mu \iint_s J_s \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dS;$$

$$\phi = \frac{1}{\varepsilon} \iint_s \sigma_s \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dS, \text{ где } \sigma_s = \frac{-1}{j\omega} \nabla_s \cdot J_s.$$

б. Сегментация: деление структуры на N сегментов.

с. Использование метода моментов, для сведения интегральных уравнений структуры (с учетом граничных условий на поверхности проводника) к СЛАУ $\mathbf{Z} \cdot \mathbf{I} = \mathbf{V}$.

д. Вычисление элементов матрицы \mathbf{Z} СЛАУ размером $N \times N$.

е. Формирование вектора воздействий \mathbf{V} размером N .

ф. Решение СЛАУ (определение вектора токов).

3. Применение математических моделей учета нагрузок (при наличии в рассматриваемой структуре):

а. Выбор математической модели учета сосредоточенных нагрузок (модель Харрингтона, Боаг или Альтмана).

б. Использование в пункте 2д модифицированной матрицы \mathbf{Z}

$$[\mathbf{Z}][\mathbf{I}] = ([\mathbf{Z}^0] + [\mathbf{Z}^L])[\mathbf{I}] = [\mathbf{V}],$$

где $[\mathbf{Z}]$ – обобщенная матрица (размером $N \times N$) импедансов нагруженной антенны, N – число неизвестных, $[\mathbf{I}]$ – вектор (размером N), представляющий неизвестные коэффициенты разложения тока и $[\mathbf{V}]$ – вектор воздействий размером N , $[\mathbf{Z}^0]$ – матрица импедансов ненагруженной антенны, и $[\mathbf{Z}^L]$ – диагональная матрица учета нагрузок.

4. Вычисление целевой функции $f(x)$.

5. Использование ГА для повторения пунктов 2–4 до достижения условия останова.

Таким образом, комбинированный численный метод оптимизации элементов РЭУ, основанный на объединении метода моментов, ГА и трех математических моделей учета сосредоточенных нагрузок можно представить в виде блок-схемы (рисунок 5.1).

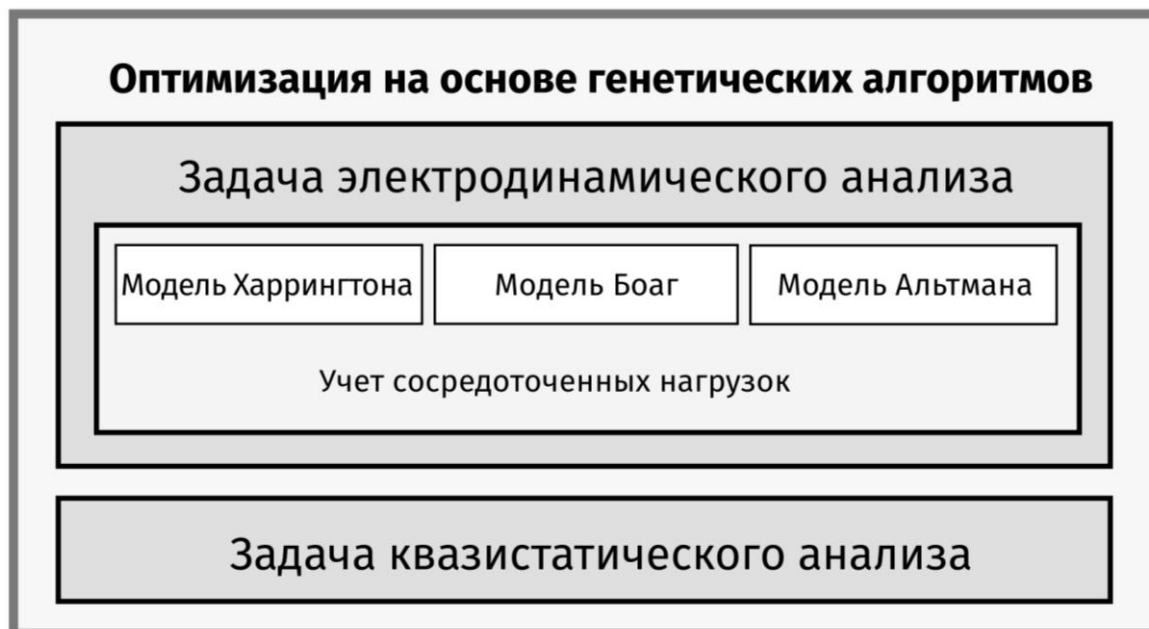


Рисунок 5.1 – Блок-схема комбинированного численного метода, основанного на объединении метода моментов, ГА и трех математических моделей учета сосредоточенных нагрузок

В данной главе представлены результаты работы программной реализации ГА в программном комплексе для моделирования задач электромагнитной совместимости TALGAT на примере различных тестовых функций. Использовался простейший ГА (Simple GA) со следующими параметрами: коэффициент кроссовера – 0,5, коэффициент мутации – 0,1, количество особей от 5 до 30, количество поколений – от 3 до 1000. Изменения параметров генетических алгоритмов касались только количества особей и поколений и выбирались исходя из физической сущности исследуемых задач, а так же из требований сходимости. После получения удовлетворительных результатов работы ГА на примере тестовых функций и подтверждения корректности программной реализации ГА в системе TALGAT исследованы реальные задачи оптимизации РЭУ:

1. Оптимизация параметров двухпроводной линии передачи.

2. Оптимизация трехпроводного модального фильтра.
3. Оптимизация параметров воздушной меандровой линии.
4. Поиск максимального пикового значения СКИ в шине ПП РПУ САН.
5. Снижение КСВ проводной V-inverted антенны.
6. Комплексная оптимизация приемо-передающих антенных систем на основе ГА, с проведением эксперимента.

ГА определяет, какие индивидуумы должны выжить, какие – участвовать в скрещивании, а какие – умереть. Также ГА определяет, как долго будет длиться процесс эволюции. Обычно ГА не имеет четкого условия останова. Необходимо задать критерий завершения работы, часто таким критерием является количество поколений или вырождение популяции, т.е. если практически нет разнообразия в генах особей популяции, либо задано время работы. Алгоритм работы ГА представлен на рисунке 5.2.

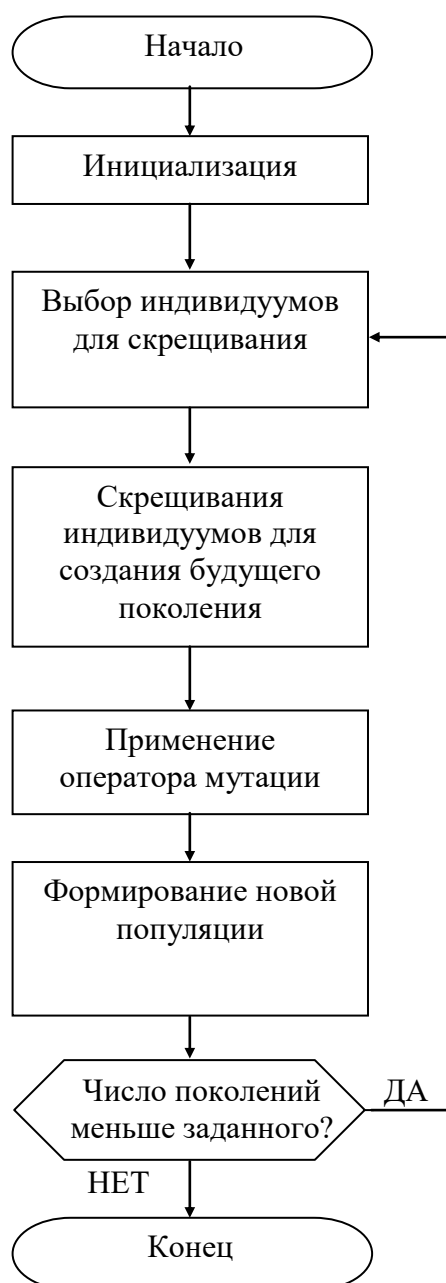


Рисунок 5.2 – Алгоритм работы ГА

Далее будет использоваться простейший ГА (SimpleGA). По умолчанию простейший ГА создает новую популяцию за счет клонирования предыдущей, за счет использования оператора кроссовера (по умолчанию одноточечный кроссовер, *от англ. single point*), оператора мутации (обычная мутация - замена 1 на 0, либо 0 на 1 в бинарном виде), оператора отбора (по умолчанию - "рулетка", *от англ. RouletteWheel*). Стоит отметить, что по умолчанию используется элитизм, то есть наиболее приспособленная особь, или значение переменной, которой соответствует наилучшее решение, также переходит в следующую популяцию. Таким образом, ГА задается следующими

параметрами: количество особей, количество поколений, коэффициент кроссовера (вероятность применения оператора кроссовера к одному поколению, обычно 0,5), коэффициент мутации (вероятность применения оператора мутации к одному поколению, обычно 0,1). Для каждого ГА необходима целевая функция – именно по ней ГА определяет, какие индивидуумы лучше, чем другие. Для некоторых ГА необходим компаратор. Представим пример кодирования особи при работе ГА в виде схемы (рисунок 5.3).

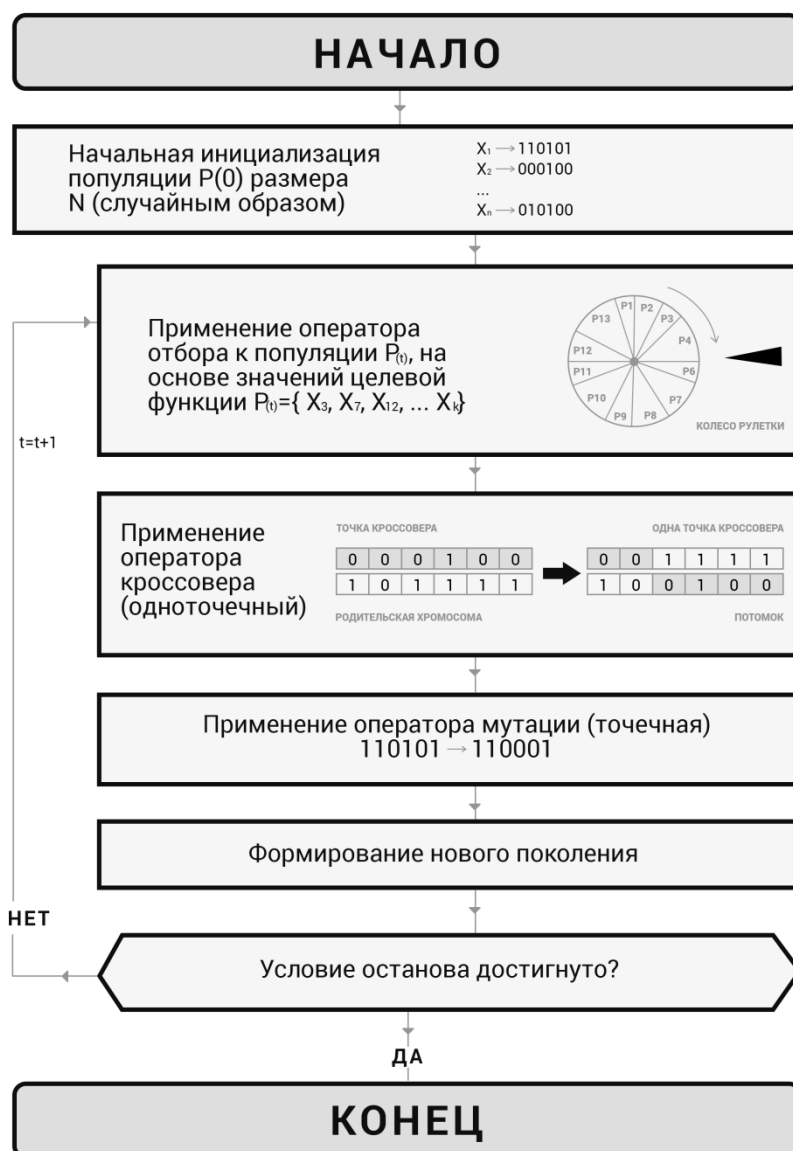


Рисунок 5.3 – Кодирование особи при работе ГА

Таким образом, в данном подразделе предложен комбинированный численный метод для оптимизации элементов РЭУ, рассмотрены основные

типы ГА, операторы инициализации, мутации и кроссовера необходимые для реализации работы ГА в ПО для моделирования радиоэлектронных устройств с возможностью их оптимизации.

5.2 Исследование и оптимизация тестовых функций

Тестовая функция 1

Исследуем возможности ГА при поиске максимума тестовой функции 1:

$$f(x, y) = \left(\frac{\sin(\pi(x-3))}{\pi(x-3)} \right) * \left(\frac{\sin(\pi(y-3))}{\pi(y-3)} \right).$$

График тестовой функции представлен на рисунке 5.4.

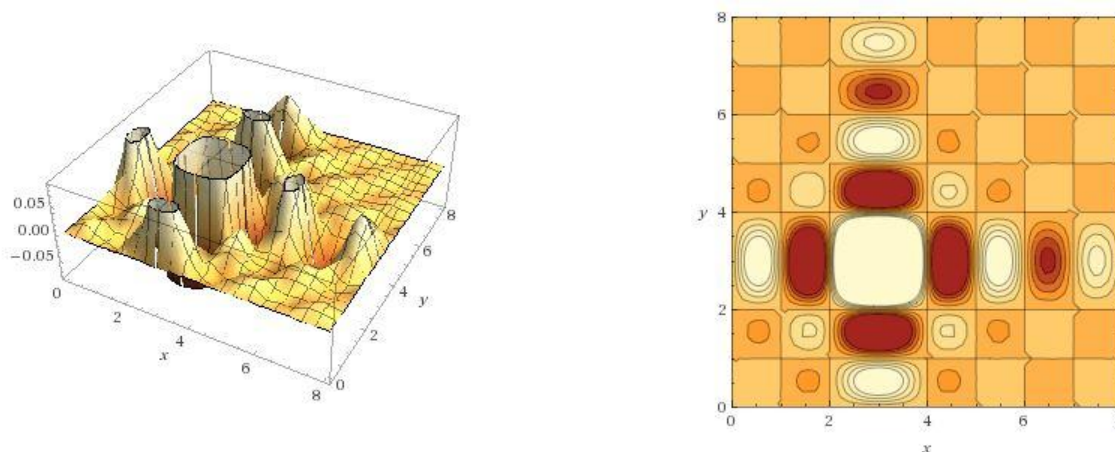


Рисунок 5.4 – График тестовой функции 1

Данная функция имеет многочисленные и близкие по значению локальные максимумы и глобальный максимум при $x=3$, $y=3$. Полученные результаты оптимизации приведены в таблице 5.1. Исходный код представлен в листинге в приложении.

Таблица 5.1 – Результаты оптимизации тестовой функции 1

Номер запуска	Параметры запуска		
	30 особей 10 поколений	30 особей 100 поколений	30 особей 1000 поколений
1	$x=2,96001$ $y=2,97783$	$x=3,00151$ $y=3,00859$	$x=2,99846$ $y=2,99919$
2	$x=2,9362$ $y=3,11968$	$x=2,99211$ $y=3,00273$	$x=2,99956$ $y=2,99992$
3	$x=3,04375$ $y=3,06767$	$x=3,00786$ $y=3,00175$	$x=2,99968$ $y=3,00005$
4	$x=3,0291$ $y=2,90556$	$x=2,99651$ $y=2,99199$	$x=3,00029$ $y=2,9998$
5	$x=2,92839$	$x=3,00261$	$x=3,00017$

	$y=2,96928$	$y=2,99199$	$y=3,00017$
6	$x=2,9138$ $y=2,97758$	$x=2,9976$ $y=3,0005$	$x=3,00005$ $y=3,00017$
7	$x=2,85368$ $y=2,95915$	$x=2,99565$ $y=2,99968$	$x=2,9998$ $y=2,9998$
8	$x=2,9727$ $y=3,05669$	$x=3,00407$ $y=3,00676$	$x=3,00029$ $y=2,99992$
9	$x=2,95952$ $y=2,97917$	$x=3,00444$ $y=3,01213$	$x=2,99968$ $y=3,00017$
10	$x=3,03264$ $y=3,04302$	$x=2,99895$ $y=3,00139$	$x=3,00029$ $y=3,00017$

Тестовая функция 2

Для анализа возможностей ГА, рассмотрим более сложную тестовую функцию №2, так же зависящую от двух переменных. Дана функция, у которой требуется найти максимум:

$$f(x_1, x_2) = (-2x_2^3 + 6x_2^2 + 6x_2 + 10) \cdot \sin(\ln(x_1)) \cdot e^{x_2}, \quad 0,5 \leq x_1 \leq 1,1; 1,0 \leq x_2 \leq 4,6$$

Графики функции приведены на рисунке 5.5.

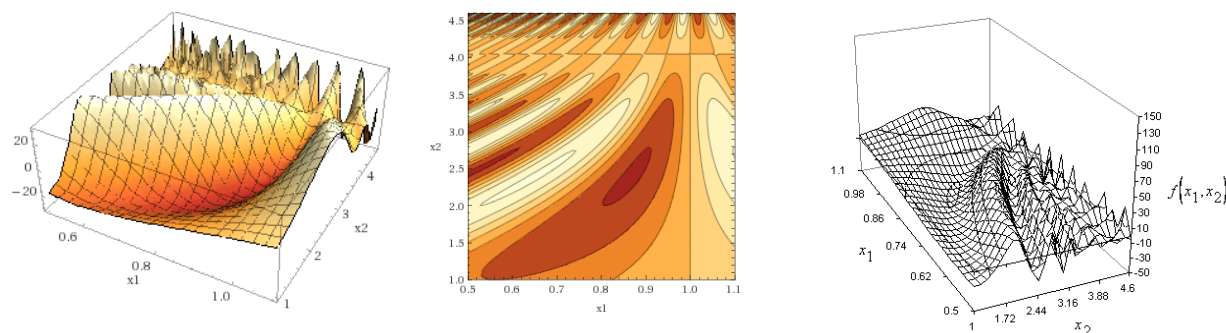


Рисунок 5.5 – Графики исследуемой тестовой функции №2

Данная функция имеет многочисленные и близкие по значению максимумы и глобальный максимум при $x_1=0,65$, $x_2=2,4$ в диапазонах $0,5 \leq x_1 \leq 1,1$ и $1,0 \leq x_2 \leq 4,6$. Исходный код программы, обеспечивающий поиск максимума данной функции на основе ГА, представлен в листинге в Приложении. Результаты оптимизации с помощью ГА приведены в таблице 5.2 и на рисунке 5.6.

Таблица 5.2 – Результаты работы ГА для тестовой функции 2

Номер запуска	Параметры запуска		
	30 особей 10 поколений	30 особей 100 поколений	30 особей 1000 поколений
1	$x_1=0,66943$ $x_2=2,46499$	$x_1=0,630666$ $x_2=2,32492$	$x_1=0,652969$ $x_2=2,40149$
2	$x_1=0,607759$	$x_1=0,655798$	$x_1=0,656136$

	$x_2= 2,25235$	$x_2= 2,41347$	$x_2= 2,41446$
3	$x_1= 0,70152$ $x_2= 2,59123$	$x_1= 0,657217$ $x_2= 2,41935$	$x_1= 0,656658$ $x_2= 2,41627$
4	$x_1= 0,709375$ $x_2= 2,655010$	$x_1= 0,649773$ $x_2= 2,39034$	$x_1= 0,655395$ $x_2= 2,40462$
5	$x_1= 0,648885$ $x_2= 2,379630$	$x_1= 0,634511$ $x_2= 2,33772$	$x_1= 0,653408$ $x_2= 2,41446$
6	$x_1= 0,675253$ $x_2= 2,49142$	$x_1= 0,659744$ $x_2= 2,42808$	$x_1= 0,656164$ $x_2= 2,41446$
7	$x_1= 0,677102$ $x_2= 2,49812$	$x_1= 0,652117$ $x_2= 2,39979$	$x_1= 0,657354$ $x_2= 2,41863$
8	$x_1= 0,623992$ $x_2= 2,30327$	$x_1= 0,637322$ $x_2= 2,34947$	$x_1= 0,649966$ $x_2= 2,3927$
9	$x_1= 0,750712$ $x_2= 2,82502$	$x_1= 0,662417$ $x_2= 2,4367$	$x_1= 0,656091$ $x_2= 2,41424$
10	$x_1= 0,669439$ $x_2= 2,46126$	$x_1= 0,663095$ $x_2= 2,43868$	$x_1= 0,655743$ $x_2= 2,41303$

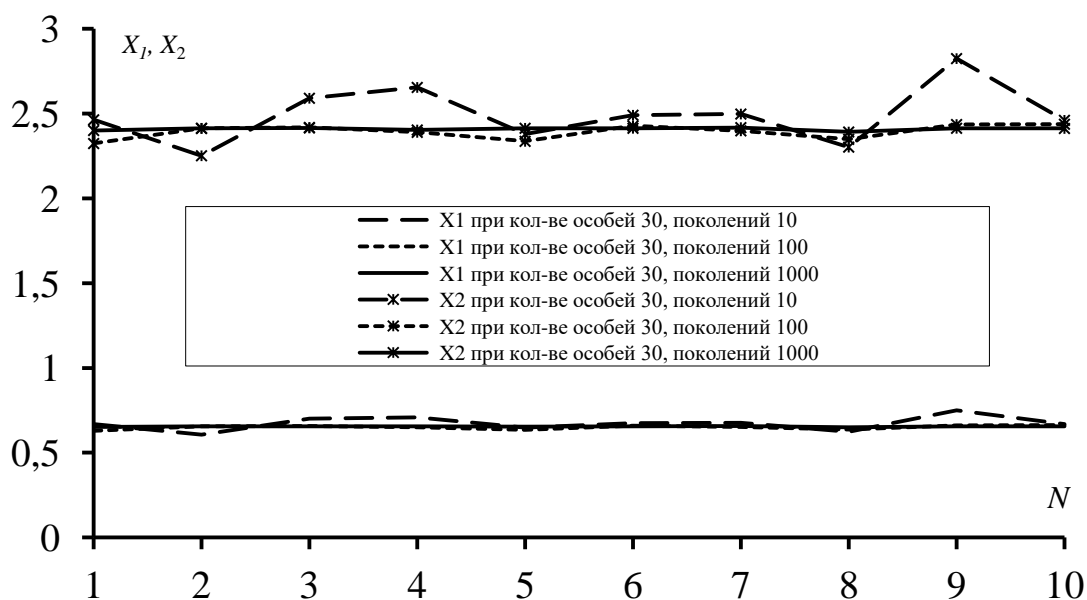


Рисунок 5.6 – Результаты оптимизации ГА тестовой функции с двумя переменными, при количестве особей и поколений 30 и 10 (---), 30 и 100 (••••), 30 и 1000 (—)

Функции Растригина

Функция Растригина является невыпуклой функцией, которая используется для тестирования эффективности алгоритмов оптимизации [1]. Данная функция была предложена в 1974 году Леонардом Растригиным как функция двух переменных и в 1991 году была обобщена на высшие размерности. Известно, что глобальный минимум функции Растригина находится в точке $x=0$, где $f(x)=0$. Сначала в системе TALGAT с помощью ГА

были найдены значения x , при которых наблюдается экстремум (рисунок 5.7) для $n=1$ и для $n=5$ (диапазон значений x от -10 до 10) для функции

$$f(x) = 10n + \sum_{i=1}^n (x_i^2 - 10 \cos(2\pi x_i)).$$

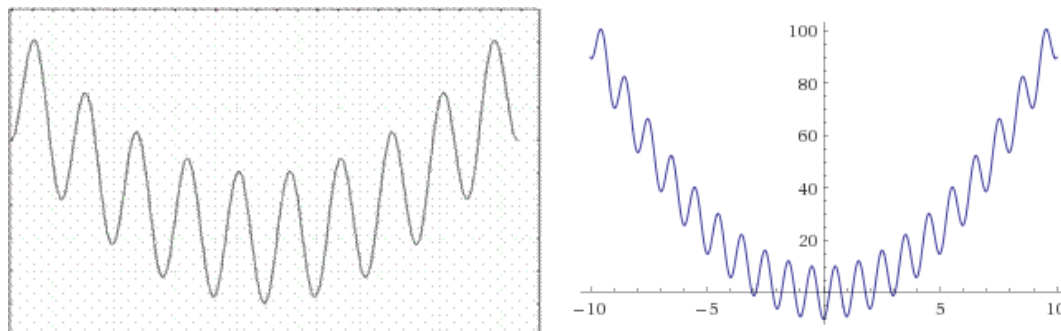


Рисунок 5.7 – График функции Растригина при $n=1$

В таблице 5.3 сведены результаты работы генетического алгоритма для поиска значения x , при котором график функции (при $n=1$) имеет минимальное значение.

Таблица 5.3 – Результаты работы ГА для поиска значения x , при котором наблюдается экстремум при $n=1$

Номер запуска ГА	Параметры запуска					
	особей – 30 поколений – 10		особей – 30 поколений – 100		особей – 30 поколений – 1000	
	t , с	x	t , сек.	x	t , с	x
1	0,035	1,00237	0,278	-0,000152588	2,622	0,000152588
2	0,037	0,0236511	0,272	0,000152588	2,64	0,000152588
3	0,039	0,0416574	0,27	0,000152588	2,652	-0,000152588
4	0,04	0,00167847	0,283	0,000457764	2,688	0,000152588
5	0,035	0,995956	0,269	0,000457764	2,626	0,000152588

Из таблицы 5.3 видно, что при увеличении количества поколений улучшается сходимость полученных результатов, а также увеличивается время вычисления. Так, при количестве особей 30 и при количестве поколений 10 значения x варьируются от 0,0016 до 0,9959. При увеличении количества поколений до 100 значения x варьируются от -0,000152 до 0,000457. При количестве поколений 1000 наблюдается следующее: все значения x имеют значения 0,000152 и -0,000152. Таким образом, с помощью ГА оптимальные значения параметров находятся с точностью до четвертого знака. Для наглядности полученные значения x при разном количестве поколений сведены в графики сходимости (рисунок 5.8).

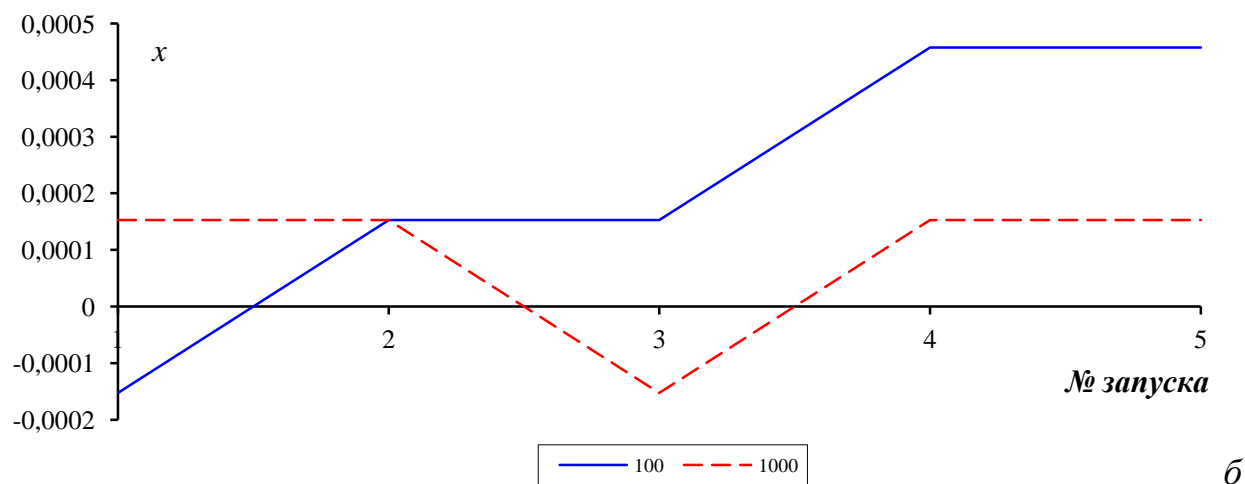
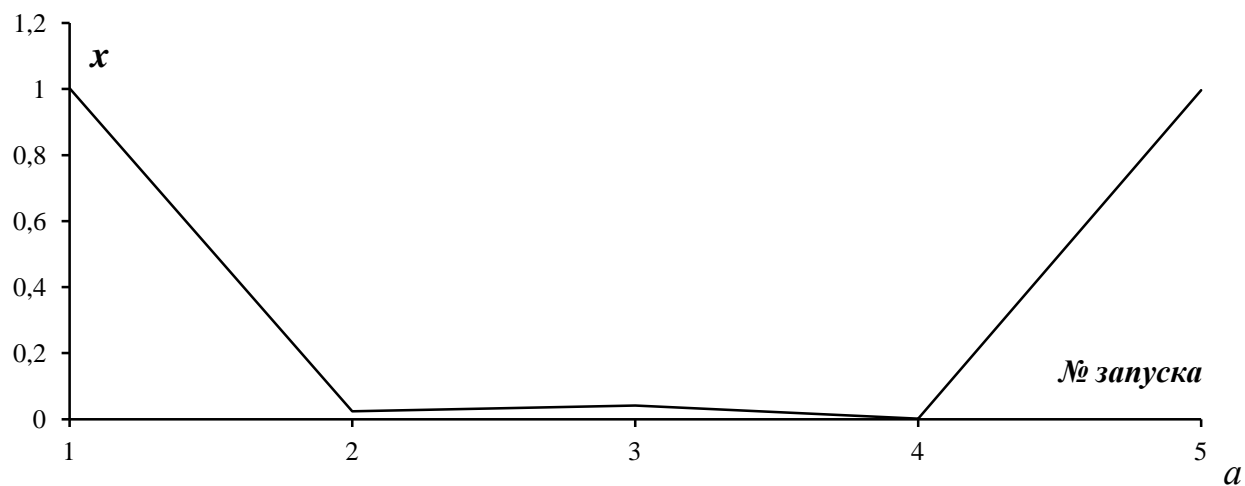


Рисунок 5.8 – Графики сходимости значений x при количестве поколений 10 (а), 100 и 1000 (б)

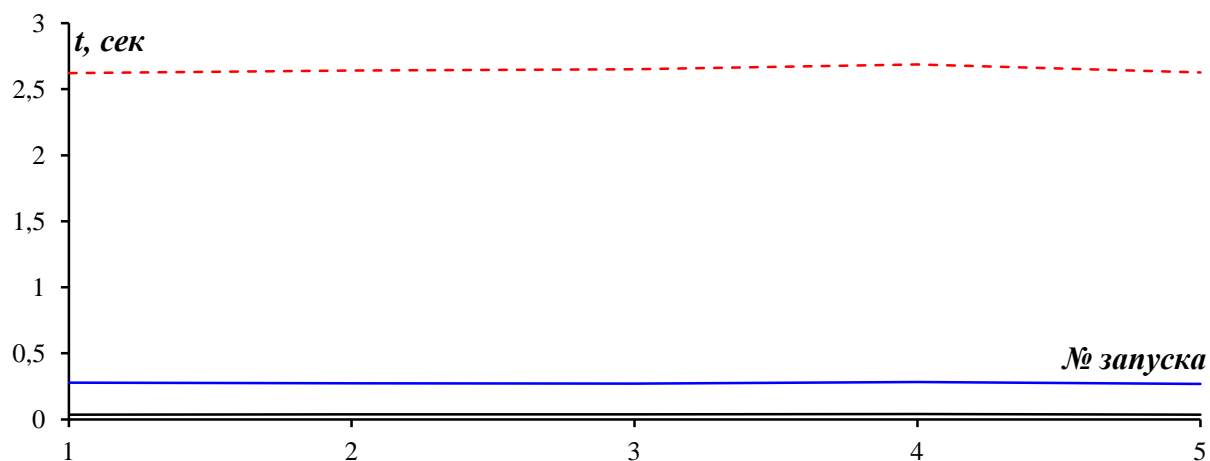


Рисунок 5.9 – Время вычисления при количестве поколений 10 (—), 100 (—) и 1000 (—)

Из графиков на рисунках 5.8 и 5.9 видно, что при увеличении количества поколений до 1000 проявляется сходимость полученных данных и увеличивается время вычисления. Увеличение времени вычисления до 2,7 с. не

критично, однако при увеличении количества переменных или критериев оптимизации время вычисления может значительно увеличиться. Используемая программа оптимизации с помощью ГА для поиска максимума данной функции представлена в листинге в Приложении. Рассмотрим функцию Растригина с двумя переменными (при $n=2$), в таком случае общий вид у функции будет иметь вид:

$$f(x, y) = 20 + x^2 + y^2 - 10 \cdot \cos(2\pi \cdot x) - 10 \cdot \cos(2\pi \cdot y).$$

График функции Растригина, зависящей от двух переменных, представлен на рисунке 5.10.

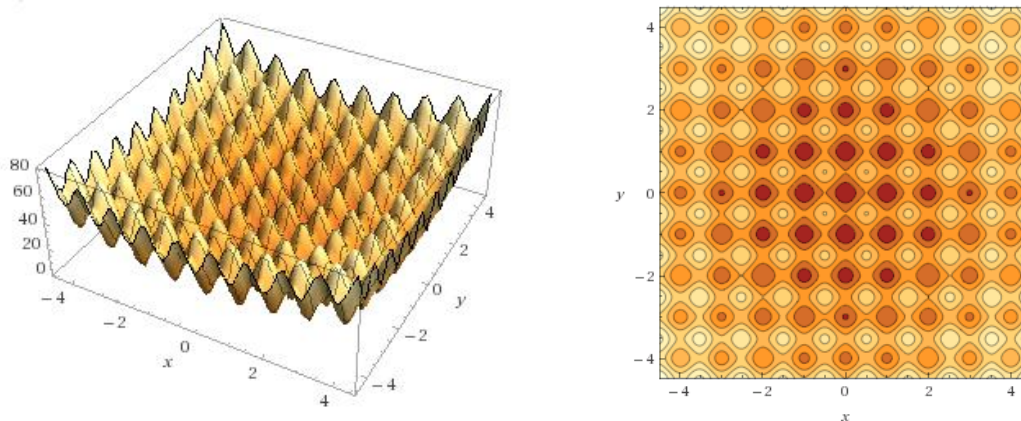


Рисунок 5.10 – Функция Растригина, зависящая от двух переменных

Функция $f(x, y)$ имеет многочисленные и близкие по значению минимумы и глобальный минимум при $x = 0$, $y = 0$. Исходный код программы, позволяющей найти минимум данной функции, представлен в листинге в Приложении. Результаты поиска максимума представлены в таблица 5.4.

Таблица 5.4 – Результаты работы ГА для функции Растригина с двумя переменными

Номер запуска	Параметры запуска		
	30 особей 10 поколений	30 особей 100 поколений	30 особей 1000 поколений
1	$x = -0,0433602$ $y = 0,999937$	$x = -0,00414038$ $y = 0,00117207$	$x = 0,000234604$ $y = -7,82013e-005$
2	$x = 0,946499$ $y = 0,946342$	$x = 0,995562$ $y = -0,00179672$	$x = -0,00039053$ $y = 0,00132799$
3	$x = -0,0169535$ $y = -0,0671101$	$x = 0,00210953$ $y = 0,00882816$	$x = 0,000546932$ $y = 0,00039053$
4	$x = 0,996656$ $y = -0,0399222$	$x = 0,0113282$ $y = -0,0274224$	$x = 0,000859261$ $y = -0,00132799$
5	$x = 1,00212$	$x = 0,00445318$	$x = 7,82013e-005$

	$y = -0,0158596$	$y = 0,0100784$	$y = -7,82013e-005$
6	$x = 0,00554705$ $y = 1,04697$	$x = -0,00101566$ $y = -0,00585938$	$x = -7,82013e-005$ $y = -0,000234127$
7	$x = -1,02712$ $y = 0,13133$	$x = 0,00398445$ $y = -0,00304699$	$x = 0,000546932$ $y = -0,00179672$
8	$x = -0,995874$ $y = -0,979311$	$x = 0,00195313$ $y = 0,00289059$	$x = -0,000859261$ $y = -0,00039053$
9	$x = -0,976655$ $y = -1,00759$	$x = -0,000234127$ $y = -0,00257826$	$x = 0,000234604$ $y = 0,000859261$
10	$x = 0,11883$ $y = 0,0257039$	$x = 0,00257826$ $y = 0,00148439$	$x = -7,82013e-005$ $y = 7,82013e-005$

Так же была исследована функция Растргина для пяти переменных x_1 – x_5 ($n=5$), при которых функция так же имеет один глобальный минимум и множество локальных минимумов. Результаты работы ГА были обработаны и представлены в виде таблицы 5.5.

Таблица 5.5 – Результаты работы ГА для поиска значения x , при котором наблюдается экстремум при $n=5$

Номер запуска	Параметры запуска: 30 особей, 10 поколений					
	t, c	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5
1	0,126	2,90669	-1,6878	0,88334	0,04257	0,29587
2	0,127	-1,16381	3,90799	-0,09475	0,72495	3,18013
3	0,124	3,71237	1,02861	-0,91203	0,89005	-1,01335
4	0,115	-1,4876	0,865644	-1,01671	2,07935	0,123446
5	0,114	-0,255283	0,998703	-1,2697	-0,71183	2,99489
	Параметры запуска: 30 особей, 100 поколений					
1	1,003	0,021514	2,16785	-0,97856	-2,06378	-0,994736
2	1,007	0,0596628	0,936751	-0,850691	-1,97742	0,0770578
3	1,02	-1,86389	1,98047	0,954757	0,870832	2,03845
4	1,085	-1,89807	0,0135803	-1,77691	0,0486765	-1,03319
5	1,02	2,12421	0,907454	-1,99786	-2,03967	0,913558
	Параметры запуска: 30 особей, 1000 поколений					
1	9,878	-0,936751	0,0679026	1,02647	0,957198	1,00298
2	9,822	-1,03288	1,01152	-0,002899	1,00786	1,00908
3	10,729	0,00778198	-0,00503	-0,007781	0,063630	-0,0141907
4	9,889	0,923629	0,0050354	-1,07408	1,02251	-0,0956745
5	12,736	0,891279	0,928817	-0,034638	-1,01579	-0,996262

Полученные значения x при разном количестве поколений сведены в графики сходимости (рисунки 5.11–5.15).

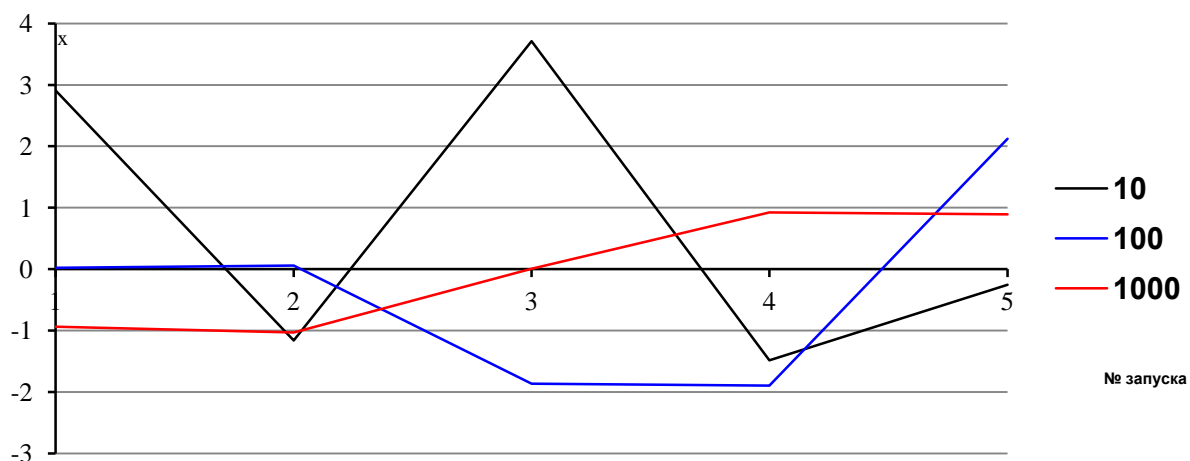


Рисунок 5.11 – График сходимости значения x_1 при количестве поколений 10 (—), 100 (—) и 1000 (—)

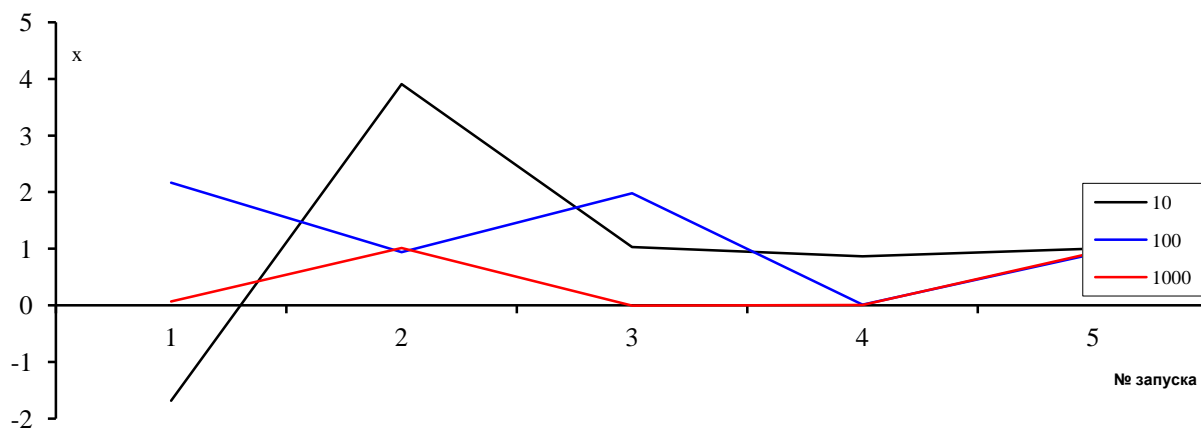


Рисунок 5.12 – График сходимости значения x_2 при количестве поколений 10 (—), 100 (—) и 1000 (—)

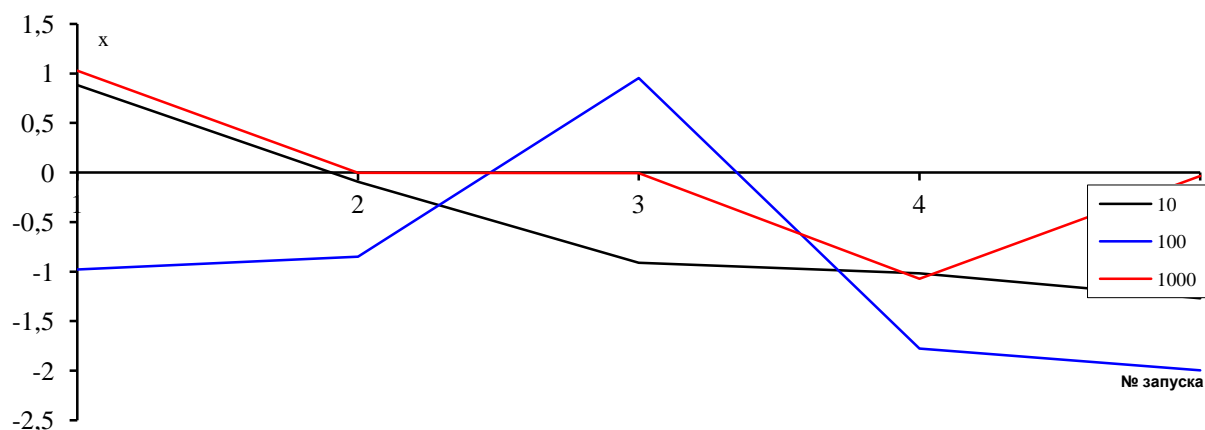


Рисунок 5.13 – График сходимости значения x_3 при количестве поколений 10 (—), 100 (—) и 1000 (—)

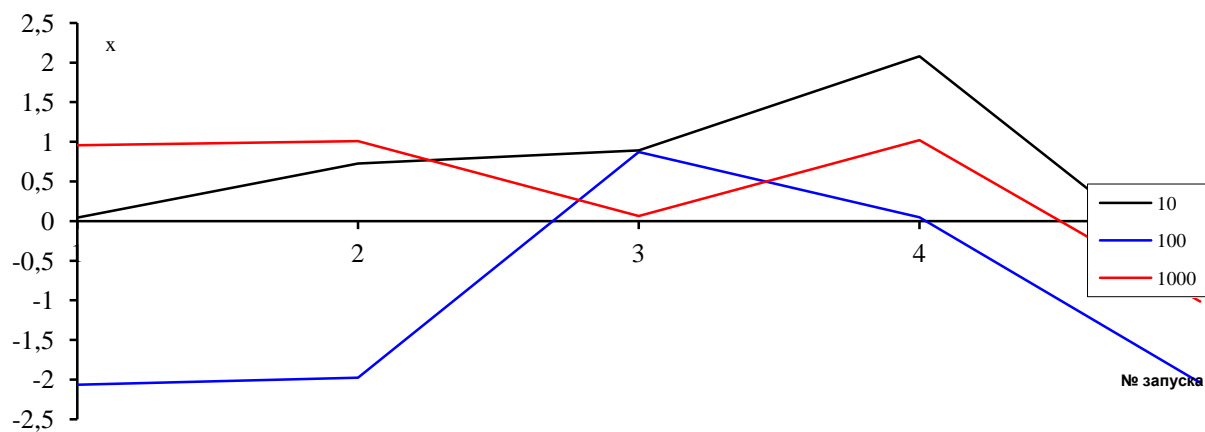


Рисунок 5.14 – График сходимости значения x_4 при количестве поколений 10 (—), 100 (—) и 1000 (—)

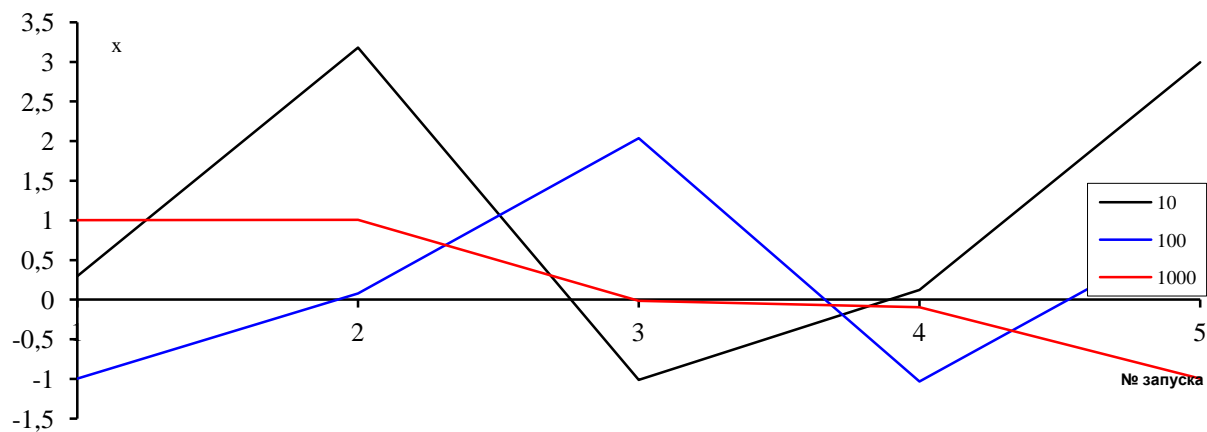


Рисунок 5.15 – График сходимости значения x_5 при количестве поколений 10 (—), 100 (—) и 1000 (—)

Из рисунков 5.11–5.15 видно, что при увеличении количества поколений сходимость начинает улучшаться. Так при количестве поколений 1000 полученные значения x варьируются от -1 до 1, тогда как при количестве поколений 10 – от -2 до 4. При увеличении количества поколений до 1000 время вычисления увеличивается до 13 с (рисунок 5.16).

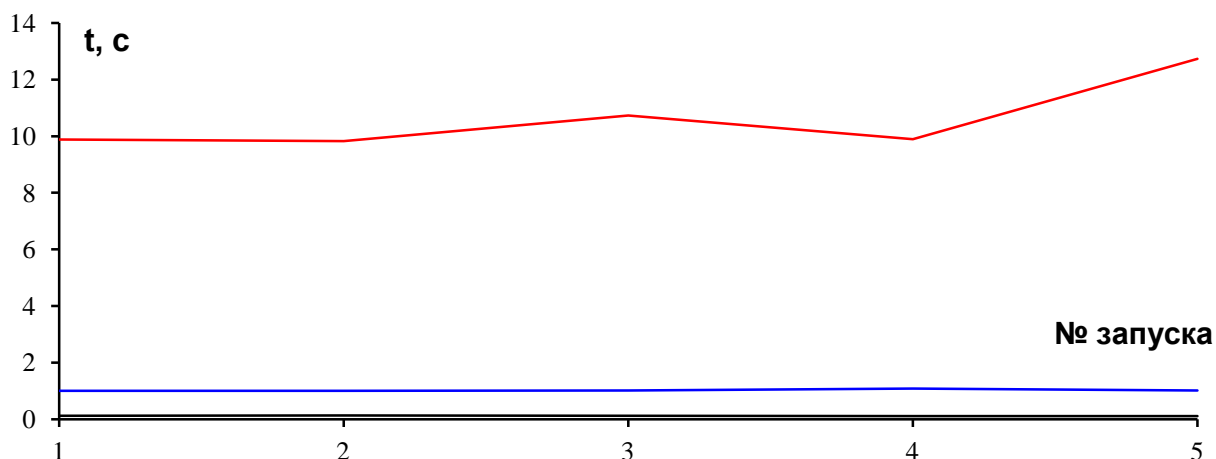


Рисунок 5.16 – Время вычисления при количестве поколений 10 (—), 100 (—) и 1000 (—)

Таким образом, при увеличении количества поколений улучшается точность полученных данных. Стоит отметить, что при поиске одной переменной полученные результаты совпадают (с точностью до четвертого знака) с заранее известным значением x , при котором на графике наблюдается точка экстремума. Однако при поиске пяти неизвестных переменных, сходимость значительно хуже. Программа поиска экстремума функции Растригина для 5 переменных представлена в листинге в Приложении.

Функция Розенброка

Исследуем функцию Розенброка вида

$$f(x, y) = 100(y - x^2)^2 + (1,0 - x)^2.$$

Функция Розенброка – невыпуклая функция, используемая для оценки производительности алгоритмов оптимизации, предложенная Говардом Розенброком в 1960 г. Считается, что поиск глобального минимума для данной функции является нетривиальной задачей. Эта функция является примером тестовой функции для локальных методов оптимизации. Она имеет минимум 0 в точке (1,1). Общий вид функции представлен на рисунке 5.17.

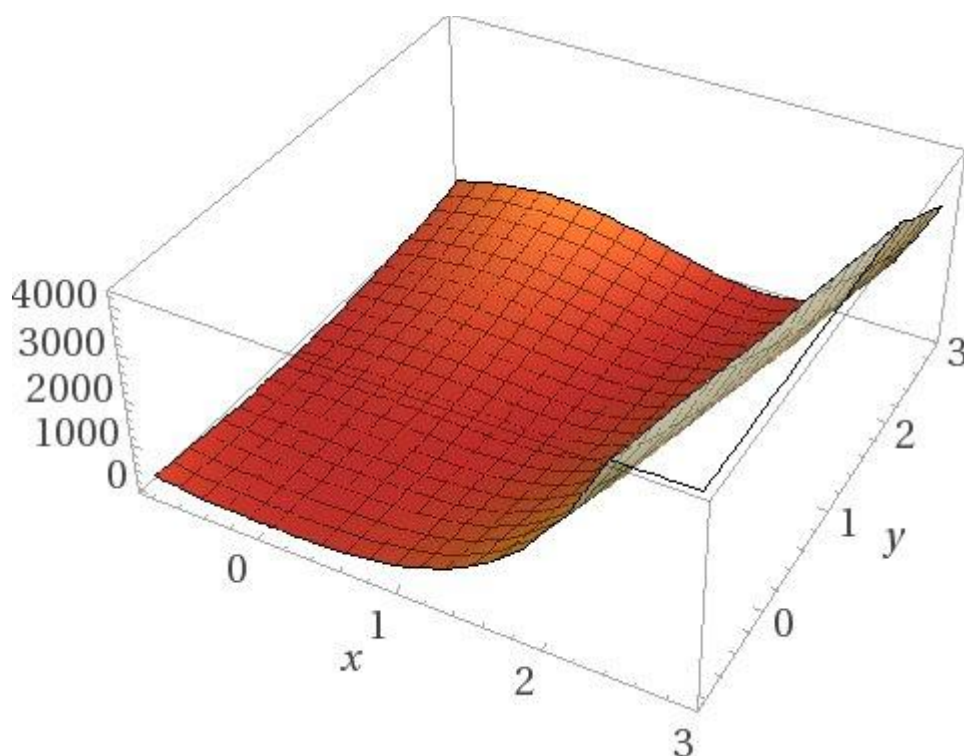


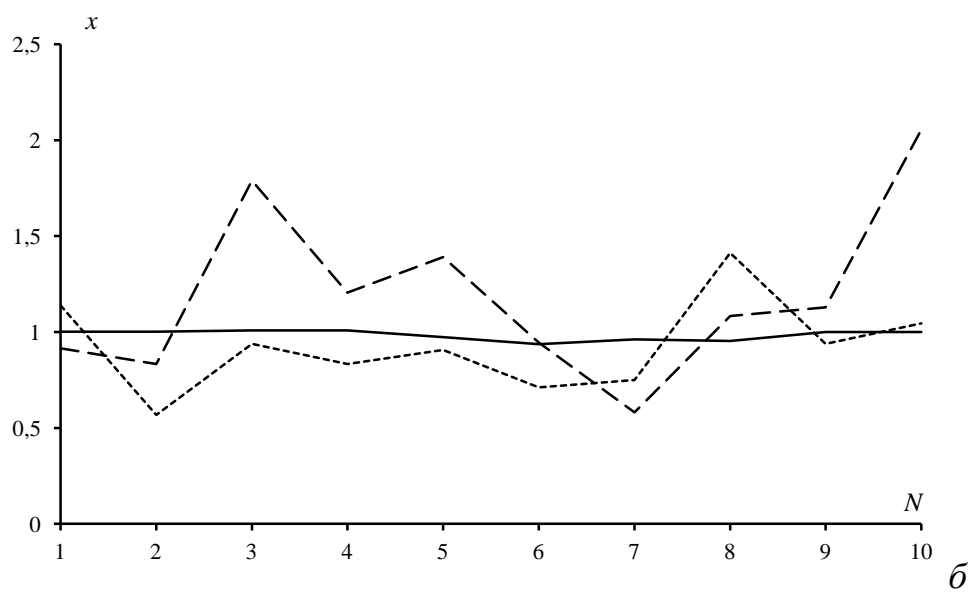
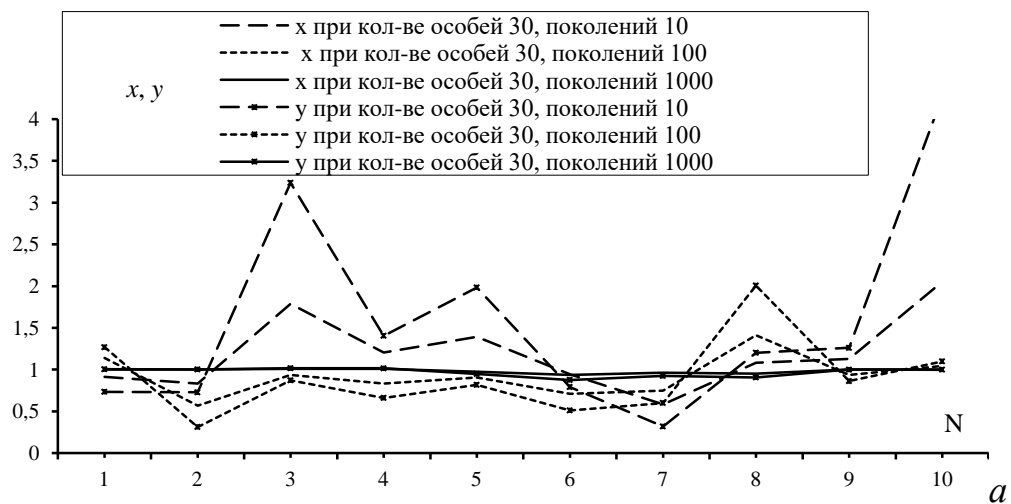
Рисунок 5.17 – График функции $f(x, y) = 100(y - x^2)^2 + (1,0 - x)^2$

Результаты поиска минимума представлены в таблице 5.6 и на рисунок 5.18, листинг исходного кода программы поиска минимального значения функции Розенброка представлен в Приложении.

Таблица 5.6 – Результаты работы ГА для тестовой функции

Номер запуска	Параметры запуска		
	30 особей 10 поколений	30 особей 100 поколений	30 особей 1000 поколений
1	$x = 0,914473$ $y = 0,734112$	$x = 1,13802$ $y = 1,26818$	$x = 1,00221$ $y = 1,0045$
2	$x = 0,833753$ $y = 0,728008$	$x = 0,568551$ $y = 0,312963$	$x = 1,00099$ $y = 1,00221$
3	$x = 1,7882$ $y = 3,23735$	$x = 0,937362$ $y = 0,8719$	$x = 1,00786$ $y = 1,0164$
4	$x = 1,20546$ $y = 1,40597$	$x = 0,832685$ $y = 0,661173$	$x = 1,00832$ $y = 1,01503$
5	$x = 1,39101$ $y = 1,98383$	$x = 0,905623$ $y = 0,817121$	$x = 0,973983$ $y = 0,948959$
6	$x = 0,945449$ $y = 0,791791$	$x = 0,711376$ $y = 0,51133$	$x = 0,935988$ $y = 0,87602$
7	$x = 0,581674$ $y = 0,318914$	$x = 0,749218$ $y = 0,600443$	$x = 0,961776$ $y = 0,924544$
8	$x = 1,08339$ $y = 1,20226$	$x = 1,41146$ $y = 2,00717$	$x = 0,952468$ $y = 0,906844$

9	$x = 1,12764$ $y = 1,2604$	$x = 0,937514$ $y = 0,86244$	$x = 0,999771$ $y = 0,999619$
10	$x = 2,05356$ $y = 4,26764$	$x = 1,04494$ $y = 1,09895$	$x = 0,999161$ $y = 0,999924$



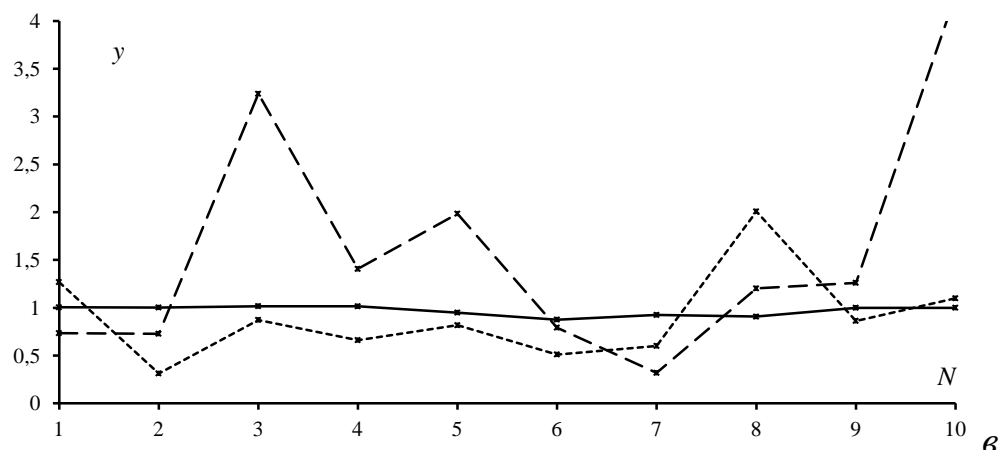


Рисунок 5.18 – Результаты оптимизации тестовой функции с двумя переменными (a) и приближений для x (b) и y (v) при количестве особей равном 30 и поколений равном 10 (---), 100 (---), 1000 (—)

Таким образом, проанализирована и оптимизирована функция Розенброка двух переменных вида в диапазоне значений $0 \leq x \leq 10$, $0 \leq y \leq 10$ при количестве поколений равном 10, 100 и 1000 с использованием ГА. Из приведенных графиков видно, что точность вычислений возрастает при увеличении количества поколений.

5.3 Комплексная оптимизация радиоэлектронных устройств

5.3.1 Оптимизация параметров двухпроводной линии передачи

В качестве исследуемых структур выбраны двухпроводная линии передач: с торцевой связью, с активным и пассивным проводниками на одной стороне подложки и опорным на другой, с лицевой связью [224]. Принципиальная схема и поперечные сечения исследуемых структуры приведены на рисунках 5.19 и 5.20, соответственно.

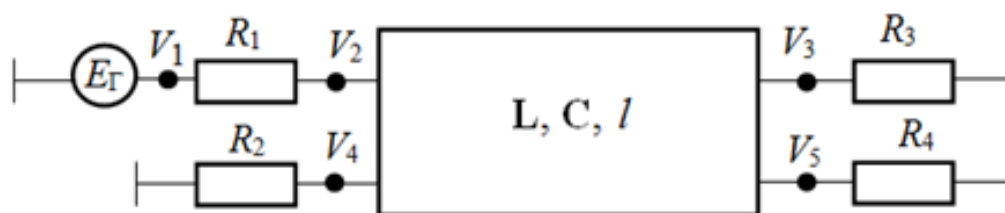
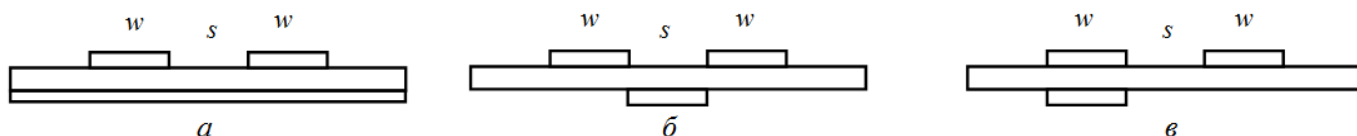


Рисунок 5.19 – Принципиальная схема

Рисунок 5.20 – Поперечные сечения исследуемых структур:
а) с торцевой связью б) треугольная в) с лицевой связью

В ходе работы исследовалось влияние ширины проводников и расстояния между ними на разность погонных задержек четной и нечетной мод, при строго заданных толщинах проводника и диэлектрика. Необходимо обеспечить максимальную разность погонных задержек.

Такая задача может быть сформулирована как задача оптимизации: необходимо найти такие значения w и s , при которых $\Delta\tau$ принимает максимальное значение, и может быть записана в виде

$$\Delta\tau = f(s, w) \rightarrow \max, \text{ при } 0,1 \leq s \leq 6, 0,1 \leq w \leq 9.$$

Таким образом, можно получить минимальную длину отрезков линий, при которой на заданной частоте обеспечивается полное подавление сигнала. В данном эксперименте параметры ГА выбирались следующими: число особей – 3, 10; количество поколений – 10, 30, 100; коэффициент мутации 0,1; коэффициент кроссовера 0,5. Ширина проводников w и расстояние между проводниками s менялись в диапазонах 0,1...9 мм, 0,1...6 мм соответственно. Моделирование и оптимизация проводились в системе TALGAT. Приняты следующие параметры: толщина диэлектрика $h = 250$ мкм, толщина проводника $t = 105$ мкм, относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 5,4$ и тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta = 0,025$. В таблицах 5.7, 5.8, 5.9 приведены результаты оптимизации по критерию максимизации разности погонных задержек четной и нечетной мод сигнала (рисунки 5.21–5.23).

Таблица 5.7 – Результаты оптимизации структуры с торцевой связью

Номер запуска	3 особи , 10 поколений			10 особей, 10 поколений		
	s , мм	w , мм	$\Delta\tau$, Нс/М	s , мм	w , мм	$\Delta\tau$, Нс/М
1	0,267453	7,20588	0,299303	0,105852	1,93648	0,906416
2	0,90304	2,20497	0,50821	0,114224	1,50927	0,951787
3	0,19651	2,97871	0,572273	0,395113	2,45914	0,431801
4	0,789976	2,36679	0,268074	0,156088	1,56764	0,821203
5	0,224149	1,81289	0,660378	0,142403	1,55356	0,857723
Номер запуска	10 особей, 30 поколений			10 особей, 100 поколений		
	s , мм	w , мм	$\Delta\tau$, Нс/М	s , мм	w , мм	$\Delta\tau$, Нс/М
1	0,10153	1,75898	0,954031	0,10081	1,50069	1,00516
2	0,126018	1,67464	0,883529	0,112154	1,5	0,960953
3	0,10099	1,54349	0,996213	0,10126	1,53113	0,997446
4	0,106932	1,59327	0,963131	0,1009	1,5087	1,00324
5	0,107472	1,51637	0,97541	0,10027	1,50378	1,00684

Таблица 5.8 – Результаты оптимизации треугольной структуры

Номер запуска	3 особи, 10 поколений			10 особей, 10 поколений		
	s , мм	w , мм	$\Delta\tau$, Нс/М	s , мм	w , мм	$\Delta\tau$, Нс/М
1	0,255969	0,949413	1,28541	0,155628	0,325417	1,35775
2	0,1406	1,44276	1,41559	0,102318	1,18816	1,55114
3	0,19651	2,97871	1,35146	0,1243	1,128	1,48935
4	0,1566	1,53313	1,36994	0,10015	1,05643	1,56921
5	0,42891	1,7896	1,03811	0,119141	1,26618	1,49046
Номер запуска	10 особей, 30 поколений			10 особей , 100 поколений		
	s , мм	w , мм	$\Delta\tau$, Нс/М	s , мм	w , мм	$\Delta\tau$, Нс/М
1	0,100748	0,677229	1,57332	0,1	0,764376	1,57908
2	0,108972	0,734701	1,54959	0,100449	0,683406	1,57468
3	0,100075	0,947131	1,57567	0,100299	0,800497	1,57835
4	0,10172	0,837424	1,57326	0,1	0,748934	1,57878
5	0,103589	0,579474	1,55487	0,100075	0,876902	1,57814

Таблица 5.9 – Результаты оптимизации структуры с лицевой связью

Номер запуска	особей – 3, поколений – 10			особей – 10, поколений – 10		
	s , мм	w , мм	$\Delta\tau$, Нс/М	s , мм	w , мм	$\Delta\tau$, Нс/М
1	5,85677	8,49142	4,26708	5,87801	8,98901	4,28323
2	5,88566	8,17876	4,26082	5,94022	8,96464	4,28404
3	5,37944	8,89643	4,26911	5,91717	8,56992	4,2702
4	5,97452	8,93889	4,28358	5,1658	8,96704	4,26486
5	5,071	7,69352	4,22891	5,8203	8,89242	4,2798
Номер запуска	особей – 10, поколений – 30			особей – 10, поколений – 100		
	s , мм	w , мм	$\Delta\tau$, Нс/М	s , мм	w , мм	$\Delta\tau$, Нс/М
1	5,898	8,83818	4,27977	5,99577	8,99989	4,28568
2	5,93725	8,98844	4,28461	5,991	8,99622	4,28553
3	5,99928	8,98913	4,28537	5,98686	8,99599	4,28549
4	5,98938	8,98901	4,28529	5,98821	8,99874	4,28558
5	5,97047	8,96807	4,28448	5,99199	8,99439	4,28548

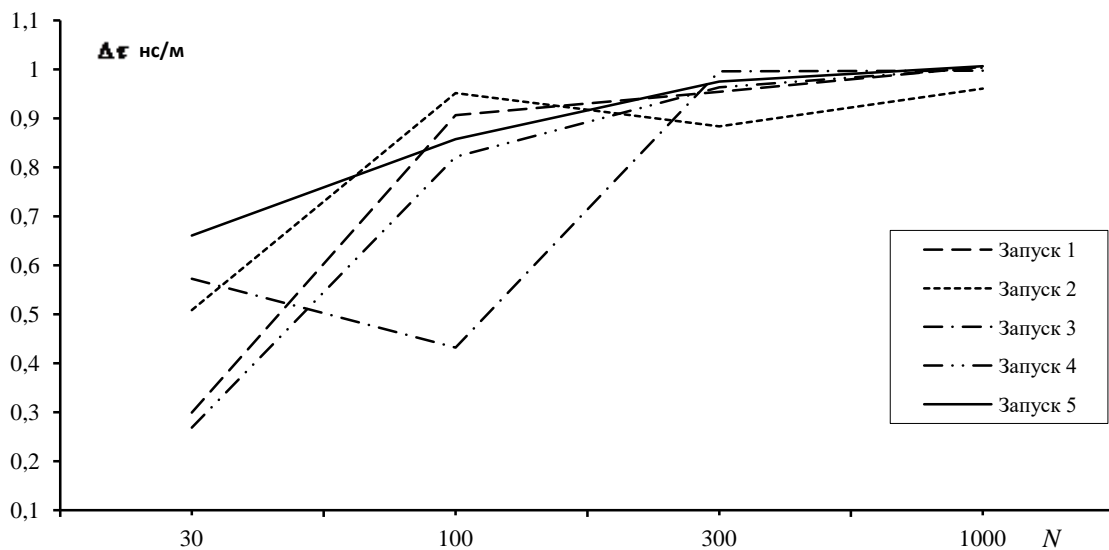


Рисунок 5.21 – Результаты оптимизации разности погонных задержек мод для структуры с торцевой связью

Для структуры с торцевой связью при количестве особей равном 3 и поколений равном 10 (30 вычислений) сходимости не наблюдалось, разница между крайними значениями составила 127,9%, при 1000 вычислений разница составила 3%. Такой разброс значений при малом количестве вычислений объясняется большим диапазоном изменяемых величин.

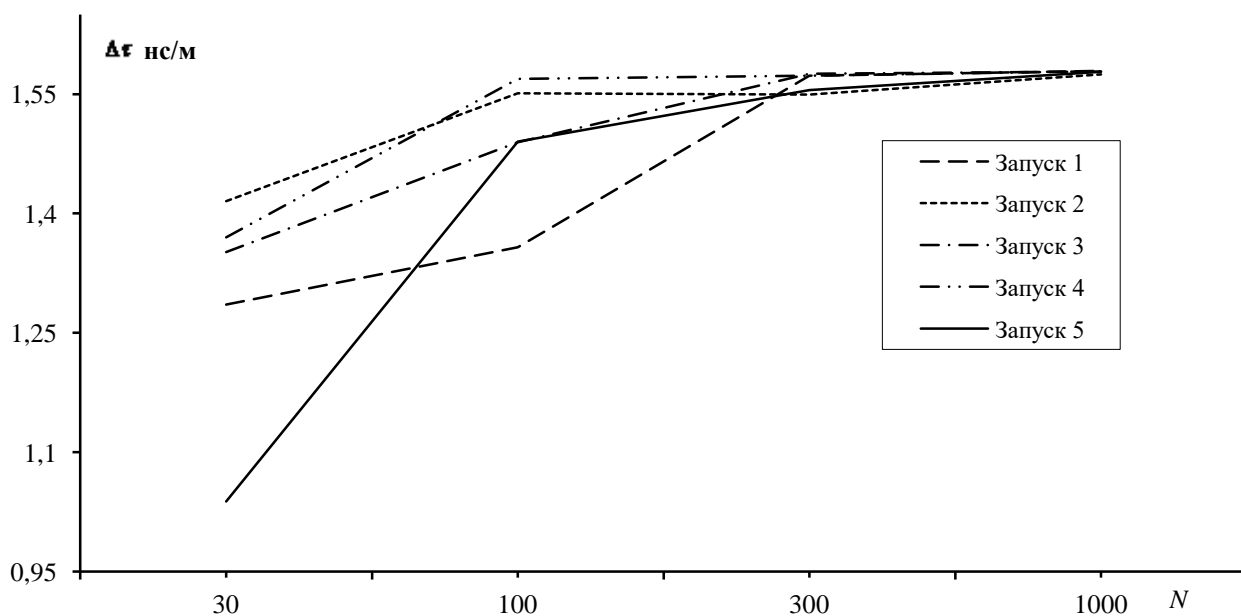


Рисунок 5.22 – Результаты оптимизации разности погонных задержек мод для треугольной структуры

Для треугольной структуры разброс значений при 30 вычислениях составил 10,1% при 1000 вычислений.

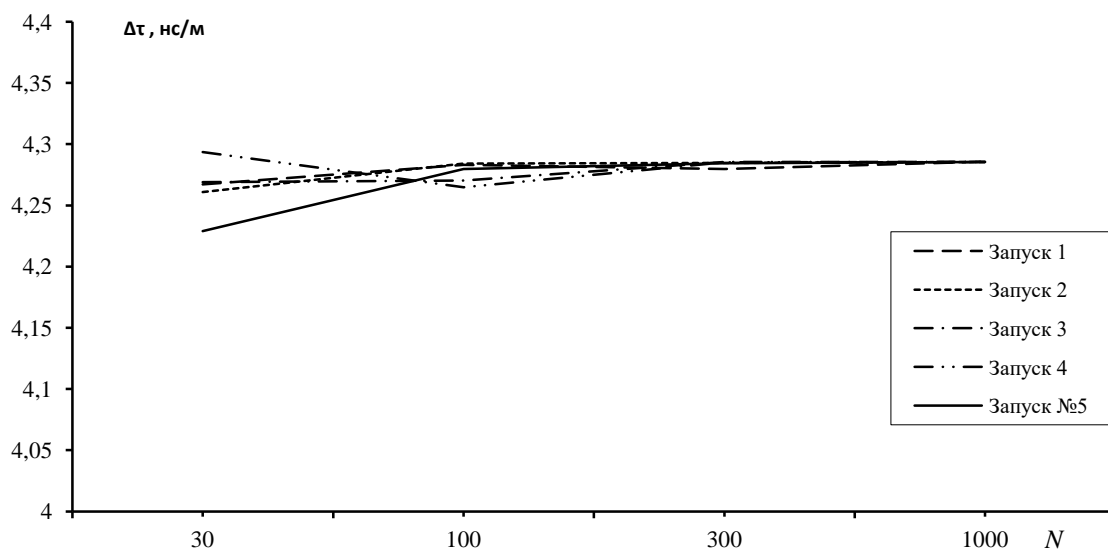


Рисунок 5.23 – Результаты оптимизации разности погонных задержек мод для структуры с лицевой связью

Для структуры с лицевой связью при 30 вычислениях разница между крайними значениями составила 1,28%, а при 1000 вычислений 0,02%. Такая сходимость показывает, что для данной структуры найдены оптимальные значения параметров.

5.3.2 Оптимизация параметров трехпроводного модального фильтра

В данном разделе оптимизация параметров трехпроводного микрополоскового МФ [225]. Вычисление параметров МФ и форм сигнала выполнялось в системе TALGAT. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяется Т-волна. Учитывались потери в проводниках и диэлектриках. В качестве исходного импульса использовался оцифрованный сигнал осциллографа С9-11, измеренный на нагрузке 50 Ом, с амплитудой 0,657 В. Длительность фронта – 27 пс, спада – 29 пс и плоской вершины – 9 пс, так что общая длительность – 65 пс. (Длительности измерены по уровням 0,1–0,9). Решалась задача минимизации выходного напряжения, которая в общем виде может быть записана следующим образом:

$U = f(s_1, s_2) \rightarrow \min$, при $200 \text{ мкм} \leq s_1 \leq 400 \text{ мкм}$, $200 \text{ мкм} \leq s_2 \leq 400 \text{ мкм}$.

В качестве исследуемой структуры выбран МФ на основе трехпроводной МПЛ. Принципиальная электрическая схема МФ представлена на рисунке 5.24, а поперечное сечение – на рисунке 5.25.

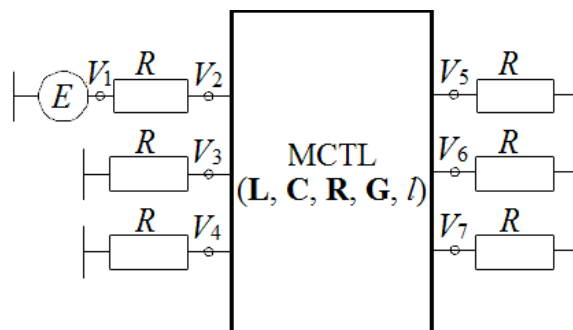


Рисунок 5.24 – Принципиальная схема для исследования

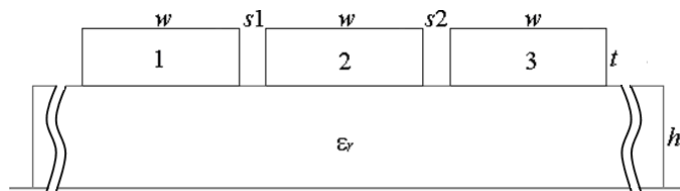


Рисунок 5.25 – Поперечное сечение трехпроводного МФ

МФ оптимизировался при следующих параметрах: ширина проводников $w = 1000 \text{ мкм}$, толщина проводников $t = 18 \text{ мкм}$, толщина диэлектрика $h = 500 \text{ мкм}$, относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 4,5$, длина линии $l = 60 \text{ см}$. Значение w ранее оптимизировалось для обеспечения волнового сопротивления одиночной линии 50 Ом и не менялось, как и значения t , h и ϵ_r . Значения расстояний между проводниками линии оптимизировались по критерию минимизации амплитуды импульсов на выходе МФ. В результате «ручной» оптимизации были получены значения $s_1 = 200$, $s_2 = 685 \text{ мкм}$. Формы сигналов на входе и выходе трехпроводного МФ с параметрами, получившимися в результате ручной оптимизации, представлены на рисунке 5.26. Амплитуда сигнала на выходе линии составила $0,040925 \text{ В}$.

Параметры ГА выбирались следующими: число особей – 3, 10; количество поколений – 10, 30, 100; коэффициент мутации 0,1; коэффициент кроссовера 0,5. Оптимизация s_1 и s_2 выполнялась в диапазоне $\pm 50 \text{ мкм}$ от

значений, полученных при «ручной» оптимизации. Достижение минимально возможного уровня амплитуды в трехпроводном МФ достигается путем выравнивания амплитуд импульсов разложения. Между тем из рисунка 5.26 видно, что имеется возможность дальнейшей минимизации амплитуд импульсов разложения посредством выравнивания их амплитуд. Исходя из этого, была произведена оптимизация с помощью ГА сначала только значения $s1$, поскольку в процессе «ручной» оптимизации выявлено, что на форму сигнала на выходе линии особенно сильное влияние имеет именно изменение параметра $s1$. Результаты для 5 запусков оптимизации приведены в таблице 5.10, а графики для $\max(U)$ – на рисунке 5.26.

Таблица 5.10 – Результат работы ГА для исследования влияния расстояния между проводниками $s1$

N	Число особей, число поколений							
	3, 10		10, 10		10, 30		10, 100	
	$s1$	$\max(U)$	$s1$	$\max(U)$	$s1$	$\max(U)$	$s1$	$\max(U)$
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

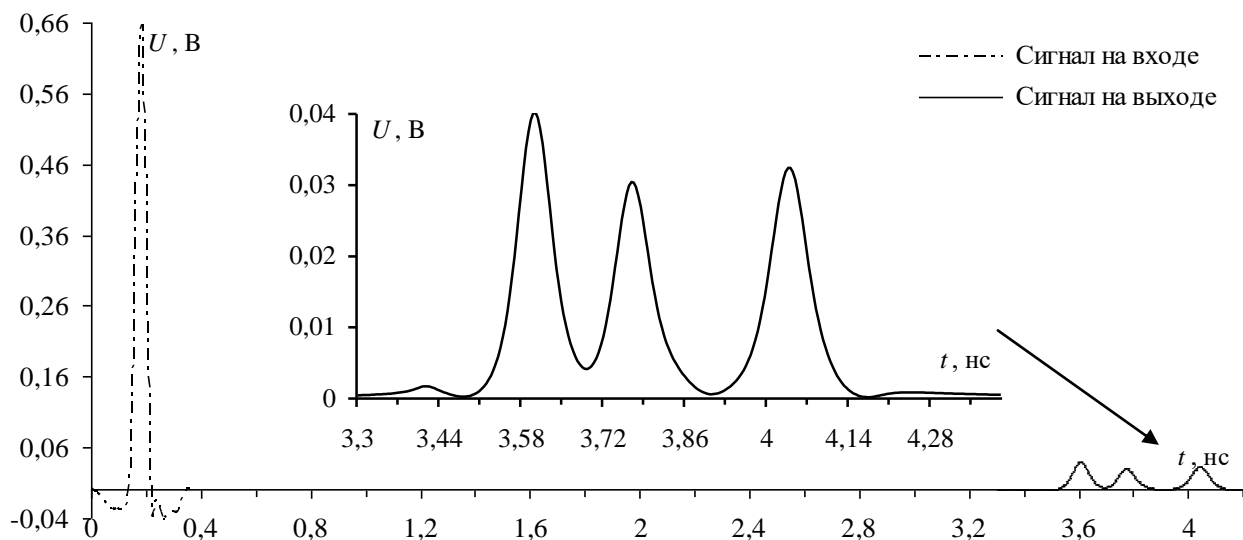


Рисунок 5.26 – Формы сигналов на входе (---) и выходе (—) (с увеличенным фрагментом сигнала на выходе) трехпроводного МФ с параметрами, полученными в результате «ручной» оптимизации

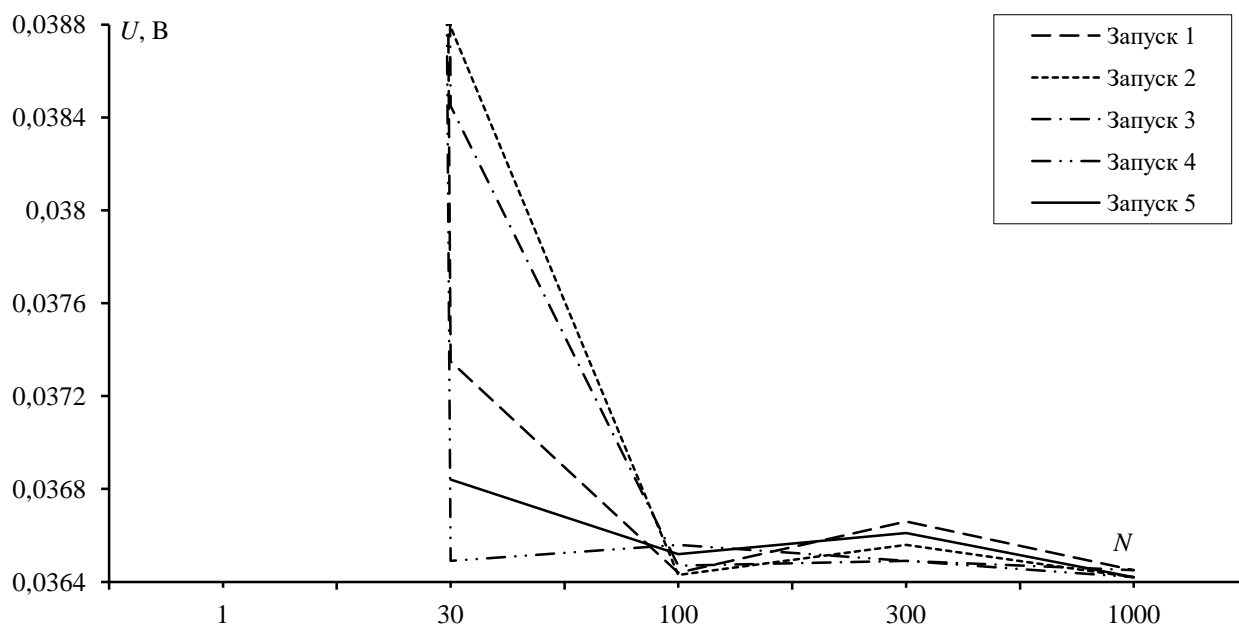


Рисунок 5.27 – Результаты оптимизации с помощью ГА по критерию минимизации амплитуды на выходе МФ, при количестве особей и поколений: 3 и 10; 10 и 10; 10 и 30; 10 и 100

При количестве особей и поколений 3 и 10 (30 вычислений) сходимость не наблюдалась, а разница между крайними значениями s_1 составила 38,6%. Однако с увеличением количества особей и поколений до 10 и 10 (100 вычислений) эта разница составила уже 2,5%, при 10 и 30 (300 вычислений) – 1,23%, а 10 и 100 (1000 вычислений) – 0,3%. Разница между крайними значениями переменных в 0,3% показывает сходимость и тем самым помогает получить оптимальное значение параметра s_1 , для достижения поставленной цели. Исходный код программы оптимизации для поиска оптимального значения параметра s_1 представлен в Приложении.

В итоге, при s_1 получена минимальная амплитуда 0,03642 В (таблица 5.11), что на 12,4% меньше, чем при «ручной» оптимизации. Формы сигналов на входе и выходе трехпроводного МФ после оптимизации представлены на рисунках 5.29, 5.30. Видно, что амплитуды первого и второго импульсов не выровнены, что может означать возможность дальнейшего уменьшения амплитуды выходного сигнала путем оптимизации сразу двух параметров s_1 и s_2 . Результаты такой оптимизации приведены в таблице 5.11, а графики для $\max(U)$ представлены на рисунке 5.28.

Таблица 5.11 – Результат работы ГА для исследования влияния расстояний между проводниками $s1$ и $s2$

N	Число особей, число поколений					
	10, 10		10, 30		10, 100	
	$s1, s2$	$\max(U)$	$s1, s2$	$\max(U)$	$s1, s2$	$\max(U)$
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
5	326, 665	0,036367	328, 669	0,036318	331, 673	0,036311

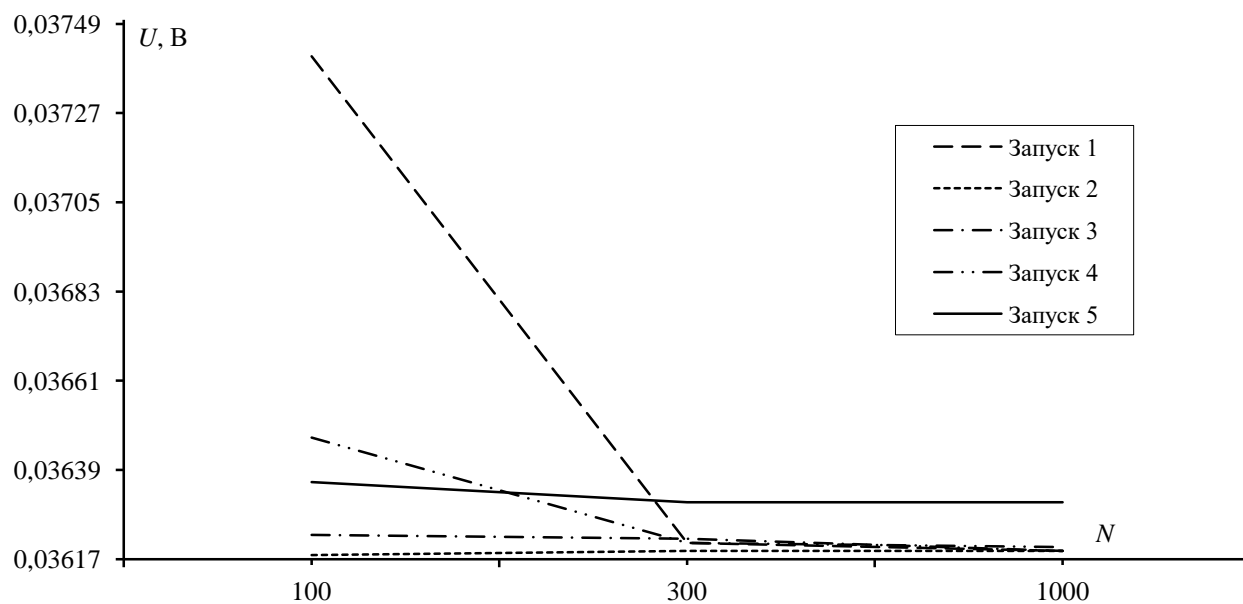


Рисунок 5.28 – Результаты оптимизации ГА расстояния между проводниками $s1$ и $s2$ при количестве особей и поколений: 3 и 10; 10 и 10; 10 и 30; 10 и 100

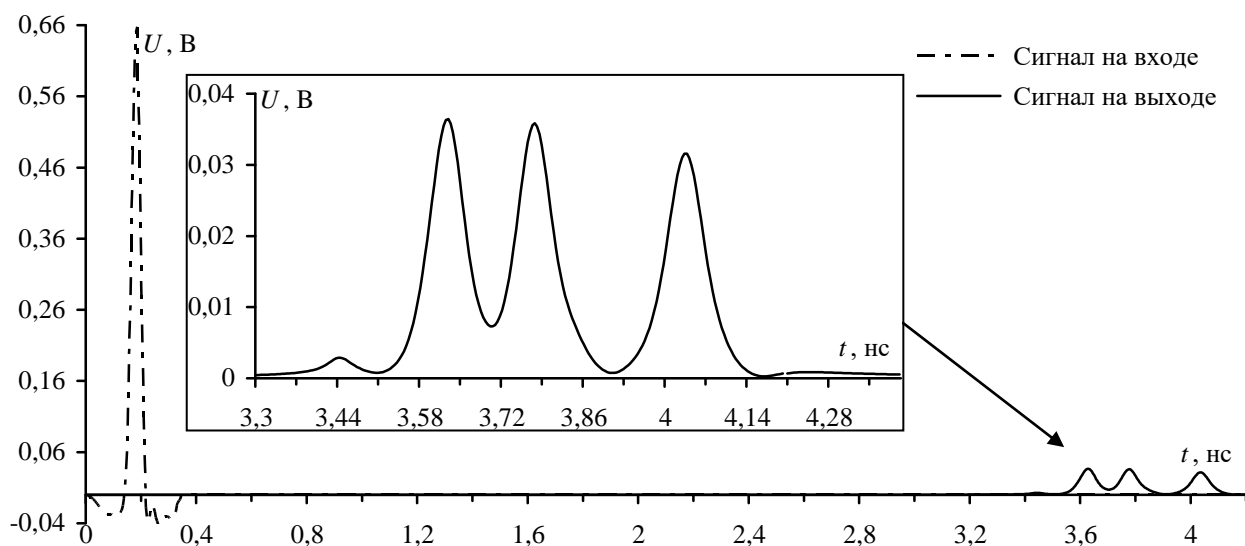


Рисунок 5.29 – Формы сигналов на входе (---) и выходе (—) (с увеличенным фрагментом сигнала на выходе) трехпроводного МФ с параметрами, полученными в результате оптимизации параметра $s1$ ГА

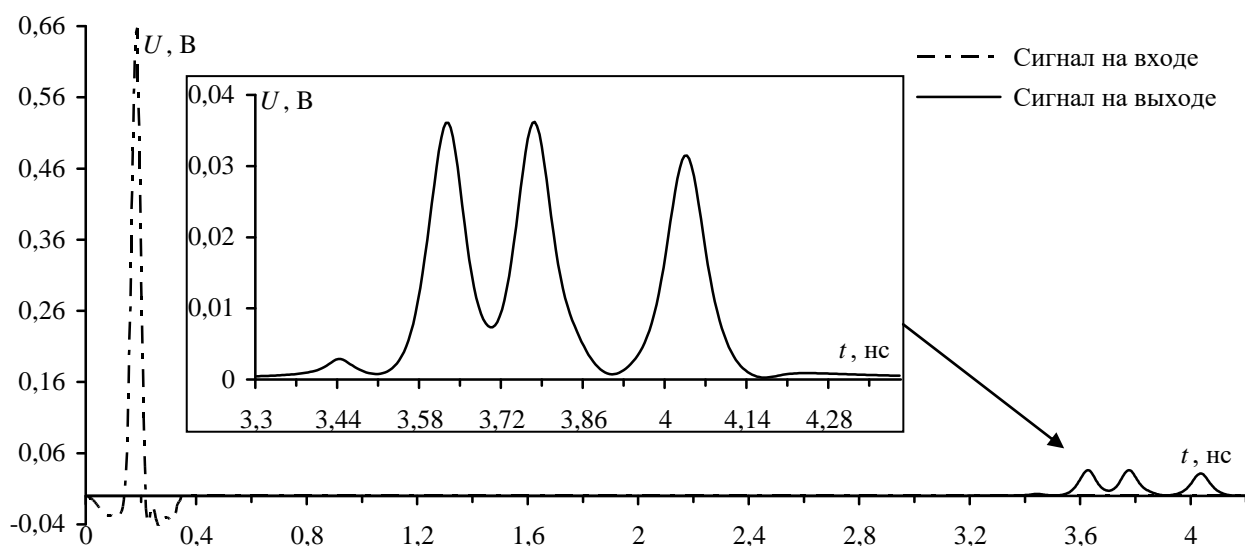


Рисунок 5.30 – Формы сигналов на входе (---) и выходе (—) (с увеличенным фрагментом сигнала на выходе) трехпроводного МФ с параметрами, полученными в результате оптимизации параметров $s1$ и $s2$ ГА

При соотношении количества особей и количества поколений 10 и 10 сходимость не наблюдалась, а разница между крайними значениями переменных составила 20,3%. При соотношении 10 и 30 – 4,9%, а при 10 и 100 – 0,7%. Разница между крайними значениями переменных в 0,7% показывает сходимость, необходимую для достижения поставленной цели. Отметим также, что оптимизация параметра $s1$ дала значение, равное

предыдущему (таблица 5.10) В итоге при $s_1 = 330$ мкм и $s_2 = 675$ мкм, получена максимально возможная минимизация амплитуды на выходе линии (в данном случае, при выравнивании первого и второго импульсов), равная 0,03619 В (таблица 5.11). Формы сигналов на входе и выходе трехпроводного МФ с параметрами, получившимися в результате оптимизации с помощью ГА, представлены на рисунке 5.30.

5.3.3 Оптимизация параметров воздушной меандровой линии

В данном разделе представлены результаты оптимизации параметров воздушной меандровой линии. Известно, что прохождения по воздушной меандровой линии импульса без искажений является задержка в линии большая, чем сумма длительностей фронта, плоской вершины и спада [226]:

$$2 \cdot l / c \geq t_r + t_d + t_f .$$

Параметры поперечного сечения (рисунок 5.31) линии выбраны так, чтобы обеспечивалось условие выше: ширина и толщина сигнального проводника $w=100$ мкм и $t=100$ мкм соответственно; расстояние между проводниками $s=7,7$ мкм; расстояние от земли до проводников $h=200$ мкм.

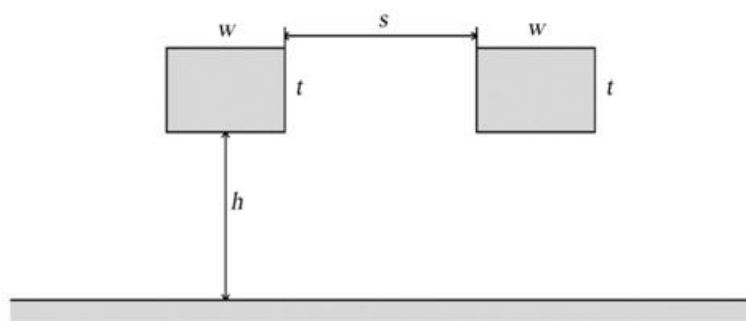


Рисунок 5.31 – Поперечное сечение линии

На рисунке 5.32 приведена эквивалентная схема соединений линии. Она состоит из двух параллельных проводников длиной $l=30$ мм, соединенных между собой на одном конце. Один из проводников линии соединен с источником импульсных сигналов, представленным на схеме идеальным источником ЭДС $E=1$ В и внутренним сопротивлением R_1 . Другой проводник линии соединен с приёмным устройством, представленным на схеме

сопротивлением R_2 . Значения R_1 и R_2 для минимизации отражения сигнала на концах проводников линии приняты равными среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии. Значение длины линии также выбрано для обеспечения условия, представленного выше.

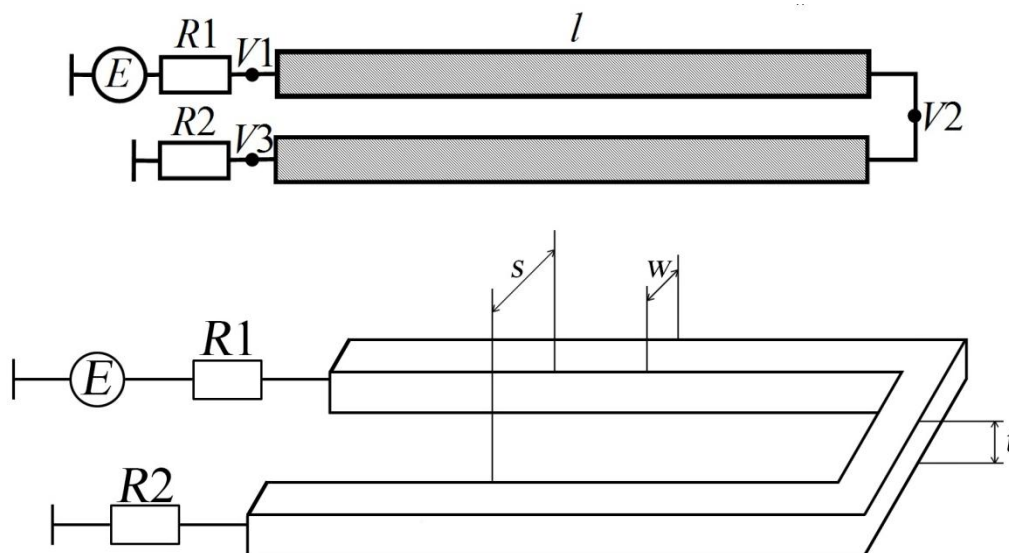


Рисунок 5.32 – Эквивалентная схема линии

Использовался ГА для поиска таких значений w , t , h и s , при которых среднее геометрическое волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии будет равно 50 Ом. Таким образом, можно представить задачу оптимизации в виде:

$$Z = f(w, t, h, s) \rightarrow 50, \text{ при } 10 \text{ мкм} \leq w \leq 10 \text{ мкм}, 10 \text{ мкм} \leq t \leq 500 \text{ мкм}, 10 \text{ мкм} \leq h \leq 500 \text{ мкм}, 1 \text{ мкм} \leq s \leq 100 \text{ мкм}.$$

Результаты работы ГА представлены в таблице 5.12.

Таблица 5.12 – Результаты работы ГА для поиска значений s , w , t и h при которых среднее геометрическое волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии составляет 50 Ом.

Номер запуска ГА	особей 30, поколений 10						особей: 30, поколений 100					
	Z, Ом	t, с	w, мкм	t, мкм	h _c , мкм	s, мкм	Z, Ом	t, с	w, мкм	t, мкм	h _c , мкм	s, мкм
1	49,9947	128,32	297,555	417,373	183,45	93,048	49,9915	1840,6	449,007	379,532	297,136	71,751
2	49,9835	134,372	368,085	238,128	265,995	39,7858	50,0008	2149,04	316,681	332,794	244,514	55,3152
3	49,9683	130,508	112,045	282,661	79,8718	61,0722	50,0041	1718,06	429,523	480,433	300,359	89,2336
4	49,9918	143,256	91,9321	397,708	95,7379	68,8536	50,0102	1960,23	382,052	471,939	341,497	70,2992
5	49,9948	161,143	282,332	301,555	427,982	29,4076	49,997	2677,52	135,052	403,241	196,602	48,5067

Из таблицы 17 видно, что полученные значения s , w , t и h при количестве поколений 10 и 100 отличаются. Значения s , w , t и h полученные

при запусках 1–5 также отличаются. Полученные значения на s , w , t и h были сведены на графики сходимости (рисунки 5.33–5.36).

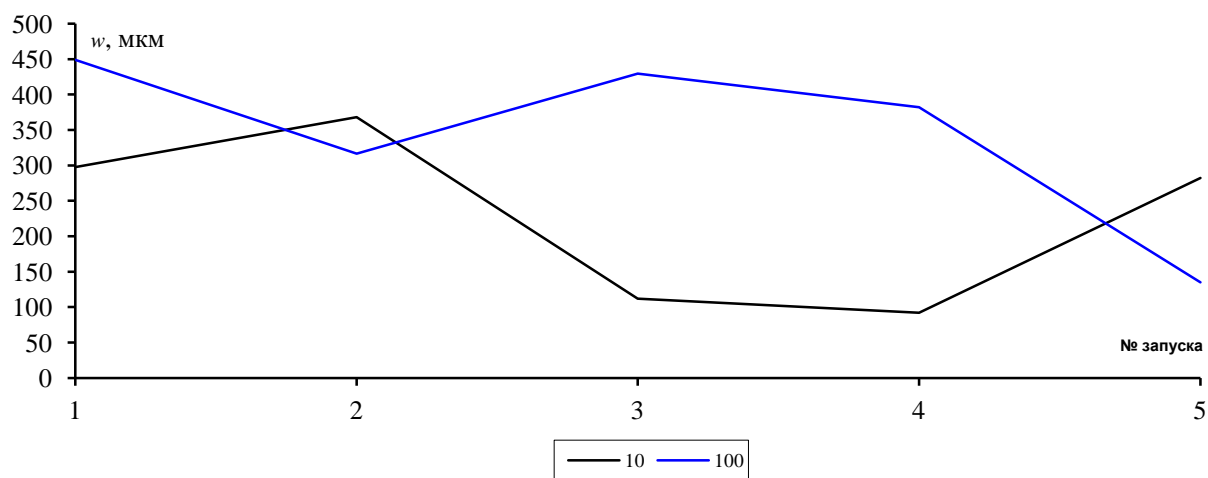


Рисунок 5.33 – График сходимости полученных значений w при количестве поколений 10 (—) и 100 (—)

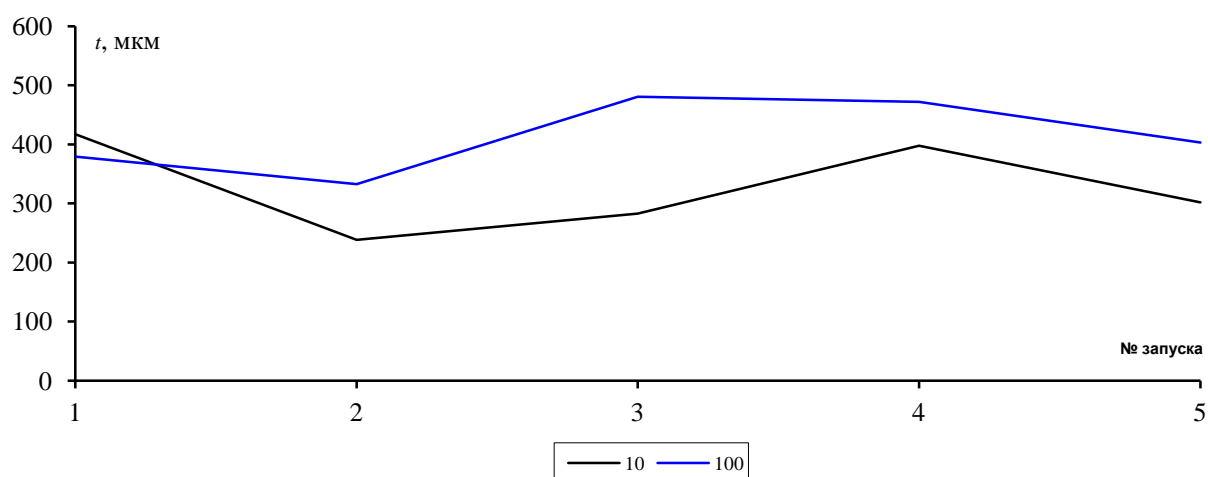


Рисунок 5.34 – График сходимости полученных значений t при количестве поколений 10 (—) и 100 (—)

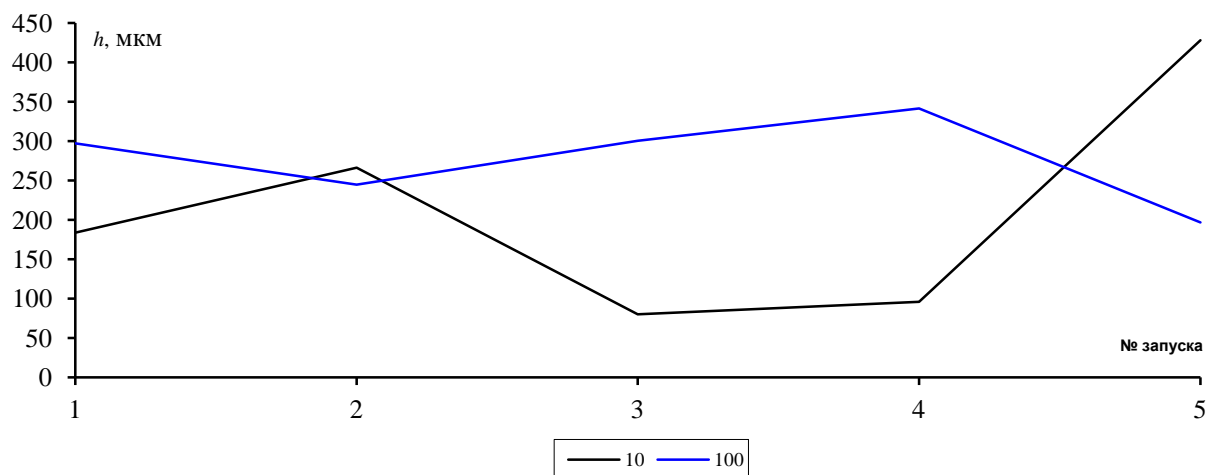


Рисунок 5.35 – График сходимости полученных значений h при количестве поколений 10 (—) и 100 (—)

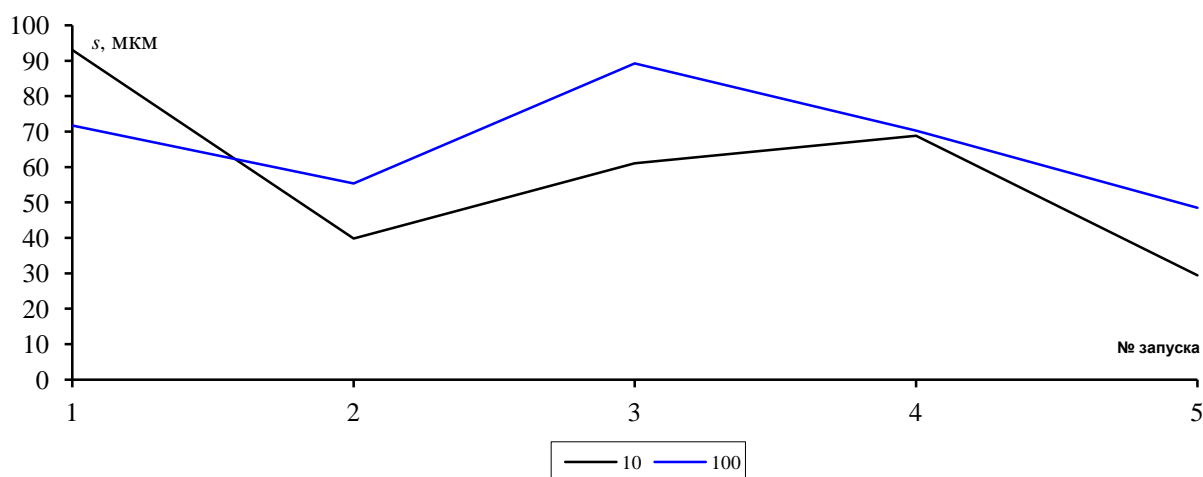


Рисунок 5.36 – График сходимости полученных значений s при количестве поколений 10 (—) и 100 (—)

Из графиков на рисунках 5.33–5.36 видно, что полученные данные не сходятся. Это может быть связано с тем, что критерием оптимизации является равенство общего геометрического волнового сопротивления исследуемой структуры 50 Ом, которое может быть обеспечено не только фиксированным набором геометрических параметров структуры, но и набором с другими значениями. Поэтому на рисунке 5.37 были сведены полученные значения Z при количестве поколений 10 и 100.

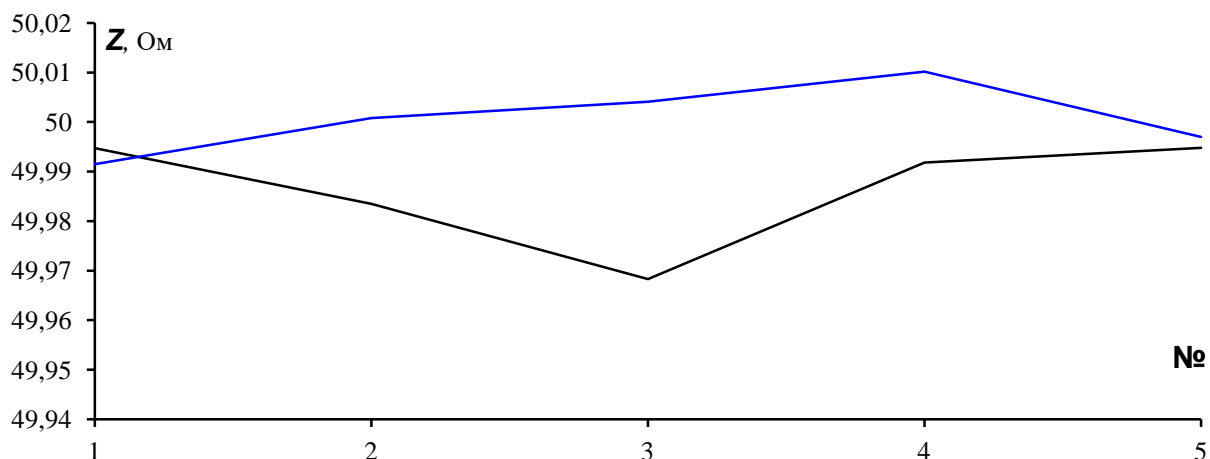


Рисунок 5.37 – График сходимости полученных значений Z при количестве поколений 10 (—) и 100 (—)

Из рисунка 5.37 видно хорошую сходимость полученных значений Z . При количестве поколений 10 значения Z варьируются от 49,9683 до 49,9948, при количестве поколений 100 – от 49,9915 до 50,0102. Ниже, на рисунке 5.38 сведено время вычисления при количестве поколений 10 и 100 при запусках 1–5 ГА.

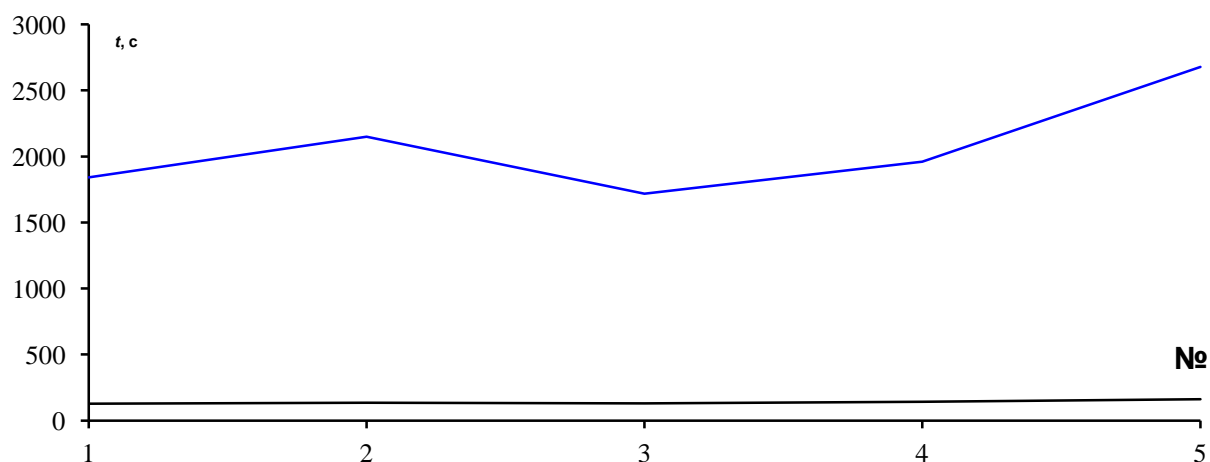


Рисунок 5.38 – Время вычисления при количестве поколений 10 (—) и 100 (—)

Максимальное время вычисления при количестве поколений 10 составило 2,7 мин, при количестве поколений 100 – 44,6 мин. Исходный код программы позволяющий провести комплексную оптимизацию воздушной меандровой линии представлен в Приложении.

5.3.4 Поиск максимального пикового напряжения сверхкороткого импульса в шине печатной платы

В качестве исследуемой структуры выбрана шина печатной платы радио-передающего устройства системы автоматической навигации космического аппарата (ПП РПУ САН КА) [227]. Фрагмент платы изображен на рисунке 5.39, а ее принципиальная схема – на рисунке 5.40. На концах каждого проводника шины включены резисторы 50 Ом. Изгиб проводника приближенно моделировался емкостью 1 пФ, а переходное отверстие – индуктивностью 1 нГн. Согласно параметрам стека печатной платы построены поперечные сечения каждого отрезка линий передачи [228, 229].

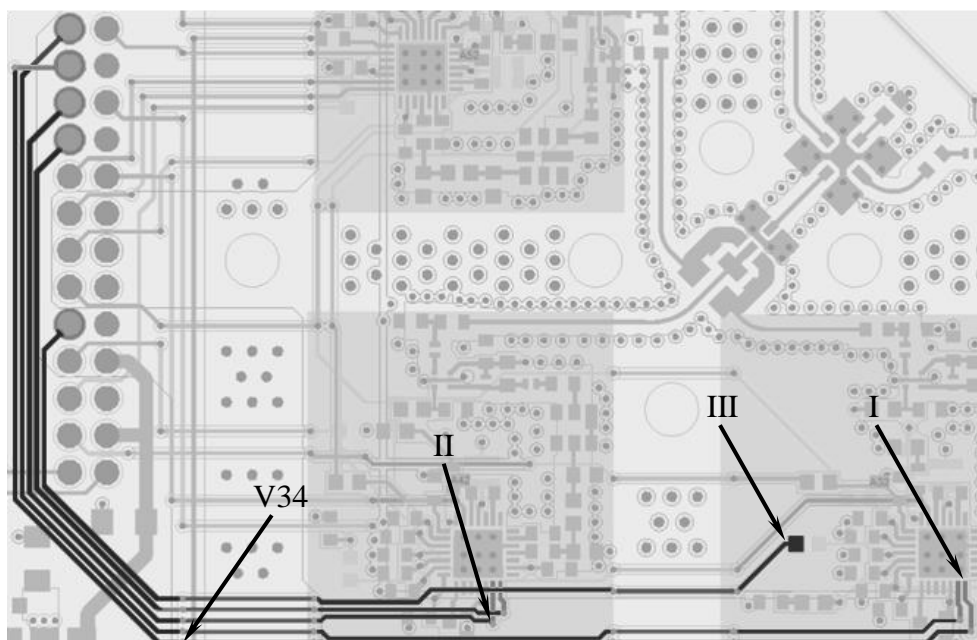


Рисунок 5.39 – Фрагмент ПП РПУ САН с исследуемой шиной и местами пиковых значений

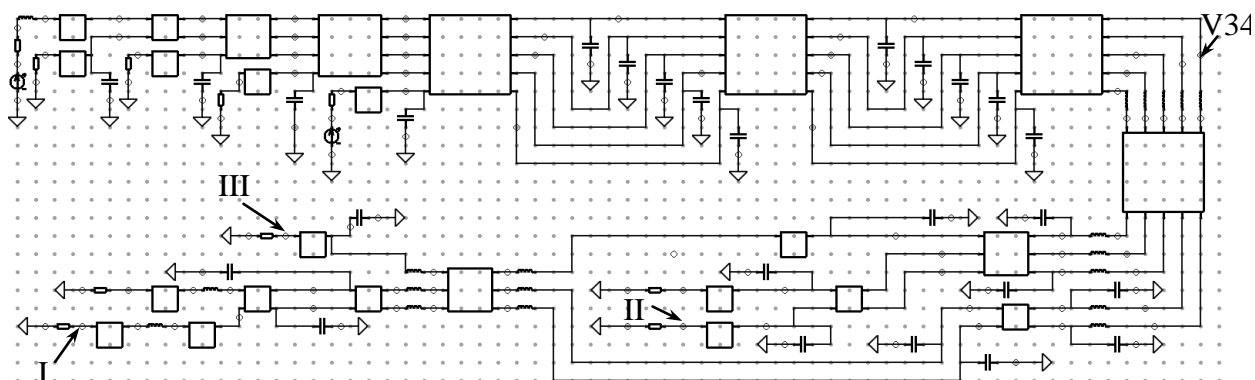


Рисунок 5.40 – Принципиальная схема шины ПП РПУ САН (с двумя генераторами) в TALGAT

Работа проводилась в два этапа: на первом этапе выполнено вычисление максимума напряжения в выбранном узле, при изменении общей длительности СКИ (оптимизация по 1 переменной); во второй части выполнено вычисление максимумов напряжения в трех точках шины ПП (на соединениях с другими элементами ПП), указанных на рисунке 5.40, однако в этом случае выполнена оптимизация по трем переменным: длительности фронта, вершины и спада СКИ [230]. Использование ГА позволило уйти от полного перебора. ГА запускался со следующими параметрами: число особей в поколении – 5; количество поколений – 50; коэффициент мутации – 0,1; коэффициент кроссовера – 0,5.

На первом этапе исследования оптимизировался один параметр – длительность СКИ в диапазоне от 3 нс до 30 пс. Целевая функция максимизировала пиковое значение напряжения в заданном узле шины ПП РПУ САН. Таким образом, цель заключалась в том, чтобы определить такую длительность СКИ, при которой пиковое значение напряжения в узле V34 (указан стрелками на рисунках 5.39 и 5.40) шины исходной ПП будет максимальным. Такую задачу оптимизации можно описать в общем виде как

$$U_{34}=f(t) \rightarrow \max , \text{ при } 30 \text{ пс} \leq t \leq 3 \text{ нс}.$$

Результаты работы ГА по определению длительности фронта СКИ, при которой напряжение в узле V34 ПП будет максимальным, представлены в таблице 5.13. Формы сигнала для последней строки из этой таблицы с наибольшим значением максимума напряжения (0,58 В) показаны на рисунке 5.41, где U_b – форма напряжения на входе линии, а U_{\max} – форма с максимальным значением.

Таблица 5.13 – Результаты работы ГА

Число поколений	Время фронта СКИ, нс	U_{\max} , В
5	1,936584	0,530
25	1,913967	0,537
50	0,128297	0,580

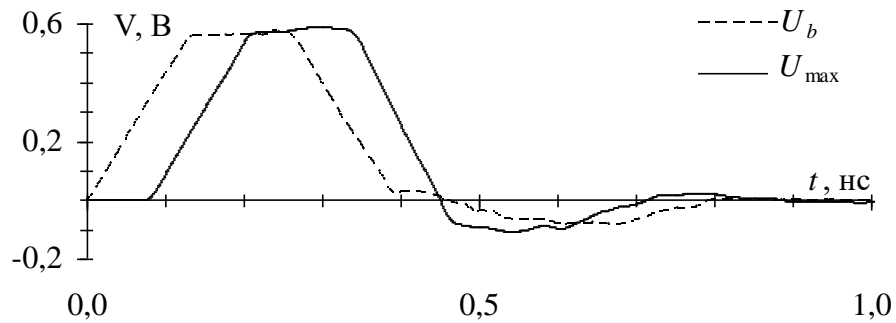


Рисунок 5.41 – Формы сигнала, полученные для последней строки из таблицы 5.13

На втором этапе исследования оптимизировались три параметра – длительность фронта, вершины и спада СКИ в аналогичном диапазоне [231]. Таким образом, цель этой части исследования заключалась в том, чтобы определить такие параметры длительности СКИ, при которых суммарное пиковое значение напряжения в узлах на концах шины (указаны номерами на рисунки 5.39 и 5.40) будет максимальным.

Результаты работы ГА по определению длительности СКИ, при которой суммарное напряжение на концах шины ПП будет максимальным, представлены в таблицах 5.14 и 5.15.

Таблица 5.14 – Результаты работы ГА для количества особей: 3

Номер запуска	5 поколений				
	t, c	$x_1, нс$	$x_2, нс$	$x_3, нс$	U_{max}, B
1	301,827	0,692	0,3340	0,699	0,507710
2	374,913	0,745	0,1960	0,690	0,510236
3	374,016	0,291	0,0727	0,999	0,518469
4	333,273	0,972	0,2090	0,713	0,510192
5	391,764	0,747	0,0101	0,327	0,546158
–	10 поколений				
	t, c	$x_1, нс$	$x_2, нс$	$x_3, нс$	U_{max}, B
1	648,345	0,4830	0,1440	0,750	0,511593
2	425,569	0,4220	0,0207	0,482	0,543905
3	439,833	0,5110	0,0240	0,814	0,543271
4	448,875	0,6980	0,0129	0,937	0,550312
5	465,82	0,0651	0,0163	0,829	0,547927
–	50 поколений				
	t, c	$x_1, нс$	$x_2, нс$	$x_3, нс$	U_{max}, B
1	2078,44	0,6920	0,0106	0,938	0,550997
2	2385,75	0,1810	0,0102	0,996	0,551670
3	2073,93	0,9620	0,0111	0,826	0,551141
4	2380,27	0,0129	0,0115	0,974	0,554244
5	2076,47	0,7270	0,0114	0,865	0,550982

Переменные x_1 , x_2 и x_3 – оптимизируемые переменные, определяющие длительность фронта, спада и вершины соответственно. На рисунке 5.42 представлен график сходимости значений U_{\max} при разном количестве вычислений. Из данного рисунка видно, что при увеличении количества вычислений до 255 наблюдается сходимость полученных результатов.

Таблица 5.15. Результаты работы ГА для количества особей: 5

Номер запуска	5 поколений				
	t , с	x_1 , нс	x_2 , нс	x_3 , нс	U_{\max} , В
1	441,407	0,989	0,0114	0,800	0,551147
2	452,437	0,500	0,0199	0,879	0,545629
3	486,692	0,447	0,0356	0,582	0,534152
4	486,508	0,707	0,0251	0,127	0,531801
5	510,564	0,111	0,0550	0,954	0,524602
–	10 поколений				
	t , с	x_1 , нс	x_2 , нс	x_3 , нс	U_{\max} , В
1	983,87	0,663	0,0119	0,925	0,550284
2	1045,06	0,487	0,0100	0,772	0,551331
3	1133,29	0,429	0,0102	0,652	0,549775
4	1204,64	0,894	0,0111	0,923	0,550668
5	1280,82	0,951	0,0184	0,719	0,547373
–	50 поколений				
	t , с	x_1 , нс	x_2 , нс	x_3 , нс	U_{\max} , В
1	3679,8	0,9160	0,0108	0,874	0,551185
2	3689,23	0,3980	0,0114	0,938	0,551207
3	3686,37	0,7300	0,0103	0,761	0,551353
4	3649,92	0,0135	0,0104	0,820	0,553568
5	3673,96	0,6580	0,0103	0,789	0,551315

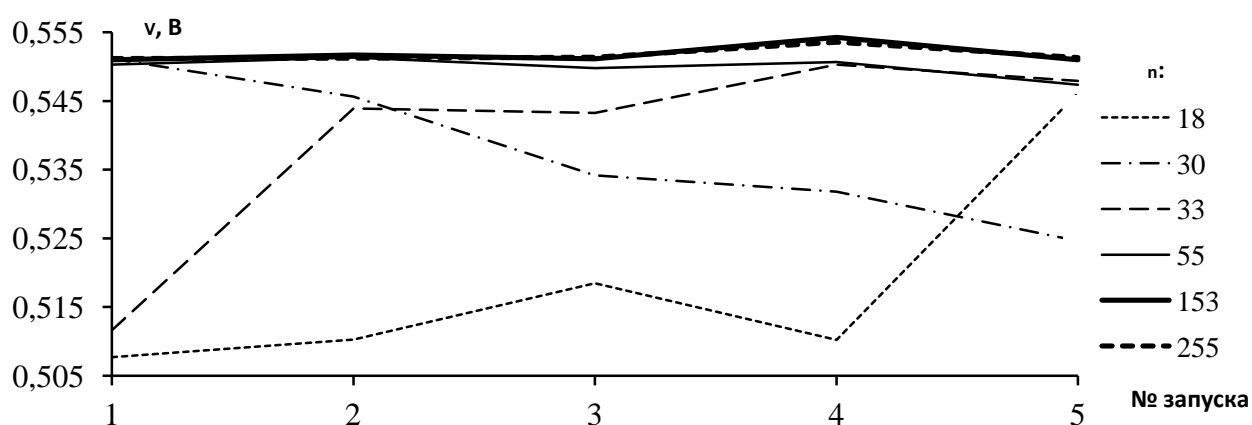


Рисунок 5.42 – Графики сходимости значений U_{\max} при разном количестве вычислений (n)

5.3.5 Снижение коэффициента стоячей волны проводной антенны

В данном разделе с помощью оптимизации выполняется снижение коэффициента стоячей волны проводной антенны [232, 233]. Целью оптимизации действующей антенны является возможность работы на двух фиксированных частотах в диапазоне 1-10 МГц. Вид исследуемой антенны представлен на рисунке 5.43 *а*. Рассматриваемая структура типа Inverted-V обладает следующими размерами: длина лучей – 16 м, угол между лучами - 65° .

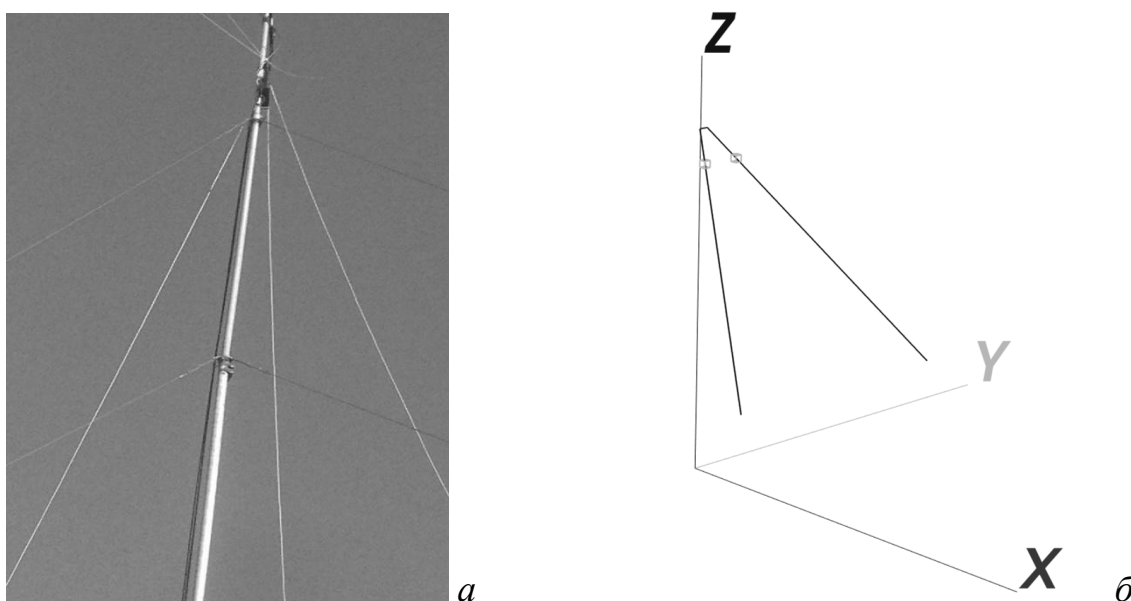


Рисунок 5.43 – Общий вид исследуемой антенны типа Inverted-V (*а*) и её модель в системе TALGAT (*б*)

Сначала была построена модель исходной структуры (рисунок 5.43 *б*) и вычислена частотная зависимость КСВ в программных продуктах TALGAT и CST MWS (рисунок 5.44) [234].

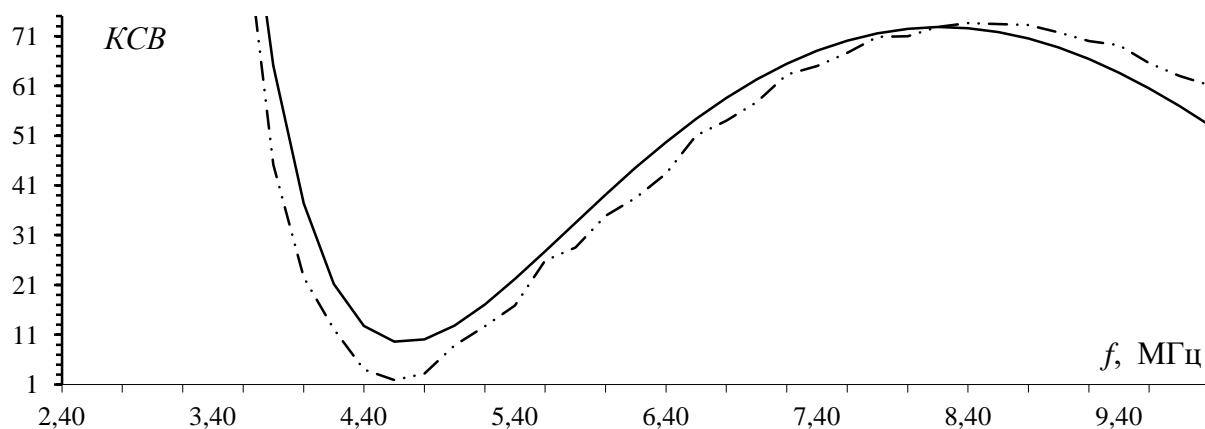


Рисунок 5.44 – Частотные зависимости КСВ исходной структуры антенны, полученные в программах TALGAT (—) и CST MWS (— · —)

Как видно из частотной зависимости КСВ (рисунок 5.44), во всем исследуемом диапазоне антенна не согласована с питающей линией передачи с волновым сопротивлением 50 Ом. На первом этапе оптимизации выполнено включение двух ПЗФ в структуру антенны (по одному ПЗФ в каждый луч антенны) и оптимизация их номиналов - емкости C и места включения Len при $R=820$ Ом и $L=3,9$ мкФ. В качестве целевой функции был выбран минимум КСВН на фиксированной частоте (6 МГц). Такую задачу оптимизации можно описать как

$$SWR=f(Len, C) \rightarrow \min \text{ при } 0,2 \text{ м} \leq Len \leq 15 \text{ м}, 1 \text{ пФ} \leq C \leq 10 \text{ нФ}.$$

Исходный код приведен в листинге в Приложении. Результаты оптимизации представлены в таблице 5.16.

Таблица 5.16 – Результаты работы ГА для двух ПЗФ

Номер запуска	Параметры запуска		
	5 особей 10 поколений	5 особей 20 поколений	5 особей 50 поколений
1	$C=3,28884e-10$ $Len=0,916118$ КСВ=2,93857	$C=3,17899e-010$ $Len=1,0541$ КСВ=2,33524	$C=2,75635e-010$ $Len=3,59563$ КСВ=1,10837
2	$C=4,22564e-010$ $Len=6,10487$ КСВ=10,8909	$C=1,66697e-010$ $Len=12,0567$ КСВ=3,0214	$C=2,19792e-010$ $Len=8,23696$ КСВ=1,11341
3	$C=2,50002e-010$ $Len=4,68505$ КСВ=1,51995	$C=2,63429e-010$ $Len=4,87317$ КСВ=1,12591	$C=2,22997e-010$ $Len=8,06194$ КСВ=1,08464
4	$C=1,78445e-010$ $Len=10,5685$ КСВ=2,03322	$C=2,35355e-010$ $Len=9,01835$ КСВ=2,10558	$C=2,71821e-010$ $Len=4,27901$ КСВ=1,12617

5	$C=2,85095e-010$ $Len=4,12815$ $KCB=1,38867$	$C=3,93118e-010$ $Len=3,87386$ $KCB=6,73832$	$C=2,82501e-010$ $Len=2,08006$ $KCB=1,02141$
---	--	--	--

Анализ полученных результатов показал, что наилучший вариант оптимизации соответствует $C=28,2501$ нФ и $Len=2,08006$ м, а $KCB=1,02141$. Частотная зависимость КСВ оптимизированной структуры антенны, а также её сравнение с КСВ исходной структуры представлены на рисунке 5.45 и 5.46 соответственно.

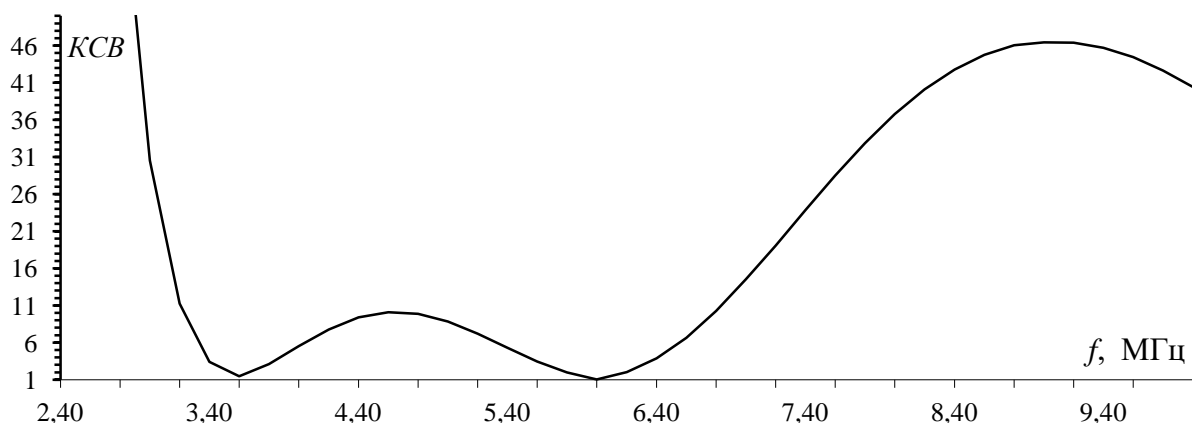


Рисунок 5.45 – Частотная зависимость КСВ оптимизированной структуры антенны с двумя ПЗФ

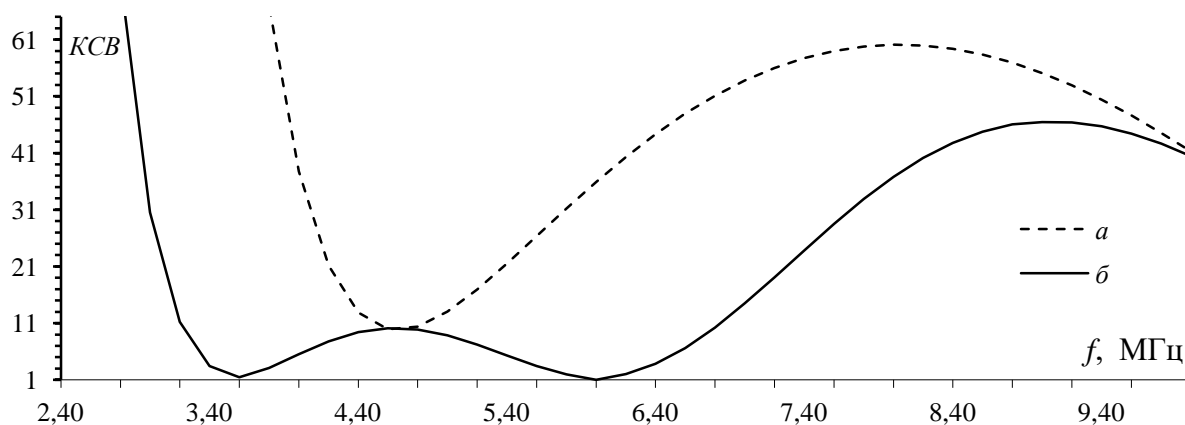


Рисунок 5.46 – Сравнение частотных зависимостей КСВ исходной (а) и оптимизированной (б) структур антенны с двумя ПЗФ

На втором этапе выполнена оптимизация четырех ПЗФ (по два ПЗФ на каждый луч антенны). В качестве параметров оптимизации были выбраны места попарного включения ПЗФ (симметричное расположение двух ПЗФ в каждом луче) Len_1 и Len_2 , емкости C_1 и C_2 , а также индуктивность двух фильтров L_2 при $R=820$ Ом и $L_1=3,9$ мкФ. В качестве целевой функции был

выбран минимум суммы КСВ на частоте 3 МГц и КСВ на частоте 7,5 МГц. Такую задачу оптимизации можно описать в общем виде следующим образом:
 $SWR=f_1(Len_1, C_1, Len_2, C_2, L_2)+f_2(Len_1, C_1, Len_2, C_2, L_2) \rightarrow \min$ при $0,2 \text{ м} \leq Len_1 \leq 15 \text{ м}$, при $0,2 \text{ м} \leq Len_2 \leq 15 \text{ м}$, $1 \text{ пФ} \leq C_1 \leq 10 \text{ нФ}$, $1 \text{ пФ} \leq C_2 \leq 10 \text{ нФ}$, $100 \text{ нГн} \leq L_2 \leq 10 \text{ мкГн}$

Исходный код программы представлен в листинге в приложении.

Результаты оптимизации представлены в таблице 5.17.

Таблица 5.17 – Результаты работы ГА для четырех ПЗФ

Номер запуска	Параметры запуска	
	5 особей 50 поколений	5 особей 75 поколений
1	$C_1=1,04141e-010$ $C_2=3,6306e-010$ $Len_1=9,99259$ $Len_2=2,73498$ $L_1=5,75404e-006$ КСВ=2,7931 на $f = 3 \text{ МГц}$ КСВ=2,7819 на $f = 7,5 \text{ МГц}$	$C_1=4,99539e-009$ $C_2=9,95639e-011$ $Len_1=14,1125$ $Len_2=3,05928$ $L_1=9,81993e-006$ КСВ=2,66894 на $f = 3 \text{ МГц}$ КСВ=3,69123 на $f = 7,5 \text{ МГц}$
2	$C_1=6,4685e-010$ $C_2=1,00555e-009$ $Len_1=1,50238$ $Len_2=7,01136$ $L_1=4,54246e-007$ КСВ=5,9881 на $f = 3 \text{ МГц}$ КСВ=2,2652 на $f = 7,5 \text{ МГц}$	$C_1=3,57263e-010$ $C_2=9,1477e-011$ $Len_1=4,43483$ $Len_2=4,05949$ $L_1=8,78922e-006$ КСВ=1,31151 на $f = 3 \text{ МГц}$ КСВ=1,97395 на $f = 7,5 \text{ МГц}$
3	$C_1=4,19208e-010$ $C_2=9,46816e-011$ $Len_1=8,76383$ $Len_2=4,11369$ $L_1=9,8438e-006$ КСВ=1,77227 на $f = 3 \text{ МГц}$ КСВ=2,15116 на $f = 7,5 \text{ МГц}$	$C_1=1,76309e-010$ $C_2=3,21408e-010$ $Len_1=4,53939$ $Len_2=7,00978$ $L_1=6,5299e-006$ КСВ=2,8195 на $f = 3 \text{ МГц}$ КСВ=2,5712 на $f = 7,5 \text{ МГц}$
4	$C_1=8,87552e-009$ $C_2=8,96465e-011$ $Len_1=5,36933$ $Len_2=1,91046$ $L_1=9,18017e-006$ КСВ=3,26498 на $f = 3 \text{ МГц}$ КСВ=4,02643 на $f = 7,5 \text{ МГц}$	$C_1=8,63476e-009$ $C_2=1,12228e-010$ $Len_1=0,72032$ $Len_2=1,9807$ $L_1=7,13476e-006$ КСВ=8,24193 на $f = 3 \text{ МГц}$ КСВ=4,45086 на $f = 7,5 \text{ МГц}$

5	$C_1=8,07893e-009$ $C_2=1,1833e-010$ $Len_1=0,218518$ $Len_2=3,97661$ $L_1=9,07851e-006$ КСВ=3,94717 на $f = 3$ МГц КСВ=4,99793 на $f = 7,5$ МГц	$C_1= 3,21102e-010$ $C_2= 9,26974e-011$ $Len_1=7,90567$ $Len_2= 2,85896$ $L_1= 9,89063e-006$ КСВ=1,54131 на $f = 3$ МГц КСВ=2,13183 на $f = 7,5$ МГц
---	--	--

Анализ полученных результатов показал, что наилучший вариант оптимизации соответствует $C_1=35,7263$ нФ, $C_2=0,91477$ пФ, $Len_1=4,43483$ м, $Len_2=4,05949$ м, $L_1=8,78922$ мкГн. При данных номиналах ПЗФ КСВ=1,31151 на частоте $f = 3$ МГц и 1,97395 на частоте $f = 7,5$ МГц. Частотная зависимость КСВ в результате оптимизации и сравнение с данными до оптимизации представлены на рисунках 5.47 и 5.48.

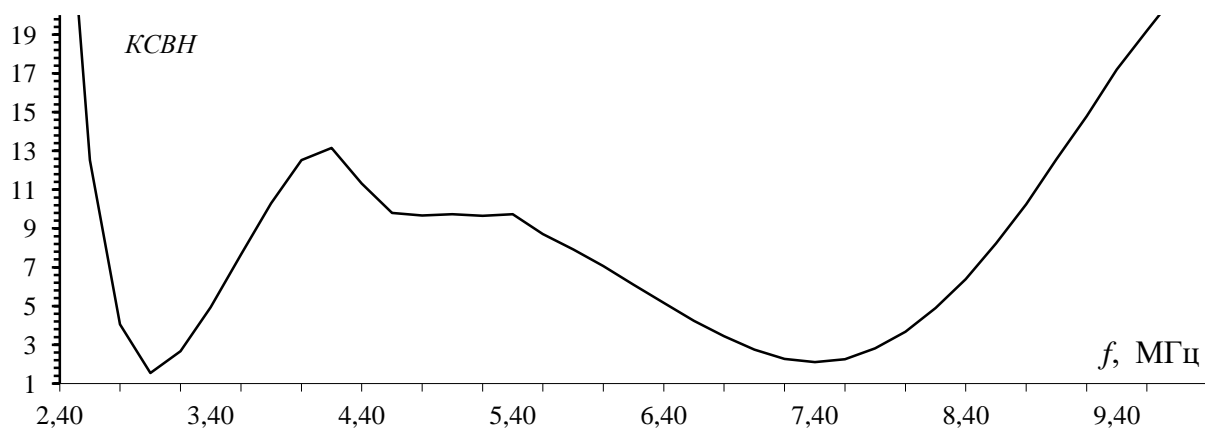


Рисунок 5.47 – Частотная зависимость КСВ оптимизированной структуры антенны с четырьмя ПЗФ

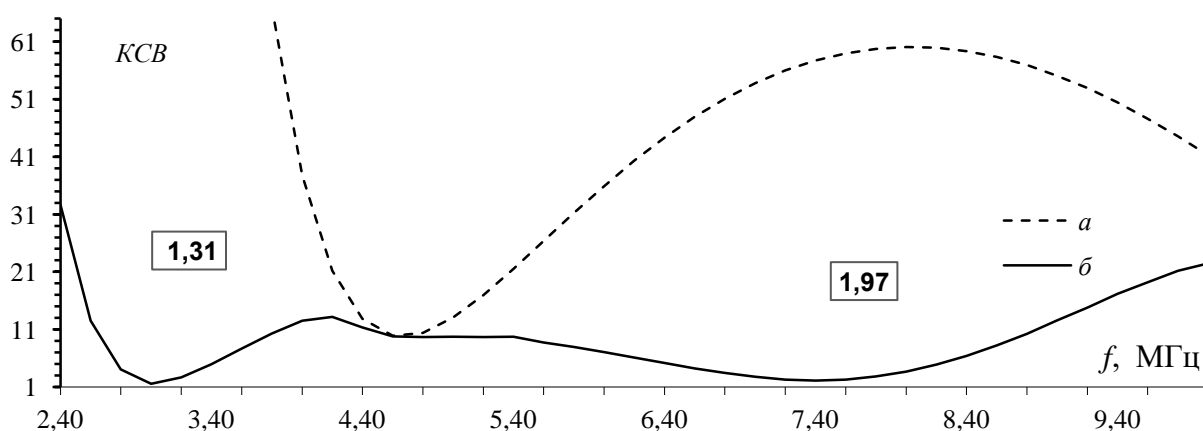


Рисунок 5.48 – Сравнение частотных зависимостей КСВ исходной и оптимизированной структур антенны с четырьмя ПЗФ

5.4 Комплексная оптимизация приемопередающих антенных систем

5.4.1 Оптимизация расположения и параметров полосозапирающих фильтров проводной антенны

Автором решалась задача создания широкополосной антенны с КСВ < 5 в диапазоне частот от 1,5 до 30 МГц, не изменяя заданные исходные размеры и геометрию антенны, а включая ПЗФ в структуру антенны [235–236]. На первом этапе был произведен теоретический расчет структуры будущей антенны в системе 4NEC2: смоделирована геометрия, оптимизированы параметры и расположение фильтров в антенне (рисунок 5.49).

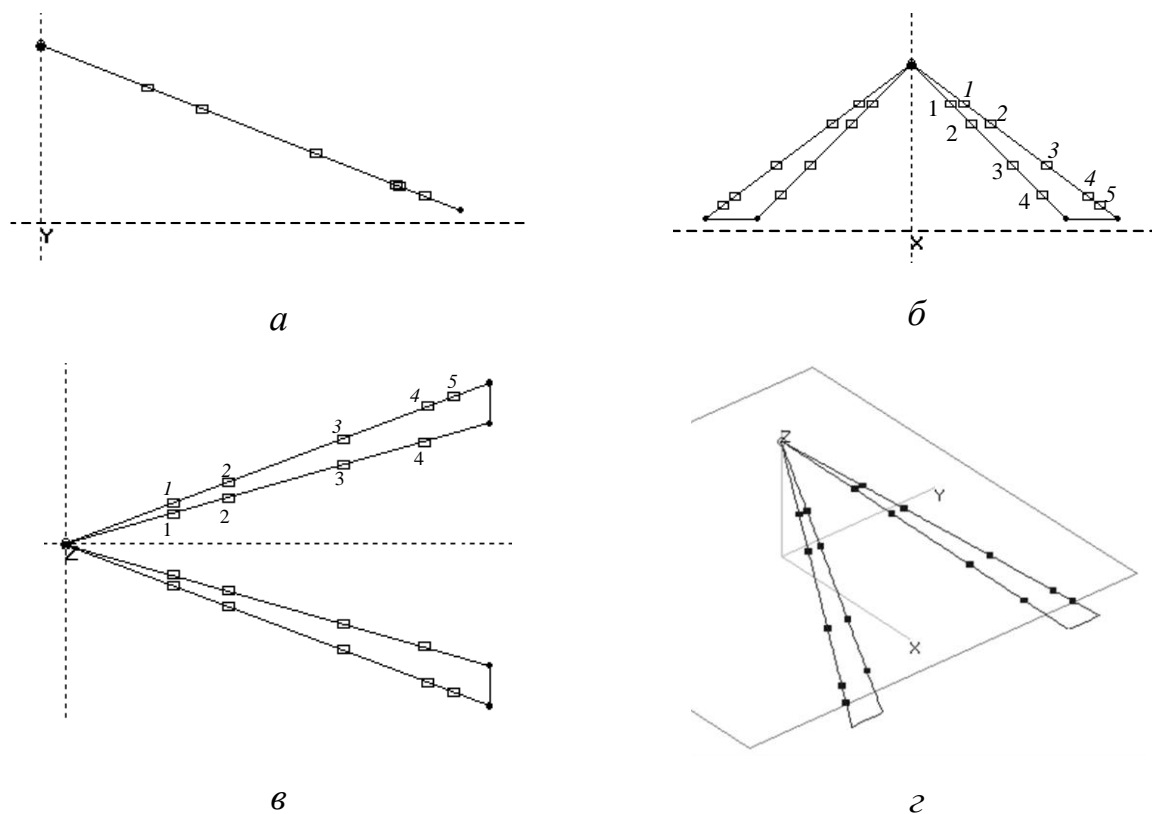


Рисунок 5.49 – Вид структуры исследуемой антенны: *a* – в плоскости XZ; *б* – в плоскости YZ; *в* – в плоскости XY; *г* – общий вид; прямоугольниками обозначены места включения ПЗФ

Получено по 5 фильтров во внешних проводах (нумерация курсивом на рисунке 5.49 *б, в*: 1, 2, 3, 4, 5) и 4 фильтра во внутренних (обычная нумерация на рисунке 5.49 *б, в*: 1, 2, 3, 4). Места включения и параметры этих фильтров

представлены в таблице 5.18. Под «местом включения» понимается номер сегмента, отсчитываемый от конца провода. При этом каждый провод разбит на 100 сегментов. Оптимизировались L и место включения каждого ПЗФ.

Таблица 5.18 – Места включения и параметры фильтров

Внутренние провода				
№ фильтра	№ сегмента	R , Ом	L , мкГн	C , пФ
1	74	820	150,7	10,0
2	61	820	121,8	10,0
3	34	820	62,54	5,0
4	15	820	19,8	5,0
Внешние провода				
№ фильтра	№ сегмента	R , Ом	L , мкГн	C , пФ
1	74	820	150,7	10,0
2	61	820	121,8	10,0
3	34	820	62,54	5,0
4	14	820	19,8	5,0
5	8	820	7,85	5,0

По расчетам была построена реальная антенна и измерен её КСВ. Расчетный КСВ исходной антенны без нагрузок показан на рисунке 5.50. Как видно, $КСВ < 5$ от 13 до 30 МГц. Расчетный и экспериментальный КСВ антенны с нагрузками показаны на рисунке 5.51. Как видно, $КСВ < 5$ от 1,5 до 30 МГц, что соответствует техническому заданию [237, 238]. Видно, что включение и оптимизация ПЗФ позволяют значительно расширить диапазон частот при заданном КСВ. Сходство расчетных и экспериментальных данных удовлетворительно. Таким образом, оптимизация расположения и параметров ПЗФ позволяет значительно улучшить КСВ антенны, не меняя её структуры и геометрических размеров.

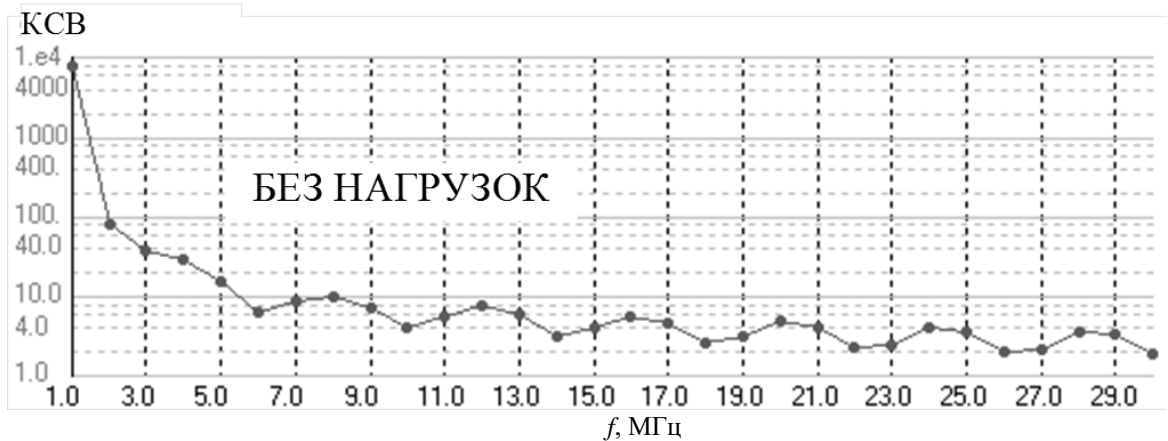


Рисунок 5.50 – Частотная зависимость КСВ исходной антенны без нагрузок при моделировании

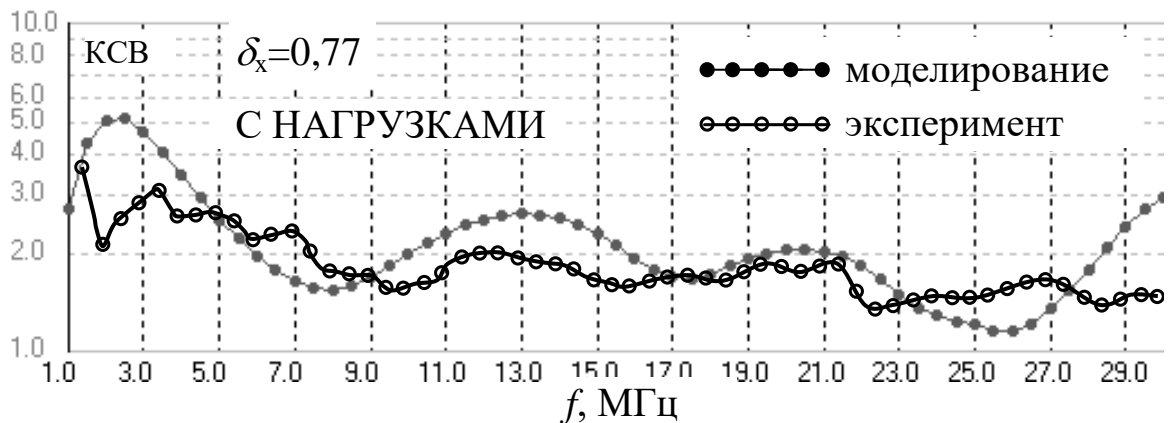


Рисунок 5.51 – Частотные зависимости КСВ антенны с оптимизированными нагрузками при моделировании и эксперименте

5.4.2 Структурно-параметрическая оптимизация сосредоточенных нагрузок проводных антенн

Ниже представлены результаты параметрической оптимизации антенны с помощью программного обеспечения для моделирования проводных антенн с нагрузками на примере диполя длиной 3 м с нагрузками. Структура антенны модифицировалась следующим образом: места расположения нагрузок и их параметры (R , L , C). Минимизируем КСВ в диапазоне частот от 30 до 300 МГц. Параметры ГА: 30 особей, 100 поколений, коэффициент мутации 0,06, коэффициент кроссовера 0,6. Результат оптимизации представлен на рисунке 5.52. Описание структуры до и после оптимизации представлено в таблице 5.19.

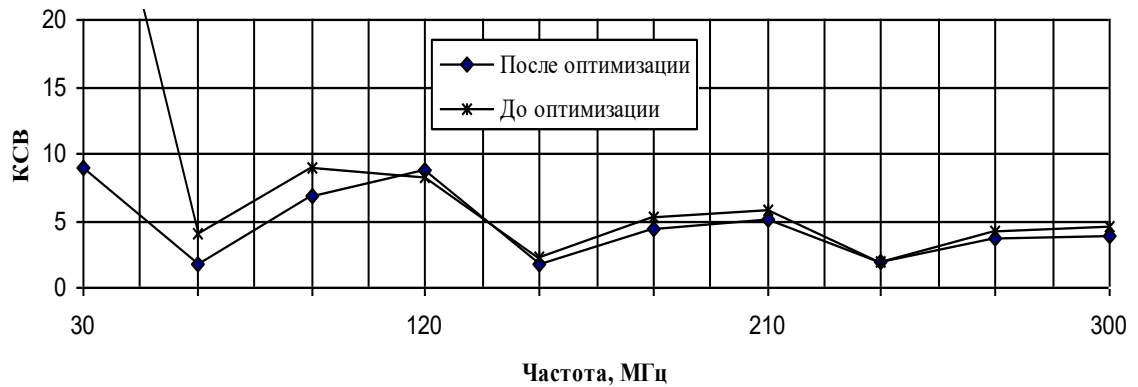


Рисунок 5.52 – Частотная зависимость КСВ диполя до и после параметрической оптимизации двух нагрузок в системе моделирования проводных антенн с сосредоточенными нагрузками

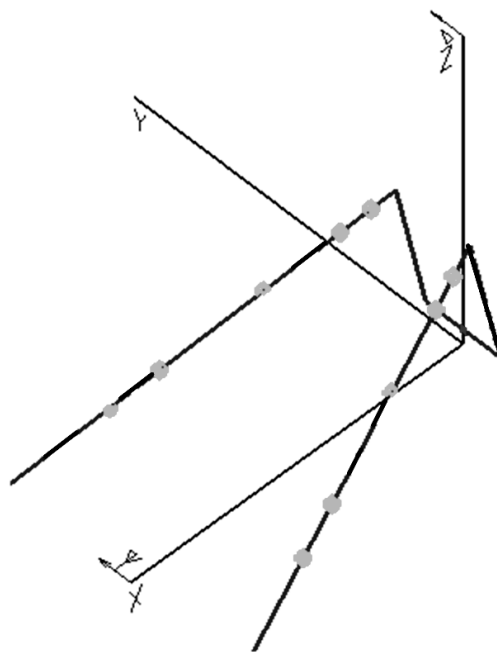
Таблица 5.19 – Структура «диполь» до и после оптимизации

Параметры	До оптимизации	После оптимизации
№ сегмента 1-й нагрузки	1	4
$R1$, кОм	1	4,24765
$L1$, мкГн	10	484,312
$C1$, пФ	10	62,5553
№ сегмента 2-й нагрузки	19	13
$R2$, кОм	1	0,228275
$L2$, мкГн	10	24,9252
$C2$, пФ	10	10,0906

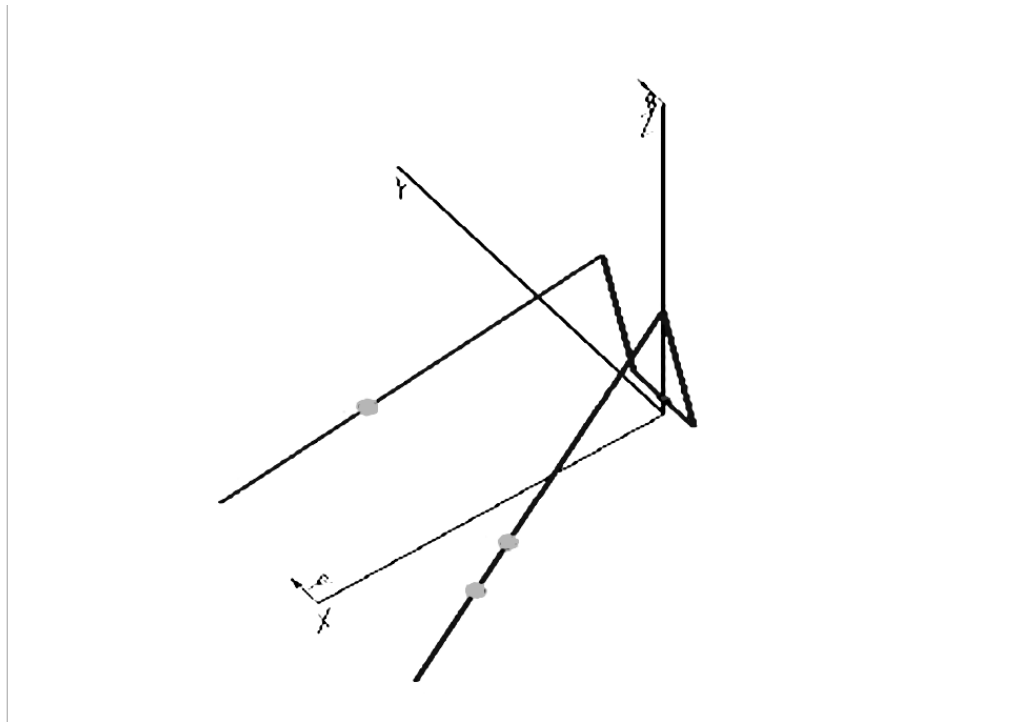
Из рисунка 5.52 видно, что оптимизация параметров сосредоточенных нагрузок в системе моделирования радиоэлектронных устройств позволяет уменьшить КСВ проводных антенн с нагрузками, особенно на низких частотах.

Особенностью разработанного алгоритмического и программного обеспечения является возможность структурной оптимизации на основе ГА. Представим структурную оптимизацию широкодиапазонной быстроразворачиваемой модифицированной вибраторной антенны (рисунок 5.53) [129]. Минимизируем КСВ в диапазоне частот от 3 до 30 МГц. Изменялись наличие либо присутствие фильтров в структуре антенны. Параметры ГА: 10 особей, 10 поколений, коэффициент мутации 0,06, коэффициент кроссовера 0,6. Результат оптимизации представлен на рисунке 5.54, а описание структуры до и после оптимизации представлено в таблице 5.20. Как видно, максимальный КСВ без фильтров был довольно большим и составлял 17. Включение 10 нагрузок с параметрами и местами

включения, выбранными из эмпирических и аналитических соображений, уменьшило максимальные КСВ до 9. Структурная оптимизация уменьшила максимальный КСВ до 8, причем оставив лишь 3 нагрузки из 10. Таким образом, структурная оптимизация в системе моделирования радиоэлектронных устройств позволяет получить новые проводные антенны с сосредоточенным нагрузками с более простыми структурами.



a



б

Рисунок 5.53 – Исследуемая структура:
а – до оптимизации; б – после оптимизации

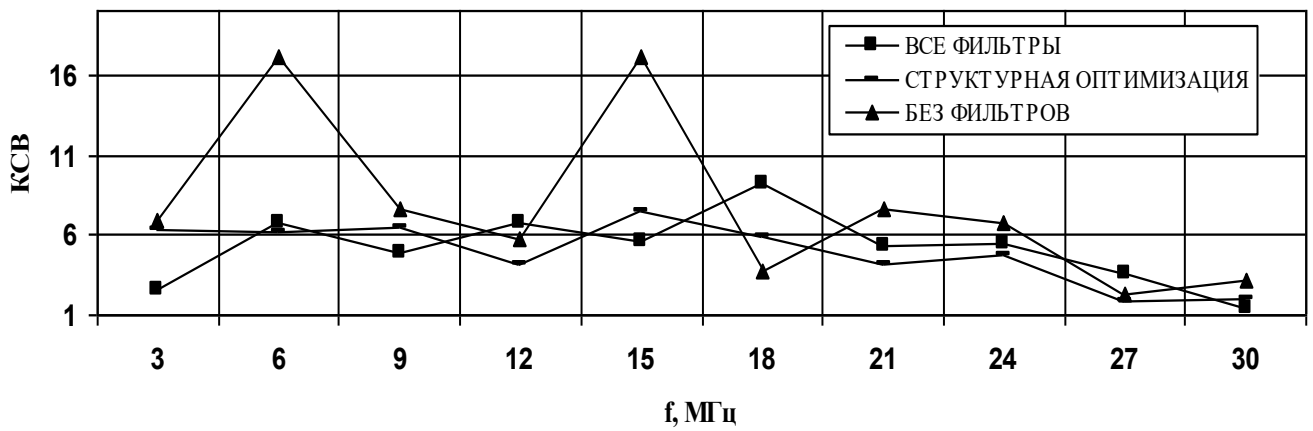


Рисунок 5.54 – Частотная зависимость КСВ проводной антенны:
без нагрузок; с 10 нагрузками до структурной оптимизации;
с 3 нагрузками после структурной оптимизации

Таблица 5.20 – Описание структуры из рисунка 5.53 до и после структурной оптимизации

Антенная структура до оптимизации				
1-й провод				
№ фильтра	№ сегмента	R , Ом	L , мкГн	C , пФ
1	93	820	7,85	5,0
2	85	820	19,8	5,0
3	65	820	62,54	5,0
4	38	820	121,8	10,0
5	25	820	150,7	10,0
2-й провод				
№ фильтра	№ сегмента	R , Ом	L , мкГн	C , пФ
1	93	820	7,85	5,0
2	85	820	19,8	5,0
3	65	820	62,54	5,0
4	38	820	121,8	10,0
5	25	820	150,7	10,0
Антенная структура после структурной оптимизации				
1-й провод				
№ фильтра	№ сегмента	R , Ом	L , мкГн	C , пФ
4	38	820	121,8	10,0
2-й провод				
№ фильтра	№ сегмента	R , Ом	L , мкГн	C , пФ
4	38	820	121,8	10,0
5	25	820	150,7	10,0

5.4.3 Экспериментальное исследование четырехпроводной антенны

В данном разделе представлено инженерно-техническое решение по созданию широкодиапазонной быстроразвертываемой антенны ДКМВ диапазона и приведены её измеренные частотные характеристики КСВ [239]. Разработан и запатентован эскиз конструкции антенны, которая была испытана в полевых условиях [240]. Получен КСВ не более 3,5 в диапазоне частот от 1,5 МГц до 30 МГц. Экспериментальная проверка полученных результатов анализа и оптимизации подтвердила приемлемую точность расчетов [241].

Содержание экспериментальной части

Схема эксперимента представлена на рисунке 5.55.

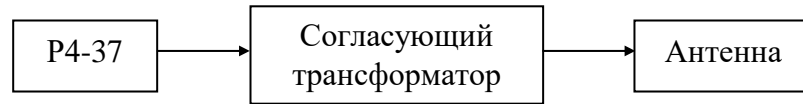


Рисунок 5.55 – Схема эксперимента

Эксперимент 1: антенна с согласующим снижением, зазор в верхней точке 60 см. Результаты эксперимента показаны на рисунке 5.56.

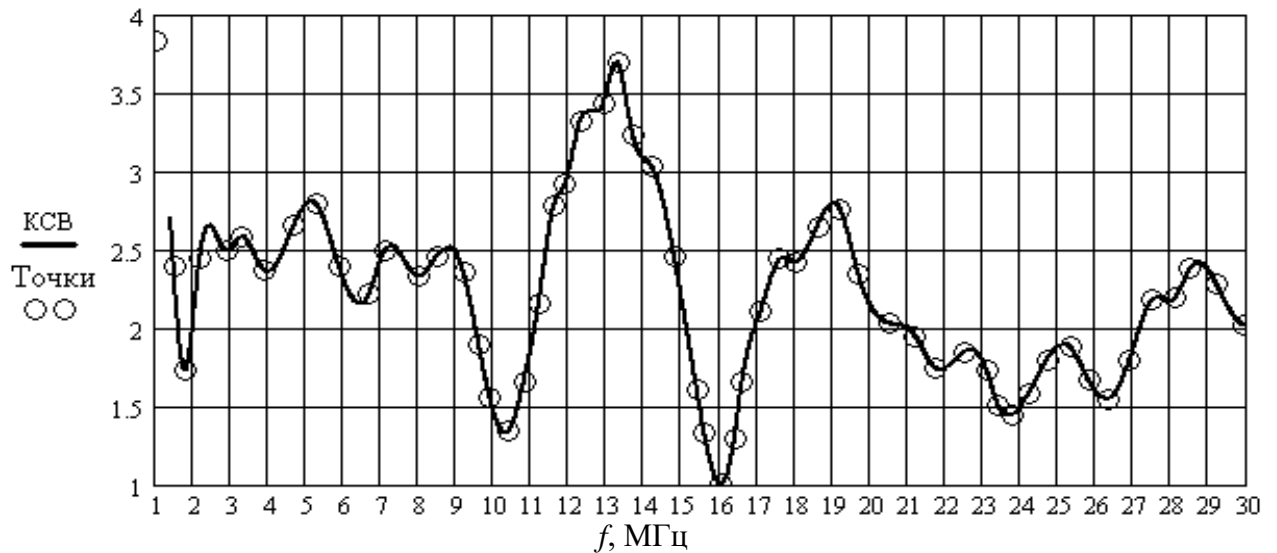


Рисунок 5.56 – Частотная зависимость КСВ четырехпроводной антенны с согласующим снижением с зазором 60 см

Эксперимент 2: антенна с согласующим снижением, зазор в верхней точке уменьшен до 20 сантиметров. Результаты эксперимента показаны на рисунке 5.57. Наблюдается некоторое улучшение согласования на частотах 2–4 МГц: КСВ уменьшается с 2,5 до 2.

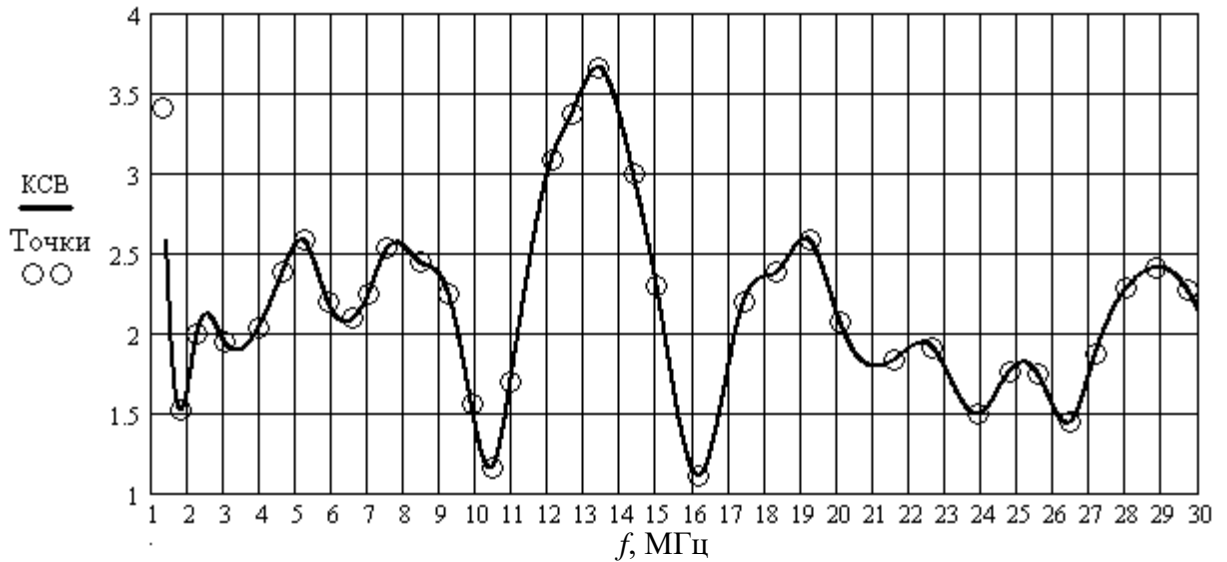


Рисунок 5.57 – Частотная зависимость КСВ четырехпроводной антенны с согласующим снижением с зазором 20 см

Эксперимент 3: антенна с согласующим снижением, зазор в верхней точке 20 сантиметров, закорочена пара фильтров на внешних проводниках (это фильтры №3 согласно таблице 5.21). График КСВ показан на рисунке 5.58. Результат – подавление максимума на 13,5 МГц, во всём диапазоне уровень КСВ не превышает значения 3.

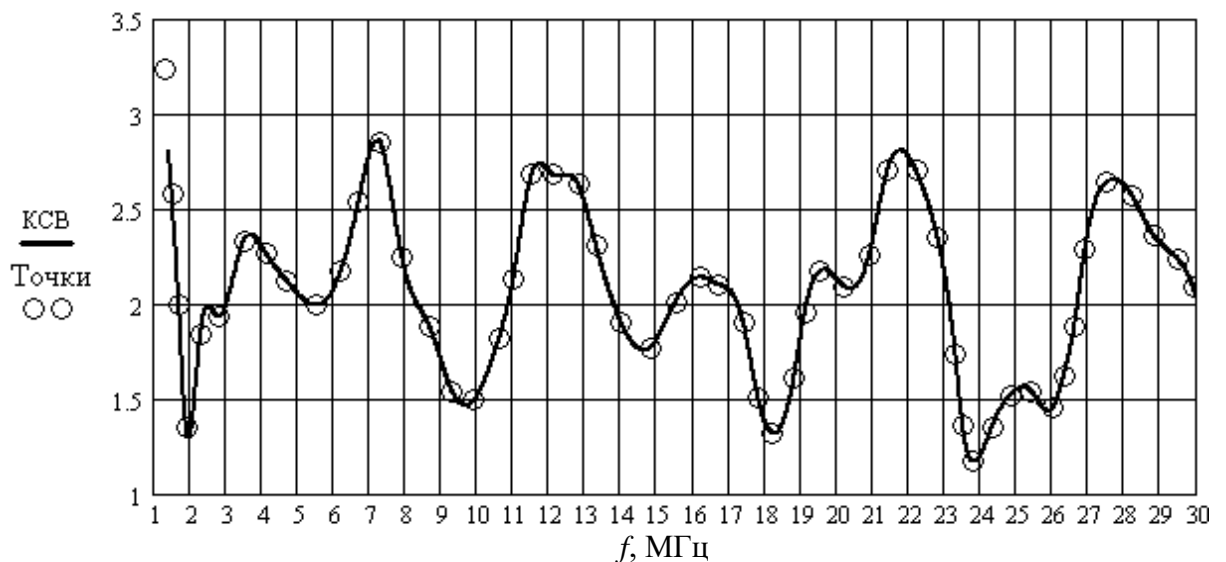


Рисунок 5.58 – Частотная зависимость КСВ четырехпроводной антенны с согласующим снижением с зазором 20 см, с закороченными фильтрами №3

Эксперимент 4: от антенны отключено согласующее снижение, выход трансформатора подключен к проводам №2 и №4 (см. таблицу 5.21). График

КСВ показан на рисунке 5.59. Результат – улучшение параметров в высокочастотной области и ухудшение в низкочастотной.

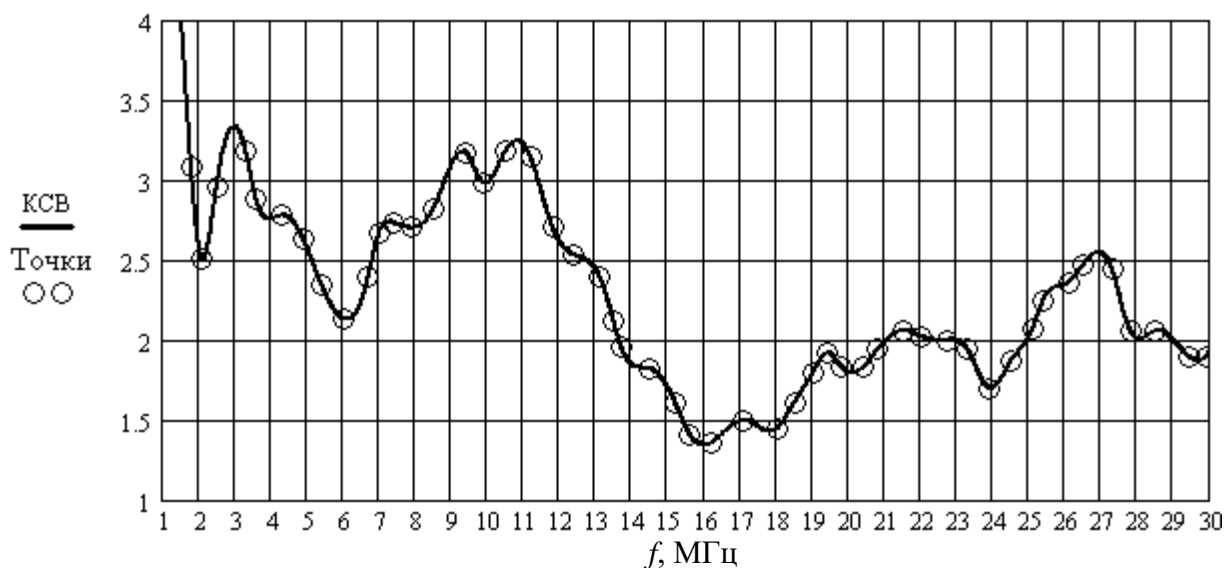


Рисунок 5.59 – Частотная зависимость КСВ четырехпроводной антенны с зазором 20 см, без согласующего снижения

Эксперимент 5: антенна с отключенным согласующим снижением. Трансформатор подключен к проводам №2 и №4. Закорочены фильтры №5 на внутренней паре проводов. Результаты эксперимента показаны на рисунке 5.60. Здесь получен наилучший вариант в диапазоне от 7,5 МГц до 30 МГц, уровень КСВ ниже 2, а во всём диапазоне не превышает 3,5.

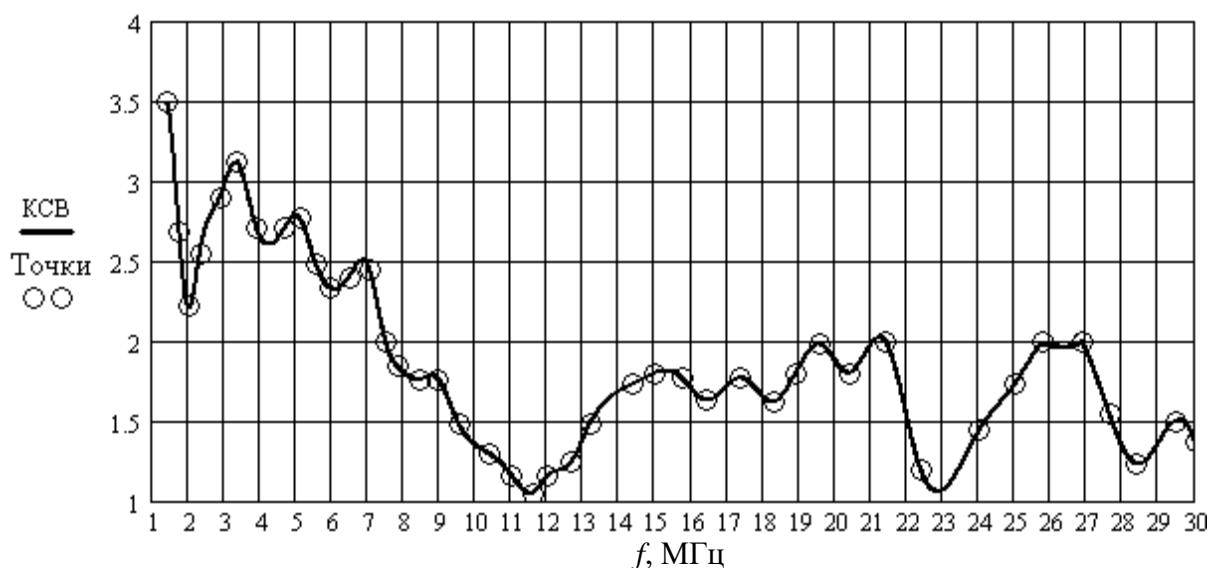


Рисунок 5.60 – Частотная зависимость КСВ четырехпроводной антенны с зазором 20 см, без согласующего снижения, закорочены фильтры №5

Таким образом, в эксперименте 5 установлено лучшее использование базового варианта четырехпроводной антенны. Антенна должна включаться с отключенным согласующим снижением с зазором 20 см в точке соединения с вибраторами и с закороченными фильтрами №5 на внутренней паре проводов.

Особенности исполнения четырехпроводной антенны

Изготовление антенны начинают с изготовления и настройки корректирующих фильтров. Параметры сопротивлений, ёмкостей и индуктивностей даны в таблице 5.21. Сборка фильтров включает следующие операции:

1) Изготовление конструктивных конденсаторов.

Конструктивный конденсатор изготовлен на основе двустороннего фольгированного материала с известной диэлектрической проницаемостью, например, ФЛАН-10 [242]. Его чертёж представлен на рисунке 5.61. Размер a выбирают таким, чтобы конденсатор вместе с закрепленным на нем сопротивлением помещался внутри каркаса катушки индуктивности. Диаметр отверстия d должен быть в 1,1 раза больше диаметра вывода резистора. Размер b рассчитывают по формуле:

$$b = \frac{C \cdot h \cdot 10^{-6}}{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot a},$$

где C – ёмкость, пФ;

ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость основания;

ε_0 – диэлектрическая постоянная $8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м;

h – толщина основания, мм;

a – ширина основания, мм.

Рекомендуется размер b взять на 2 мм больше. Возможно изменение ёмкости конденсатора настройкой на нужное значение по показаниям RLC -метра путём снятия фольги механическим способом или подтравливанием с области перекрытия, ограниченной размером b на чертеже.

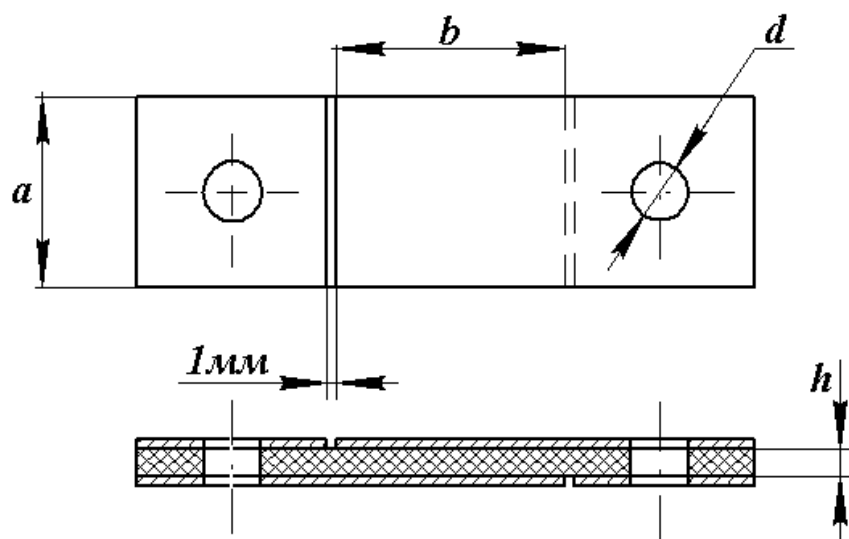


Рисунок 5.61 – Размеры для конструктивного конденсатора фильтра

2) Изготовление индуктивностей.

Диаметр каркаса выбирают таким, чтобы в пространство внутреннего диаметра помещался конденсатор с закреплённым на нем резистором, как показано на рисунке 5.62.

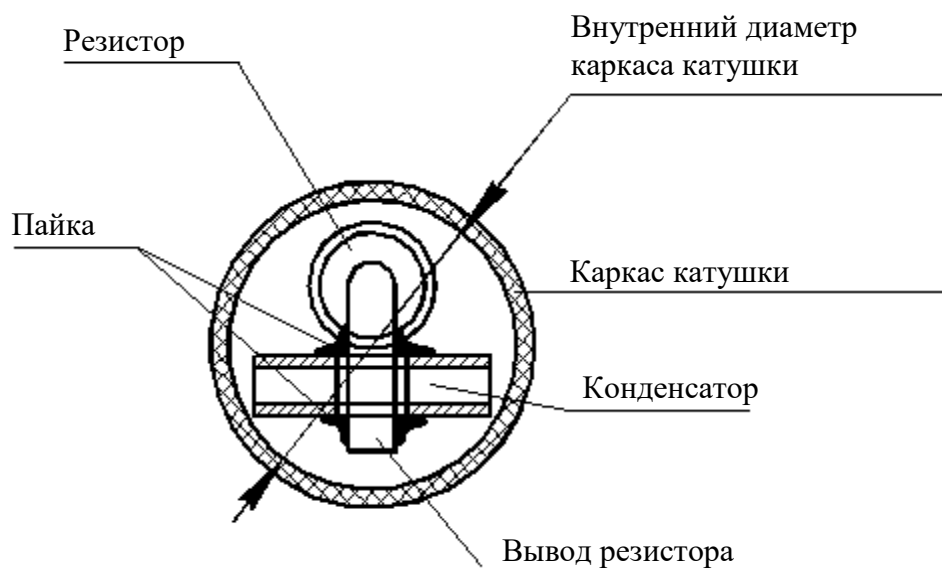


Рисунок 5.62 – Поперечное сечение RLC -фильтра

Диаметр стенок целесообразно выбирать от 2 до 5 мм. Провода для катушки должны быть эмалированные диаметром от 0,7 до 2 мм. Затем по известному внешнему диаметру, диаметру проводов и индуктивности вычисляют число витков, используя для этого любую программу для расчёта индуктивностей, например модуль программы MMANA (рисунок 5.63) [102].

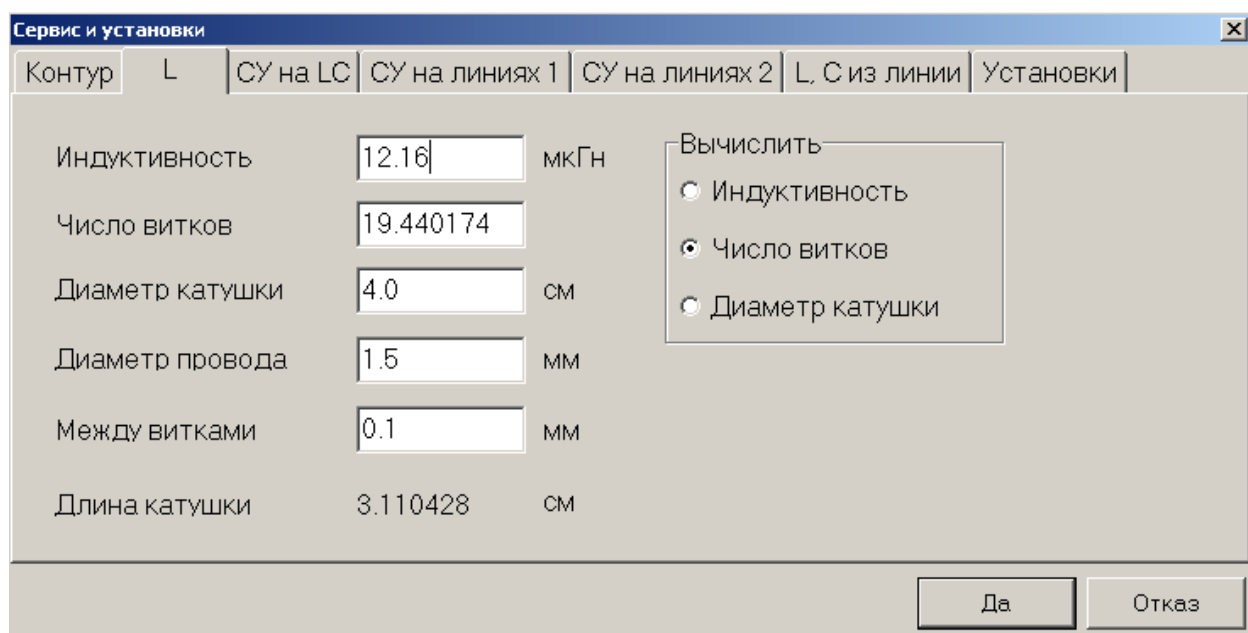


Рисунок 5.63 – Расчёт индуктивности в программе MMANA

Рекомендуется намотать в 1,2 раза больше витков, чем получено при расчёте. Индуктивность настраивается на требуемое значение с помощью *RLC*-метра путём сматывания лишних витков, при настройке в катушку обязательно должны быть вмонтированы конденсатор и резистор для исключения расстройки после сборки. После изготовления крайние витки закрепить.

3) Сборка фильтров.

Резистор устанавливается на конденсатор и пропаивается с двух сторон, как показано на рисунке 5.64. К конденсатору также припаивают провод вывода. Затем конденсатор с резистором вставляются в катушку. Выводы катушки припаивают к выводам на конденсаторе.

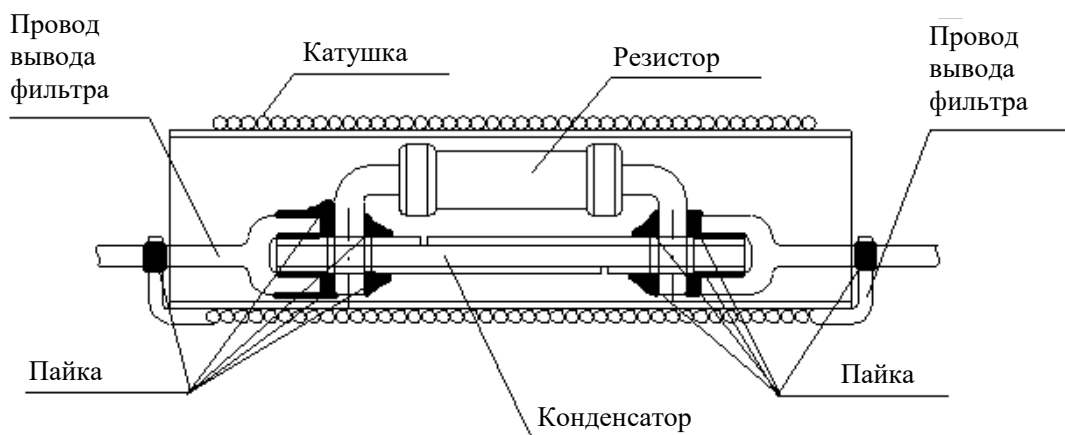


Рисунок 5.64 – Промежуточная стадия сборки фильтра

Затем фильтр герметизируют, помещают его в трубку из текстолита или высокопрочной пластмассы и с двух сторон заливают компаундом. После герметизации фильтры маркируют для их монтажа в антенну.

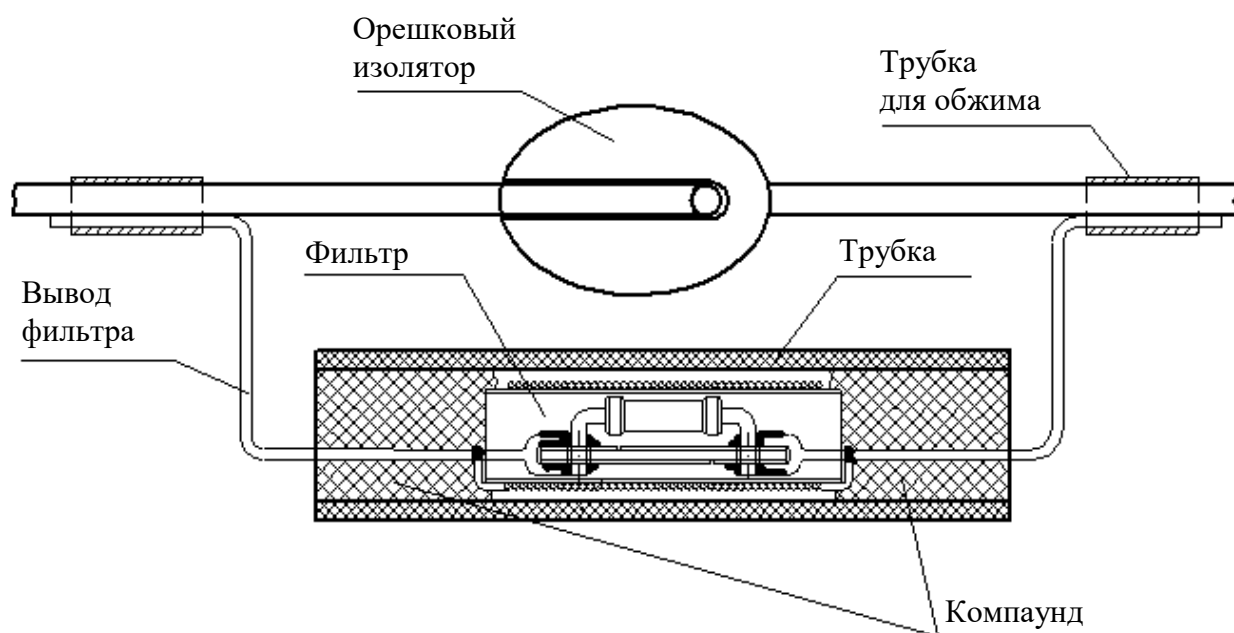


Рисунок 5.65 – Фильтр в сборе

После изготовления фильтров нарезают отрезки проводов согласно таблице 5.21, при этом длины отрезков берут с запасом 40 см для крепления орешковых изоляторов. По чертежу антенны, через изоляторы связывают провода, изоляторы ставят в места включения фильтров, при этом между отрезками не должно быть электрического контакта, кроме контакта между отрезками №1 и №2. Изоляторы устанавливают на свободных концах отрезков №1 и №28 для крепления канатов-растяжек. На каждый провод надевают по 2 трубки для обжима выводов фильтров, на провода №2 и №28 – по одной. Затем к антенне крепят фильтры, как показано на рисунке 5.65. Выводы фильтров обжимают в трубках.

К антенне крепят растяжки и устанавливают её на мачту. Крепление фильтров и проводов осуществляют в соответствии с рисунком 5.66. Электрический контакт осуществляется между отрезками № 1, 2 и 4. Антенна разворачивается в пространстве в соответствии с рисунками 5.66, 5.67. Подключают антенну к трансформатору, а трансформатор к фидерной линии.

Таблица 5.21 – Параметры четырехпроводной антенны

№	Название элемента	Параметры			
		R , Ом	L , мкГн	C , пФ	Длина, м
1	Согласующее снижение	-	-	-	19,41
2	Внешняя пара проводов	-	-	-	4,07
3	Внешняя пара фильтров	810	7,85	5,0	-
4	Внутренняя пара проводов	-	-	-	0,70
5	Внутренняя пара фильтров	4300	7,85	5,0	-
6	Внешняя пара проводов	-	-	-	3,35
7	Внешняя пара фильтров	810	19,8	5,0	-
8	Внутренняя пара проводов	-	-	-	6,13
9	Внутренняя пара фильтров	810	19,8	5,0	-
10	Внешняя пара проводов	-	-	-	9,09
11	Внешняя пара фильтров	810	62,54	5,0	-
12	Внутренняя пара проводов	-	-	-	9,43
13	Внутренняя пара фильтров	810	62,54	5,0	-
14	Внешняя пара проводов	-	-	-	12,93
15	Внешняя пара фильтров	810	121,8	10,0	-
16	Внутренняя пара проводов	-	-	-	12,74
17	Внутренняя пара фильтров	810	121,8	10,0	-
18	Внешняя пара проводов	-	-	-	6,22
19	Внешняя пара фильтров	810	150,7	10,0	-
20	Внутренняя пара проводов	-	-	-	6,13
21	Внутренняя пара фильтров	810	150,7	10,0	-
22	Внешняя пара проводов	-	-	-	12,21
23	Внутренняя пара проводов	-	-	-	12,03

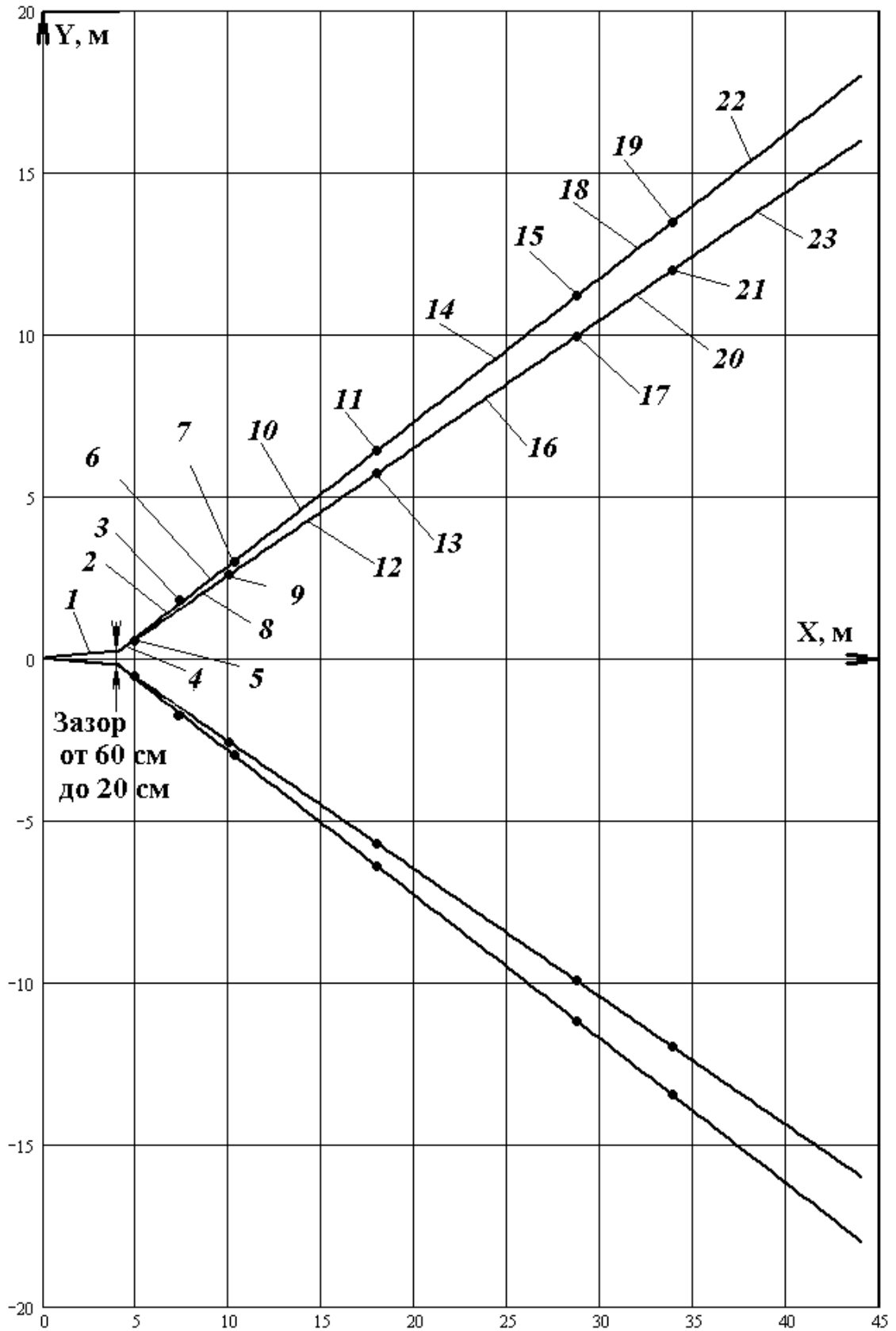


Рисунок 5.66 – Четырехпроводная антенна (вид сверху)



Рисунок 5.67 – Четырехпроводная антенна (вид сбоку)

5.5 Выводы по главе

Предложен комбинированный численный метод, основанный на объединении метода моментов, генетических алгоритмов и трех математических моделей учета сосредоточенных нагрузок, позволивший провести оптимизацию элементов РЭУ. Апробировано разработанное ПО для комплексной оптимизации генетическими алгоритмами на примере ряда тестовых функций. Выполнена оптимизация ряда радиоэлектронных устройств: оптимизация параметров двухпроводной линии передач, оптимизация параметров трехпроводного модального фильтра, оптимизация параметров воздушной меандровой линии передачи, поиск максимального пикового значения СКИ в шине ПП РПУ САН, снижение КСВ проводной V-inverted антенны. Приведены примеры успешного применения ГА для уменьшения КСВ конкретных антенных структур. Апробирована предложенная методика уменьшения КСВ антенн за счет включения сосредоточенных нагрузок. Впервые выполнено моделирование широкодиапазонной модифицированной вибраторной антенны с оптимизацией сосредоточенных нагрузок. Представлены результаты параметрической и структурной оптимизации антенн с нагрузками, которые показали значительное улучшение КСВ антенны, без изменения её структуры и геометрических размеров.

В результате экспериментального исследования получена конструкция комбинированной четырехпроводной антенны. Антенна изготовлена и испытана в сеансах связи на диапазонах 1,8; 3,5; 7; 14; 21; 28 МГц в полевых условиях. В зависимости от условий прохождения на трассе дальней связи удавалось установить связь с корреспондентами Европы на одном или даже на нескольких из указанных диапазонов. На трассах ближней связи мощности передатчика 100 Вт было явно недостаточно для равноценной двухсторонней связи, особенно с корреспондентами, находящимися вне основного лепестка ДН. Хотя подтверждена достаточно устойчивая связь с пунктами на удалении до 100 км. Сделан вывод необходимости наращивания мощности.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате исследования решена научная проблема создания методологии, алгоритмического и программного обеспечения для моделирования и оптимизации элементов РЭУ, имеющая важное значение для применения математического моделирования, численных методов и комплексов программ для решения технических задач, определяющих развитие страны. Таким образом, цель работы достигнута, что подтверждается следующими результатами.

Создана методология комплексной оптимизации РЭУ, сформулирована методика их моделирования, а также методика снижения коэффициента стоячей волны антенны, за счет использования сосредоточенных нагрузок. Предложенная оригинальная методология, отличающаяся от существующих возможностью структурно-параметрической оптимизации, значительно расширила границы применимости разрабатываемого ПО для моделирования радиоэлектронных устройств,. Данная методология позволила применять разработанный программный комплекс автономно, совместно с другими программными продуктами, а также вместе с другими языками программирования высокого уровня.

Приведено алгоритмическое обеспечение работы ГА на примере моделирования проводных антенн с сосредоточенными нагрузками. Определены требования к ПО. В соответствии с требованиями создана структура и информационное обеспечение ПО. Реализовано графическое отображение исследуемой проводной антенны с нагрузками. Создан интерфейс ПО на базе использования DHTML диалогов и приведены примеры их использования. Выполнено тестирование ПО для моделирования проводных антенн с нагрузками, показывающее корректность программной реализации.

Разработан программный комплекс, позволяющий проводить моделирование широкого класса РЭУ на основе квазистатических и электродинамических математических моделей. Представлено тестирование

разработанного программного комплекса на примере ряда тестовых функций, а также на примере моделирования проводных антенн с сосредоточенными нагрузками и их оптимизации на основе ГА.

Предложенный способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием позволил уменьшить восприимчивость резервируемой цепи к внешним кондуктивным эмиссиям и уменьшить уровень кондуктивных эмиссий, генерируемых резервируемой цепью. Представлены результаты оптимизации многопроводных МФ по трем разным критериям. Проведено моделирование влияния потерь на разложение сверхкороткого импульса в витке меандровой микрополосковой линии. Выполнено сравнение существующих аналогов и разработанной ТЕМ-камеры, подтвердившее, что примененные в ней конструкторские решения, полученные при помощи предложенной методики оптимизации геометрических размеров, позволяют получить более высокие характеристики ТЕМ-камер в диапазоне частот до 2 ГГц. Выполнено сравнение результатов моделирования и эксперимента, сравнение с опубликованными данными а так же с другими программный продуктами, подтверждающее корректность созданного алгоритмического и программного обеспечения.

Предложен комбинированный численный метод, основанный на объединении метода моментов, генетических алгоритмов и трех математических моделей учета сосредоточенных нагрузок, позволивший провести оптимизацию элементов РЭУ. Разработанное ПО апробировано для комплексной оптимизации генетическими алгоритмами на примере ряда тестовых функций. Выполнена оптимизация в задачах моделирования РЭУ: оптимизация параметров двухпроводной линии передач, оптимизация параметров трехпроводного модального фильтра, оптимизация параметров воздушной меандровой линии, поиск максимального пикового значения СКИ в шине ПП РПУ САН, снижение КСВ проводной V-inverted антенны. Приведены примеры успешного применения ГА для уменьшения КСВ конкретных антенных структур. Апробирована предложенная методика уменьшения КСВ

антенн за счет включения сосредоточенных нагрузок. Впервые выполнено моделирование широкодиапазонной модифицированной вибраторной антенны с оптимизацией сосредоточенных нагрузок. Представлена параметрическая и структурная оптимизация антенн с нагрузками. Оптимизация расположения и параметров нагрузок позволила значительно улучшить КСВ антенны, не меняя её структуры и геометрических размеров.

В результате экспериментального исследования получена конструкция комбинированной четырехпроводной антенны. Антенна изготовлена и испытана в сеансах связи на диапазонах 1,8; 3,5; 7; 14; 21; 28 МГц в полевых условиях. В зависимости от условий прохождения на трассе дальней связи удавалось установить связь с корреспондентами Европы на одном или даже на нескольких из указанных диапазонов.

Результаты диссертации внедрены на предприятиях ФГНУ ГНТЦ «Наука», г. Москва; филиал ФГУП «НТЦ «Атлас», г. Санкт-Петербург, АО «ИСС», г. Железногорск, АО НПФ «Микран», а также использованы в ТУСУРе, НИ ТГУ, ТГПУ, о чем свидетельствуют прилагаемые акты о внедрении.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гилл Ф. Практическая оптимизация / Ф. Гилл, У. Мюррей, М. Райт; пер. с англ. – Москва: Мир, 1985. – 509 с.
2. Mitchell M. When will a genetic algorithm outperform hill climbing? / M. Mitchell, J. H. Holland, S. Forrest // *Advances in Neural Information Processing Systems 6* / Eds.: J. D. Cowan, G. Tesauro, J. Alspector. – San-Mateo: Morgan Kaufmann, 1994. – P. 51–58.
3. Back T. *Evolutionary Algorithms in Theory and Practice* / T. Back. – New-York: Oxford University Press, 1996. – P. 314.
4. Растрингин Л. А. Статистические методы поиска / Л. А. Растрингин. – Москва: Наука, 1968. – 376 с.
5. Kirkpatrick S. Optimization by simulated annealing / S. Kirkpatrick, C. D. Gelatt, M. P. Vecchi // *Science, New Series*. – 1983. – Vol. 220. – No. 4598. – P. 671–680.
6. Rutenbar R. A. Simulated annealing algorithms: An overview / R. A. Rutenbar // *IEEE Circuits and Devices Magazine*. – 1989. – Vol. 5. – No. 1. – P. 19–26.
7. Leao de M. T. P. A simulated annealing approach to evaluate long term marginal costs and investment decisions / M. T. P. de Leao, J. T. Saraiva // *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*. – 2000. – Vol. 4. – P. 2284–2289.
8. Aarts E. H. L. Simulated annealing / E. H. L. Aarts, J. H. M. Korst, P. J. M. van Laarhoven // *Local search in combinatorial optimization* / Eds.: E. H. L. Aarts, J. K. Lenstra. – Chichester: Wiley, 1997. – P. 91–120.
9. Thompson M. Application of the genetic algorithm and simulated annealing to LC filter tuning Circuits / M. Thompson, J. K. Fidler // *IEEE Devices and Systems*. – 2001. – Vol. 148. – No. 4. – P. 177–182.
10. Glover F. *Tabu Search* / F. Glover, M. Laguna. – Boston: Kluwer Academic Publishers, 1997. – 382 p.

11. Fogel D. B. Applying evolutionary programming to selected traveling salesman problem / D. B. Fogel // *Cybernetics and Systems*. – 1993. – Vol. 24. No. 1. – P. 27–36.
12. Back T. A Survey of Evolution Strategies / T. Back, F. Hoffmeister, H.-P. Schwefel // *Proceedings of the 4th International Conference on Genetic Algorithms (ICGA IV)* / Eds.: R. K. Belew, L. B. Booker. – San-Diego: Morgan Kaufman Publishers Inc., 1991. – P. 2–9.
13. Freisleben B. A genetic local search algorithm for solving symmetric and asymmetric traveling salesman problems / B. Freisleben, P. Merz // *IEEE International Conference on Evolutionary Computation (Nagoya, Japan)*. – Nagoya, 1996. – P. 616–621.
14. Mitra R. Application of micro-genetic algorithm (MGA) to a class of electromagnetic analysis and synthesis problems / R. Mitra, S. Chakravarty, J. Yeo // *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. – 2002. – Vol. 1. – P. 306–309.
15. Yegin K. On the design of broad-band loaded wire antennas using the simplified real frequency technique and a genetic algorithm / K. Yegin, A. Q. Martin // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. – 2003. – Vol. 51. – No. 2. – P. 220–228.
16. Coevorden van C. Md. J. GA design of a thin-wire bow-tie antenna for GPR applications / C. Md. J. van Coevorden, A. R. Bretones, M. F. Pantoja, F. J. G. Ruiz, S. G. Garcia, R. G. Martin // *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. – 2006. – Vol. 44. – No. 4. – P. 1004–1010.
17. Бовбель Е. И. Применение генетических алгоритмов в задачах прикладной электродинамики / Е. И. Бовбель, П. Д. Кухарчик, Д. В. Тишков // *Электромагнитные волны и электронные системы*. – 2004. – Т. 9. – № 1. – С. 33–45.

18. Панченко Т. В. Генетические алгоритмы: Учебно-методическое пособие / Т. В. Панченко; под ред. Ю. Ю. Тарасевича. – Астрахань: Астраханский университет, 2006. – 89 с.
19. Батищев Д. И. Генетические алгоритмы решения экстремальных задач: Учебное пособие / Д. И. Батищев; под ред. Я. Е. Львовича – Воронеж: ВГТУ, 1995. – 69 с.
20. Keane A. J. A Brief Comparison of Some Evolutionary Optimization Methods / A. J Keane; Eds.: V. Rayward-Smith, I. Osman, C. Reeves, G. D. Smith, J. Wiley // *Modern Heuristic Search Methods*. – Chichester: John Wiley, 1996. – P. 255–272.
21. Газизов Т. Т. Классификация методов глобальной оптимизации для решения задач безопасности / Т. Т. Газизов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2008. – № 2(18).– Ч. 1. – С. 130–131.
22. Газизов Т. Т. Классификация методов глобальной оптимизации в задачах проектирования / Т. Т. Газизов // Научная сессия ТУСУР – 2008: Материалы докладов Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск: В-Спектр, 2008. – Ч. 1. – С. 60–63.
23. Норенков И. П. Эволюционные методы в задачах выбора проектных решений / И. П. Норенков, Н. М. Арутюнян // Наука и образование. – 2007 – № 9. –С. 112–115. – URL: <http://technomag.edu.ru/doc/68376.html>.
24. Computational intelligence. – URL: http://en.wikipedia.org/wiki/Computational_intelligence.
25. Марков Н. Г. Комбинированный алгоритм прогнозирования дорожной обстановки на основе методов нечеткого поиска в региональной навигационно–информационной системе мониторинга и управления транспортом / Н. Г. Марков, Д. М. Сонькин, Т. Т. Газизов, Ю. В. Лещик,

- А. С. Фадеев, А. О. Шемяков // Доклады ТУСУРа, № 4 (30), декабрь 2013. С. 182–187.
26. Газизов Т. Т. Сравнение методов глобальной оптимизации / Т. Т. Газизов // XVI Туполевские чтения: Материалы Международной молодежной научной конференции. – Казань, 2008. – С. 219–221.
27. Минаков И. А. Сравнительный анализ некоторых методов случайного поиска и оптимизации / И. А. Минаков // Известия. – Самарский научный центр РАН. – 1999. – № 2. – С. 286–293.
28. Golino G. A genetic algorithm for optimizing the segmentation in subarrays of planar array antenna radars with adaptive digital beamforming / G. Golino // IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology. – 2003. – P. 211–216.
29. Choo H. Design of electrically small wire antennas using genetic algorithm taking into consideration of bandwidth and efficiency / H. Choo, R. Rogers, H. Ling // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – 2002. – Vol. 1. – P. 330–333.
30. Haupt R. L. Thinned arrays using genetic algorithms / R. L. Haupt, J. J. Menozzi, C. J. McCormack // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1993. – P. 712–715.
31. Linden D. S. Evolving wire antennas using genetic algorithms: a review / D. S. Linden, E. E. Altshuler // In Proceedings of the First NASA / DoD Workshop. – 1999. – P. 225–232.
32. Bahr M. Design of ultra-broadband loaded monopoles / M. Bahr, A. Boag, E. Michielssen, R. Mittra // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1994. – AP-S. Digest. – Vol. 2. – P. 1290–1293.
33. Газизов Т. Р. Комплексная оптимизация генетическими алгоритмами для обеспечения ЭМС / Т. Р. Газизов, А. О. Мелкозеров, С. П. Куксенко, А. М. Заболоцкий, Т. Т. Газизов // Материалы VI Международного

- симпозиума по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. – Санкт-Петербург, 2005. – С. 160–164.
34. Johnson J. M. Genetic algorithms in engineering electromagnetic / J. M. Johnson, Y. Rahmat-Samii // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 1997. – Vol. 39. – No. 4. – P. 7–21.
 35. Altman Z. New designs of ultra wide-band communication antennas using a genetic algorithm / Z. Altman, R. Mittra, A. Boag // IEEE Transactions Antennas and Propagation Magazine. – 1997. – Vol. 45. – P. 1494–1501.
 36. Altshuler E. E. Wire-antenna designs using genetic algorithms / E. E. Altshuler, D. S. Linden // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 1997. – Vol. 39. – No. 2. – P. 33–43.
 37. Johnson J. M. Genetic algorithms and method of moments (GA/MOM) in the design of integrated antennas / J. M. Johnson, Y. Rahmat-Samii // IEEE Transactions Antennas and Propagation Magazine. – 1999. – Vol. 47. – No. 10. – P. 1606–1614.
 38. Haupt R. L. Optimum population size and mutation rate for a simple real genetic algorithm that optimizes array factors / R. L. Haupt // IEEE Symposium on Antennas and Propagation: Digest. – 2000. – P. 1034–1037.
 39. Свидетельство об отраслевой регистрации разработки № 8376 от 24.05.2007 г. «Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков TALGAT» / Газизов Т. Р., Мелкозеров А. О., Газизов Т. Т., Куксенко С. П., Заболоцкий А. М., Костарев И. С. – Зарегистрировано в Отраслевом фонде алгоритмов и программ Госкоорцентра Минобрнауки РФ с присвоением номера государственной регистрации. – Рег. номер ВНТИЦ 50200701103.
 40. Гуткин Л. С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества / Л. С. Гуткин. – Москва: Советское радио, 1975. – 368 с.

41. Мелкозеров А. О. Компьютерное моделирование и оптимизация электромагнитной совместимости бортовой аппаратуры космических аппаратов: монография / А. О. Мелкозеров, Р. И. Аширбакиев; Министерство образования и науки Российской Федерации; Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. – Томск: ТУСУР, 2013. – 220 с.
42. Грачев Н. Н. Вопросы оптимизации проектирования РЭС с учетом ЭМС / Н. Н. Грачев, Д. В. Лазарев // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки. – 2012. – № 3. – С. 31–39.
43. Муратов А. В. Оптимизация проектирования и подготовки производства радиоэлектронных модулей при создании радиотехнических систем и устройств / А. В. Муратов, С. В. Иванов // Вестник ВГТУ. – 2012. – №1. – С. 117–124.
44. Головков А. А. Компьютерное моделирование и проектирование радиоэлектронных средств / А. А. Головков, И. Ю. Пивоваров, И. Р. Кузнецов. – Санкт-Петербург: Питер, 2015. – 208 с.
45. Современные проблемы антенно-волноводной техники: Сб. статей / Под ред. А. А. Пистолькорса. – Москва: Наука, 1967. – 217 с.
46. Вычислительные методы в электродинамике / Под ред. Р. Митры. – Москва: Мир, 1977. – 485 с.
47. Марков Н. Г. Интеллектуальные навигационно–телекоммуникационные системы управления подвижными объектами с применением технологии облачных вычислений / Н. Г. Марков, Д. М. Сонькин, А. С. Фадеев, А. О. Шемяков, Т. Т. Газизов – М.: Горячая линия–Телеком, 2011. – 158 с.
48. Никольский В. В. Электродинамика и распространение радиоволн: Учебное пособие / В. В. Никольский. – Москва: Наука, 1973. – 608 с.
49. Баскаков С. И. Электродинамика и распространение радиоволн / С. И. Баскаков. – Москва: Высшая школа, 1992. – 416 с.

50. Григорьев А. Д. Электродинамика и техника СВЧ / А. Д. Григорьев. – Москва: Высшая школа, 1990. – 335 с.
51. Панченко Б. А. Электродинамический расчет характеристик излучения полосковых антенн / Б. А. Панченко, С. Т. Князев, Ю. Б. Нечаев, В. И. Николаев. – Москва: Радио и связь, 2002. – 253 с.
52. Бахрах Л. Д. Синтез излучающих систем (теория и методы расчета) / Л. Д. Бахрах, С. Д. Кременецкий. – Москва: Радио и связь, 1974. – 232 с.
53. Goldberg E. Genetic Algorithms in search, optimization and machine learning / E. Goldberg – Boston: Addison-Wesley, 1989. – 404 p.
54. Holland J. H. Adaptation in Natural and Artificial Systems / J. H. Holland. – Ann-Arbor: The University of Michigan Press, 1975. – 232 p.
55. Fogel D. B. Evolutionary Computation: Toward a New Philosophy of Machine Intelligence / D. B. Fogel. – Piscataway: IEEE Press, 1995. – 296 p.
56. Beyer H.-G. Evolution strategies – a comprehensive introduction / H.-G. Beyer, H.-P. Schwefel // Natural Computing. – 2002. – Vol. 1. – No. 1. – P. 3–52.
57. Dastranj A. Optimization of a Printed UWB Antenna / A. Dastranj // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2017. – Vol. 59. – No. 1. – P. 48–57.
58. Sotirios K. Goudos. Antenna Design Using Binary Differential Evolution / Goudos Sotirios K. // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2017. – Vol. 59. – No. 1. – P. 74–93.
59. Suresh K. IWO with increased deviation and stochastic selection (IWO-ID-SS) for global optimization of noisy fitness functions / K. Suresh, D. Kundu, S. Ghosh, S. Das, A. Abraham // Proc. World Congr. Nature and Biologically Inspired Computing, Coimbatore. – India, 2009. – P. 215–220.
60. Kennedy J. Particle swarm optimization / J. Kennedy, R. Eberhart // Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks. – Piscataway, 1995. – P. 1942–1948.

61. Dorigo M. Ant Colony Optimization / M. Dorigo, T. Stutzle. – Cambridge: The MIT Press, 2004. – P. 319.
62. Karaboga D. A powerful and efficient algorithm for numerical function optimization: artificial bee colony (ABC) algorithm / D. Karaboga, B. Basturk // Journal of Global Optimization. – 2007. – Vol. 39. – No. 3. – P. 459–471.
63. Clerc M. The swarm and the queen: towards a deterministic and adaptive particle swarm optimization / M. Clerc // Proceedings of the Congress on Evolutionary Computation (CEC 99). – Washington: IEEE, 1999. – P. 1951–1957.
64. Kennedy J. Discrete binary version of the particle swarm algorithm / J. Kennedy, R. C. Eberhart // Proceedings of the IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics. – Orlando, 1997. – P. 4104–4108.
65. Dorigo M. Ant colonies for the travelling salesman problem / M. Dorigo, L. M. Gambardella // BioSystems. – 1997. – Vol. 43. – No. 2. – P. 73–81.
66. Dorigo M. Ant system: optimization by a colony of cooperating agents / M. Dorigo, V. Maniezzo, A. Colorni // IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics Part B: Cybernetics. 1996. – Vol. 26. – No. 1. – P. 29–41.
67. Storn R. Differential evolution – a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces / R. Storn, K. Price // Journal of Global Optimization. – 1997. – Vol. 11. – No. 4. – P. 341–359.
68. R. Storn and K. Price, "Differential evolution – a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces," Journal of Global Optimization, vol.11, no.4, pp.341-359, 1997.
69. Das S. Particle swarm optimization and differential evolution algorithms: technical analysis, applications and hybridization perspectives / S. Das, A. Abraham, A. Konar // Advances of Computational Intelligence in Industrial Systems / Eds.: Y. Liu, A. Sun, E. Lim, H. Loh, W. Lu. – Berlin: Springer, 2008. – Vol. 116. – P. 1–38.

70. Bayraktar Z. The wind driven optimization technique and its application in electromagnetics / Z. Bayraktar, M. Komurcu, J. Bossard, D. Werner // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2013. – Vol. 61. – No. 5. – P. 2745–2757.
71. Zaharis Z. D. Design of a novel antenna array beamformer using neural networks trained by modified adaptive dispersion invasive weed optimization based data / Z. D. Zaharis, C. Skeberis, T. D. Xenos, P. I. Lazaridis, J. Cosmas // IEEE Transactions on Broadcasting. – 2013. – Vol. 59. – No. 3. – P. 455–460.
72. Zaharis Z. D. Synthesis of a near-optimal high-gain antenna array with main lobe tilting and null filling using taguchi initialized invasive weed optimization / Z. D. Zaharis, P. I. Lazaridis, J. Cosmas, C. Skeberis, T. D. Xenos // IEEE Transactions on Broadcasting. – 2014. – Vol. 60. – No. 1. – P. 120–127.
73. Bai Y.-Y. A hybrid IWO/PSO algorithm for pattern synthesis of conformal phased arrays / Y.-Y. Bai, S. Xiao, C. Liu, B.-Z. Wang // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2013. – Vol. 61. – No. 4. – P. 2328–2332.
74. Roy G. G. Design of non-uniform circular antenna arrays using a modified invasive weed optimization algorithm / G. G. Roy, S. Das, P. Chakraborty, P. N. Suganthan // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2011. – Vol. 59. – No. 1. – P. 110–118.
75. Karimkashi S. Invasive weed optimization and its features in electromagnetics/ S. Karimkashi, A. A. Kishk // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2010. – Vol. 58. – No. 4. – P. 1269–1278.
76. A. Hoorfar, "Evolutionary programming in electromagnetic optimization: a review," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no.3, pp. 523-537, 2007.
77. Hoorfar A. Electromagnetic optimization using a mixed-parameter self-adaptive evolutionary algorithm / A. Hoorfar, J. Zhu, S. Nelatury // Microwave and Optical Technology Letters. – 2003. – Vol. 39. – No. 4. – P. 267–271.

78. Boudaher E. Electromagnetic design optimization using mixed-parameter and multiobjective CMA-ES / E. Boudaher, A. Hoorfar // Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI '13). – Orlando: IEEE, 2013. – P. 406–407.
79. Boudaher E. Electromagnetic optimization using mixed-parameter and multiobjective covariance matrix adaptation evolution strategy / E. Boudaher, A. Hoorfar // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2015. – Vol. 63. – No. 4. – P. 1712–1724.
80. Wolpert D. H. No free lunch theorems for optimization / D. H. Wolpert, W. G. Macready // IEEE Transactions on Evolutionary Computation. – 1997. – Vol. 1. – No. 1. – P. 67–82.
81. Ho Y. C. Simple explanation of the no-free-lunch theorem and its implications / Y. C. Ho, D. L. Petyne // Journal of Optimization Theory and Applications. – 2002. – Vol. 115. – No. 3. – P. 549–570.
82. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ: Учебник для вузов / Д. М. Сазонов. – Москва: Высшая школа, 1988. – 432 с.
83. Марков Г. Т. Антенны: Учебник для вузов / Г. Т. Марков, Д. М. Сазонов. – Москва: Энергия, 1975. – 528 с.
84. Чернышов В. П. Антенно-фидерные устройства радиосвязи и радиовещания / В. П. Чернышов. – Москва: Связь, 1978. – 288 с.
85. Ротхаммель К. Антенны / К. Ротхаммель; под ред. А. Кришке. – 11-е изд. – Минск: Наш Город, 2001. – 416 с.
86. Mattioni L. BLADE: A Broadband Loaded Antenna Designer / L. Mattioni, G. Marrocco // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2006. – Vol. 48. – P. 120–129.
87. Walton C. Gibson. The method of moments in electromagnetics. – CRC Press, 2008.

88. Boag A. Design of electrically loaded wire antennas using genetic algorithms / A. Boag, E. Michelssen, R. Mittra // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. – 1996. – Vol. 44. – P. 687–695.
89. Harrington R.F., Mautz J.R. Straight wires with arbitrary excitation and loading // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. – 1967. – Vol. 15. – July. P. 502–515.
90. Грегори Р. Безошибочные вычисления. Методы и приложения / Р. Грегори, Е. Кришномурти; пер. с англ. – Москва: Мир, 1988. – 208 с.
91. Rahmat-Samii Y. Guest Editorial for the Special Issue on Synthesis and Optimization Techniques in Electromagnetics and Antenna System Design / Y. Rahmat-Samii, C. G. Christodoulou // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2007 – Vol. 55. – No. 3. – P. 518–522.
92. Hoorfar A. Evolutionary Programming in Electromagnetic Optimization: a Review / A. Hoorfar // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2007 – Vol. 55. – No. 3. – P. 523–537.
93. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий / под ред. Т. Р. Газизова. – Томск: Томский государственный университет, 2002. – 206 с.
94. Газизов Т. Р. Возможности применения новых модальных явлений в целях электромагнитного терроризма и для защиты от него / Т. Р. Газизов, А. М. Заболоцкий, А. О. Мелкозеров, Т. Т. Газизов, С. П. Куксенко, Е. П. Горин, И. Г. Бевзенко // Труды VII Межд. Симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии, г. Санкт–Петербург, 26–29 июня 2007 г. С. 266–269.
95. Kohlberg I. Electromagnetic terrorism and potential infrastructure failures / I. Kohlberg, C.E. Baum, D. Giri // *Book of abstracts EUROEM 2008 (Lausanne. Jul. 21–25)*. – Lausanne, 2008. – P. 2.
96. Backstrom M. Some recent work on intentional EMI in Sweden / M. Backstrom, R. Thottappillil, D. Mansson, R. Montano, O. Linden,

- T. Nilsson // Book of abstracts EUROEM 2008 (Lausanne. Jul. 21–25). – Lausanne, 2008. – P. 3.
97. Giri D. Documented electromagnetic effects (EME) / D. Giri // Book of abstracts EUROEM 2008 (Lausanne. Jul. 21–25). – Lausanne, 2008. – P. 7.
98. Reuster D. D. A high-efficiency broadband HF wire-antenna system / D. D. Reuster, K. J. Cybert // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2000. – Vol. 42. – No. 4. – P. 53–69.
99. Kun-Chou Lee. Genetic algorithms based analyses of nonlinearly loaded antenna arrays including mutual coupling effects / Lee Kun-Chou // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2003. – Vol. 51. – No. 4. – P. 776–781.
100. Rogers S. D. Genetic algorithm optimization and realization of broadband loaded wire monopoles / S. D. Rogers, C. M. Butler, A. Q. Martin // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – 2001. – Vol. 4. – P. 676–679.
101. Yegin K. On the design of broad-band loaded wire antennas using the simplified real frequency technique and a genetic algorithm / K. Yegin, A. Q. Martin // IEEE Transactions Antennas and Propagation. – 2003. – Vol. 51. – No. 2. – P. 220–228.
102. Моделировщик антенн MMANA. – URL: <http://www.cqham.ru/mmana.htm>.
103. MMANA-GAL. – URL: <http://www.dl2kq.de/mmana/4-1.htm>.
104. NEC based antenna modeler and optimizer. – URL: <http://www.qsl.net/4nec2/>.
105. Газизов Т. Т. Параметрическая оптимизация антенны генетическими алгоритмами / Т. Т. Газизов // Научная сессия ТУСУР – 2004: Материалы региональной научно-технической конференции. – Томск, 2004. – Ч. 1. – С. 108–110.
- 106 Газизов Т. Т. Параметрическая оптимизация генетическими алгоритмами в программных системах электромагнитного моделирования для решения задач безопасности / Т. Т. Газизов, Т. Р. Газизов // Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности:

- Материалы VI Всероссийской научно-практической конференции. – Томск, 2004. – С. 110–112.
107. Jones E. A. Genetic design of linear antenna arrays / E. A. Jones, W. T. Joines // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. – 2000. – Vol. 42. – No. 3. – P. 92–100.
108. Popovic B. D. *CAD of Wire Antennas and Related Radiating Structures* / B. D. Popovic. – Taunton, Somerset (UK): Research Studies Press, 1991.
109. Loney S. T. Design of compound solenoids to produce highly homogeneous magnetic fields / S. T Loney // *Journal of the Institute of Mathematics and its Applications*. – 1966. – Vol. 2 – P. 111–125.
110. Migliore M. D. A simple and robust adaptive parasitic antenna / M. D. Migliore, D. Pinchera, F. Schettino // *IEEE Transactions Antennas and Propagation Magazine*. – 2005. – Vol. 44. – No. 10. – P. 3262–3272.
111. Липцер Р. Ш. Статистика случайных процессов / Р. Ш. Липцер, А. Н. Ширяев. – Москва: Наука, 1974. – 696 с.
112. Ахо А. Построение и анализ вычислительных алгоритмов / А. Ахо, Д. Хопкрофт, Д. Ульман; пер. с англ. – Москва: Мир, 1979. – 536 с.
113. Кормен Т. Алгоритмы: построение и анализ / Т. Кормен, Ч. Лейзерсон, Р. Ривест; пер. с англ. – Москва: МЦНМО, 1999. – 955 с.
114. Sandlin B. S. Sensitivity of a genetic algorithm solution for a wire antenna geometry / B. S. Sandlin, A. J. Terzuoli // *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. – 1998. – Vol. 1. – P. 54–57.
115. Газизов Т. Т. Синтез оптимальных проводных антенн / Т. Т. Газизов // Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – 120 с.
116. Газизов Т. Т. Использование генетических алгоритмов для проектирования антенн / Т. Т. Газизов // *Электронные и электромеханические системы и устройства: Материалы научно-*

технической конференции молодых специалистов. – Томск: НПЦ «Полнос», 2008. – С. 174–175.

117. Газизов Т. Т. Использование генетического алгоритма при оптимизации антенн / Т. Т. Газизов, Т. Р. Газизов // Современные проблемы радиоэлектроники: Материалы VI Всероссийской научно-практической конференции молодых ученых и студентов. – Красноярск, 2004. – С. 296–298.
118. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2009614871. TALGAT 2008. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М. Заявка №2009613644. Дата поступления 9 июля 2009 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 8 сентября 2009 г.
119. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2010613497. TALGAT 2009. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М. Заявка №2010612008. Дата поступления 13 апреля 2010 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 28 мая 2010 г.
120. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2013619615. TALGAT 2012. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Аширбакиев Р.И., Лежнин Ев.В., Салов В.К., Лежнин Ег.В., Орлов П.Е., Калимулин И.Ф., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е., Газизов Р.Р., Ахунов Р.Р. Заявка №2013617773. Дата поступления 29 августа 2013 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 11 октября 2013 г.
121. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2012660373. TALGAT 2011. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Аширбакиев Р.И., Лежнин Ег.В., Салов В.К., Лежнин Ев.В., Орлов П.Е., Калимулин И.Ф., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е. Заявка №2012618426. Дата поступления 5

октября 2012 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 16 ноября 2012 г.

122. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2012610712. TALGAT 2010. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Аширбакиев Р.И., Вершинин Е.А., Салов В.К., Лежнин Е.В., Орлов П.Е., Бевзенко И.Г., Калимулин И.Ф. Заявка №2011617178. Дата поступления 26 сентября 2011 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 13 января 2012 г.
123. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015614365. TALGAT 2013. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Аширбакиев Р.И., Лежнин Е.В., Салов В.К., Лежнин Е.В., Орлов П.Е., Калимулин И.Ф., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е., Газизов Р.Р., Ахунов Р.Р., Новикова Е.А. Заявка №2015611288. Дата поступления 3 марта 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 16 апреля 2015 г.
124. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015617550. TALGAT 2014. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Газизов Р.Р., Лежнин Е.В., Салов В.К., Лежнин Е.В., Орлов П.Е., Калимулин И.Ф., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е., Ахунов Р.Р., Новикова Е.А., Газизов Руст.Р., Веселовский А.В. Заявка №2015614488. Дата поступления 27 мая 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 17 июля 2015 г.
125. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2016662520. TALGAT 2016. Заявка №20166619296. Дата поступления 01 сентября 2016 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 14 ноября 2016 г. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Газизов Русл.Р., Салов В.К., Лежнин Е.В., Орлов П.Е., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е., Ахунов Р.Р.,

- Газизов Руст.Р., Газизов А.Т., Веселовский А.В., Квасников А.А., Носов А.В., Белоусов А.О., Буичкин Е.Н., Лесков А.Н., Демаков А.В., Лемешко К.А., Собко А.А., Осинцев А.В., Калимулин И.Ф. Заявка №20166619296. Дата поступления 01 сентября 2016 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 14 ноября 2016 г.
126. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №20156660487. TALGAT 2015. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Газизов Р.Р., Лежнин Ев.В., Салов В.К., Лежнин Ег.В., Орлов П.Е., Калимулин И.Ф., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е., Ахунов Р.Р., Новикова Е.А., Газизов Руст.Р., Веселовский А.В. Заявка №2015617580. Дата поступления 17 августа 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 1 октября 2015 г.
127. Газизов Т. Р. Компьютерное моделирование сложных структур проводников при проектировании телевизионно–вычислительных систем / Т. Р. Газизов, А. О. Мелкозеров, Т. Т. Газизов, С. П. Куксенко, А. М. Заболоцкий // Известия вузов. Приборостроение. №11, 2005. Т. 48. С. 64–67.
128. Газизов Т. Р. Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков TALGAT / Т. Р. Газизов, А. О. Мелкозеров, Т. Т. Газизов, С. П. Куксенко, А. М. Заболоцкий, И. С. Костарев // Компьютерные учебные программы и инновации. – Москва: ГОСКООРЦЕНТР, МФЮА, РУИ, 2007. – № 10.– С. 89–90.
129. Газизов Т. Т. Автоматизированное проектирование оптимальных антенн с сосредоточенными нагрузками / Т. Т. Газизов, А. О. Мелкозеров // Электронные средства и системы управления: Материалы Международной научно-практической конференции. – Томск, 2005. – С. 149–152.

130. Газизов Т. Т. Параметрическая оптимизация антенны генетическими алгоритмами / Т. Т. Газизов // XII Туполевские чтения: Материалы Международной молодежной научной конференции. – Казань, 2004. – С. 153–154.
131. Марков Н. Г. Информационная безопасность в автоматизированных навигационно–телекоммуникационных системах / Н. Г. Марков, А. О. Шемяков, Д. М. Сонькин, Т. Т. Газизов, А. С. Фадеев // Томск: В–Спектр, 2012. – 104 с.
132. A C++ Library of Genetic Algorithm Components. – URL: <http://lancet.mit.edu/ga/dist/galib247.tgz>.
133. Айзекс А. Dynamic HTML. Секреты создания интерактивных WEB–страниц / А. Айзекс; пер. с англ. – Санкт–Петербург: BHV, 1998. – 496 с.
134. Тауерс Дж. Т. Macromedia Dreamweaver MX для Windows и Macintosh / Дж. Т. Тауерс; пер. с англ. – Москва: ДМК Пресс, 2003. – 768 с.
135. Газизов Т. Т. Исследование точности решения СЛАУ методом Гаусса / Т. Т. Газизов // Научная сессия ТУСУР – 2003: Материалы региональной научно–технической конференции. – Томск, 2003. – Ч. 1. – С. 95–98.
136. Газизов Т. Т. Точность решения СЛАУ методом Гаусса / Т. Т. Газизов // XI Туполевские чтения: Материалы международной молодежной научной конференции. – Казань, 2003. – С. 98.
137. Tapan K. Sarkar. Survey of Numerical Methods for Solution of Large Systems of Linear Equations for Electromagnetic Field Problems / K. Sarkar Tapan // IEEE Trans. on Antennas and Propagat. – 1981. – Vol. AP-29. – No. 6. – P. 847–853.
138. Singer H. The Method of Moments (MOM) and Related Codes / H. Singer // Supplement to Proceedings of 13th International Zurich Symposium. – 1999. – 16–18 Febr. – P. 11–21.

139. Singer H. The Method of Moments (MOM) and Related Codes / H. Singer // Supplement to Proceedings of 13th International Zurich Symposium. – 1999. – 16–18 Febr. – P. 11–21.
140. Газизов Т. Т. Улучшение КСВ антенны включением полосозапирающих фильтров / Т. Т. Газизов, Т. Р. Газизов // Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности: Материалы VII Всероссийской научно-практической конференции. – Томск, 2005. – С. 51–54.
141. Genender E. Probabilistic Risk Analysis Technique of Intentional Electromagnetic Interference at System Level / E. Genender, H. Garbe, F. Sabath // IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility. – 2014. – Vol. 56. – P. 200–207.
142. Патент РФ на полезную модель №79213. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Бевзенко И.Г., Самотин И.Е., Орлов П.Е., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Костарев И.С. Устройство воздействия на аппаратуру. Заявка №2008127574/22(033831). Приоритет полезной модели 07.07.2008. Опубликовано 20.12.2008 Бюл. №35.
143. Gazizov T. R. Design of electronic systems protected from electromagnetic terrorism / T. R. Gazizov // Proc. of the 15-th Int. Wroclaw Symp. on EMC. – 2000. – 27–30 June. – P. 469–472.
144. Патент РФ на изобретение №2431897. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Бевзенко И.Г., Самотин И.Е., Орлов П.Е., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Костарев И.С. Устройство для нарушения работы аппаратуры за счет разложения и восстановления импульсов. Заявка №2010108520/07(012016). Приоритет изобретения 9.03.2010. Опубликовано 20.10.2011 Бюл. №29.
145. Brauer F. SPICE simulations and measurement techniques for protection circuits against UWB and HPM signals / F. Brauer, J. Haseborg // Book of abstracts EUROEM. – Lausanne, 2008. – P. 23.

146. Gazizov T. R. New Concept of Critical Infrastructure Strengthening / T. R. Gazizov, P. E. Orlov, A. M. Zabolotsky, S. P. Kuksenko // Proc. of the 13th Int. Conf. of Numerical Analysis and Applied Mathematics (Rhodes, Greece). – 2015. – Sept. 23–29. – P. 1–3.
147. Газизов Т. Р. Новый способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием / Т. Р. Газизов, П. Е. Орлов, А. М. Заболоцкий, Е. Н. Буичкин // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – №3 (37). – С. 129–131.
148. Orlov P.E., Buichkin E.N., Gazizov T.T. Method of lay-out of multilayer PCBs for circuits with redundancy // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Erlagol, Altai, 30 June – 4 July, 2016. – P. 155–158.
149. Orlov P. E. Evaluation of efficiency of modal filtration in different types of redundant electrical connections / P. E. Orlov, T. R. Gazizov, E. N. Buichkin // Proc. of the XII Int. Siberian Conf. on Control and Communications (Moscow, Russia). – 2016. – May 12–14. – P. 1–3.
150. Заявка на патент на изобретение № 2015137532. Способ компоновки печатных плат для цепей с резервированием.
151. Kuksenko S. P. New developments for improved simulation of interconnects based on method of moments / S. P. Kuksenko, T. R. Gazizov, A. M. Zabolotsky, R.R. Ahunov, R. S. Surovtsev, V. K. Salov, Eg. V. Lezhnin // Advances in Intelligent Systems Research (ISSN 1951–6851), proc. of the 2015 Int. Conf. on Modelling, Simulation and Applied Mathematics (MSAM2015) (Phuket, Thailand). – 2015. – Aug. 23–24. – P. 293–301.
152. Orlov P. E. Frequency analysis of modal distortions and its application to diagnostics of electric connections / P. E. Orlov, T. R. Gazizov, A. M. Zabolotsky / Russian Physics Journal. – 2014 – Vol. 56. – No. 9. – P. 1099.

153. Joungho Kim. Power and Ground Integrity Design in High-speed Chip, Package, and PCB / Kim Joungho // EMC Zurich, Singapore. – Zurich, 2006. – Feb. 27– March 3.
154. T.R. Gazizov, P.E. Orlov, A.M. Zabolotsky, S.P. Kuksenko, New Concept of Critical Infrastructure Strengthening / Proc. of the 13th Int. Conf. of Numerical Analysis and Applied Mathematics, pp. 1–3, Rhodes, Greece, Sept. 23–29, 2015.
155. Патент РФ на изобретение №2431912. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Бевзенко И.Г., Самогин И.Е., Орлов П.Е., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Костарев И.С. Устройство для нарушения работы аппаратуры за счет разложения и восстановления импульсов. Заявка №2010108518/07(012013). Приоритет изобретения 9.03.2010. Опубликовано 20.10.2011 Бюл. №29.
156. Mora N. Study and classification of potential IEMI sources / N. Mora, F. Vega, G. Lugrin, F. Rachidi, M. Rubinstein // System and assessment notes (8 July). – 2014. – Note 41.
157. Куксенко С. П. Оценка уровня излучаемой электромагнитной эмиссии семикаскадного модального фильтра для сети Ethernet 100Base-T/ С. П. Куксенко, Р. Р. Хажибеков, Т. Т. Газизов // Технологии электромагнитной совместимости. – 2017. – №1(60) – С. 13–20.
158. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – 151 с.
159. Gazizov A.T., Zabolotsky A.M., Gazizov T.T. Time-domain response of asymmetrical modal filter without resistors to ultrashort pulse excitation // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Erlagol, Altai, 30 June – 4 July, 2016. – P. 85–88.

160. Belousov A.O., Zabolotsky A.M., Gazizov T.T. Optimization of parameters of multiconductor modal filters for protection against ultrashort pulses // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Erlagol, Altai, 30 June – 4 July, 2016. – P. 67–70.
161. Патент РФ на полезную модель №79355. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Бевзенко И.Г., Самотин И.Е., Орлов П.Е., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Костарев И.С. Модальный фильтр. Заявка №2008127527/22(033781). Приоритет полезной модели 07.07.2008. Опубликовано 27.12.2008 Бюл. №36.
162. Патент РФ на полезную модель №800100. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Бевзенко И.Г., Самотин И.Е., Орлов П.Е., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Костарев И.С. Устройство модального зондирования. Заявка №2008127580/22(033837). Приоритет полезной модели 07.07.2008. Опубликовано 20.01.2009 Бюл. №2.
163. Gazizov T. R. Experimental results on ultra wide band pulse propagation in three-conductor power cables of flat and circular cross sections / T. R. Gazizov, A. M. Zabolotsky, I. E. Samotin // Proceedings of International Siberian conference on control and communications (SIBCON–2009) (Tomsk, Russia). –Tomsk, 2009. – P. 264–269.
164. Gazizov T. R. Experimental Results on UWB Pulse Propagation in Low-Voltage Power Cables With Different Cross Sections / T. R. Gazizov, A. M. Zabolotsky // IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility. – 2007. – Vol. 54, (1). – P. 229–231.
165. Zabolotsky A. M. Time-domain response of multiconductor transmission lines / A. M. Zabolotsky, T. R. Gazizov. – Tomsk: Tomsk st. univ., 2007. – P. 152.
166. В.В. Кропотов, Т.Т. Газизов. Конструктив блока модальных фильтров для сети Ethernet 100 Base-T. Материалы Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР – 2016» 25 – 27 мая 2016. Томск. С. 310–313.

167. Gazizov T. R. New approach to EMC protection / T. R. Gazizov, A. M. Zabolotsky, I. E. Samotin // Proceedings of the 18-th International Zurich Symposium on EMC (Munich, Germany. Sept. 24–28). – Munich, 2007. – P. 273–276.
168. Gazizov T. R. Improved design of modal filter for electronics protection / T. R. Gazizov, A. M. Zabolotsky, A. O. Melkozerov, E. S. Dolganov, P. E. Orlov // Proc. of 31-st Int. conf. on lightning protection (Vienna, Austria. Sept. 2–7). – Vienna, 2012. – P. 1–4.
169. Самойличенко М. А. Анализ влияния параметров модального фильтра с пассивным проводником в опорной плоскости на погонные задержки мод / М. А. Самойличенко, Т. Т. Газизов // Материалы Международной научно–технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР – 2017» 10 – 12 мая 2017 года Россия, Томск. (принято к публикации).
170. М.А. Самойличенко, Т.Т. Газизов. Моделирование модального фильтра с пассивным проводником в опорной плоскости. Материалы Международной научно–технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР – 2016» 25 – 27 мая 2016 года Россия, Томск. С. 325–327.
171. Самойличенко М.А., Газизов Т.Т. Разложение сверхкороткого импульса в модальном фильтре с пассивным проводником в опорной плоскости // Материалы двенадцатой международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», Томск, 16–18 ноября 2016: В-Спектр, 2016. – Т. 1. – С. 222–224.
172. Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации // Доклады ТУСУР. 2015. №2(36). С.41–44.

173. Белоусов А. О. Многопроводная микрополосковая линия как модальный фильтр для защиты от сверхкоротких импульсов / А.О. Белоусов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Доклады ТУСУР. 2015. №3 (37). С.124–128
174. Belousov A. O. Maximization of duration of ultrashort pulse that is completely decomposed in multiconductor modal filters / A. O. Belousov, T. R. Gazizov, A. M. Zabolotsky // Proceedings of International Siberian conference on control and communications (SIBCON–2016) (Moscow Russia. May 12–14). – Moscow, 2016. – P. 1–4.
175. Патент РФ на изобретение №2386964. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Орлов П.Е., Самотин И.Е., Бевзенко И.Г., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Костарев И.С. Устройство обнаружения, идентификации и диагностики многопроводных линий передачи. Заявка №2009108905/28(011919). Приоритет изобретения 10.03.2009. Опубликовано 20.04.2010 Бюл. №11.
176. Защита объектов топливно-энергетического комплекса от угроз электромагнитного воздействия / О. Петкау, А. Тарабцев, А. Дерябин, С. Ларионов, В. Чванов // Безопасность объектов топливно-энергетического комплекса. – 2014. – № 2 (6). – С. 74–76.
177. Кропотов В. В. Улучшенная конструкция печатной платы модуля защиты сети Ethernet 10/100 BASE T / В. В. Кропотов, О. М. Кузнецова-Таджибаева, Т. Т. Газизов // Материалы Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР – 2017» 10 – 12 мая 2017 года Россия, Томск. (принято к публикации).
178. Surovtsev R. S. Pulse Decomposition in a Turn of Meander Line as a New Concept of Protection against UWB Pulses / R. S. Surovtsev, T. R. Gazizov, A. M. Zabolotsky // Proc. of Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) (Omsk, Russian). – Omsk, 2015. – P. 7.

179. Surovtsev R. S. Simple Method of Protection against UWB Pulses Based on a Turn of Meander Microstrip Line / R. S. Surovtsev, A. V. Nosov, A. M. Zabolotsky // 16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – 2015. – Jun 29 – Jul. 3 – P. 3.
180. Gazizov A.T. Simple printed structures for low-cost and effective protection against UWB pulses / A. T. Gazizov // Asia Electromagnetics Symposium (ASIAEM 2015) (Jeju-si, Jeju Province, South Korea. Aug. 3–8). – Jeju-si, 2015. – P. 1–4.
181. Surovtsev R. S. Pulse signal propagation in the meander line with nonhomogeneous dielectric filling without distortions of its waveform by crosstalk / R. S. Surovtsev, A. M. Zabolotsky, T. R. Gazizov, P. E. Orlov // Dokladi TUSUR. – 2014. – Vol. 4(34) – P. 36–40, in Russian.
182. Носов А. В. Оценка влияния потерь на разложение сверхкороткого импульса в витке воздушной меандровой линии / А. В. Носов, Р. С. Суровцев // Материалы XI международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – 2015. – Ч. 2. – С. 47–52.
183. Nosov A.V., Surovtsev R.S., Gazizov T.T. Influence of losses on ultrashort pulse decomposition in a turn of meander microstrip line // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Erlagol, Altai, 30 June – 4 July, 2016. – P. 151–154.
184. Green D. S. Materials and Integration Strategies for Modern RF Integrated Circuits / D. S. Green, C. L. Dohrman, A. S. Kane, T.-H. Chang // IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS). – 2014. – Oct. 19–22. – P. 1–4.
185. Fayneh E. 4.1 14nm 6th-generation Core processor SoC with low power consumption and improved performance / E. Fayneh, M. Yuffe, E. Knoll, et al. // IEEE Int. Solid-State Circuits Conference (ISSCC). – 2016. – Jan. 31 – Feb. 4. – P. 72–73.

186. Мещеряков С. А. Моделирование физических процессов в полупроводниковых структурах при воздействии мощного СВЧ импульса. Биполярные транзисторы. / С. А. Мещеряков // Журнал Радиоэлектроники. – 2013. – № 12. – С. 1–15.
187. Пирогов Ю. А. Повреждение интегральных микросхем в полях радиоизлучения / Ю. А. Пирогов, А. В. Солодов // Журнал Радиоэлектроники. – 2013. – № 6. – С. 1–38.
188. Integrated circuits measurement of electromagnetic emissions. Part 2: Measurement of radiated emissions, TEM cell and wideband TEM cell method. – IEC 61967–2, 2005.
189. Integrated circuits measurement of electromagnetic immunity. Part 2: Measurement of radiated immunity, TEM cell and wideband TEM cell method. – IEC 62132–2, 2010.
190. Measurement of Radiated Emissions from Integrated Circuits TEM/Wideband TEM (GTEM) Cell Method; TEM Cell (150 kHz to 1 GHz), Wideband TEM Cell (150 kHz to 8 GHz). – SAE J 1752/3:2011–06–17.
191. Department of Defence. MIL-STD-461F. Interface Standard, Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment. – 2007.
192. Crawford M. L. Generation of standard EM fields using TEM transmission cells / M. L. Crawford // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 1974. – Vol. 16. – No. 4. – P. 189–195.
193. Muccioli J. P. Predicting module level RF emissions from IC emissions measurements using a 1 GHz TEM or GTEM cell – a review of related published technical papers / J. P. Muccioli, T. M. North, K. P. Slattery // IEEE Int. Symp. on Electromagn. Compat. (EMC) (Detroit, MI, USA. Aug. 18–22). – Detroit, 2008. – P. 1–7.

194. Lin H.-N. Analysis of EMI effect on flash memory IC / H.-N. Lin, C.-W. Kuo, C.-K. Cheh, J.-S. Chen // Asia-Pacific Symp. on Electromagn. Compat. (APEMC). – Singapore, 2012. – P. 757–760.
195. Park H. H. An EMI Evaluation Method for Integrated Circuits in Mobile Devices / H. H. Park, H.-T. Jang, H.-B. Park, et al. // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2013. – Vol. 55. – No. 4. – P. 780–787.
196. Lingling Y. A method for the radiated emission test of IC modules / Y. Lingling, X. Coll, S. Haiyan, et al. // IEEE 16th Int. Conf. on Electronic Packaging Tech. (ICEPT) (Changsha, China. Aug. 11–14). – Changsha, 2015. – P. 972–974.
197. Catrysse J. Expanding the frequency range of the TEM-t cell for the measurement of shielding materials up to 12 GHz. / J. Catrysse, F. Vanhee, D. Pissoort, et al. // Int. Symp. Electromagn. Compat. (EMC EUROPE) (Rome, Italy). – 2012. – P. 1–6.
198. Комнатнов М. Е. Моделирование эффективности экранирования металлической пластиной для бортовой аппаратуры космического аппарата / М. Е. Комнатнов, Т. Р. Газизов, А. С. Дементьев // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 2(24). – Ч. 1. – С. 133–136.
199. Жегов Н. А. Сравнение методов исследования эффективности экранирования бортовых кабелей летательных аппаратов / Н. А. Жегов, В. Ю. Кириллов, А. В. Клыков, и др. // Технологии ЭМС. – 2015. – Т. 52. – № 1. – С. 44–48.
200. Park S-H. Analysis of EMI reduction methods of DC-DC buck converter / S-H. Park, H-A. Huynh, S-Y. Kim // IEEE 10th Int. Workshop on the Electromagn. Compat. of Integrated Circuits (EMC Compo) (Edinburgh, Scotland). – Edinburgh, 2015. – P. 92–96.
201. Senic D. Shielding effectiveness measurements in resonant enclosure using mode-tuned and mode-stirred method / D. Senic, A. Sarolic // 21st Int. Conf. on Applied Electromagn. and communications (ICECom). – 2013. – P. 1–4.

202. Mandic T. Characterizing the TEM cell electric and magnetic field coupling to PCB transmission lines / T. Mandic, R. Gillon, B. Nauwelaers // *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* – 2012. – Vol. 54. – No. 5. – P. 976–985.
203. Shi C. Using termination effect to characterize electric and magnetic field coupling between TEM cell and microstrip line / C. Shi, W. Fang, C. Chai, Y. Huang // *IEEE Trans. on Electromagn. Compat.* – 2015. – Vol. 57. – No. 6. – P. 1338–1344.
204. Allan J. Microwave radiation induces a heat-shock response and enhances growth in the nematode *Caenorhabditis elegans* / J. Allan, P. Candido, C. Daniells, et al. // *IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn.* – 2000. – Vol. 48. – No. 11. – P. 2076–2081.
205. Podgorski A. S. New concept of hybrid TEM-cell and reverberation chamber facility / A. S. Podgorski // *IEEE Int. Symp. on Electromagn. Compat. (EMC)*. – Aug. 2012. – P. 239–244.
206. Патент на изобретение №2558706 Российская Федерация. Климатическая экранированная камера / Комнатнов М. Е, Газизов Т. Р. – Заявка №2014103639. Дата поступления 03 февраля 2014 г. Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 08 июля 2015 г. Бюл. № 22.
207. Komnatnov M. E. Environmental shielded TEM chamber for biomedical testing / M. E. Komnatnov, T. R. Gazizov // *IEEE MTT-S Intern. Microw. Workshop Series on RF and Wireless Techn. Biomed. Health. Applic. IMWS-BIO (London, England. Dec. 5–8)*. – London, 2014. – P. 1–4.
208. Комнатнов М. Е. Камера для совместных климатических и электромагнитных испытаний электронных компонентов / М. Е. Комнатнов, Т. Р. Газизов // *Техника радиосвязи*. – 2014. – № 3(23). – С. 84–91.
209. Hese J. V. Simulation of the effect of inhomogeneities in TEM transmission cells using the FDTD-method / J. V. Hese, L. Martens, D. D. Zutter, et al. //

- IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 1992. – Vol. 34. – No. 3. – P. 292–297.
210. Holloway C. L. A Comparison of the Currents Induced on an EUT in a TEM Cell to Those Induced in a Free-Space Environment / C. L. Holloway, P. Fornberg // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2007. – Vol. 49. – No. 3. – P. 474–484.
211. Pouhe D. Mutual influence between the equipment under test and TEM cells / D. Pouhe // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2012. – Vol. 54. – No. 4. – P. 726–737.
212. Desideri D. Development and commissioning of a test system based on a TEM cell for RF exposure / D. Desideri, A. Macshio // Brazilian Journal of Biomedical Engineering. – 2011. – Vol. 27. – No. 1. – P. 25–30.
213. Alotto P. Parametric analysis and optimization of the shape of the transitions of a two-port rectangular TEM cell / P. Alotto, D. Desideri, A. Macshio // IEEE Int. Symp. on Electromagn. Compat. (EMC EUROPE) (Rome, Italy). – Rome, 2012. – P. 1–6.
214. Hilavin S. Design and implementation of a TEM stripline for EMC testing / S. Hilavin, A. Kustepeli // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2014. – Vol. 56. – No. 1. – P. 23–27.
215. Deng S. An Experimental Investigation of Higher Order Mode Suppression in TEM Cells / S. Deng, D. Pommerenke, T. Hubing, D. Shin // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2008. – Vol. 50. – No. 2. – P. 416–419.
216. Komnatnov M. Optimization of the TEM-cell for a new type of climatic chamber / M. Komnatnov, T. Gazizov, A. Melkozerov // Proc. of IEEE Int. Conf. on Numerical Electromagnetic Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (Ottawa, Canada. Aug. 11–14). – Ottawa, 2015. – P. 1–4.

217. Crawford M. L. Expanding the bandwidth of TEM cells for EMC measurements / M. L. Crawford, J. L. Workman, C. G. Thomas // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 1978. – Vol. 20.– No. 3. – P. 368–375.
218. Malaric K. Design of a TEM-cell with increased usable test area / K. Malaric, J. Bartolic // Turkish journal of engineering and environmental sciences. – 2003. – Vol. 11. – No. 2. – P. 143–154.
219. Weil C. M. The characteristic impedance of rectangular transmission lines with thin center conductor and air dielectric / C. M. Weil // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1978. – Vol. MMT-26. – No. 4. – P. 238–242.
220. Cohn S. B. Characteristic Impedance of the Shielded-Strip Transmission Line / S. B. Cohn // Trans. of the IRE Prof. Group on Microw. Theory and Techn. – 1954. – Vol. 2. – P. 52–57.
221. Yuan Y.-X. A review of trust region algorithms for optimization / Y.-X. Yuan // Proceedings of the Fourth International Congress on Industrial & Applied Mathematics. ICIAM 99: Edinburgh. – 1999. – No. 2(36). – P. 1–11.
222. Bakr M. H. A hybrid aggressive space-mapping algorithm for EM optimization / M. H. Bakr, J. W. Bandler, N. Georgieva, K. Madsen // IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn. 1999. – Vol. 47. – No. 12. – P. 2440–2449.
223. Комнатнов М. Е. Оптимизация геометрических параметров ТЕМ-камеры / М. Е. Комнатнов, Т. Т. Газизов // Технологии ЭМС. –2016. – №4(59) – С. 7–17.
224. Носов А. В. Параметрическая оптимизация защитного витка меандровой линии с лицевой связью / А. В. Носов, Суровцев Р. С., Газизов Т. Т. // Инфокоммуникационные технологии. – 2017. (принято к публикации)
225. Дмитренко И. В. Оптимизация параметров поперечного сечения трехпроводного модального фильтра генетическими алгоритмами / И. В. Дмитренко, Т. Т. Газизов // Материалы Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых

- «Научная сессия ТУСУР – 2017» 10 – 12 мая 2017 года Россия, Томск. (принято к публикации).
226. Газизов Р. Р. Исследование распространения сверхкороткого импульса в микрополосковой С–секции при изменении зазора между связанными проводниками / Р. Р. Газизов, А. М. Заболоцкий, Т. Т. Газизов // Докл. Том. гос. ун–та систем упр. и радиоэлектроники. – 2016. – Т. 19, № 1 – С. 79–82.
227. И. В. Дмитренко. Анализ частотного отклика двухкаскадных модальных фильтров для подавления излучаемых эмиссий бортовой аппаратуры космического аппарата / И. В. Дмитренко, Т. Т. Газизов. // Материалы Международной научно–технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР – 2016» 25 – 27 мая 2016. Томск. С. 304–307.
228. Газизов Р. Р. Локализация максимумов напряжения в шине печатной платы системы автономной навигации космического аппарата / Р. Р. Газизов, А. М. Заболоцкий, А. О. Белоусов, Т. Т. Газизов [Электронный ресурс] // Труды МАИ. Выпуск № 89. URL: https://www.mai.ru/upload/iblock/9db/gazizov_zabolotskiy_belousov_gazizov_rus.pdf (дата обращения: 10.10.2016).
229. Газизов Р. Р. Выявление максимумов напряжения сверхкороткого импульса вдоль микрополосковой С-секции с помощью генетических алгоритмов/ Газизов Р. Р., Газизов Т. Т. // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / науч. ред. А.И. Громыко ; отв. за вып. А.А. Левицкий. – Электрон. дан. (31,5 Мб). – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2017. С. 626–630 ISBN 978-5-7638-3646-2
230. Газизов Р. Р. Исследование максимума напряжения сверхкороткого импульса в микрополосковой меандровой линии при изменении ее геометрических параметров/ Р. Р. Газизов, А. М. Заболоцкий, Т. Т. Газизов // Технологии ЭМС. – 2016. – №3(58) – С. 11–17.

231. Газизов Р. Р. Исследование локализации пиковых значений сигнала в печатной плате системы автономной навигации / Р. Р. Газизов, Т. Т. Газизов // Инфокоммуникационные технологии. – 2017. (принято к публикации)
232. Демаков А. В. Оценка влияния оттяжек мачтового устройства на характеристики V-вибратора / А. В. Демаков, О. С. Каймонов, Т. Т. Газизов // III Всероссийская научно-техническая конференция «Системы связи и радионавигации», Красноярск, 22-23 сентября 2016. С. 73-76.
233. А.В. Демаков, О.С. Каймонов, Т.Т. Газизов. Моделирование коротковолновой антенны v-типа с учетом автоматического антенного тюнера. Материалы Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и студентов «Современные проблемы радиоэлектроники» 5–6 мая 2016. Красноярск. С. 324–326.
234. Демаков А.В. Моделирование коротковолновой антенны v-типа / А. В. Демаков, Т. Т. Газизов // Материалы Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР – 2016» 25 – 27 мая 2016 года Россия, Томск. С. 300–304.
235. Газизов Т. Т. Электродинамическое моделирование произвольных проводных структур / Т. Т. Газизов, А. О. Мелкозеров, Т. Р. Газизов // Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности: Материалы VII Всероссийской научно-практической конференции. – Томск, 2005. – С. 47–51.
236. Gazizov T. T. Broadband antenna SWR improvement using parallel RLC loads / T. R. Gazizov, T. T. Gazizov // Book of abstracts EUROEM 2008. – (Lausanne, Switzerland. Jul. 21–25). – Lausanne, 2008. – P. 240.
237. О.С. Каймонов, Т.Т. Газизов. Новый подход к обеспечению бесперебойной КВ-радиосвязи в системе МЧС России. Электронные

- средства и системы управления: Материалы докладов XI Международной научно–практической конференции (25–27 ноября 2015 г.): В 2 ч. – Ч. 2. – Томск: В–Спектр, 2015. – 360 с. С. 30–34.
238. Газизов Т. Т. Эволюционное моделирование приемопередающих антенных систем связи / Т. Т. Газизов // Информатика и системы управления. – 2016. – № 4(50) – С. 3–10.
239. Малютин Н. Д. Широкодиапазонные приемопередающие комбинированные антенны: принципы построения, решение внутренней задачи / Н. Д. Малютин, Л. Я. Серебренников, Г. Г. Гошин, А. П. Рыбин, А. Г. Лоцилов, Т. Р. Газизов, Т. Т. Газизов, А. О. Мелкозеров, Э. В. Семенов, А. В. Семенов // Электронные средства и системы управления: Материалы Международной научно-практической конференции. – Томск: Изд-во Института оптики атмосферы СО РАН, 2004. – С. 107–111.
240. Патент № 66613 Российская Федерация. Полезная модель / Малютин Н. Д., Газизов Т. Т., Мелкозеров А. О., Газизов Т. Р., Лоцилов А. Г., Семенов Э. В., Рыбин А. П. Широкополосная антенная система для работы в декаметровом диапазоне. – Заявка № 2007114313. Приоритет полезной модели 16 апреля 2007 г.
241. Рыбин А.П. Экспериментальные характеристики комбинированных широкополосных антенн ДКМВ-диапазона / А.П. Рыбин, Н.Д. Малютин, В.В. Бабатьев, Т.Т. Газизов // Электронные средства и системы управления : материалы Международной научно-практической конференции. – Томск, 2004. – Томск: Издательство Института оптики атмосферы СО РАН, 2004. – С. 88–90.
242. Справочник по элементам полосковой техники (направленные ответвители 1-3 класса) / Под ред. А. Л. Фельдштейна. – Москва: Связь, 1979. – 336 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Листинг 1. Пример, демонстрирующий работу DHTML диалога для оптимизации функции двух переменных с помощью ГА

```

INCLUDE "UTIL"
CHECK_CORE_VERSION 6000
INCLUDE "GA"
INCLUDE "INFIX"
INCLUDE "VisualClient.exe" "DHTML"
SET_SCROLL_BARS 1
SET_VARIABLE "my_x1" 3.
SET_VARIABLE "my_x2" 3.
CREATE_KEYWORD "cb_my_x1"
  SET "tmp" GET_PROPERTY eb_my_x1 value
  IF EQU 0 EQU TO_STRING tmp TO_STRING [empty]
  THEN SET_VARIABLE "my_x1" TO_DOUBLE GET_PROPERTY
eb_my_x1 value
END_CREATE_KEYWORD
CREATE_KEYWORD "cb_my_x2"
  SET "tmp" GET_PROPERTY eb_my_x2 value
  IF EQU 0 EQU TO_STRING tmp TO_STRING [empty]
  THEN SET_VARIABLE "my_x2" TO_DOUBLE GET_PROPERTY
eb_my_x2 value
END_CREATE_KEYWORD
SET_VARIABLE "my_popsizе" 10
CREATE_KEYWORD "cb_my_popsizе"
  SET "tmp" GET_PROPERTY eb_my_popsizе value
  IF EQU 0 EQU TO_STRING tmp TO_STRING [empty]
  THEN SET_VARIABLE "my_popsizе" TO_LONG
GET_PROPERTY eb_my_popsizе value
END_CREATE_KEYWORD
SET_VARIABLE "my_popnum" 10
CREATE_KEYWORD "cb_my_popnum"
  SET "tmp" GET_PROPERTY eb_my_popnum value
  IF EQU 0 EQU TO_STRING tmp TO_STRING [empty]
  THEN SET_VARIABLE "my_popnum" TO_LONG GET_PROPERTY
eb_my_popnum value
END_CREATE_KEYWORD
SET_VARIABLE "my_mut" 0.1
CREATE_KEYWORD "cb_my_mut"
  SET "tmp" GET_PROPERTY eb_my_mut value
  IF EQU 0 EQU TO_STRING tmp TO_STRING [empty]

```

```

    THEN SET_VARIABLE "my_mut" TO_DOUBLE GET_PROPERTY
eb_my_mut value
    END_CREATE_KEYWORD
    SET_VARIABLE "my_cross" 0.1
    CREATE_KEYWORD "cb_my_cross"
    SET "tmp" GET_PROPERTY eb_my_cross value
    IF EQU 0 EQU TO_STRING tmp TO_STRING [empty]
    THEN SET_VARIABLE "my_cross" TO_DOUBLE
GET_PROPERTY eb_my_cross value
    END_CREATE_KEYWORD
    CREATE_KEYWORD "quality_function"
    SET_INFIX_VARIABLE "x1" GA_PARAM_1
    SET_INFIX_VARIABLE "x2" GA_PARAM_2
    SET_INFIX_VARIABLE my_x01 my_x1
    SET_INFIX_VARIABLE my_x02 my_x2

    SET_VARIABLE "my_y1" INFIX abs(sin(pi*(x1-
my_x01))/(pi*(x1-my_x01)))
    SET_VARIABLE "my_y2" INFIX abs(sin(pi*(x2-
my_x02))/(pi*(x2-my_x02)))
    SET_VARIABLE "qf_result" MUL my_y1 my_y2
    END_CREATE_KEYWORD qf_result
    SET_VARIABLE "GA_TYPE" 0
    CREATE_KEYWORD "cb_GA_TYPE0"
    SET_VARIABLE "GA_TYPE" 0
    END_CREATE_KEYWORD
    CREATE_KEYWORD "cb_GA_TYPE1"
    SET_VARIABLE "GA_TYPE" 1
    END_CREATE_KEYWORD
    CREATE_KEYWORD "cb_GA_TYPE2"
    SET_VARIABLE "GA_TYPE" 2
    END_CREATE_KEYWORD
    CREATE_KEYWORD "cb_GA_TYPE3"
    SET_VARIABLE "GA_TYPE" 3
    END_CREATE_KEYWORD
    SET_VARIABLE "GA_SELECT_SCHEME" 0
    CREATE_KEYWORD "cb_GA_SELECT_SCHEME0"
    SET_VARIABLE "GA_SELECT_SCHEME" 0
    END_CREATE_KEYWORD
    CREATE_KEYWORD "cb_GA_SELECT_SCHEME1"
    SET_VARIABLE "GA_SELECT_SCHEME" 1
    END_CREATE_KEYWORD
    CREATE_KEYWORD "cb_GA_SELECT_SCHEME1"
    SET_VARIABLE "GA_SELECT_SCHEME" 1

```

```

END_CREATE_KEYWORD
CREATE_KEYWORD "cb_GA_SELECT_SCHEME2"
SET_VARIABLE "GA_SELECT_SCHEME" 2
END_CREATE_KEYWORD
CREATE_KEYWORD "cb_GA_SELECT_SCHEME3"
SET_VARIABLE "GA_SELECT_SCHEME" 3
END_CREATE_KEYWORD
CREATE_KEYWORD "cb_GA_SELECT_SCHEME4"
SET_VARIABLE "GA_SELECT_SCHEME" 4
END_CREATE_KEYWORD
CREATE_KEYWORD "cb_GA_SELECT_SCHEME5"
SET_VARIABLE "GA_SELECT_SCHEME" 5
END_CREATE_KEYWORD
SET_VARIABLE "GA_SCALE_SCHEME" 0
CREATE_KEYWORD "cb_GA_SCALE_SCHEME0"
SET_VARIABLE "GA_SCALE_SCHEME" 0
END_CREATE_KEYWORD
CREATE_KEYWORD "cb_GA_SCALE_SCHEME1"
SET_VARIABLE "GA_SCALE_SCHEME" 1
END_CREATE_KEYWORD
CREATE_KEYWORD "cb_GA_SCALE_SCHEME2"
SET_VARIABLE "GA_SCALE_SCHEME" 2
END_CREATE_KEYWORD
CREATE_KEYWORD "cb_GA_SCALE_SCHEME3"
SET_VARIABLE "GA_SCALE_SCHEME" 3
END_CREATE_KEYWORD
CREATE_KEYWORD "cb_GA_SCALE_SCHEME4"
SET_VARIABLE "GA_SCALE_SCHEME" 4
END_CREATE_KEYWORD
CREATE_KEYWORD "cb_button"
GASTART_MAX GA_TYPE GA_SELECT_SCHEME
GA_SCALE_SCHEME my_popsiz my_popnum my_mut my_cross2
0. 30. 0. 30."quality_function"
    SET_VARIABLE "result1" GET_BEST_GA_PARAMETER 0
    SET_PROPERTY eb_result1 value TO_STRING result1
    SET_VARIABLE "result2" GET_BEST_GA_PARAMETER 1
    SET_PROPERTY eb_result2 value TO_STRING result2
END_CREATE_KEYWORD
CLEAR_BODY
TEXT <CENTER>
BEGIN_TABLE
ADD_ROW
ADD_COLUMN
TEXT ga_TYPE

```

```

ADD_COLUMN
TEXT ga_SELECT_SCHEME
ADD_COLUMN
TEXT ga_SCALE_SCHEME
ADD_ROW
ADD_COLUMN
RADIOBUTTON_GROUP "GA_TYPE0" "cb_GA_TYPE0"
"group1"
TEXT GASimpleGA
ADD_COLUMN
RADIOBUTTON_GROUP GA_SELECT_SCHEME0
"cb_GA_SELECT_SCHEME0" "group2"
TEXT GARankSelector
ADD_COLUMN
RADIOBUTTON_GROUP GA_SCALE_SCHEME0
"cb_GA_SCALE_SCHEME0" "group3"
TEXT GANoScaling
ADD_ROW
ADD_COLUMN
RADIOBUTTON_GROUP GA_TYPE1 "cb_GA_TYPE1" "group1"
TEXT GASTeadyStateGA
ADD_COLUMN
RADIOBUTTON_GROUP GA_SELECT_SCHEME1
"cb_GA_SELECT_SCHEME1" "group2"
TEXT GARouletteWheelSelector
ADD_COLUMN
RADIOBUTTON_GROUP GA_SCALE_SCHEME1
"cb_GA_SCALE_SCHEME1" "group3"
TEXT GALinearScaling

ADD_ROW
ADD_COLUMN
RADIOBUTTON_GROUP GA_TYPE2 "cb_GA_TYPE2" "group1"
TEXT GAIncrementalGA
ADD_COLUMN
RADIOBUTTON_GROUP GA_SELECT_SCHEME2
"cb_GA_SELECT_SCHEME2" "group2"
TEXT GATournamentSelector
ADD_COLUMN
RADIOBUTTON_GROUP GA_SCALE_SCHEME2
"cb_GA_SCALE_SCHEME2" "group3"
TEXT GASigmaTruncationScaling

ADD_ROW

```

```

ADD_COLUMN
RADIOBUTTON_GROUP GA_TYPE3 "cb_GA_TYPE3" "group1"
TEXT GADemeGA
ADD_COLUMN
RADIOBUTTON_GROUP GA_SELECT_SCHEME3
"cb_GA_SELECT_SCHEME3" "group2"
TEXT GAUniformSelector
ADD_COLUMN
RADIOBUTTON_GROUP GA_SCALE_SCHEME3
"cb_GA_SCALE_SCHEME3" "group3"
TEXT GAPowerLawScaling
ADD_ROW
ADD_COLUMN
ADD_COLUMN
RADIOBUTTON_GROUP GA_SELECT_SCHEME4
"cb_GA_SELECT_SCHEME4" "group2"
TEXT GASRSelector
ADD_COLUMN
RADIOBUTTON_GROUP GA_SCALE_SCHEME4
"cb_GA_SCALE_SCHEME4" "group3"
TEXT GASharing

ADD_ROW
ADD_COLUMN
ADD_COLUMN
RADIOBUTTON_GROUP GA_SELECT_SCHEME5
"cb_GA_SELECT_SCHEME5" "group2"
TEXT GADSSelector
ADD_COLUMN
ADD_ROW
TEXT </table>
END_TABLE
TEXT <CENTER>
TEXT LINE_TO_STRING Значение к которому
стремимся_X1
EDITBOX eb_my_x1 "cb_my_x1" TO_STRING my_x1
TEXT <br>
TEXT <CENTER>
TEXT LINE_TO_STRING Значение к которому
стремимся_X2
EDITBOX eb_my_x2 "cb_my_x2" TO_STRING my_x2
TEXT <br>
TEXT LINE_TO_STRING Величина Поколения

```

```

    EDITBOX eb_my_popsizе "cb_my_popsizе" TO_STRING
my_popsizе
    TEXT <br>
    TEXT LINE_TO_STRING Количество Поколений
    EDITBOX eb_my_popnum "cb_my_popnum" TO_STRING
my_popnum
    TEXT <br>
    TEXT LINE_TO_STRING Коэффициент Мутации
    EDITBOX eb_my_mut "cb_my_mut" TO_STRING my_mut
    TEXT <br>
    TEXT LINE_TO_STRING Коэффициент Кроссовера
    EDITBOX eb_my_cross "cb_my_cross" TO_STRING
my_cross
    TEXT <br>
    TEXT результат1
    EDITBOX eb_result1 "cb_result1" TO_STRING 0.
    TEXT <br>
    TEXT результат2
    EDITBOX eb_result2 "cb_result2" TO_STRING 0.
    TEXT <br>
    TEXT </p>
    TEXT <CENTER>
    BUTTON "nil" "cb_button" START_GA
    TEXT </CENTER>
    SHOW_DIALOG
    SET_WINDOW_POS 0 0 1024 700

```

Листинг 2. Программа поиска максимума тестовой функции №1

```

INCLUDE "UTIL"
INCLUDE "GA"
INCLUDE "INFIX"
CREATE_KEYWORD "quality function"
SET_INFIX_VARIABLE "x" GA_PARAM_1
SET_INFIX_VARIABLE "y" GA_PARAM_2
SET_VARIABLE "my_x1" INFIX ((sin(3.14*(x-
3)))/(3.14*(x-3)))
SET_VARIABLE "my_y1" INFIX ((sin(3.14*(y-
3)))/(3.14*(y-3)))
SET_VARIABLE "qf_result" MUL my_x1 my_y1
END_CREATE_KEYWORD qf_result
GA_MAX 30 1000 0.1 0.5 2 0. 8. 0. 8. "quality
function"
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 0

```

```
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 1
```

Листинг 3. Программа, обеспечивающая поиск максимума тестовой функции №2

```
INCLUDE "UTIL"
INCLUDE "GA"
INCLUDE "INFIX"
CREATE_KEYWORD "quality_function"
SET_INFIX_VARIABLE "x1" GA_PARAM_1
SET_INFIX_VARIABLE "x2" GA_PARAM_2
SET_VARIABLE "my_y1" INFIX -2*x2^3+6*x2^2+6*x2+10
SET_VARIABLE "my_y2" INFIX sin(ln(x1)*exp(x2))
SET_VARIABLE "qf_result" MUL my_y1 my_y2
END_CREATE_KEYWORD qf_result
GA_MAX 30 1000 0.1 0.5 2 0.5 1.1 1.0 4.6
"quality_function"
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 0
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 1
```

Листинг 4. Программа поиска максимума функции Растригина с одной переменной

```
INCLUDE "UTIL"
INCLUDE "GA"
INCLUDE "INFIX"
CREATE_KEYWORD "quality_function"
SET_INFIX_VARIABLE "x" GA_PARAM_1
SET_VARIABLE "my_y1" INFIX 10+x^2-10*cos(2*3.14*x)
END_CREATE_KEYWORD my_y1
REPORT_TIMER GA_MIN 30 1000 0.1 0.5 1. -10. 10.
"quality_function"
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 0
```

Листинг 5. Программа поиска максимума функции Растригина с двумя переменными

```
INCLUDE "GA"
INCLUDE "INFIX"
```

```

CREATE_KEYWORD "quality_function"
SET_INFIX_VARIABLE "x" GA_PARAM_1
SET_INFIX_VARIABLE "y" GA_PARAM_2
SET_VARIABLE "my_y1" INFIX 20+x1^2+x2^2-
10*cos(2*3.14*x1)-10*cos(2*3.14*x2)
END_CREATE_KEYWORD my_y1
GA_MIN 30 1000 0.1 0.5 2 -5.12 5.12 -5.12 5.12
"quality_function"
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 0
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 1

```

Листинг 6. Программа поиска максимума функции Растригина для 5 переменных

```

INCLUDE "UTIL"
INCLUDE "UTIL"
INCLUDE "GA"
INCLUDE "INFIX"
CREATE_KEYWORD "quality_function"
SET_INFIX_VARIABLE "x1" GA_PARAM_1
SET_INFIX_VARIABLE "x2" GA_PARAM_2
SET_INFIX_VARIABLE "x3" GA_PARAM_3
SET_INFIX_VARIABLE "x4" GA_PARAM_4
SET_INFIX_VARIABLE "x5" GA_PARAM_5
SET_VARIABLE "my_y1" INFIX 50+(x1^2-
10*cos(2*3.14*x1))+(x2^2-10*cos(2*3.14*x2))+(x3^2-
10*cos(2*3.14*x3))+(x4^2-10*cos(2*3.14*x4))+(x5^2-
10*cos(2*3.14*x5))
END_CREATE_KEYWORD my_y1
REPORT_TIMER GA_MIN 30 10000 0.1 0.5 5. -10. 10. -
10. 10. -10. 10. -10. 10. -10. 10. "quality_function"
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 0
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 1
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 2
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 3
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 4
END_CREATE_KEYWORD

```

Листинг 7. Исходный код программы поиска минимума функции Розенброка двух переменных


```

INCLUDE "UTIL"
INCLUDE "INFIX"
INCLUDE "GA"
CREATE_KEYWORD "quality_function"
SET_INFIX_VARIABLE "x" GA_PARAM_1
SET_INFIX_VARIABLE "y" GA_PARAM_2
SET_VARIABLE "f1" INFIX  $100*(y-x^2)^2$ 
SET_VARIABLE "f2" INFIX  $(1-x)^2$ 
SET_VARIABLE "qf_result" PLUS f1 f2
END_CREATE_KEYWORD qf_result
GA_MIN 100 3000 0,4 0,5 2 0,0 10 0,0 10
"quality_function"
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 0
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 1

```

Листинг 8. Код программы оптимизации для поиска оптимального значения параметра s_1

```

INCLUDE "MOM2D"
INCLUDE "UTIL"
INCLUDE "MATRIX"
INCLUDE "INFIX"
INCLUDE "RESPONSE"
INCLUDE "GRAPH"
INCLUDE "GA"
CLEAR_SCHEME

// определяем целевую функцию - все то, что будет
// считаться в цикле много много раз
CREATE_KEYWORD "quality_function"

// задаем переменную которую изменяет ГА, подбирая
// наилучшее значение в зависимости от того, что
// возвращает целевая функция

////////////////////////////////////
//////////
//SET_AUTO_SEGMENT_LENGTH 25.0e-6 //
автосегментация
SET_INFINITY_GROUND 1

SET "w1" 1000.0e-6

```

```

SET "w2" 1000.0e-6
SET "w3" 1000.0e-6
SET "t" 18.e-6
SET "f0" 1.e6
SET "s1" GA_PARAM_1
// SET "s1" 200.0e-6 //200 200
SET "s2" 685.0e-6 //800 685
SET "h" 500.e-6
SET "t1" t
SET "d" MUL 3. w1
SET "er1" 1.
SET "er2" 4.5
SET "dlina" 600.0e-3
SET "sigma" 581.0e+5
SET "muA" 1.256629e-6
SET "TdC" 0.017
SET "TdAir" 0.0

```

```

SET "tor" 5.
SET "dl" 100.

```

CONDUCTOR

```

SET_ER_PLUS er1
SET_TAN_DELTA_PLUS TdAir
SET_SUBINTERVALS tor
LINE PLUS d w1 h PLUS d w1 PLUS h t
LINETO d PLUS h t
SET_SUBINTERVALS tor
LINETO d h
SET_SUBINTERVALS dl
SET_ER_PLUS er2
SET_TAN_DELTA_PLUS TdC
LINE d h PLUS d w1 h

```

CONDUCTOR

```

SET_ER_PLUS er1
SET_TAN_DELTA_PLUS TdAir
SET_SUBINTERVALS tor
LINE PLUS PLUS PLUS d w1 s1 w2 h PLUS PLUS PLUS d
w1 s1 w2 PLUS h t
LINETO PLUS PLUS d w1 s1 PLUS h t
SET_SUBINTERVALS tor
LINETO PLUS PLUS d w1 s1 h
SET_SUBINTERVALS dl

```

```

SET_ER_PLUS er2
SET_TAN_DELTA_PLUS TdC
LINE PLUS PLUS d w1 s1 h PLUS PLUS PLUS d w1 s1 w2
h

CONDUCTOR
SET_ER_PLUS er1
SET_TAN_DELTA_PLUS TdAir
SET_SUBINTERVALS tor
LINE PLUS PLUS PLUS PLUS PLUS d w1 s1 w2 s2 w3 h
PLUS PLUS PLUS PLUS PLUS d w1 s1 w2 s2 w3 PLUS h t
LINETO PLUS PLUS PLUS PLUS d w1 s1 w2 s2 PLUS h t
SET_SUBINTERVALS tor
LINETO PLUS PLUS PLUS PLUS d w1 s1 w2 s2 h
SET_SUBINTERVALS dl
SET_ER_PLUS er2
SET_TAN_DELTA_PLUS TdC
LINE PLUS PLUS PLUS PLUS d w1 s1 w2 s2 h PLUS PLUS
PLUS PLUS PLUS d w1 s1 w2 s2 w3 h

DIELECTRIC
SET_ER_PLUS er1
SET_TAN_DELTA_PLUS TdAir
SET_ER_MINUS er2
SET_TAN_DELTA_MINUS TdC
SET_SUBINTERVALS dl
LINE d h 0. h
SET_SUBINTERVALS dl
LINETO 0. 0.
SET_SUBINTERVALS dl
LINE PLUS PLUS PLUS PLUS PLUS PLUS d w1 s1 w2 s2
w3 d 0. PLUS PLUS PLUS PLUS PLUS PLUS d w1 s1 w2 s2
w3 d h
SET_SUBINTERVALS dl
LINETO PLUS PLUS PLUS PLUS PLUS d w1 s1 w2 s2 w3 h
SET_SUBINTERVALS dl
LINE PLUS PLUS PLUS PLUS d w1 s1 w2 s2 h PLUS PLUS
PLUS d w1 s1 w2 h
SET_SUBINTERVALS dl
LINE PLUS PLUS d w1 s1 h PLUS d w1 h

SET "conf_ig_1" GET_CONFIGURATION_2D
//DRAW_CONFIGURATION conf_ig_1

```

```

    SET "cg" CALCULATE_CG SMN_CG conf_ig_1 conf_ig_1
f0
    // C
    SET "mC_line1" CALCULATE_C SMN_C conf_ig_1
conf_ig_1
    // L
    SET "mL_line1" CALCULATE_L SMN_L conf_ig_1
conf_ig_1

    // ECHO LINE_TO_STRING //Матрица погонных емкостей
C
    // ECHO mC_line1
    // ECHO LINE_TO_STRING //Матрица погонных
индуктивностей L
    // ECHO mL_line1

    SET "mG" GET_IMAG_MATRIX cg
    // ECHO LINE_TO_STRING //Матрица погонных потерь в
диэлектриках
    // ECHO TO_STRING GET_IMAG_MATRIX cg
    SET "mR" CREATE_REAL_MATRIX 3 3
    // SET "Rs" SQRT DIV MUL MUL 0.314e+1. f0 muA
sigma
    // SET "mR_diag" MUL DIV 1. w1 PLUS DIV 1. MUL
sigma t Rs
    SET "mR_diag" 0.32
    SET "mR_nondiag" 0.

    SET "mR" SET_MATRIX_ROW mR 0 mR_diag mR_nondiag
mR_nondiag
    SET "mR" SET_MATRIX_ROW mR 1 mR_nondiag mR_diag
mR_nondiag
    SET "mR" SET_MATRIX_ROW mR 2 mR_nondiag mR_nondiag
mR_diag
    // ECHO LINE_TO_STRING //Матрица погонных потерь в
проводниках
    // ECHO mR

    //CALCULATE_EIGENVALUES_r mL_line1 mC_line1
//SET "Mods" GET_EIGENVECTORS

    //ECHO Mods
    // погонная задержка мод
    SET "mTAU" CALCULATE_TAU mL_line1 mC_line1

```

```

SET "Tau_1" DIV GET_MATRIX_VALUE mTAU 0 0 1.E-9 //
выдергивает из матрицы значение в 0 строке и нулево
столбце, для нормировки, чтоб без степеней осталось
SET "Tau_2" DIV GET_MATRIX_VALUE mTAU 1 1 1.E-9
SET "Tau_3" DIV GET_MATRIX_VALUE mTAU 2 2 1.E-9

//SET "Tau_1-Tau_2" ABS MINUS Tau_1 Tau_2 //
разность погонных задержек мод
SET "ZC" CALCULATE_ZC mL_line1 mC_line1
SET_VARIABLE "Rr" SQRT MUL GET_MATRIX_VALUE ZC 0 0
GET_MATRIX_VALUE ZC 1 1
//ECHO FORMAT_STRING *ZC*
// ECHO LINE_TO_STRING //Характеристический
импеданс (Ом)
// ECHO ZC

//END_CREATE_KEYWORD ABS MINUS TO_DOUBLE ZC 50.0

//SET "inv_cm" LU_INV_r mC_line1
//SET "Z0_" SQRT_MATRIX_r MUL mL_line1 inv_cm
//ECHO LINE_TO_STRING //Характеристический
импеданс (Ом)
//ECHO TO_STRING Z0_
//
//CALCULATE_EIGENVALUES_r MUL mL_line1 mC_line1
//SET "tau" SQRT_MATRIX_c GET_EIGENVALUES
//ECHO LINE_TO_STRING //Погонные задержки мод
(с/м)
//ECHO TO_STRING GET_REAL_MATRIX tau

////////// вывод данных
////////////////////////////////////
// ECHO FORMAT_STRING ststst *Tau_1,нс* *Tau_2,нс*
*Tau_3,нс*
// ECHO FORMAT_STRING dttdt Tau_1 Tau_2 Tau_3 //
нормированные степень - 9

TRANSIENT_ANALYSIS_SETUP "step_time" 4.e-12
TRANSIENT_ANALYSIS_SETUP "count_degree" 12 //
noaiuiu

////////////////////////////////////
////////////////////////////////////

```

```

//SET "R" CREATE_REAL_MATRIX 3 3
//SET "G" CREATE_REAL_MATRIX 3 3

RESISTOR "R1" 1 2 50
RESISTOR "R3" 0 3 50
RESISTOR "R4" 0 4 50
RESISTOR "R5" 0 5 50
RESISTOR "R6" 0 6 50
RESISTOR "R7" 0 7 50

SOURCE "V1" 0 1

SET "Sig" GET_COL MATRIX_LOAD
"D:\Local\Signal_22.txt" 1

//SET "Sig" MATRIX_LOAD "D:\Local\Vnach.txt"
//SET "Sig" MATRIX_LOAD "Vnach.txt"
SIMULATION_SOURCE Sig
//SIMULATION_SOURCE GET_COL Sig 1.
//SIMULATION_SOURCES_VPULSE 0. 1. 0. 20.0e-12
20.0e-12 30.0e-12 0.

TRANSMISSION_LINE "tl1" GET_MATRIX_ROWS mL_line1 2
5 3 6 4 7
TRANSMISSION_LINE_PARAMETERS mL_line1 mC_line1 mR
mG dlina

T_RESPONSE f0

SET "mV5" MATRIX_MAX REAL V5
ECHO LINE_TO_STRING //Максимальное напряжение в
конце активного проводника, В
ECHO mV5
SET "qf_result" mV5
ADD_XY_DATA_c ts V1 COMPLEX_PLOT_REAL
SET_PLOT_COLOR 1. 0. 0.
SET_PLOT_LABEL LINE_TO_STRING V1

ADD_XY_DATA_c ts V2 COMPLEX_PLOT_REAL
SET_PLOT_COLOR 0. 1. 0.
SET_PLOT_LABEL LINE_TO_STRING V2

ADD_XY_DATA_c ts V5 COMPLEX_PLOT_REAL
SET_PLOT_COLOR 0. 0. 1.

```

```

SET_PLOT_LABEL LINE_TO_STRING V5

SET_PLOT_RANGE 0.0 0. 8.e-9 0.
// PLOT_XY

SET "mMatrix" CREATE_REAL_MATRIX GET_COLS ts 3

// заканчиваем цикл ГА
END_CREATE_KEYWORD qf_result
// запускаем ГА: кол-во особей, кол-во поколений,
коэф мутации, коэф кроссовера, кол-во переменных,
начальное значение, конечное значение, имя целевой
функции

GA_MIN 10 30 0.1 0.5 1 200.0e-6 400.0e-6
"quality_function"

//выводим S1 при котором напряжение минимально
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 0

```

Листинг 9. Программа для поиска оптимальных параметров воздушной меандровой линии.

```

INCLUDE "MOM2D"
INCLUDE "MATRIX"
INCLUDE "UTIL"
INCLUDE "RESPONSE"
INCLUDE "GRAPH"
INCLUDE "GA"
CLEAR_SCHEME
RESPONSE_CLEAR
CLEAR_RESPONSE
CREATE_KEYWORD "quality_function"
SET "w" GA_PARAM_1
SET "t" GA_PARAM_2
SET "d" MUL 3.
SET "hC" GA_PARAM_3
SET "ErAir" 1.0
SET "s" GA_PARAM_4
SET "dLength" 30.e-3
SET "segm" 1.e-5
SET "f0" 1.e9
SET "ncond" 2
SET "TDS" 50.e-12
SET "TDD" 100.e-12

```

```

SET_AUTO_SEGMENT_LENGTH segm
SET_INFINITE_GROUND 1
CONDUCTOR
SET_ER_PLUS ErAir
LINE d hC PLUS d w hC
LINETO PLUS d w PLUS hC t
LINETO d PLUS hC t
LINETO d hC
CONDUCTOR
SET_ER_PLUS ErAir
LINE PLUS PLUS d w s hC PLUS PLUS PLUS d w s w hC
LINETO PLUS PLUS PLUS d w s w PLUS hC t
LINETO PLUS PLUS d w s PLUS hC t
LINETO PLUS PLUS d w s hC
SET "conf_ig" GET_CONFIGURATION_2D
SET "smn_cg" SMN_CG conf_ig
SET "cg" CALCULATE_CG smn_cg conf_ig f0
SET "mC" GET_REAL_MATRIX cg
SET "smn_l" SMN_L conf_ig
SET "mL" CALCULATE_L smn_l conf_ig
SET "mG" GET_IMAG_MATRIX cg
SET "mR" CREATE_REAL_MATRIX ncond ncond
SET_ROW mR 0 0. 0.
SET_ROW mR 1 0. 0.
SET "mZ" CALCULATE_ZC mL mC
SET "tau" CALCULATE_TAU mL mC
CALCULATE_EIGENVALUES_r CALCULATE_ZC mL mC
SET "mZe" REAL GET_EIGENVALUES
SET_VARIABLE "Rvalue" SQRT MUL GET_MATRIX_VALUE
mZe 0 0 GET_MATRIX_VALUE mZe 1 1
SET "my_temp_var" MINUS 50. Rvalue
ECHO my_temp_var
SET "qf_result" my_temp_var
CLEAR_SCHEME
RESPONSE_CLEAR
CLEAR_RESPONSE
TRANSIENT_ANALYSIS_SETUP "step_time" 1.e-12
TRANSIENT_ANALYSIS_SETUP "count_degree" 12
RESISTOR "R1" 4 1 Rvalue
RESISTOR "R2" 0 3 Rvalue
SOURCE "V1" 0 4
SIMULATION_SOURCES_VPULSE 0. 1. 0. TDS TDS TDD 0.
TRANSMISSION_LINE "t11" GET_MATRIX_ROWS mL 1 2 3 2
TRANSMISSION_LINE_PARAMETERS mL mC mR mG dLength

```



```

T_RESPONSE f0
ADD_XY_DATA_c ts V3 COMPLEX_PLOT_REAL
SET_PLOT_COLOR 0. 1. 0.
SET_PLOT_LABEL LINE_TO_STRING Voutput
SET_X_TITLE LINE_TO_STRING t
SET_Y_TITLE LINE_TO_STRING V
SET_PLOT_RANGE 0. 0. 1.5e-9 0.
SET "ncond" 2
MATRIX_SAVE REAL V1 "D:\V1.txt"
MATRIX_SAVE REAL V3 "D:\V3.txt"
MATRIX_SAVE MATRIX_SCALE REAL ts 1.0E9 "D:\ts.txt"
END_CREATE_KEYWORD ABS qf_result
REPORT_TIMER GA_MIN 30 1000 0.1 0.5 4. 10.0e-6
500.0e-6 10.0e-6 500.0e-6 10.0e-6 500.0e-6 1.0e-6
100.0e-6 "quality_function"
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 0 //w
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 1 //t
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 2 //hC
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 3 //s

```

Листинг 10. Исходный код оптимизации четырех ПЗФ

```

INCLUDE "UTIL"
INCLUDE "MATRIX"
INCLUDE "MOMW"
INCLUDE "GA"
CLEAR_STRUCTURE
SET_SUBSECTIONS_ON_WAVE 800
SET_SUBSECTIONS_MINIMAL 80
CREATE_KEYWORD "perebor"
CLEAR_STRUCTURE
SET "plp1" GA_PARAM_1
SET "plp2" GA_PARAM_2
SET "cap1" GA_PARAM_3
SET "cap2" GA_PARAM_4
SET "ind2" GA_PARAM_5
RADIUS 2.25e-3
EXCITATION (1.,0.)

```

```

BEGIN 0.21 -0.25 18
END 0.21 0.25 18
CREATE_WIRE
EXCITATION (0.,0.)
LOAD_PARALLEL plp1 820. 3.9e-6 cap1
LOAD_PARALLEL plp2 820. ind2 cap2
BEGIN 0.21 -0.25 18
END 9.94799 -6.45379 6.92369
CREATE_WIRE
EXCITATION (0.,0.)
LOAD_PARALLEL plp1 820. 3.9e-6 cap1
LOAD_PARALLEL plp2 820. ind2 cap2
BEGIN 0.21 0.25 18
END 9.94799 6.45379 6.92369
CREATE_WIRE
SET "invV" GET_STRUCTURE
SET "f1" 3e+6
SET "invV_1" CREATE_SUBSECTIONS f1 invV
SET "exc_v_load1" GET_EXCITATION_VECTOR
SET "impedance_m1" CALCULATE_IMPEDANCE_MATRIX f1
"PIA126_127" invV_1
SET "admittance_m1" CALCULATE_ADMITTANCE_MATRIX
impedance_m1
SET "currents_v_load1"
CALCULATE_CURRENTS_WITH_LOADS admittance_m1
exc_v_load1 invV_1 "Altman" f1
SET "impedance_v1" CALCULATE_IMPEDANCE
currents_v_load1 exc_v_load1
SET "refection_ratio1" FOR_SINGLE_SOURCE invV_1
CALCULATE_REFLECTION_RATIO impedance_v1 50.
SET "vswr1" CALCULATE_VOLTAGE_STANDING_WAVE_RATIO
refection_ratio1
CLEAR_STRUCTURE
SET "f2" 7.5e+6
SET "invV_2" CREATE_SUBSECTIONS f2 invV
SET "exc_v_load2" GET_EXCITATION_VECTOR
SET "impedance_m2" CALCULATE_IMPEDANCE_MATRIX f2
"PIA126_127" invV_2
SET "admittance_m2" CALCULATE_ADMITTANCE_MATRIX
impedance_m2
SET "currents_v_load2"
CALCULATE_CURRENTS_WITH_LOADS admittance_m2
exc_v_load2 invV_2 "Altman" f2

```

```
SET "impedance_v2" CALCULATE_IMPEDANCE
currents_v_load2 exc_v_load2
SET "refection_ratio2" FOR_SINGLE_SOURCE invV_2
CALCULATE_REFLECTION_RATIO impedance_v2 50.
SET "vswr2" CALCULATE_VOLTAGE_STANDING_WAVE_RATIO
refection_ratio2
CLEAR_STRUCTURE
SET "vswr_total" PLUS vswr1 vswr2
END_CREATE_KEYWORD vswr_total
GA_MIN 5 50 0.1 0.5 5 0.2 15. 0.2 15. 1e-8 1e-12
1e-8 1e-12 1e-5 1e-7 "perebor"
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 0
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 1
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 2
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 3
ECHO GET_BEST_GA_PARAMETER 4
```

УТВЕРЖДАЮ

Первый заместитель генерального директора
Федерального государственного научного учреждения
«Государственный научно-технологический центр «Наука»,
доктор технических наук, профессор

« 16 » июня 2008 г.

 В. М. Сидорин

 АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Газизова Тимура Тальгатовича
в научно-исследовательской работе ФГНУ ГНТЦ «Наука»

Комиссия в составе начальника отдела Н.Я. Перевалова ведущего научного сотрудника, к.т.н. А.Г. Мратова, старшего научного сотрудника, к.т.н. Меладзе В.В. составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в научно-исследовательских работах Государственного Научно-технологического Центра «НАУКА» результатов диссертационной работы Газизова Тимура Тальгатовича на соискание ученой степени кандидата технических наук. Материалы исследований, полученные при его непосредственном участии, представлены в виде научных отчетов и включают следующие результаты:

1. Моделирование коэффициента стоячей волны и диаграмм направленности излучающих проводных структур, в том числе с нагрузками, в диапазоне частот.
2. Комплексная оптимизация генетическими алгоритмами структур сложных многопроводных антенн с сосредоточенными нагрузками.

Результаты использованы в ходе выполнения НИР «Исследование научно-технических принципов и изыскание инженерно-технических решений по созданию широкодиапазонных быстроразворачиваемых антенн ДКМВ диапазона» (шифр «Крюшон», генеральный заказчик в/ч 52686) и получили высокую оценку со стороны комиссии генерального заказчика при приеме результатов работы.

Положительные результаты лабораторных испытаний антенн, а также эксплуатация экспериментальных макетов широкополосных антенн подтверждают обоснованность выводов, сделанных в диссертационной работе.

Начальник отдела

 Н.Я. Перевалов

Ведущий научный сотрудник, к.т.н.

 А.Г. Мратов

Старший научный сотрудник, к.т.н.

 В.В. Меладзе



об использовании результатов диссертационной работы Газизова Т.Т.
в программной системе моделирования электромагнитной совместимости

Комиссия в составе Назаркина С.Н. начальника отдела ЦТТ, Безходарнова И.В. директора ООО «Томсксофт», Бойченко И.В. доцента кафедры АСУ и Сенченко П.В. доцента кафедры АОИ составила настоящий акт об использовании результатов диссертационной работы Газизова Т.Т. в программной системе моделирования электромагнитной совместимости.

В рамках реализации системы выполнены следующие работы:

1. Изучение особенностей моделей учета сосредоточенных нагрузок при проектировании антенн. (Рассмотрены три основные модели: Харрингтона, Боаг, Альтмана).
2. Предварительная разработка алгоритмов. (Разработаны алгоритмы для трех основных моделей.)
3. Программирование на уровне компонентов и функций. (Кодирование модуля генетических алгоритмов.)
4. Автономная отладка исходного кода на уровне компонентов и функций. (Автономная отладка исходного кода программного обеспечения для моделирования антенн с сосредоточенными нагрузками.)
5. Комплексное тестирование и отладка. (Комплексное тестирование и отладка работы системы при оптимизации параметров сосредоточенных нагрузок с помощью генетических алгоритмов.)
6. Разработка программных документов, проведение испытаний. (Корректировка программы и программной документации по результатам испытаний. Локализация выявленных ошибок в системе по результатам испытаний. Окончательная отладка кода. Внесение изменений в программную документацию по результатам испытаний.)



Безходарнов И.В.



Бойченко И.В.



Назаркин С.Н.



Сенченко П.В.

А К Т № 31315
ввода в эксплуатацию

«15» декабря 2006 г.

Система компьютерного моделирования электромагнитной совместимости
(название Произведения)

Комиссия в составе:

- Ехлаков Ю.П. - Проректор по информатизации ТУСУРа, председатель комиссии;
 Безходарнов И.В. - директор ООО «Томсксофт», член комиссии;
 Бойченко И.В. - доцент кафедры АСУ, член комиссии;
 Назаркин С.Н. - начальник отдела ЦТТ, член комиссии;
 Сенченко П.В. - доцент кафедры АОИ, член комиссии;

Созданная, на основании приказа ректора № 5609 от 11.07.06 г., составила настоящий акт о нижеследующем:

1. Комиссия в период с 1 декабря по 15 декабря 2006 года провела приемку работ временного трудового коллектива № 31315 «Разработка системы компьютерного моделирования электромагнитной совместимости», выполненных в рамках мероприятия 3.1.3,а. «Разработка и внедрение информационных систем обеспечения и мониторинга учебного процесса, научной и организационно-экономической деятельности».
2. Комиссии при приемке были предъявлены:
 - Служебное задание на выполнение работ;
 - Заявка;
 - План работ;
 - Техническая документация;
 - Программное обеспечение;
3. Комиссия установила:
 - 3.1. В рамках реализации мероприятия выполнены следующие работы:
 - Разработана система компьютерного моделирования электромагнитной совместимости;
 - Произведено документирование системы.
 - 3.2. Разработанное программное обеспечение соответствует требованиям служебного задания и заявкам на разработку.
 - 3.3. Представленная техническая документация соответствует версии программного обеспечения.

Комиссия постановила:

- Принять работы в целом;
- Зарегистрировать программный продукт в отраслевом фонде алгоритмов и программ;
- Внедрить программный продукт в учебно-научном процессе;
- Установить срок полезного использования продукта – 2 год.

Комиссия считает целесообразным:

- Произвести доработку технической документации в соответствии с заданием.



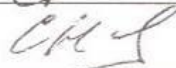
Ехлаков Ю.П.



Безходарнов И.В.



Бойченко И.В.



Назаркин С.Н.



Сенченко П.В.

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

На правах рукописи

Газизов Тальгат Рашитович,
Газизов Тимур Тальгатович

**Анализ имеющихся за рубежом
теоретических и экспериментальных результатов,
связанных с разработкой и использованием генераторов
преднамеренных электромагнитных воздействий (ЭМВ),
методов и средств защиты от их деструктивного воздействия,
устойчивости к ЭМВ элементов электронной инфраструктуры объектов**

Аналитическая справка

Томск – 2007

УТВЕРЖДАЮ

Директор Санкт-Петербургского филиала
ФГУП «Научно-технический центр
«Атлас»

кандидат технических наук

В.Н.Богданов

«14» декабря 2007г.



АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Газизова Тимура Тальгатовича

Комиссия в составе

начальника управления, к.т.н. М.И. Жуковского,

начальника отдела, к.т.н. Н.Б. Сафронова,

начальника отдела, к.т.н. Б.Н. Лазарева

составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в научно-исследовательских работах СПбФ ФГУП «НТЦ «Атлас» результатов диссертационной работы Газизова Т.Т.

Результаты использованы в работах по государственному регулированию и нормированию в области защиты информации от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий, а именно при разработке проекта национального стандарта "ГОСТ Р Защита информации. Автоматизированные системы в защищённом исполнении. Испытания на устойчивость к преднамеренным силовым электромагнитным воздействиям. Общие требования". (Головной разработчик – Санкт-Петербургский филиал ФГУП "НТЦ "Атлас", Санкт-Петербург, 2007).

Материалы исследований автора работы представлены в виде аналитической записки, содержащей анализ теоретических и экспериментальных результатов, связанных с разработкой и использованием генераторов преднамеренных электромагнитных воздействий (ЭМВ), методов и средств защиты от их деструктивного воздействия, устойчивости к ЭМВ элементов электронной инфраструктуры объектов. Эти материалы использованы в НИР, выполненной СПбФ ФГУП «НТЦ «Атлас», в ходе которой подтвердилась обоснованность выводов, сделанных автором.

Начальник управления, к.т.н.

М.И. Жуковский

Начальник отдела, к.т.н.

Н.Б. Сафронов

Начальник отдела, к.т.н.

Б.Н. Лазарев



Акционерное общество
«ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ»
имени академика М.Ф. Решетнёва»



ул. Ленина, д. 52, г. Железногорск, ЗАТО Железногорск, Красноярский край, Российская Федерация, 662972
Тел. (3919) 76-40-02, 72-24-39, Факс (3919) 72-26-35, 75-61-46, e-mail: office@iss-reshetnev.ru, http://www.iss-reshetnev.ru
ОГРН 1082452000290, ИНН 2452034898

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель генерального конструктора по
электрическому проектированию и системам
управления КА акционерного общества
«Информационные спутниковые системы»
имени академика М.Ф. Решетнёва» (АО «ИСС»),
председатель секции №2 НТС, к.т.н., доцент



С.Г. Кочура

« / » 2017 г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Газизова Тимура Тальгатовича

Комиссия в составе:

исполняющего обязанности начальника отделения проектирования и испытаний РЭА АО «ИСС» А.Н. Капустина,
начальника отдела конструирования, технологической подготовки производства печатных плат и систем автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры АО «ИСС», к.т.н. С.Б. Сунцова,
начальника группы Желтовой В.О.

составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в АО «ИСС» следующих результатов диссертационной работы Газизова Т.Т.:

1. Обзор программных продуктов для моделирования электромагнитной совместимости.
2. Вычислительный эксперимент по оптимизации генетическими алгоритмами тестовых функций.
3. Вычислительный эксперимент по электродинамическому анализу трёхмерных проводных структур.
4. Система для анализа взаимовлияний электрических сигналов TALGAT 2008.

Указанные результаты представлены в технических отчётах по составной части опытно-конструкторской работы «Разработка и поставка аппаратно-программного комплекса для

проведения анализа взаимовлияний электрических сигналов бортовой аппаратуры» ТУСУРа для АО «ИСС», тема «АПК-ТУСУР», хоздоговор 28/08 от 14.04.2008 в 2009 гг.

И.о. начальника отделения проектирования и испытаний РЭА АО «ИСС»



А.Н. Капустин

Начальник отдела конструирования, технологической подготовки

производства печатных плат и систем автоматизированного

проектирования радиоэлектронной аппаратуры АО «ИСС», к.т.н.



С.Б. Сунцов

Начальник группы



В.О. Желтова




Акционерное общество
«ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ»
имени академика М.Ф. Решетнёва»



ул. Ленина, д. 52, г. Железнодорожный, ЗАО Железнодорожный, Красноярский край, Российская Федерация, 662972
Тел. (3919) 76-40-02, 72-24-39, Факс (3919) 72-26-35, 75-61-46, e-mail: office@iss-reshetnev.ru, http://www.iss-reshetnev.ru
ОГРН 1082452000290, ИНН 2452034898

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель генерального конструктора по
электрическому проектированию и системам
управления КА акционерного общества
«Информационные спутниковые системы»
имени академика М.Ф. Решетнёва» (АО «ИСС»),
председатель секции №2 НТС, к.т.н., доцент

С.Г. Кочура

« / » _____ 2017 г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Газизова Тимура Тальгатовича

Комиссия в составе:

исполняющего обязанности начальника отделения проектирования и испытаний РЭА АО
«ИСС» А.Н. Капустина,
начальника отдела конструирования, технологической подготовки производства печатных
плат и систем автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры АО
«ИСС», к.т.н. С.Б. Сунцова,
начальника группы Желтовой В.О.

составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в АО «ИСС» следующих
результатов диссертационной работы Газизова Т.Т.:

1. Анализ результатов исследований по модальной фильтрации.
2. Анализ мировых достижений по новым технологиям обеспечения ЭМС, в частности
связанным с преднамеренными электромагнитными воздействиями.
3. Технология минимизации взаимовлияний в печатных проводниках за счет оптимального
выбора параметров проводников и диэлектриков.
4. Технологии модальной фильтрации, модального зондирования, модального разложения и
восстановления.
5. Методика оптимизации электромагнитной совместимости бортовой аппаратуры
космических аппаратов с примером оптимизации проводных структур.

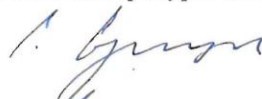
Указанные результаты представлены в технических отчётах по опытно-конструкторской работе «Разработка комплекса программных и технических средств для контроля информационных магистралей, обеспечения электромагнитной совместимости и исследования надёжности унифицированного ряда электронных модулей на основе технологии "система-на-кристалле" для систем управления и электропитания космических аппаратов связи, навигации и дистанционного зондирования Земли с длительным сроком активного существования» ТУСУРа для АО «ИСС» в рамках реализации Постановления №218 Правительства РФ, тема «УЭМ-ТУСУР», хоздоговор 95/10 от 24.11.2010 в 2010–2012 гг.

И.о. начальника отделения проектирования и испытаний РЭА АО «ИСС»



А.Н. Капустин

Начальник отдела конструирования, технологической подготовки
производства печатных плат и систем автоматизированного
проектирования радиоэлектронной аппаратуры АО «ИСС», к.т.н.



С.Б. Сунцов

Начальник группы



В.О. Желтова



Акционерное общество
«ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ»
имени академика М.Ф. Решетнёва»



ул. Ленина, д. 52, г. Железногорск, ЗАТО Железногорск, Красноярский край, Российская Федерация, 662972
Тел. (3919) 76-40-02, 72-24-39, Факс (3919) 72-26-35, 75-61-46, e-mail: office@iss-reshetnev.ru, http://www.iss-reshetnev.ru
ОГРН 1082452000290, ИНН 2452034898

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель генерального конструктора по
электрическому проектированию и системам
управления КА акционерного общества
«Информационные спутниковые системы»
имени академика М.Ф. Решетнёва» (АО «ИСС»),
председатель секции №2 НТС, к.т.н., доцент



С.Г. Кочура

« » 2017 г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Газизова Тимура Гальгатовича

Комиссия в составе:

исполняющего обязанности начальника отделения проектирования и испытаний РЭА АО
«ИСС» А.Н. Капустина,
начальника отдела конструирования, технологической подготовки производства печатных
плат и систем автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры АО
«ИСС», к.т.н. С.Б. Сунцова,
начальника группы Желтовой В.О.

составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в АО «ИСС» следующих
результатов диссертационной работы Газизова Т.Т.:

1. Программное обеспечение для оптимизации электромагнитной совместимости схемотехнических и конструкторских решений.
2. Программное обеспечение для визуализации результатов моделирования и оптимизации.
3. Методики оптимизации ЭМС схемотехнических и конструкторских решений.
4. Результаты поиска максимального пикового значения сверхкороткого импульса в шине печатной платы радиопередающего устройства системы автоматической навигации.

Указанные результаты представлены в технических отчётах по опытно-конструкторской работе «Разработка принципов построения и элементов системы автономной навигации с применением отечественной специализированной элементной базы на основе

наногетероструктурной технологии для космических аппаратов всех типов орбит» ТУСУРа для АО «ИСС» в рамках реализации Постановления №218 Правительства РФ, тема «САН», хоздоговор 96/12 от 16.11.2012 в 2013–2015 гг.

И.о. начальника отделения проектирования и испытаний РЭА АО «ИСС»



А.Н. Капустин

Начальник отдела конструирования, технологической подготовки
производства печатных плат и систем автоматизированного
проектирования радиоэлектронной аппаратуры АО «ИСС», к.т.н.



С.Б. Сунцов

Начальник группы



В.О. Желтова



Акционерное общество
«ИНФОРМАЦИОННЫЕ СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ»
имени академика М.Ф. Решетнёва»



ул. Ленина, д. 52, г. Железногорск, ЗАТО Железногорск, Красноярский край, Российская Федерация, 662972
Тел. (3919) 76-40-02, 72-24-39, Факс (3919) 72-26-35, 75-61-46, e-mail: office@iss-reshetnev.ru, http: //www.iss-reshetnev.ru
ОГРН 1082452000290, ИНН 2452034898

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель генерального конструктора по
электрическому проектированию и системам
управления КА акционерного общества
«Информационные спутниковые системы»
имени академика М.Ф. Решетнёва» (АО «ИСС»),
председатель секции №2 НТС, к.т.н., доцент



С.Г. Кочура

» _____ 2017 г.

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Газизова Тимура Тальгатовича

Комиссия в составе:

исполняющего обязанности начальника отделения проектирования и испытаний РЭА АО
«ИСС» А.Н. Капустина,
начальника отдела конструирования, технологической подготовки производства печатных
плат и систем автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры АО
«ИСС», к.т.н. С.Б. Сунцова,
начальника группы Желтовой В.О.

составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в АО «ИСС» следующих
результатов диссертационной работы Газизова Т.Т.:

1. Модальный фильтр.
2. Устройство воздействия на аппаратуру.
3. Устройство модального зондирования.
4. Устройство защиты от импульсных сигналов.
5. Устройство для нарушения работы аппаратуры за счет разложения и восстановления импульсов.
6. Устройство обнаружения, идентификации и диагностики многопроводных линий передачи.

Указанные результаты представлены в аналитическом обзоре научных и информационных источников технического отчета по этапу 1 опытно-конструкторской работы «Разработка цифрового управляющего и силовых модулей энергопреобразующего комплекса для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов», 2016–2018 гг. ТУСУРа для АО «ИСС» в рамках реализации Постановления №218 Правительства РФ, тема «Модули ЭПК-100», хоздоговор 18/15 от 29.07.2015.

И.о. начальника отделения проектирования и испытаний РЭА АО «ИСС»



А.Н. Капустин

Начальник отдела конструирования, технологической подготовки
производства печатных плат и систем автоматизированного
проектирования радиоэлектронной аппаратуры АО «ИСС», к.т.н.



С.Б. Сунцов

Начальник группы



В.О. Желтова



МИКРАН

**ЗАКРЫТОЕ АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННАЯ ФИРМА
ЗАО "НПФ "МИКРАН"**

Юр.адрес: 634045, г.Томск, улица Вершинина 47,
тел: (3822) 90-00-29; 41-34-03, факс: (3822) 42-36-15

e-mail: mic@micran.ru http://www.micran.ru

ОКПО 24627413, ОГРН 1087017011113, код по ОКОНХ 14760; 80400; 95300

ИНН/КПП 7017211757/701701001

Расчетный счет № 40702810964010121550 в Томском отделении № 8616 Сбербанка России,
к/с 30101810800000000606



УТВЕРЖДАЮ
Генеральный директор
ЗАО «НПФ «Микран»
В.В. Доценко

«20» марта 2015 г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Газизова Тимура Тальгатовича

Комиссия в составе:

Кагадей Валерий Алексеевич - первый заместитель генерального директора;

Мананко Евгений Евгеньевич - заместитель генерального директора по НИОКР;

Карев Евгений Валерьевич - заместитель директора ДСВЧ по системам связи, составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в научно-исследовательских работах АО НПФ «Микран» результатов диссертационной работы Газизова Т.Т.

Результаты использованы в рамках проекта ОКР по Постановлению №218 правительства РФ «Разработка и внедрение технологических основ системного проектирования и производства аналогово-цифровой СВЧ аппаратуры для телекоммуникаций, радиолокации и приборостроения на основе собственной GaAs элементной базы» (2010 - 2012 гг.) для АО НПФ «Микран». Материалы исследований автора работы представлены в итоговом отчете и содержат результаты, использованные в проекте, выполняемом АО НПФ «Микран». В рамках реализации проекта выполнены следующие работы:

- создано программное обеспечение, которое позволяет проводить математическое моделирование различных элементов ключевых узлов радиоэлектронных устройств и их (выполнено моделирование 10 различных элементов и узлов РЭУ);

- предложен перечень практических рекомендаций, который позволил использовать генетические алгоритмы для поиска оптимальных параметров аналогово-цифровой СВЧ аппаратуры для телекоммуникаций, радиолокации и приборостроения и включает описание соответствующих методик, а также параметры запуска генетического алгоритма (разработаны и использованы 5 целевых функций для оптимизации, с помощью генетических алгоритмов).

Кагадей В.А.

Мананко Е.Е.

Карев Е.В.



МИКРАН
АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННАЯ ФИРМА
АО "НПФ "МИКРАН"

Юр.адрес: 634041, г.Томск, проспект Кирова, д. 51д
 тел: (3822) 90-00-29; 41-34-03, факс: (3822) 42-36-15
 e-mail: mic@micran.ru http://www.micran.ru
 ОКПО 24627413, ОГРН 1087017011113, код по ОКОНХ 14760; 80400; 95300
 ИНН/КПП 7017211757/701701001

Расчетный счет № 40702810964010121550 в Томском отделении № 8616 Сбербанка России ПАО,
 к/с 30101810800000000606



УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор

АО «НПФ «Микран»

В.В. Доценко

«23» января 2016 г.

АКТ

О использовании результатов диссертационной работы
 Газизова Тимура Тальгатовича

Комиссия в составе:

Кагадей Валерий Алексеевич - первый заместитель генерального директора;

Мананко Евгений Евгеньевич - заместитель генерального директора по НИОКР;

Карев Евгений Валерьевич - заместитель директора ДСВЧ по системам связи, составила настоящий акт, подтверждающий факт использования в научно-исследовательских работах АО НПФ «Микран» результатов диссертационной работы Газизова Т.Т.

Результаты использованы в рамках выполняемого проекта ОКР по Постановлению №218 правительства РФ «Разработка и организация высокотехнологичного производства твердотельных радаров миллиметрового диапазона с применением электронной компонентной базы собственной разработки и создание на этой основе комплексированных систем мониторинга выделенных пространственных зон» (2013 - 2015 гг.). Материалы исследований автора работы представлены в итоговом отчете и содержат результаты, использованные в проекте, выполняемом АО НПФ «Микран», и включают:

методологию комплексной оптимизации элементов радиоэлектронных устройств, которая позволила создать новые алгоритмическое и программное обеспечения, отличающиеся от существующих возможностью выполнения структурной и параметрической оптимизации, а также проведения моделирования широкого класса элементов радиоэлектронных устройств.

В результате работы программного комплекса по оптимизации элементов радиоэлектронных устройств определена длительность СКИ, при которой напряжение в узле V34 печатной платы радио-передающего устройства системы автономной навигации космического аппарата будет максимальным и равно 0,58 В, что соответствует и полностью удовлетворяет требованиям технического задания на изделия.

Кагадей В.А.

Мананко Е.Е.

Карев Е.В.

«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по научной работе ТГУ

д.ф.-м.н., проф.

И.В.Ивонин

2017 г.

АКТ

о внедрении (использовании) в учебный процесс результатов
диссертационной работы
Газизова Тимура Гальгатовича

Настоящим актом подтверждается внедрение в учебный процесс результатов диссертационной работы Т.Т.Газизова, изложенных в монографиях:

1. Интеллектуальные навигационно–телекоммуникационные системы управления подвижными объектами с применением технологии облачных вычислений / Н.Г. Марков, Д.М. Сонькин, А.С. Фадеев, А.О. Шемяков, Т.Т. Газизов – М.: Горячая линия–Телеком, 2011. – 158 с.
2. Информационная безопасность в автоматизированных навигационно–телекоммуникационных системах / Н.Г. Марков, А.О. Шемяков, Д.М. Сонькин, Т.Т. Газизов, А.С. Фадеев – Томск: В–Спектр, 2012. – 104 с.
3. Т.Т. Газизов. Синтез оптимальных проводных антенн. – Томск: Изд–во Томск. гос. ун–та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – 120 с.

Указанные монографии использованы для преподавания по дисциплинам: «Электромагнитная совместимость», «Основы надежности и технической диагностики электронных систем», «Космическое приборостроение» в федеральном государственном автономном образовательном учреждении высшего профессионального образования «Национальный исследовательский Томский государственный университет» для целевой подготовки магистрантов физико-технического факультета (ФТФ) по программе «Космические промышленные системы» для предприятия «Газпром космические системы» (г. Королев) в весеннем семестре 2016–2017 учебного года.

Декан ФТФ ТГУ



д.ф.-м.н., проф. Шрагер Э.Р.



АКТ

внедрения результатов диссертационной работы Газизова Т.Т.
в учебный процесс

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий кафедрой информатики ФМФ ТГПУ, к.т.н., доц. Стась А.Н., декан физико-математического факультета ТГПУ к.п.н., доцент Пьяных Е.Г., настоящим актом подтверждаем внедрение в учебный процесс следующих результатов диссертационной работы Газизова Т.Т.:

1. Методология, алгоритмическое и программное обеспечение для комплексной оптимизации радиоэлектронных устройств использованы при подготовке курса лекций по дисциплине «Инфкоммуникационные системы и сети» для студентов 3 курса обучения, группы 426, 436, 446, направление подготовки бакалавров «Информационные системы и технологии».
2. Использование глобальных методов оптимизации, в частности генетических алгоритмов в прикладных задачах описано в курсе лекционных, практических и лабораторных занятий по дисциплине «Моделирование систем» (для направления подготовки бакалавров «Информационные системы и технологии») для группы 408 и по дисциплине «Системное администрирование» (для направления подготовки бакалавров «Педагогическое образование», направленности (профили) Математика и Информатика) для групп 415, 425, 435, специальность «Прикладная математика и информатика».

Стась А.Н.

Пьяных Е.Г.

«УТВЕРЖДАЮ»



Проректор по учебной работе ТУСУР

д.т.н., проф.

Троян П.Е.

2017 г.

внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы

Газизова Тимура Тальгатовича

Мы, нижеподписавшиеся, заместитель заведующего кафедрой телевидения и управления (ТУ) по учебной работе, к.т.н. Булдаков А.Н., доцент кафедры ТУ, д.т.н. Заболоцкий А.М. настоящим актом подтверждаем факт внедрения результатов диссертационной работы Газизова Т.Т. в учебный процесс кафедры ТУ.

Приведенные в диссертационной работе результаты вычислительных экспериментов по оптимизации генетическими алгоритмами тестовых функций и параметров элементов реальных устройств, методология комплексной оптимизации радиоэлектронных устройств, разработанный комплекс программ на основе системы TALGAT 2016 использованы в весеннем семестре 2017 г. в учебном процессе по дисциплине «Научная работа в семестре» группы 115-М магистерской программы «Электромагнитная совместимость бортовой радиоэлектронной аппаратуры», а также при подготовке ряда выпускных квалификационных работ, магистерских и кандидатских диссертаций на кафедре ТУ. Использование указанных результатов позволило студентам и аспирантам освоить оптимизацию генетическими алгоритмами и получить ряд новых научных результатов, представленных в докладах на научные конференции 2017 г, в т.ч. индексируемые в системах цитирования Scopus и Web of Science.

Заместитель заведующего каф. ТУ
по учебной работе

 А.Н. Булдаков

Доцент каф. ТУ

 А.М. Заболоцкий

«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор ТУСУР по учебной работе
к.ф.-м.н., доцент Боков Л.А.

4 сентября 2008 г.

**АКТ**внедрения результатов диссертационной работы Газизова Т.Т.
в учебный процесс

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий кафедрой телевидения и управления ТУСУР, д.т.н., проф. Пустынский И.Н., председатель учебно-методической комиссии радиотехнического факультета ТУСУР к.т.н., доцент Белов В.И., настоящим актом подтверждаем внедрение в учебный процесс следующих результатов диссертационной работы Газизова Т.Т.:

1. Модуль генетических алгоритмов в составе системы компьютерного моделирования проводников и диэлектриков внедрен в учебный процесс студентов специальности «Бытовая радиоэлектронная аппаратура» в качестве основы для выполнения курсовой работы по дисциплине «Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры» и описан в учебном методическом пособии «Руководство по системе моделирования электромагнитной совместимости», соавтором которой является Газизов Т.Т.

2. Использование генетических алгоритмов для работы в системе моделирования проводных антенн с сосредоточенными нагрузками описано в учебных методических пособиях «Оптимизация генетическими алгоритмами», «Использование DHTML диалогов в системе TALGAT» (соавтором которых является Газизов Т.Т.) для студентов, проходящих групповое проектное обучение по направлению «Электромагнитная совместимость». Указанные пособия использовались в 2006–2007 учебном году студентами 4-го курса: групп 133-1, 133-2 – специальность «Сервис» в ходе группового проектного обучения; группы 113 – специальность «Бытовая радиоэлектронная аппаратура») в ходе курсовой работы по дисциплине «Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры».

3. Программная реализация оптимизации генетическими алгоритмами использована в новой лабораторной работе для студентов 4-го курса специальностей «Бытовая радиоэлектронная аппаратура» и «Аудиовизуальная техника» по дисциплине «Электромагнитная совместимость и безопасность» и для студентов 3-го курса для специальности «Сервис» по дисциплине «Автоматизирование проектирование в сервисе».

Заведующий кафедрой телевидения и управления
д.т.н., проф. Пустынский И.Н.

Председатель учебно-методической комиссии
радиотехнического факультета ТУСУР
к.т.н., доцент Белов В.И.

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 66613

ШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ РАБОТЫ В ДЕКАМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ

Патентообладатель(ли): *Малютин Николай Дмитриевич (RU), Газизов Тимур Тальгатович (RU), Мелкозеров Александр Олегович (RU), Газизов Тальгат Рашитович (RU), Лоцилов Антон Геннадьевич (RU), Семенов Эдуард Валерьевич (RU), Рыбин Андрей Павлович (RU)*

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № 2007114313

Приоритет полезной модели 16 апреля 2007 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 10 сентября 2007 г.

Срок действия патента истекает 16 апреля 2012 г.

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам



Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 79213**УСТРОЙСТВО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА АППАРАТУРУ**

Патентообладатель(ли): *Газизов Тальгат Рашитович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Бевзенко Иван Геннадьевич (RU), Орлов Павел Евгеньевич (RU), Самотин Иван Евгеньевич (RU), Мелкозеров Александр Олегович (RU), Газизов Тимур Тальгатович (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU), Костарев Игорь Степанович (RU)*

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № **2008127574**

Приоритет полезной модели **07 июля 2008 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации **20 декабря 2008 г.**

Срок действия патента истекает **07 июля 2018 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам



Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 79355

МОДАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР

Патентообладатель(ли): *Газизов Тальгат Рашитович (RU),
Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Бевзенко Иван
Геннадьевич (RU), Самотин Иван Евгеньевич (RU), Орлов Павел
Евгеньевич (RU), Мелкозеров Александр Олегович (RU), Газизов
Тимур Тальгатович (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU),
Костарев Игорь Степанович (RU)*

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № **2008127527**

Приоритет полезной модели **07 июля 2008 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре полезных
моделей Российской Федерации **27 декабря 2008 г.**

Срок действия патента истекает **07 июля 2018 г.**

*Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной
собственности, патентам и товарным знакам*



Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 80010

УСТРОЙСТВО МОДАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Патентообладатель(ли): *Газизов Тальгат Рашитович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Орлов Павел Евгеньевич (RU), Самотин Иван Евгеньевич (RU), Бевзенко Иван Геннадьевич (RU), Мелкозеров Александр Олегович (RU), Газизов Тимур Тальгатович (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU), Костарев Игорь Степанович (RU)*

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № **2008127580**

Приоритет полезной модели **07 июля 2008 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации **20 января 2009 г.**

Срок действия патента истекает **07 июля 2018 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам



Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ
№ 2386964

**УСТРОЙСТВО ОБНАРУЖЕНИЯ, ИДЕНТИФИКАЦИИ И
ДИАГНОСТИКИ МНОГОПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ
ПЕРЕДАЧИ**

Патентообладатель(ли): *Газизов Тальгат Рашитович (RU), Заболоцкий Александр Михайлович (RU), Орлов Павел Евгеньевич (RU), Самотин Иван Евгеньевич (RU), Бевзенко Иван Геннадьевич (RU), Мелкозеров Александр Олегович (RU), Газизов Тимур Тальгатович (RU), Куксенко Сергей Петрович (RU), Костарев Игорь Степанович (RU)*

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № 2009108905

Приоритет изобретения **10 марта 2009 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **20 апреля 2010 г.**

Срок действия патента истекает **10 марта 2029 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам



Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2431912

УСТРОЙСТВО ЗАЩИТЫ ОТ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Патентообладатель(ли): *Общество с ограниченной ответственностью "Твердь" (RU)*

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № 2010108518

Приоритет изобретения 09 марта 2010 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 20 октября 2011 г.

Срок действия патента истекает 09 марта 2030 г.

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам



Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2431897

**УСТРОЙСТВО ДЛЯ НАРУШЕНИЯ РАБОТЫ
АППАРАТУРЫ ЗА СЧЕТ РАЗЛОЖЕНИЯ И
ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ**

Патентообладатель(ли): *Общество с ограниченной
ответственностью "Твердь" (RU)*

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № 2010108520

Приоритет изобретения 09 марта 2010 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре
изобретений Российской Федерации 20 октября 2011 г.

Срок действия патента истекает 09 марта 2030 г.

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной
собственности, патентам и товарным знакам



Б.И. Симонов



ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

ФГНУ «ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КООРДИНАЦИОННЫЙ ЦЕНТР ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ»

ОТРАСЛЕВОЙ ФОНД АЛГОРИТМОВ И ПРОГРАММ

**СВИДЕТЕЛЬСТВО ОБ ОТРАСЛЕВОЙ
РЕГИСТРАЦИИ РАЗРАБОТКИ**

№ 8376

Настоящее свидетельство выдано на разработку:

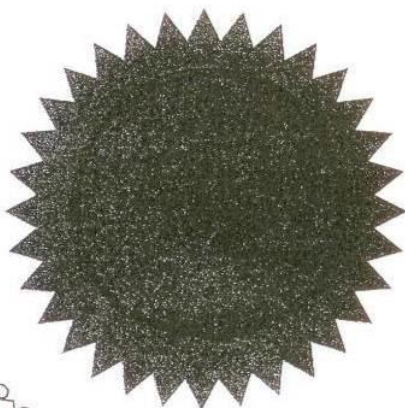
**Система компьютерного моделирования сложных
структур проводников и диэлектриков TALGAT**


зарегистрированную в Отраслевом фонде алгоритмов и программ.

Дата регистрации: **24 мая 2007 года**

Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т.,
Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Костарев И.С.

Организация-разработчик: **Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники**



Директор  Е.Г. Калинин

Руководитель ОФАП  А.И. Галкина

Дата выдачи 06.06.2007

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2009614871

TALGAT 2008

Правообладатель(ли): *Общество с ограниченной ответственностью «Твердь» (RU)*

Автор(ы): *Газизов Тальгат Рашитович, Мелкозеров Александр Олегович, Газизов Тимур Тальгатович, Куксенко Сергей Петрович, Заболоцкий Александр Михайлович (RU)*

Заявка № 2009613644

Дата поступления 9 июля 2009 г.

Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ
8 сентября 2009 г.

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам



Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2010613497

TALGAT 2009

Правообладатель(ли): *Общество с ограниченной ответственностью «Твердь» (RU)*

Автор(ы): *Газизов Тальгат Рашитович, Мелкозеров Александр Олегович, Газизов Тимур Тальгатович, Куксенко Сергей Петрович, Заболоцкий Александр Михайлович (RU)*

Заявка № 2010612008

Дата поступления 13 апреля 2010 г.

Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ
28 мая 2010 г.



Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'B.P. Simonov', is written over a horizontal line.

Б.П. Симонов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2012610712

TALGAT 2010

Правообладатель(ли): *Общество с ограниченной ответственностью «Твердь» (RU)*

Автор(ы): *Газизов Тальгат Рашитович, Мелкозеров Александр Олегович, Газизов Тимур Тальгатович, Куксенко Сергей Петрович, Заболоцкий Александр Михайлович, Аширбакиев Ренат Ихсанович, Вершинин Евгений Анатольевич, Салов Василий Константинович, Лежнин Евгений Владимирович, Орлов Павел Евгеньевич, Бевзенко Иван Геннадьевич, Калимулин Илья Фидаильевич (RU)*

Заявка № 2011617178

Дата поступления 26 сентября 2011 г.

Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ

13 января 2012 г.

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Б.П. Симонов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2012660373

TALGAT 2011

Правообладатель(ли): *Общество с ограниченной ответственностью
«ТУСУР – Модальные Технологии» (RU)*

Автор(ы): *Газизов Тальгат Рашитович, Мелкозеров Александр
Олегович, Газизов Тимур Тальгатович, Куксенко Сергей
Петрович, Заболоцкий Александр Михайлович, Аширбакиев
Ренат Ихсанович, Лежнин Евгений Владимирович, Салов
Василий Константинович, Лежнин Егор Владимирович, Орлов
Павел Евгеньевич, Калимулин Илья Фидаильевич, Суворцев
Роман Сергеевич, Комнатнов Максим Евгеньевич (RU)*

Заявка № 2012618426

Дата поступления 5 октября 2012 г.

Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ
16 ноября 2012 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2013619615

TALGAT 2012

Правообладатель: *Общество с ограниченной ответственностью
«ТУСУР - Модальные Технологии» (RU)*

Авторы: *см. на обороте*

Заявка № 2013617773

Дата поступления 29 августа 2013 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 11 октября 2013 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015614365

TALGAT 2013

Правообладатель: *Общество с ограниченной ответственностью «ТАЛГАТ» (RU)*

Авторы: *см. на обороте*

Заявка № 2015611288

Дата поступления 03 марта 2015 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 16 апреля 2015 г.

*Врио руководителя Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Л.Л. Кирий



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015617550

TALGAT 2014

Правообладатель: *Общество с ограниченной ответственностью «Твердь» (RU)*

Авторы: *см. на обороте*

Заявка № **2015614488**

Дата поступления **27 мая 2015 г.**

Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ **14 июля 2015 г.**

*Врио руководителя Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

 *Л.Л. Курий*



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015660487

TALGAT 2015

Правообладатель: *Общество с ограниченной ответственностью «Твердь» (RU)*

Авторы: *см. на обороте*

Заявка № 2015617580

Дата поступления 17 августа 2015 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 01 октября 2015 г.

Заместитель руководителя Федеральной службы
по интеллектуальной собственности



Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2016662520

TALGAT 2016

Правообладатель: *Общество с ограниченной ответственностью «ТАЛГАТ» (RU)*Авторы: *см. на обороте*

Заявка № 2016619296

Дата поступления 01 сентября 2016 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 14 ноября 2016 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности Г.П. Ивлиев