

Министерство образования и науки Российской Федерации  
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования  
«Волгоградский государственный технический университет»

на правах рукописи



**Нго Дык Туан**

**ЦИФРОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ  
УСТРОЙСТВ КОММУТАЦИИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ В  
ЭНЕРГЕТИКЕ**

2.2.11 – Информационно-измерительные и управляющие системы  
(технические науки)

Диссертация  
на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:  
доктор технических наук, профессор  
**Шилин Александр Николаевич**

Волгоград – 2025.

# СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБЪЕДИНЕНИЙ

## 1. Основные сокращения

ЭЭС – электроэнергетическая система;

ЭС – энергетическая система;

КЗ – короткое замыкание;

РЗ – релейная защита;

РЗА – релейная защита и автоматика;

УРЗ – устройство релейной защиты;

АРУ – автоматическое регулирующее устройство;

ЭДС – электродвижущая сила;

ЛЭП – линия электропередачи;

ДЛЭП – длинная линия электропередачи;

УЛЭП – упрощенная линия электропередачи.

## 2. Условные обозначения

$W$  – передаточная функция;

$z$ -форма – метод  $z$ -преобразования;

$T$  – период дискретизации, с;

$\tau$  – постоянная времени;

$t$  – время, с;

$\delta$  – величина воздушного зазора, м;

$w$  – число витков, вит;

$\Phi$  – магнитный поток сердечника, Вб;

$S$  – поперечное сечение воздушной части магнитопровода, равное активной площади поперечного сечения сердечника в зоне воздушного зазора, м<sup>2</sup>;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$  – магнитная постоянная (магнитная проницаемость вакуума);

$D$  – диаметр обмотки (диаметр круглого полюса), м;

$F$  – сила, Н;

$m$  – масса якоря, кг;

$a$  – ускорение движения якоря, м/с<sup>2</sup>;

$U$  – напряжение, В;

$I$  – ток, А;

$R$  – сопротивление, Ом;

$C$  – емкость конденсатора, Ф;

$L$  – индуктивность обмотки, Гн;

$l$  – длина длинной линии электропередачи, м;

$x$  – расстояние от конца линии, м;

$Z_n$  – сопротивление нагрузки, Ом;

$Z_c$  – волновое сопротивление линии, Ом;

$\gamma$  – коэффициент распространения;

$C_0$  – поперечная емкость между прямыми и обратными проводами, Ф/м;

$L_0$  – индуктивность петли, образованной прямыми обратным проводами, Гн/м;

$R_0$  – продольное активное сопротивление прямого и обратного проводов, Ом/м;

$G_0$  – поперечная активная проводимость утечки изоляции между прямым и обратным проводами, См/м.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	6
Глава 1. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОНТАКТНЫХ УСТРОЙСТВ КОММУТАЦИИ В ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКЕ .....	13
1.1. Основные виды и функции коммутационных устройств.....	13
1.1.1. Электромагнитные реле.....	21
1.1.2. Электромагнитные контакторы .....	25
1.1.3. Магнитные пускатели .....	28
1.2. Преимущества коммутационных электромагнитных устройств.....	31
1.3. Выводы по главе 1 .....	34
Глава 2. АНАЛИЗ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ ОСНОВ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В УСТРОЙСТВАХ КОММУТАЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ .....	35
2.1. Обзор моделирования динамических систем ЭЭС.....	35
2.2. Основные методы моделирования динамических систем .....	41
2.3. Существующие проблемы моделирования.....	59
2.4. Выводы по главе 2 .....	61
Глава 3. РАЗРАБОТКА АНАЛОГОВОЙ МЕТОДИКИ И АЛГОРИТМА АНАЛИЗА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В УСТРОЙСТВАХ КОММУТАЦИИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ .....	63
3.1. Анализ быстродействия систем защиты и автоматического управления в электроэнергетике .....	63
3.2. Моделирование электромагнитных реле с расчётом динамических характеристик для повышения их быстродействия.....	69
3.3. Выводы по главе 3 .....	82

Глава 4. РАЗРАБОТКА ЦИФРОВОЙ МЕТОДИКИ И АЛГОРИТМА АНАЛИЗА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В УСТРОЙСТВАХ КОММУТАЦИИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ.....	84
4.1. Цифровое моделирование динамических процессов в энергетических оборудованьях с сосредоточенными параметрами.....	84
4.2. Цифровое моделирование динамических процессов в линиях электропередачи с распределёнными параметрами .....	92
4.3. Структурный метод повышения быстродействия цифровых фильтров в системах управления.....	109
4.4. Цифровое моделирование динамических процессов в электромагнитных реле. .....	118
4.5. Выводы по главе 4 .....	125
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	126
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК .....	128
Приложение А.....	143
Приложение Б .....	144
Приложение В.....	145
Приложение Г .....	146

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы диссертации.** В настоящее время в электротехнике и электроэнергетике в качестве элементов коммутации широко используются электромагнитные реле, которые обладают идеальными характеристиками, а именно в замкнутых и разомкнутых состояниях (контактные сопротивления равны нулю или бесконечности) в сравнении с полупроводниковыми элементами. Кроме того, в некоторых областях техники в целях безопасности не рекомендовано использовать полупроводниковые элементы. Однако эти электромагнитные устройства обладают и недостатками: невысокое быстродействие из-за механических элементов, нелинейная вольтамперная характеристика электрической цепи и сложность коррекции этой характеристикой для повышения быстродействия. В различных областях науки и техники для линеаризации характеристики устройств используется аппроксимация нелинейных участков линейными участками, что позволяет использовать аналитические методы анализа и расчета. Эти операции и могут иметь большую погрешность аппроксимации, которую сложно оценить. В тоже время в связи с широким внедрением в инженерную практику компьютеров многие сложные задачи решаются численными методами и с высокой точностью. В настоящее время в электроэнергетике внедряются интеллектуальные сети (*Smart Grid*). Интеллектуальные сети это комплекс технических средств, которые в автоматическом режиме выявляют наиболее слабые и аварийно опасные участки сети, а затем изменяют характеристики и схему сети с целью предотвращения аварии и снижения потерь. Поэтому интеллектуальная сеть должна обладать функциями самодиагностики и самовосстановления и включать в свой состав передовые сенсорные, коммуникационные и управляющие технологии для повышения эффективности передачи и распределения энергии. Очевидно, что коммутационные устройства должны управляться цифровыми системами, и поэтому для эффективного управления коммутационными процессами необходим цифровой двойник устройств коммутации. Из этого следует, что при

проектировании и эксплуатации электроустановок и систем, а также для решения целого ряда различных технических вопросов, анализ динамических процессов в устройствах коммутации электрических сетей имеет важнейшее значение. С внедрением в электроэнергетику цифровых технологий и интеллектуальных электрических систем (*Smart Grid*) возникает задача цифрового моделирования всех элементов энергетической системы. Решение этой задачи позволит привести их модели к единой цифровой форме. Таким образом, необходимость цифрового моделирования коммутационных электромагнитных устройств систем управления цифровой энергетикой с анализом их динамических характеристик в электроэнергетике является актуальной научно-технической задачей.

**Степень разработанности темы исследования.** Одним из направлений устройств коммутации являются устройства релейной защиты и автоматики (РЗА) и процесс их развития включал несколько этапов, одним из которых стал переход от электромеханических реле к цифровым, содержащим микропроцессоры. Основные характеристики микропроцессорных защит существенно превосходят характеристики электромеханических защит.

В развитие данной отрасли науки и техники внесли неоценимый вклад Российские и зарубежные учёные, которые, как: Я. З. Цыпкин, Л. Т. Кузин, Э. И. Джури, Б. Куо, К. Остром, В. П. Шипилло, А. Н. Шилин, Я.С. Гельфанда, Н.А. Дони, А.С. Засыпкина, А.Н. Кожина, В.Н. Козлова, С.Л. Кужекова, Ю.С. Кузника, А.Л. Куликова, Ю.Я. Лямеца, И.Ф. Маруды, В.И. Нагая, К.И. Никитина, Г.С. Нудельмана, А.О. Павлова, JosephHenry, SamuelMorse, ReinholdRudenberg, RobertG. Olsen, TapaniO. Seppa, VincentT. Morgan, ViktorLovrenčić и др.

**Объектом исследования** являются электромагнитные устройства и система релейной защиты в электроэнергетике.

**Предметом исследования** являются методы анализа динамических процессов в электромагнитных устройствах и системах релейной защиты в электроэнергетике.

**Целью работы** является разработка методик цифрового моделирования динамических процессов систем коммутации и выбора корректирующих элементов для повышения быстродействия систем коммутации в электроэнергетике.

**Задачи исследования:**

1. Провести анализ существующих электромагнитных контактных устройств коммутации, используемых в электроэнергетике и проблем исследования их динамических характеристик;

2. Провести анализ методов моделирования динамических характеристик нелинейных электромагнитных контактных устройств, учитывающих зависимость параметров модели от величины и среды зазора в магнитной цепи устройства;

3. Разработать методику и алгоритм анализа переходных процессов при коммутации с учетом обратной связи величины воздушного зазора на индуктивность цепи устройства;

4. Разработать методику исследования влияние параметров электрической цепи реле на динамические процессы устройств коммутации и методику выбора схемы коррекции переходных процессов;

5. Разработать методику и алгоритм цифрового моделирования динамических характеристик электромагнитных контактных устройств коммутации с помощью z-преобразования, которое позволяет сравнительно просто осуществлять переход от моделей к устройствам;

6. Определить z-преобразования всех основных элементов системы электроснабжения, что позволит описать все элементы энергетической системы на едином преобразовании.

**Методы и средства исследований.** При выполнении исследований и поставленных задач применялись методы математического анализа, теоретических основ электротехники, теории автоматического управления, аппарата z-преобразования, теории вероятности и математической статистики,



теории электрических цепей, теории погрешностей, а также методы имитационного моделирования на ЭВМ с использованием пакетов математических программ.

**Достоверность результатов исследования** основана на корректных теоретических построениях и строгих математических выводах, также подтверждена исследованиями, полученными в результате лабораторных и компьютерных экспериментов, и что применяемые в работе допущения не противоречат физики рассматриваемых процессов.

**Научная новизна** диссертационной работы.

1. Разработаны методика и алгоритм численного анализа переходных процессов тока в цепи электромагнитного реле при коммутации с учетом обратной связи величины воздушного зазора на индуктивность цепи устройства, позволяющие проводить анализ влияния конструктивных факторов на качество переходного процесса.

2. Разработана методика коррекции переходных процессов тока в цепи электромагнитного реле с помощью электрических корректирующих цепей в цепи реле, позволяющая выбирать наиболее оптимальную форму переходного процесса, а также повышать быстродействие реле.

3. Разработаны методика и алгоритм цифрового моделирования динамических характеристик электромагнитных контактных устройств коммутации на основе аппарата z-преобразования с помощью операторных схем замещения, которые позволяют сравнительно просто без вычислений осуществлять переход от операторных схем к техническим устройствам.

**Теоретическая и практическая значимость работы.**

1. Получены методики и алгоритмы численного анализа динамических процессов в нелинейных устройствах, основанных на использовании операторных схем замещения, которые могут быть использованы для решения подобных задач в других областях техники.

2. Разработана методика цифрового моделирования динамических процессов в нелинейных устройствах, основанная на использовании аппарата z-преобразования с помощью операторных схем замещения, которая может быть использована при внедрении цифровых технологий в энергетике.

3. Разработаны функциональные и принципиальные схемы электромагнитных реле с коррекциями характера переходного тока в реле для увеличения их быстродействия.

4. Разработаны пакеты программ для моделирования динамических характеристик в электромагнитных реле, которые позволяют повысить производительность исследований влияния различных факторов на качество переходных процессов.

5. Разработаны цифровые динамические модели основных элементов энергетических сетей, основанные на использовании аппарата z-преобразования, описать все элементы энергетической системы на едином алгоритмическом языке.

#### **Основные положения и результаты, выносимые на защиту:**

1. Анализ существующих электромагнитных контактных устройств коммутации, используемых в электроэнергетике и проблем исследования их динамических характеристик.

2. Методики и алгоритмы численного анализа переходных процессов при коммутации с учетом обратной связи величины воздушного зазора на индуктивность цепи устройства, на основе использования операторных схем замещения.

3. Методика коррекции переходных процессов тока в цепи с помощью электрических корректирующих цепей в цепи реле, позволяющая выбирать наиболее оптимальную форму переходного процесса, а также повышать быстродействие реле.

**Соответствие паспорту специальности.** Указанная диссертационная работа была исследована в соответствии с паспортом специальности 2.2.11.

Информационно-измерительные и управляющие системы, а именно: по пункту 1 «Научное обоснование перспективных информационно-измерительных и управляющих систем, систем их контроля, испытаний и метрологического обеспечения, повышения эффективности существующих систем» и пункту 2 «Исследование возможностей и путей совершенствования существующих и создания новых элементов структуры и образцов информационно-измерительных и управляющих систем, улучшение их технических, эксплуатационных, экономических и эргономических характеристик, разработка новых принципов построения и технических решений».

**Внедрение результатов работы.** Научные результаты диссертационного работы внедрены на предприятиях Вьетнама: электронной компании «ХИЕУ ТХАО»; и компании «MP TECH VINA».

**Апробация работы.** Основные научные результаты диссертации были доложены автором на следующих научно-технических конференциях: XV Международная научная конференция «Прикладная оптика – 2022» (г. Санкт-Петербург, 15-16 декабря 2022 г.); XVI Всероссийская научно-практическая студенческая конференция «России – творческую молодёжь» (г. Камышин, 19-20 апреля 2023 г.); Цифровизация, декарбонизация и децентрализация современной электроэнергетики. Всероссийская школа молодых ученых (г. Севастополь, 29-30 мая 2024 г.); Всероссийская научно-практическая молодежная конференция «Студенческая научная весна – 2025» (г. Волгодонск, 14-18 апреля 2025 г.).

**Личный вклад автора.** Автор принимал непосредственное и основное участие в разработке методик и алгоритмов численного анализа переходных процессов тока в цепи электромагнитного реле при коммутации с учетом обратной связи величины воздушного зазора на индуктивность цепи устройства и методик коррекции переходных процессов тока в цепи электромагнитного реле с помощью электрических корректирующих цепей в цепи реле, а также в разработке пакета программ.

**Публикации.** По основным результатам диссертационной работы опубликованы 12 работы, в том числе 5 статей в российских научных журналах по списку ВАК РФ, 1 статья в зарубежных научных изданиях, индексируемых в наукометрической базе данных Scopus, получены 2 свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ.

**Структура и объем диссертации.** Диссертация состоит из введения, четырёх глав, заключения, списка литературы и приложения. Работа изложена на 146 страницах основного текста, содержит 65 рисунков, 12 таблиц, 99 формул и 139 библиографических наименований.

# Глава 1. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОНТАКТНЫХ УСТРОЙСТВ КОММУТАЦИИ В ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКЕ

## 1.1. Основные виды и функции коммутационных устройств

Основным режимом, формирующим требования к характеристикам коммутационного устройства, являются повреждения и аварийные процессы работы. Факторами, приводящими к авариям, могут выступать как природные условия, так и антропогенное воздействие [1]. Повреждения по оборудованию энергосистемы: воздушные линии электропередачи – 50%; кабельные линии – 10%; электрический выключатель – 15%; трансформатор – 12%; трансформаторы тока и напряжения – 2%; устройство измерения, контроля и защиты – 3%; другие – 8%. [2, 3]. Согласно [4, 5], к аварийным режимам в электроустановках относят протекание токов короткого замыкания и перегрузки, а также явления перенапряжения и понижения напряжения сети.

Короткое замыкание (КЗ) представляет собой электрическое явление, инициируемое нарушением изоляции или случайным контактом шинопроводов, характеризующееся резким увеличением тока, в 12-17 раз превышающим номинальное значение. В низковольтных сетях переменного тока фактические токи КЗ обычно не превышают 100 кА, а их продолжительность варьируется от 2 до 40 мс [4]. Опасные последствия токов КЗ связаны с их электродинамическим и термическим воздействием, а также с возникновением перенапряжений при отключении цепи. Кроме того, существенное падение напряжения на шинах источника питания во время КЗ может оказать негативное влияние на функционирование других подключенных потребителей.

Наименее надежным элементом систем электроснабжения являются линии электропередачи (ЛЭП) вследствие их большой протяженности и подверженности многочисленным внешним воздействиям. В городских электрических сетях приблизительно 85 % всех отключений обусловлены неисправностями ЛЭП, в то время как в сельских сетях этот показатель достигает 90–95 %. Под отказом ЛЭП понимается любое непреднамеренное отключение, вызванное ее повреждением.

Основным видом повреждений ЛЭП являются короткие замыкания, распределенные в сетях выше 110 кВ следующим образом: трехфазное КЗ – 5%; двухфазное КЗ – 10%; двухфазное на землю – 20%; однофазное – 65% от общего количества случаев КЗ, а в сетях 35 кВ основным видом повреждения являются однофазные КЗ на землю, переходящие в двухфазные КЗ (80%) при неверном функционировании системы защиты [6, 7]. Трехфазное КЗ является наиболее часто встречающимся видом повреждения, вызывающим наибольшие значения токов КЗ. Как правило, системы защиты предназначены для устранения различных видов КЗ, иллюстрированных на рисунке 1.1 [8, 9].

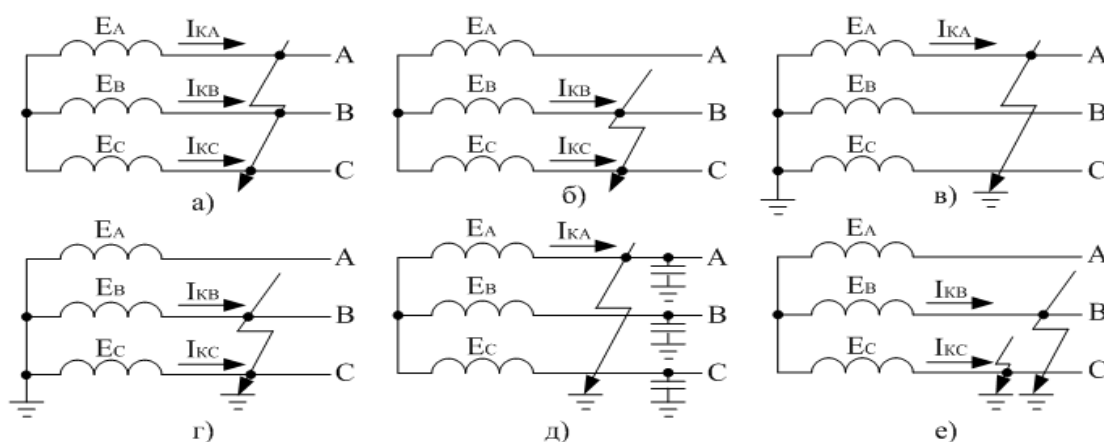


Рисунок 1.1. Виды повреждений в электрических установках:

а, б – трехфазное, двухфазное КЗ; в, г – однофазное и двухфазное КЗ на землю; д, е - замыкания одной и двух фаз на землю в сети с изолированной нейтралью

Перегрузка представляет собой увеличение тока в  $5 \div 7$  раз относительно номинального значения, с типичной продолжительностью от 2 до 5 секунд. Необходимо отметить, что допустимое время прохождения тока перегрузки обратно пропорционально его кратности: чем выше кратность, тем меньше допустимая длительность. Максимальное время, в течение которого могут протекать токи перегрузки, определяется моментом достижения токоведущими частями и оборудованием предельно допустимой температуры. Если перегрузки незначительны, это время может длиться до нескольких десятков минут или даже часов, но при значительных перегрузках оно резко уменьшается до секундных долей. Основная опасность токов перегрузки заключается в перегреве оборудования, что ведет к сокращению его срока службы и последующему отказу.

Перенапряжения, возникающие в электрических сетях, представляют собой превышение напряжения сети над напряжением источника питания и могут быть вызваны несколькими факторами [10]:

- Коммутационными процессами в цепях с индуктивной составляющей, приводящими к возникновению внутренних перенапряжений.
- Атмосферными и аварийными воздействиями, такими как грозовые разряды или короткие замыкания на землю, которые вызывают внешние перенапряжения.
- Резонансными явлениями в сети, которые могут стать причиной резонансных перенапряжений.

Согласно проведенным исследованиям, в сетях с номинальным напряжением 220-380 В могут наблюдаться перенапряжения, превышающие их номинальное значение в 4-5 раз [11].

Снижение напряжения представляет собой явление, при котором действующее значение напряжения падает ниже установленного порога. В условиях эксплуатации электрических сетей с активной двигательной нагрузкой, такое явление приводит к увеличению тока и, как следствие, к возникновению перегрузки, поскольку механическая нагрузка на валу двигателя сохраняет свое номинальное значение [4].

Специфика перечисленных аварийных режимов обуславливает определённые требования, предъявляемые к устройствам защиты и автоматизации. К этим требованиям относятся высокая надёжность функционирования в любых условиях, как нормальных, так и аварийных; постоянная готовность к выполнению коммутационных операций; минимальное время срабатывания; наличие функций автоматического повторного включения и дистанционного управления для целей автоматизации процессов; возможность включения в любом звене силовой цепи; обеспечение электромагнитной совместимости, а также максимальной интеграции и унификации оборудования [12, 13].

Помимо ранее рассмотренных специфических требований, данное устройство должно соответствовать также общим требованиям [14, 15, 16], которые можно разделить на три основные группы.

1) Функционально-технические требования: включают механическую прочность, нагревостойкость частей устройства, а также коммутационную способность в нормальном рабочем и аварийном режимах. Дополнительно важны простота и компактность конструкции, а также электрическая прочность изоляции и воздушных зазоров при длительном воздействии максимального рабочего напряжения и в неблагоприятных условиях окружающей среды.

2) Эксплуатационные и экономические требования: определяются надёжностью, безопасностью и безотказностью работы. К ним также относятся долговечность, ремонтпригодность, низкие затраты на эксплуатацию и низкая себестоимость, а также простота подключения и удобство в эксплуатации.

3) Технологические требования: сводятся к технологичности конструкции.

Современные вычислительные комплексы, обрабатывающие центры и гибкие автоматизированные модули служат технической основой для систем управления, защиты и автоматизации. Эффективное функционирование этих сложных систем обеспечивается применением высоконадежных технических средств, в частности автоматических коммутационных элементов, в том числе контактных и бесконтактных электрических устройств.

Современные низковольтные коммутационные устройства выполняют ключевые функции в системах электроснабжения, обеспечивая их нормальную работу, предотвращая возникновения пожаров, осуществляя дистанционное управление нагрузками, а также защищая источники и распределительные сети от сверхтоков. Эти устройства являются одними из самых распространённых в электроэнергетике, находя применение в системах электроснабжения промышленных объектов, электрического транспорта, коммунального хозяйства, в бортовых сетях и т. д. Следовательно, технико-экономические показатели этой



группы устройств оказывают существенное воздействие на эффективность применения энергоресурсов и сырья, а также на надёжность и прочие важные характеристики работы технических систем [17].

В настоящее время в процессе модернизации электроэнергетики тенденцией развития аппаратостроения является создание и применение бесконтактных коммутационных устройств на основе силовых полупроводниковых ключей - полупроводниковых элементов [17, 18, 19]. Однако контактные коммутационные устройства еще широко используются, поскольку обладают рядом преимуществ, отсутствующих у полупроводниковых конкурентов, например, гальваническая развязка, универсальность нагрузки, устойчивость к перегрузкам, экономичность и т.д. К таким контактным коммутационным устройствам относятся электромагнитные (электромеханические), которые являются одним из самых распространенных типов устройств в системах дистанционного управления, защиты и электроавтоматики, а также управления оборудованием.

Под бесконтактными коммутационными устройствами понимают аппараты, предназначенные для коммутации электрических цепей без их физического разрыва. В отличие от традиционных силовых контактных коммутационных устройств (контакторов и магнитных пускателей), в бесконтактных коммутационных устройствах отсутствуют изнашиваемые элементы – контактные детали. Их конструкция базируется на элементах с изменяющимся в широком диапазоне нелинейным сопротивлением. В качестве коммутирующих элементов применяются полупроводниковые приборы, такие как транзисторы, тиристоры, симисторы и оптроны. Современные бесконтактные коммутационные устройства, изготовленные по интегральной технологии, получили название твердотельных реле. Использование этих устройств обладает рядом преимуществ: высокой скоростью срабатывания, что позволяет предотвращать развитие аварийных ситуаций на ранних стадиях; малой мощностью управления; минимальным временем срабатывания, обеспечением практически неограниченной частоты коммутаций (сотни тысяч раз в час); повышенной надёжностью и увеличенным

сроком службы за счёт отсутствия механических частей; отсутствием электрической дуги при коммутации, которая оказывает разрушительное воздействие на детали устройства и ограничивает применение во взрывоопасных средах. Однако следует учитывать, что процесс дугогашения в контактных устройствах выполняет важную функцию, рассеивая электромагнитную энергию, запасённую в индуктивности отключаемой цепи [20, 21, 22, 23].

Контактные коммутационные устройства функционируют на основе принципа физического разрыва электрических цепей и сопутствующего этому процессу дугогашения. Коммутация тока в цепи с помощью электромагнитных реле, контакторов и магнитных пускателей осуществляется путём резкого изменения электрического сопротивления коммутирующего элемента в широких пределах. В аппаратах данного типа этим элементом является промежуток между контактами. Его контактные сопротивления в замкнутых состояниях равны нулю, а в разомкнутых – бесконечности. При коммутации цепи происходит крайне быстрое скачкообразное изменение сопротивления контактного зазора от минимальных до максимальных значений (при отключении) и в обратном порядке (при включении).

В электротехнике и электроэнергетике электромагнитные устройства находят широкое применение в качестве контактных коммутационных электрических аппаратов управления, защиты и автоматики. Они также активно используются в установках для производства, передачи, распределения и потребления электроэнергии. Кроме того, данные устройства способны функционировать самостоятельно для коммутации механической нагрузки, например, в тормозных электромагнитах, электромагнитных закрепляющих устройствах, электромагнитных муфтах. К областям их использования также относится перемещение золотников в гидравлических и пневматических распределителях, а также различных механических элементов в автоматизированном оборудовании, периферийных устройствах компьютерной и оргтехники и т. д.

Принцип действия электромагнита лежит в основе функционирования электромагнитных устройств, для которых в качестве входного управляющего сигнала используется электрический ток или напряжение. Отличительной особенностью электромагнитных механизмов является распределенный характер магнитного поля, посредством которого осуществляется преобразование электрической энергии в механическую для перемещения их приводных органов. С помощью электромагнита электромагнитная сила, воздействующая на подвижную часть коммутационных устройств, обеспечивает их срабатывание, что позволяет электрическим контактам осуществлять операции включения, отключения или переключения электрических цепей систем управления в энергетике.

Динамические характеристики, возникающие с коммутацией электромагнитного устройства, описывают временные зависимости таких параметров, как тяговое усилие, ток, потокосцепление намагничивающей обмотки, а также перемещение, скорость, ускорение подвижной части устройства и другие величины. Эти зависимости определяются при срабатывании электромагнитного устройства, которое подключается к источнику установленного напряжения (тока) или отключается от него. Например, после подачи напряжения на обмотку электромагнита начинается процесс нарастания магнитного потока в магнитопроводе. Этот процесс продолжается до момента, когда электромагнитная сила тяги устройства уравнивается противодействующей силой, создаваемой пружиной исполнительного механизма. В этот момент якорь электромагнитного устройства начинает поступательное движение. Следует отметить, что характер изменения тока в обмотке и магнитного потока в сердечнике в процессе движения якоря является нелинейным и определяется ключевыми характеристиками электромагнита, как функциональная зависимость статической индуктивности обмотки от перемещения якоря  $L = f(\delta)$ , (где  $\delta$  - воздушный зазор) и зависимость противодействующей силы от того же перемещения ( $F_M = f(\delta)$ ). По достижении якорем конечной позиции

(соответствующей срабатыванию электромагнитного устройства), ток и магнитный поток продолжают изменяться до установления их стационарных значений, определяемых сопротивлением обмотки и напряжением питающей сети.

Время срабатывания  $t_{\text{ср}}$  электромагнитного устройства определяется как временной интервал от момента коммутации напряжения на обмотку до полной остановки якоря. Данный временной параметр может быть представлен в виде суммы двух компонент: время трогания  $t_{\text{тр}}$ , обозначающее период от начала подачи напряжения до момента инициирования движения якоря; и время движения якоря  $t_{\text{дв}}$ , представляющее собой продолжительность движения якоря от начального рабочего зазора  $\delta_0$  до конечного зазора  $\delta_k$ .

В отличие от статических, динамические характеристики электромагнитных устройств зависят не только от конструктивных параметров электромагнита, но и от сил взаимодействия подвижной части электромагнита с приводным органом, который приводится в действие электромагнитным устройством и формирует траекторию перемещения якоря, а также от наличия демпферов и т. д. Статическая характеристика электромагнитного устройства определяется постоянным значением всех характеристик системы, за исключением одной характеристики, которая имеет ряд дискретных значений в процессе вычисления или эксперимента. Динамические характеристики определяются при срабатывании электромагнита и являются зависимостями тягового усилия, тока, величины рабочего воздушного зазора и других величин от времени. Параметры приводного механизма, сопряженного с приводящим электромагнитом, определяются его механическими характеристиками, которые выражают зависимость сил противодействия перемещению якоря от его текущего положения.

В зависимости от назначения устройства и значения коммутируемого им тока наиболее распространенными электромагнитными устройствами, используемыми для коммутации, регулирования, автоматического управления и защиты, являются электромагнитные реле, контакторы, магнитные пускатели и другие.

### 1.1.1. Электромагнитные реле

Релейная защита и другие устройства автоматического управления выполнялись только на релейно-контактных элементах, получивших широкое применение, поскольку с их помощью можно управлять большими выходными мощностями на маломощных входных сигналах; выполнять логические операции; создавать многофункциональные релейные устройства; осуществлять коммутацию электрических цепей; фиксировать отклонения контролируемого параметра от заданного уровня; выполнять функции запоминающего элемента и т. п.

Основным видом слаботочных контактных коммутационных устройств является реле. Это автоматическое устройство, предназначенное осуществлять скачкообразные изменения (переключения) выходного сигнала в управляемых системах при превышении контролируемых параметров заданного значения (установка срабатывания). По назначению реле делятся на измерительные и логические, а по конструкции и принципу действия реле делятся на две основные группы: электромеханические и электронные (полупроводниковые) [24, 25, 26]. Реле имеет воспринимающий и исполнительный органы. В электромеханических реле воспринимающим органом служит обмотка электромагнита, а исполнительным органом – контакты. Электронные реле выполнены на основе транзисторов и тириستоров.

В настоящее время в системах автоматики и релейной защиты электроснабжения наряду с полупроводниковыми реле и микропроцессорными устройствами используются электромеханические реле: электромагнитные, индукционные, поляризованные и магнитоэлектрические. В электромеханических реле изменение выходного сигнала осуществляется посредством контактов, а усилие, перемещающее контакты, создается электромеханическим преобразователем электрической энергии в механическую. Простейшим из таких преобразователей является электромагнит. Поэтому из электромеханических реле наибольшее распространение получили электромагнитные реле ввиду их простоты и надежности работы.

Электромагнитные реле представляют собой слаботочные электрические устройства, предназначенные для выполнения измерительных, логических или исполнительных функций в системах управления и автоматики. Они способны коммутировать небольшие токи (обычно не более 5 А), что позволяет упростить контактные системы, исключить необходимость использования специализированных дугогасительных органов и увеличить количество контактных пар. По величине разрываемой мощности реле можно разделить на три группы: сильноточные реле повышенной мощности (мощность коммутации больше 500 Вт, они приближаются к контакторам, имеют меньший размер и не имеют дугогасительной системы); реле нормальной мощности – это промежуточные реле (мощность коммутации до 150 Вт постоянного тока и до 500 ВА переменного тока); слаботочные реле систем электроавтоматики (мощность коммутации до 50 Вт постоянного тока и до 120 ВА переменного тока) [27]. В зависимости от питания обмотки реле и способа создания магнитного поля различают электромагнитные реле постоянного и переменного тока. На рисунке 1.2 представлена конструкция электромагнитного реле постоянного тока [28].

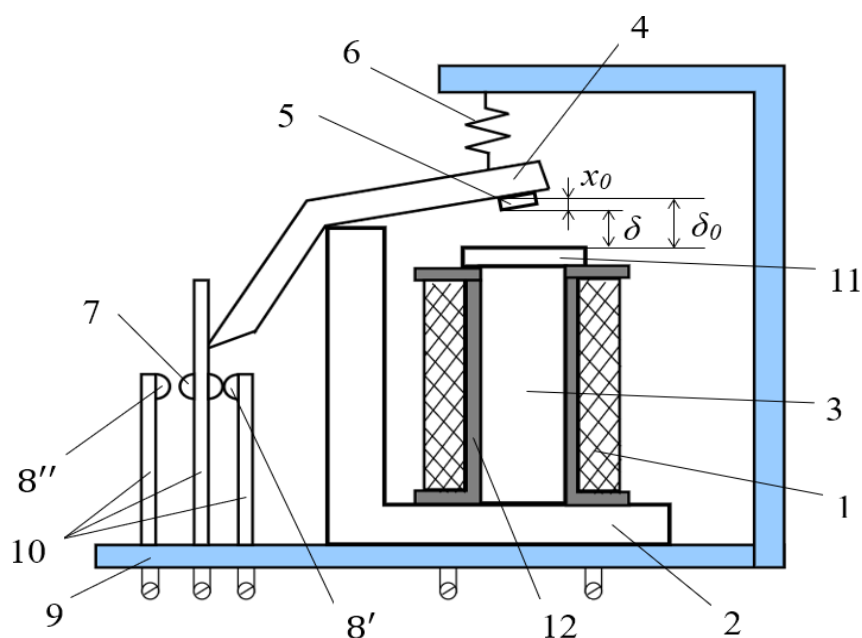


Рисунок 1.2. Конструкция электромагнитных реле постоянного тока

1 – обмотка; 2 – ядро; 3 – сердечник; 4 – якорь; 5 – штифт отлипания (немагнитная прокладка); 6 – возвратная пружина; 7 – подвижные контакты; 8 – неподвижные контакты; 9 – общее изоляционное основание; 10 – плоская пружина; 11 – полюсный наконечник; 12 – каркас.

В современных конструкциях электромагнитных реле были приняты несколько различных типов магнитной цепи. На рисунке 1.3 показаны различные разновидности электромагнитных реле, которые отличаются формой магнитной цепи и способом перемещения якоря [29].

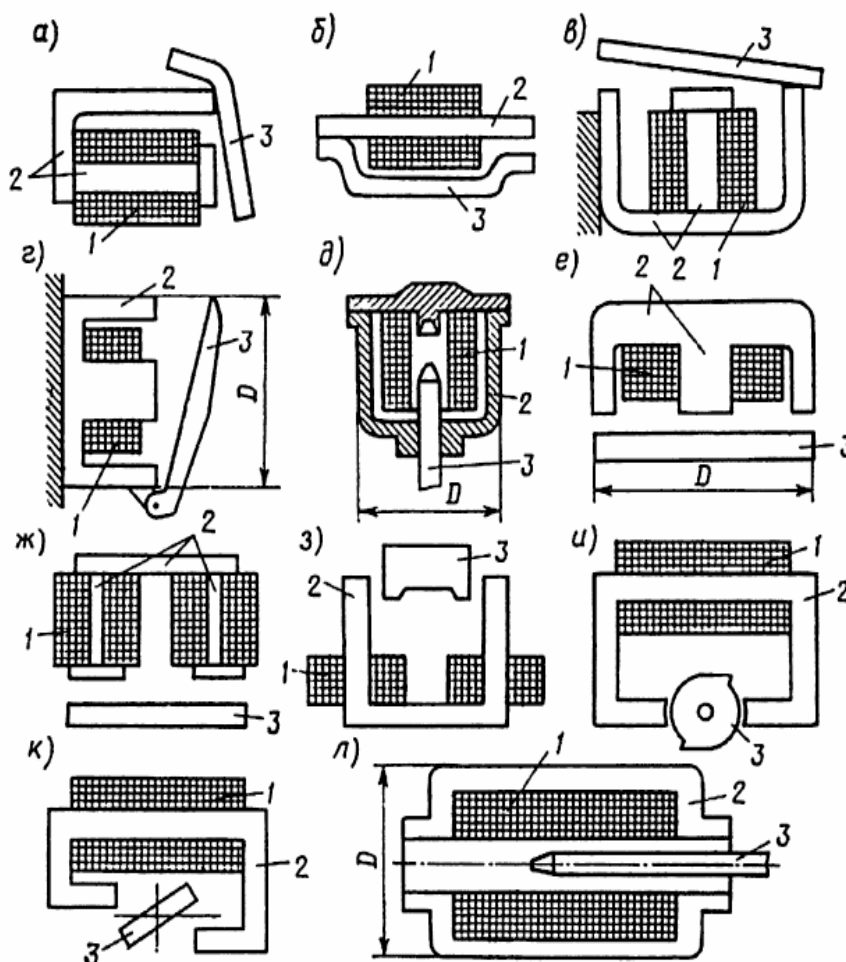


Рисунок 1.3. Разновидности магнитной цепи современных электромагнитных реле:

1 – обмотка управления; 2 – магнитопровод; 3 – якорь

а – г – клапанного типа с поворотным якорем; е, ж – прямоходовые; д, з, л – с втягивающимся якорем (или соленоидного типа); и, к – с уравновешенным якорем поворотного типа.

Работа электромагнитных реле основана на принципе преобразования электрической энергии в механическую посредством электромагнитного взаимодействия. При подаче напряжения на обмотку реле возникает магнитное поле, которое создает электромагнитную силу, притягивающую якорь к сердечнику. Эта сила преодолевает противодействующую силу пружины, что приводит к изменению положения якоря. Перемещение якоря вызывает замыкание или размыкание электрических контактов, в зависимости от конструктивного

исполнения реле. При прекращении подачи напряжения на обмотку магнитное поле исчезает и пружина возвращает якорь в исходное положение, восстанавливая первоначальное состояние контактов.

Перейдём к рассмотрению последовательности функционирования электромагнитного реле с момента подачи напряжения на обмотку реле до момента снятия напряжения с обмотки и возвращения якоря в исходное положение. При переключении за счет индуктивности обмотки реле ток в ней не может измениться мгновенно, а только постепенно, изменение тока происходит плавно по экспоненциальной кривой. На рисунке 1.4 показаны четыре основных этапа работы реле по времени:

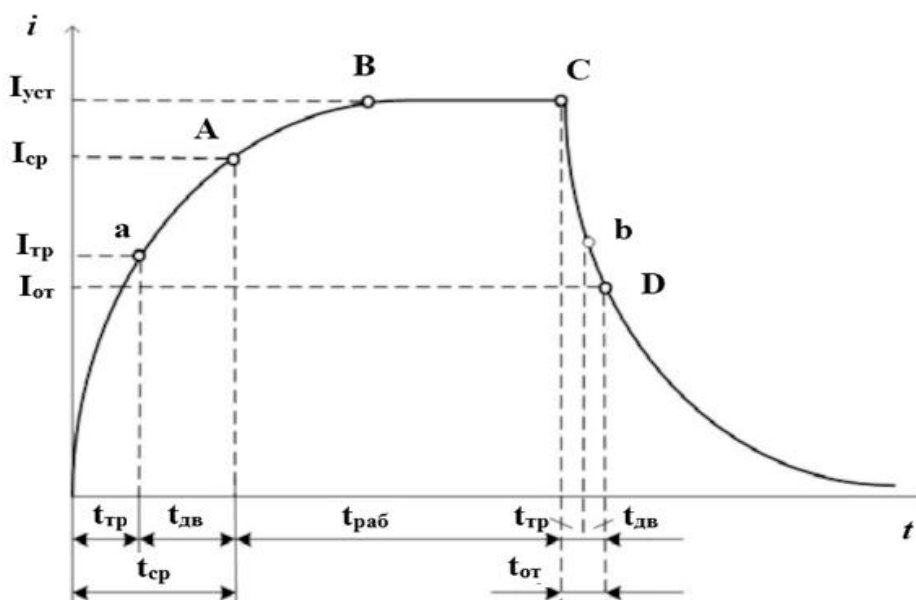


Рисунок 1.4. Временная диаграмма работы реле при включении и выключении

$I_{тр}$  – ток трогания;  $I_{сп}$  – ток срабатывания;  $I_{уст}$  – установившийся ток;  $I_{от}$  – ток отпускания;  $t_{тр}$  – время трогания;  $t_{сп}$  – время срабатывания;  $t_{дв}$  – время движения якоря;  $t_{раб}$  – время работы;  $t_{от}$  – время отпускания.

1) Этап до A – срабатывание реле, который включает два временных интервала, такие как время трогания и время движения якоря;

2) Этап A-C – работа реле, которое состоит из двух участков: на участке A-B после срабатывания реле ток продолжает увеличиваться до достижения установившегося значения, обеспечивающего надежное притяжение якоря к



сердечнику, исключаяющее вибрацию якоря при сотрясениях реле, на участке В-С величина тока в обмотке реле остается неизменной;

3) Этап С-D – отпускание реле, который тоже включает время трогания и время движения якоря;

4) Этап после D – покой реле.

Точки: А – точка срабатывания (момент замыкания контактов); В – точка устойчивой работы; С – точка снятия сигнала; D – точка отпускания (момент размыкания контактов); а, b – точки начала движения якоря.

### **1.1.2. Электромагнитные контакторы**

Несмотря на способность обеспечивать электрическую изоляцию между управляющей и управляемой цепями, электромагнитные реле имеют ограничения в определённых условиях. Так, например, коммутацией сильноиндуктивных нагрузок (электродвигателей), при высоких токах и напряжениях возникает электрическая дуга, которая приводит к деградации контактных поверхностей реле и, как следствие, к снижению их эксплуатационного ресурса. В качестве решения указанной проблемы применяются электромагнитные контакторы. Отличительной особенностью контакторов является их прочная механическая конструкция, рассчитанная на эксплуатацию в тяжёлых условиях, а также наличие более крупных и долговечных контактов в сравнении с обычными электромагнитными реле аналогичного назначения. Дополнительно в конструкции контакторов реализованы эффективные методы дугогашения, включающие использование магнитных полей, специальных контактных материалов и оптимизированного механического конструктивного решения, обеспечивающего повышенную скорость размыкания и замыкания контактов. Следовательно, электромагнитный контактор следует рассматривать как специализированную разновидность электромагнитного реле, являющуюся основным компонентом среди силовых контактных коммутационных устройств.

Основным видом силовых контактных коммутационных устройств являются электромагнитные контакторы, представляющие собой двухпозиционные электромагнитные устройства, основным назначением которых является обеспечение частого дистанционного управления процессами включения и отключения силовых электрических цепей в условиях нормальной работы. Операции замыкания или размыкания его контактов, как правило, реализуется посредством электромагнитного исполнительного механизма. На рисунке 1.5 представлена конструкция электромагнитного контактора постоянного тока с поворотным якорем [28].

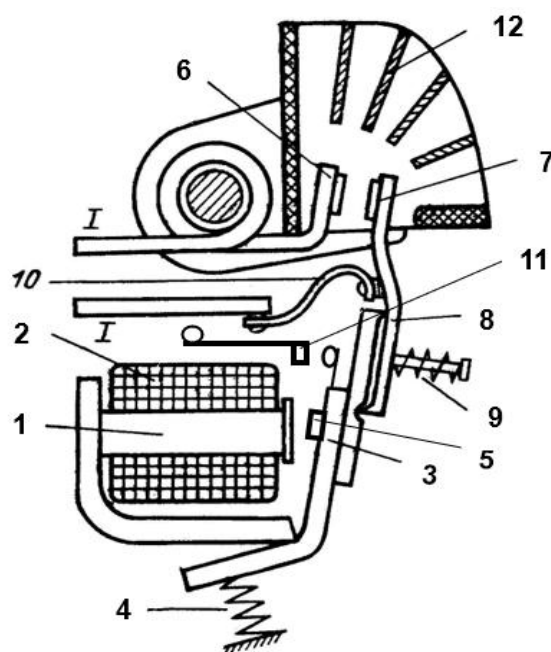


Рисунок 1.5. Электромагнитный контактор постоянного тока:

1 – сердечник; 2 – обмотка; 3 – якорь; 4 – возвратная пружина; 5 – немагнитная прокладка; 6 и 7 – неподвижный и подвижный контакт; 8 – рычаг; 9 – нажимная пружина; 10 – гибкая медная лента; 11 – вспомогательный контакт; 12 – дугогасительная камера.

Конструкция электромагнитных контакторов базируется на применении электромагнита, конструктивно выполненного на основе сердечника образного типа «Ш». На центральном столбе данного электромагнита размещается обмотка, обеспечивающая надежную электрическую изоляцию от остальных элементов конструкции. Совокупность этих компонентов формирует электромагнит, активируемый управляющим напряжением, источником которого может служить как переменный, так и постоянный ток. Рабочие электрические контакты

механически соединены с якорем, и их расположение определяется конкретной моделью контактора. Они могут быть исключительно нормально-открытыми либо представлять собой комбинацию нормально-открытых и нормально-закрытых. Контактор способен иметь множество контактов, электрически изолированных друг от друга; например, трехфазные исполнения оснащены тремя независимыми наборами, по одному для каждой фазы.

Электромагнитные контакторы постоянного и переменного тока включают в себя ряд основных компонентов: электромагнитную систему; контактную систему, состоящую из подвижных и неподвижных контактов, способных находиться как в замкнутом, так и в разомкнутом состоянии; дугогасительную систему; а также систему блок-контактов (вспомогательные контакты), предназначенных для коммутации цепей сигнализации и управления в процессе работы контакторов. Контактор отличается отсутствием механических средств удержания контактов в замкнутом положении. Это означает, что прекращение подачи управляющего напряжения на его электромагнитную обмотку приводит к автоматическому размыканию контактов. Для обеспечения непрерывного рабочего состояния контактов применяется либо схема самоблокировки (самоподхвата) с использованием пары нормально-открытых вспомогательных контактов, либо поддерживается постоянное управляющее напряжение, например, от выхода программируемого логического контроллера.

При подаче управляющего напряжения на обмотку электромагнита контактора происходит притяжение его якоря к сердечнику. Одновременно с этим подвижный силовой контакт, механически связанный с якорем электромагнита, перемещается к неподвижному, тем самым осуществляя замыкание или размыкание главной электрической цепи. Дугогасительная система обеспечивает быстрое гашение электрической дуги, что существенно снижает износ контактных поверхностей. Система вспомогательных (слаботочных) контактов (блок-контактов) используется для координации функционирования контактора с другими элементами схемы управления и автоматизации.

В отличие от автоматических выключателей, функциональное назначение контакторов ограничено коммутацией только номинальных токов и не рассчитано на отключение токов короткого замыкания. Управление контактором выполняется через вспомогательную цепь, как правило, переменного тока, подаваемого на обмотки контактора с использованием номинальных значений напряжения: 24, 42, 110/127, 220 или 380 вольт. Среди различных типов контакторов наиболее широкое распространение получили одно- и двухполюсные версии для постоянного тока и трехполюсные версии для переменного тока. Ввиду частоты коммутационных операций (количество рабочих циклов включения-выключения варьируется от 30 до 3600 в час в зависимости от различных категорий контакторов) к контакторам предъявляются повышенные требования по механической и электрической износостойкости. Как правило, в промышленных условиях контакторы обычно применяются для коммутации электрических цепей промышленного тока с напряжением до 660 В и токами до 1600 А. Некоторые управляющие реле, оснащенные нормально-открытыми парами контактов, могут быть использованы в качестве контактора. Основные области применения контакторов включают управление высокомоощными электродвигателями, коммутацию цепей компенсации реактивной мощности, а также коммутацию больших постоянных токов.

### **1.1.3. Магнитные пускатели**

Электромагнитный пускатель (магнитный пускатель) представляет собой комплектное электротехническое устройство, предназначенное для дистанционного управления (пуска, останова, реверсирования) и защиты электродвигателей. Основными компонентами магнитного пускателя являются трехполюсные контакторы переменного тока, специально разработанные для коммутации определенных типов нагрузок, таких как трехфазные асинхронные электродвигатели. Управление устройством осуществляется посредством кнопок «Пуск» и «Стоп». Защитные функции реализованы с помощью токовых (тепловых) реле и систем блокировки. Помимо тепловой защиты, особенностью

магнитного пускателя является его способность предотвращать самопроизвольное включение цепи после восстановления исчезнувшего напряжения питания.

В магнитных пускателях, широкое распространение получили контакторы двух конструктивных исполнений: поворотного и прямоходового типа. Поворотные контакторы характеризуются вращением якоря электромагнита совместно с подвижной контактной системой вокруг определенной оси. Возврат контактора в исходное разомкнутое положение (самовозврат) достигается за счет силы тяжести подвижной системы. Данный тип контакторов обычно применяется в режимах работы с высокой частотой коммутаций и в индуктивных цепях, особенно при относительно высоких номинальных токах (в диапазоне десятков и сотен ампер). В отличие от них, прямоходовые контакторы и пускатели обычно разрабатываются преимущественно для менее нагруженных условий эксплуатации и меньших номинальных токов (в пределах единиц и десятков ампер).

Магнитный пускатель оснащен главными (силовыми) и вспомогательными (блок-контактами) контактами, которые могут быть как нормально разомкнутыми, так и нормально замкнутыми. Главные контакты предназначены для коммутации силовых цепей нагрузки, в то время как вспомогательные контакты используются в цепях управления. Принцип действия электромагнитного пускателя основан на создании электромагнитом силы, необходимой для замыкания главных контактов. Помимо электромагнитных, в промышленности существуют другие типы пускателей, включая полупроводниковые, реостатные, ручные, с двигательным приводом, пневматические и электропневматические. Пускатель, обладающий расширенными функциями, включая возможности обмена информацией, классифицируется как пускатель управления электродвигателем.

На рисунке 1.6 представлена конструкция прямоходового магнитного пускателя серии ПМЕ, предназначенного для работы в трехфазных цепях переменного тока. Указанный магнитный пускатель включает в себя

трехполюсный контактор переменного тока и двухполюсное тепловое реле типа ТРН. Особенностью контактора является двукратный разрыв тока каждой фазы, что позволяет отключать управляемую цепь при относительно малом разрыве главных контактов. Это конструктивное решение способствует сокращению хода подвижной системы и, как следствие, уменьшению общих габаритов магнитного пускателя. Воздействие на контакты устройства осуществляется посредством электромагнита, который состоит из Ш-образного магнитопровода и короткозамкнутых витков, расположенных на неподвижной части магнитопровода. Возвратная пружина размещена внутри электромагнита [27].

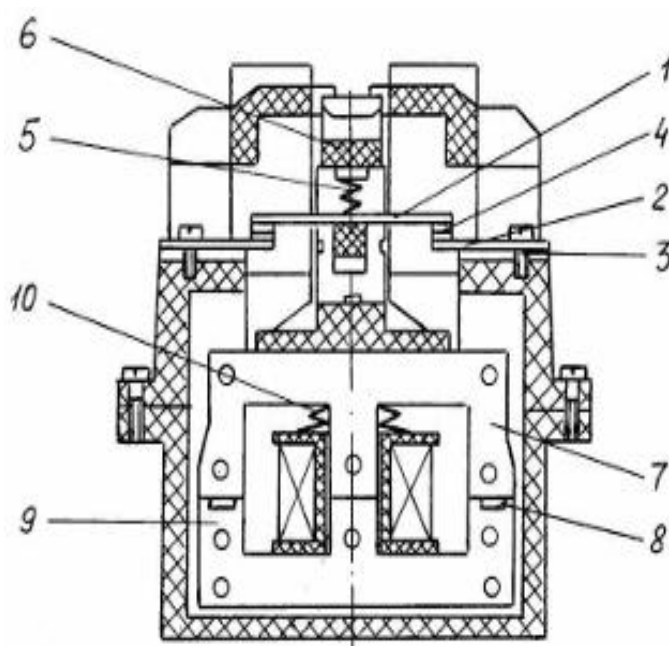


Рисунок 1.6. Магнитный пускатель серии ПМЕ

1, 2, 3 – мостиковая контактная система; 4 – металлокерамические контакты; 5 – пружина; 6 – траверс; 7 – электромагнит; 8 – короткозамкнутые витки; 9 – магнитопровод; 10 – Возвратная пружина.

Контакты магнитных пускателей, предназначенных для коммутации токов, превышающих  $20 \div 25$  А, в обязательном порядке оснащаются дугогасительными устройствами. Выбор магнитных пускателей и контакторов осуществляется на основании номинального тока электродвигателя с учетом условий эксплуатации. В промышленном масштабе широко применяются магнитные пускатели серий ПМЕ и ПМЛ, использующие прямоходовые контакторы, и серии ПАЕ с подвижной системой поворотного типа. Помимо основной функции, пускатели активно

применяются в качестве силовых контакторов для коммутации различных мощных потребителей электроэнергии, таких как осветительные и электронагревательные устройства, промышленные водонагреватели и электрические плиты. На рисунке 1.7 показана схема подключения трёхфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором [28].

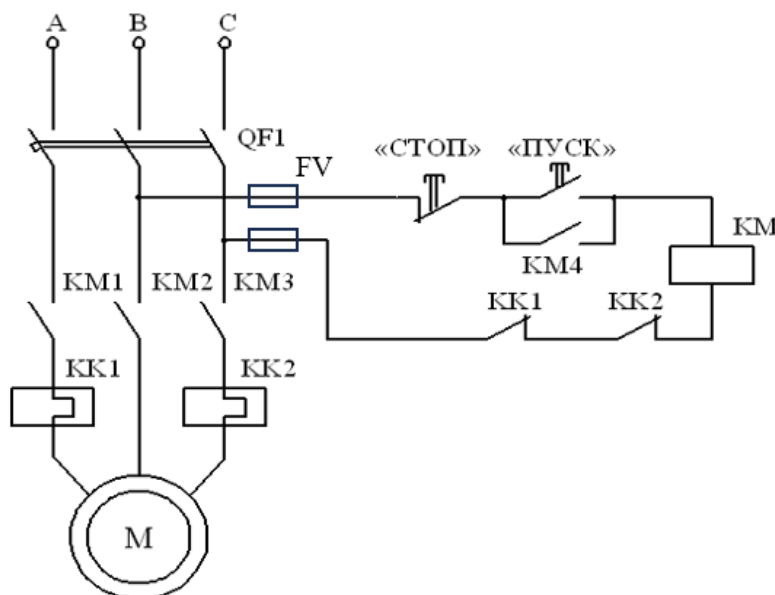


Рисунок 1.7. Схема подключения трёхфазного асинхронного электродвигателя с магнитным пускателем

## 1.2. Преимущества коммутационных электромагнитных устройств

Рассмотрим различия между электромагнитными и полупроводниковыми устройствами, связанные с характеристиками коммутационных элементов.

Одним из ключевых преимуществ электромагнитных устройств является минимальное падение напряжения на замкнутых контактах, что приводит к низкому тепловыделению. В качестве иллюстрации, при коммутации тока 10 А малогабаритное реле рассеивает менее 0,5 Вт, тогда как симисторное реле выделяет более 15 Вт. Этот аспект является критическим для полупроводниковых элементов в режиме продолжительной работы, особенно при больших токах, и требуется применение специализированных систем охлаждения для поддержания рабочей температуры в пределах допустимых значений.

Наличие гальванической развязки между цепями питания, нагрузки и управления зачастую становится решающим фактором при выборе аппарата. В электромагнитных устройствах такая исключительная развязка обеспечивается самой конструкцией и принципом действия. В бесконтактных же устройствах обеспечить полную развязку невозможно, поскольку через силовые полупроводниковые приборы даже в разомкнутом состоянии протекает некоторый ток утечки [4].

Электромагнитные устройства обладают более высокой помехоустойчивостью по сравнению с полупроводниковыми, что исключает их ложные срабатывания от воздействия кратковременных случайных импульсов и электромагнитных помех, поступающих извне – со стороны нагрузки или сети питания [5, 30].

Электромагнитные устройства имеют высокую стойкость к токовым перегрузкам и перенапряжениям. Например, воздушный зазор между контактами длиной 1 см способен выдерживать напряжение до 30000 В. В отличие от них, полупроводниковые устройства обладают повышенной чувствительностью и допускают лишь кратковременные перегрузки током (до десятикратного значения от номинального в течение десятых долей секунды). Контактные аппараты, в свою очередь, могут выдерживать перегрузки, достигающие стократного значения, в течение аналогичного временного интервала [31, 32].

К другим преимуществам электромагнитных устройств относятся способность коммутировать как переменный, так и постоянный ток с универсальностью нагрузки, простота конструкции, облегчающая ремонт и обслуживание, а также более низкая себестоимость в сравнении с полупроводниковыми аналогами.

Кроме того, электромагнитные устройства имеют и некоторые недостатки.

Инерционность подвижных частей является основным фактором, ограничивающим быстродействие электромагнитных устройств по сравнению с



полупроводниковыми [33]. Стоит отметить, что хотя полупроводниковые устройства обладают более высокой скоростью срабатывания, для ограничения перенапряжений и сверхтоков, а также для снижения уровня коммутационных помех, в их схему необходимо вводить дополнительные элементы, которые частично поглощают энергию, выделяющуюся при коммутации, что усложняет их конструкцию [17].

Наличие подвижных элементов и возникновение электрической дуги между контактами в электромагнитных устройствах существенно ограничивает их ресурс коммутации и срок службы, который в основном определяется износом, нагревом и оплавлением компонентов.

В промышленных установках с высокой частотой включения-выключения силовых цепей и работой в условиях агрессивных сред (например, в теплоэнергетике, коксохимическом производстве, литейных цехах) или при воздействии токопроводящей пыли, надежность контактов существенно снижается. Это особенно при коммутации высоких пусковых токов (например, при запуске асинхронных двигателей) приводит к износу, подгоранию контактов, отказам оборудования и отрицательному влиянию на работоспособность системы. Сравнительные исследования показывают, что надежность электромагнитных устройств может быть в 50 раз ниже, чем у полупроводниковых, и в значительной степени зависит от технического обслуживания [4, 34, 35].

Искрение, возникающее при коммутации контактов, генерирует электромагнитные помехи, которые создают риск для стабильной работы чувствительных электронных схем, в частности, высокочастотных схем и цепей с микроконтроллерами. Для минимизации этого воздействия требуются дополнительные меры подавлению помех. Процесс переключения контактов создает акустический шум (щелчок), что может быть нежелательным в некоторых сферах применения.

Из вышеизложенного следует, что выбор между контактными и бесконтактными коммутационными устройствами должен основываться на

совокупности конкретных требований к условиям эксплуатации. В некоторых случаях оптимальным решением является использование гибридных аппаратов, которые сочетают в себе преимущества электромеханического и полупроводникового устройства в одной последовательной схеме. За последние десятилетия прогресс в области электроники позволил значительно улучшить технико-экономические показатели и расширить функциональные возможности полупроводниковых устройств. Вместе с тем, традиционные электромеханические устройства не теряют своей актуальности, их функции и области применения не только сохраняются, но и продолжают расширяться.

### **1.3. Выводы по главе 1**

На основе проведенного анализа существующих устройств коммутации в системах управления, защиты и автоматизации электроэнергетики следует, что электромагнитные контактные устройства широко используются в системах и имеют ряд существенных преимуществ перед полупроводниковыми бесконтактными устройствами. Однако характеристиками электромагнитных контактных устройств управлять довольно сложно. Поэтому из проведенного анализа вытекает основная задача исследования – моделирование коммутационных электромагнитных устройств анализом динамических характеристик для повышения скорости их срабатывания.

## Глава 2. АНАЛИЗ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ ОСНОВ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В УСТРОЙСТВАХ КОММУТАЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

### 2.1. Обзор моделирования динамических систем ЭЭС

Электроэнергетическая система представляет собой сложный комплекс взаимосвязанных элементов, осуществляющих генерацию, преобразование, передачу, распределение и потребление электрической энергии, а также включающий элементы управления, регулирования и изменения состояния системы [36]. На рисунке 2.1 представлена принципиальная схема относительно простой электроэнергетической системы [37].

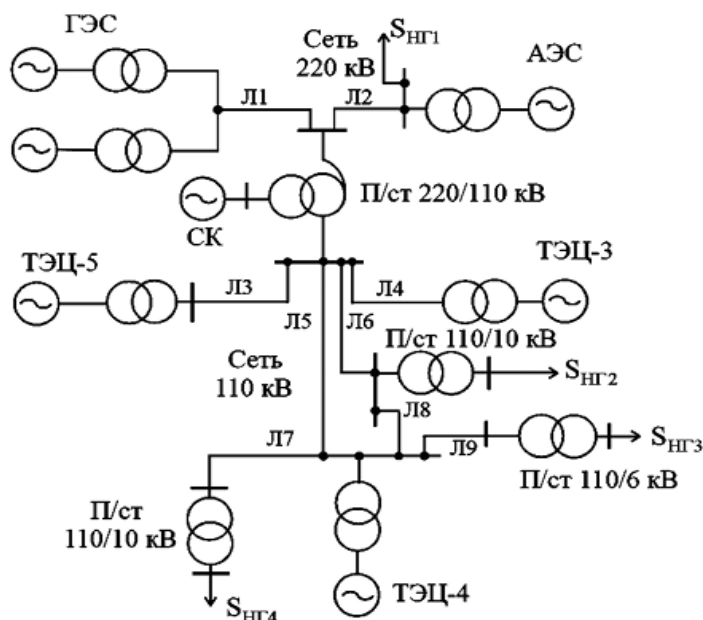


Рисунок 2.1. Принципиальная схема электроэнергетической системы

Функционирование ЭЭС и сетей характеризуется их режимами, отражающими их состояние их системы посредством параметров операционного режима в любой момент времени или на определенном временном интервале. Под операционным режимом ЭЭС понимается совокупность процессов, протекающих в системе и определяющих состояние параметров операционного режима в каждый момент времени. К параметрам операционного режима ЭЭС относятся напряжения в узлах сети, токи и потоки мощности в ветвях, токи и мощности в узлах, потери активной мощности.

Существует три основных вида режимов работы ЭЭС: нормальные установившиеся режимы, послеаварийный, переходный.

В нормальных и послеаварийных режимах работы параметры изменяются плавно, совершая колебания вокруг своих средних значений. Эти состояния представляют собой установившиеся режимы работы. Описание установившегося режима производится с использованием линейных или нелинейных алгебраических уравнений, что зависит от метода задания нагрузок в узлах электрической сети (токи или мощности) [38, 39, 40]. Задачей моделирования установившихся режимов ЭЭС является определение комплекса параметров, характеризующих функционирование системы, включая напряжения в узлах, токи в элементах, потоки и потери мощности. Моделирование установившегося режима ЭЭС может осуществляться при различных параметрах системы, обусловленных физической сущностью и целью расчета [37, 41, 42]. Методы и алгоритмы расчета установившегося режима электрической сети служат основой для методов более сложных расчетов, в частности, методов оптимизации режимов электрической сети.

В переходном режиме происходит переход от одного установившегося режима работы к другому (например, от нормального к послеаварийному). Данный режим характеризуется значительным и быстротечным изменением параметров, однако не может протекать мгновенно ввиду невозможности скачкообразного изменения энергии, запасенной в электромагнитном поле накопительных элементов электрической цепи. При переходных процессах в системе происходит изменение ее электромагнитного состояния и нарушается баланс между механическим и электромагнитным моментами на валах генераторов и двигателей. Это явление, будучи единым по своей природе, при анализе разделяется на ряд процессов. При решении инженерных задач учитываются лишь наиболее существенные в конкретном случае факторы, что позволяет упростить их решение. В условиях нормальной эксплуатации системы постоянно присутствуют воздействия, вызывающие малые возмущения режимов,

такие как изменения нагрузки и реакция на них регулирующих устройств, включение и отключение отдельных генераторов или изменение их мощности. Это означает, что абсолютно неизменного режима в системе не существует, и, говоря об установившемся режиме, всегда подразумевают режим малых возмущений. Поскольку в энергетической системе непрерывно происходят малые возмущения, статическая устойчивость является необходимым условием ее работоспособности. Под статической устойчивостью системы понимается ее способность восстанавливать исходный режим после кратковременного воздействия малого возмущения, и для ее анализа используются линеаризованные дифференциальные уравнения [43].

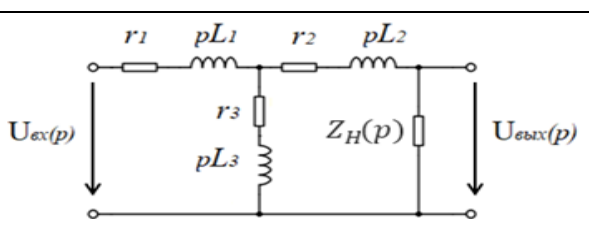
Динамическое состояние ЭЭС описывается системой дифференциально-алгебраических уравнений. Порядок данной системы уравнений, определяемый габаритами и сложностью ЭЭС, а также требуемой степенью детализации при моделировании, составляет от 100 до 1000. Система может обладать нелинейными характеристиками, обусловленными тригонометрическими, экспоненциальными зависимостями, эффектами насыщения и другими факторами. Нелинейность задач также обусловлена нелинейной зависимостью токов генераторов и нагрузок от напряжения, а также нелинейной зависимостью мощностей генераторов и проводимостей от частоты [43, 44, 45].

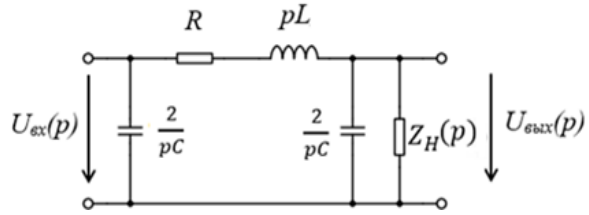
Моделирование рассматривается как замещение исследуемого объекта его условным представлением, описанием или другим объектом, называемым моделью, обладающим определенными свойствами и характеристиками. По сравнению с оригиналом, модель обладает значительными преимуществами для конкретных видов исследований, включая наглядность и возможность проведения испытаний. Модель представляет собой некоторую систему, находящуюся в отношении подобия с моделируемым объектом. Применение моделирования в ЭЭС позволяет избежать проведения сложных, а порой и невыполнимых экспериментов на реальных физических объектах, заменяя их экспериментированием на моделях. Это открывает возможность моделировать и

анализировать поведение ЭЭС в аварийных режимах, ее отклик на технологические воздействия, обусловленные изменением нагрузок в узлах, конфигурации сети, отключением или подключением отдельных элементов и т. п. Целью моделирования, как правило, является изучения свойств оригинала через исследование его модели, а не самого объекта [37, 46].

Математическая модель сложной системы включает в себя математические модели ее элементов и математическую модель взаимодействия между их элементами. В соответствии с этим, процесс создания математической модели энергосистемы представляется как последовательное выполнение двух стадий: разработка моделей отдельных элементов и построение модели их взаимодействия [47, 48]. Одной из ключевых проблем моделирования ЭЭС является то, что эти системы представляют собой совокупность различных линеаризованных, нелинейных, цифровых и импульсных составляющих. Анализ математических моделей показывает, что при математическом описании основных элементов энергосистемы используется математический аппарат анализа аналоговых и цифровых систем. В таблице 2.1 представлены математические модели основных элементов энергосистемы и существующие инженерные методы анализа их динамических характеристик [43].

Таблица 2.1. Математические модели основных блоков энергосистемы и методы анализа их динамических характеристик

Блок энергосистемы	Математические модели	Методы анализа
Генератор	Уравнение движения ротора: $A \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{d\theta}{dt} + P_m \sin\theta = P_0;$	– метод малого параметра; – численные методы;
Трансформатор		– аналитические методы расчета;

Линия	<ul style="list-style-type: none"> <li>– схема замещения элементарного участка линии;</li> <li>– упрощенные схемы замещения:</li> </ul>  <ul style="list-style-type: none"> <li>– передаточная функция:</li> </ul> $W(p) = \frac{U_n(p)}{U_1(p)} = \frac{Z_2(p)ch\gamma x + Z_c(p)sh\gamma x}{Z_2(p)ch\gamma l + Z_c(p)sh\gamma l}$	<ul style="list-style-type: none"> <li>– классический, операторный методы;</li> <li>– выражение передаточной функции не используется в расчетах;</li> </ul>
Нагрузка	<ul style="list-style-type: none"> <li>– схемы замещения;</li> <li>– дифференциальные уравнения: линейные, нелинейные, разностные;</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– линеаризация нелинейных зависимостей, решение линейных дифференциальных уравнений;</li> <li>– численные методы;</li> </ul>
Регулятор напряжения	<ul style="list-style-type: none"> <li>– аналоговая передаточная функция:</li> </ul> $W(p) = \frac{a_0 + a_1 p^{-1} + a_2 p^{-2} + \dots + a_m p^{-m}}{1 + b_1 p^{-1} + b_2 p^{-2} + \dots + b_n p^{-n}};$ <ul style="list-style-type: none"> <li>– дискретная передаточная функция:</li> </ul> $W(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_m z^{-m}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}}.$	<ul style="list-style-type: none"> <li>– обратное преобразование Лапласа;</li> <li>– теорема разложения;</li> <li>– получение рекурсивного уравнения по дискретной передаточной функции.</li> </ul>

Электрооборудование электростанций и подстанций ЭЭС, участвующее в производстве, преобразовании, передаче, распределении и потреблении электрической энергии, представляет собой составляющую задачи моделирования режима. Разновидность математической модели – схемы замещения, которые позволяют сводить сложные явления к простым и облегчить получение представлений об изучаемых процессах. В настоящее время, в зависимости от решаемой исследовательской задачи широко используются методы моделирования элементов, базирующиеся на применении различных схем замещения, которые позволяют моделировать режимы работы ЭЭС. Указанные методы обеспечивают приведение моделей всех элементов к единой форме. В таблице 2.2 представлены схемы замещения, используемые при моделировании элементов энергосистем. В зависимости от требуемой точности расчетов применяются их различные конфигурации [36].

Таблица 2.2. Схемы замещения основных элементов электрической системы

	Распреде- ленные параметры	Четырехп- олюсник	П-образная схема замещения	Т-образная схема замещения	Упрощен- ная схема	Простейша- я
1. Линия						
2. Асинхронный двигатель						
3. Трансформатор						
4. Синхронные машины	Сопротивление					
	Синхронно- е	Поперечн- ое синхронн- ое	Переходное	Сверхпереходное	Поперечное сверхпереходное	
4.1. При синхронной работе						
4.2. Упрощенное						
4.3. При скользянии						
4.4. Упрощенно						



Тем не менее, применение таких моделей влечет за собой ограничение точности моделирования, что связано с упрощением и линеаризацией уравнений, описывающих элементы. В теории автоматического управления широко используются математические методы моделирования динамических систем, в связи с чем возникает необходимость в их анализе с целью определения единой модели системы, обеспечивающей возможность моделирования работы системы в режиме реального времени. В связи с ростом числа цифровой техники и ее вычислительной производительности наиболее целесообразным способом моделирования представляется использование идеализированных символьных моделей элементов ЭЭС. Использование в задачах анализа режимов символьных моделей, описанных математическим языком, обеспечивает возможность применения потенциала современных ЭВМ и является экономически более эффективным. Поскольку основные элементы входят в состав и сложных систем, их моделирование представляет собой весьма актуальную задачу. При моделировании сложных систем учитываются их топологические особенности, что приводит к увеличению количества уравнений, описывающих систему. Однако в настоящее время, в связи с внедрением компьютерных технологий, это не является существенной проблемой [43, 49].

## **2.2. Основные методы моделирования динамических систем**

В настоящее время общий подход к анализу динамических характеристик в любых электротехнических и электронных устройствах заключается в составлении с помощью законов Ома и Кирхгофа дифференциальных или характеристических уравнений, в решении которых используются различные методы расчета, которые можно классифицироваться на аналитические и численные. Аналитические методы обеспечивают получение решения в форме аналитических временных функций, что является удобным для последующего анализа и, соответственно, выбора оптимальных параметров. К аналитическим методам относятся классический и операторный методы расчета [51].

В классическом методе расчета, заключающемся в решении системы неоднородных дифференциальных уравнений, составленных на основе законов Ома и Кирхгофа и описывающих электромагнитное состояние цепи через мгновенные значения напряжений и токов, связанных между собой на отдельных элементах цепи, таких как активное сопротивление, индуктивность, емкость. При решении задач классическим методом для определения постоянных интегрирования с использованием начальных условий и законов Кирхгофа требуется дополнительное решение систем алгебраических уравнений, причем нулевые начальные условия не приводят к упрощению решения. При вычислении корней характеристического уравнения с целью нахождения свободной составляющей цепи (таблица 2.3) также необходимо решение алгебраического уравнения. Основные трудности, возникающие при применении этого метода, существенно возрастают с увеличением порядка дифференциальных уравнений, описывающих переходный процесс, при этом известно, что аналитически могут быть вычислены корни уравнений не выше третьей степени. Кроме того, при расчете динамических характеристик неизвестная функция не может быть вычислена независимо от остальных функций системы дифференциальных уравнений [50, 51].

Таблица 2.3. Выражение свободной составляющей

Вид корней характеристического уравнения	Выражение для свободной составляющей
Корни $p_1, p_2, \dots, p_n$ вещественные и различные	$\sum_{k=1}^n A_k \cdot e^{p_k t}$
Корни $p_1, p_2, \dots, p_n$ вещественные и $p_1 = p_2 = \dots = p_m = p$ , где $m < n$	$\sum_{k=1}^m A_k \cdot t^{k-1} \cdot e^{p t} + \sum_{k=m+1}^n A_k \cdot e^{p_k t}$
Пары комплексно-сопряженных корней $p_{k,k+1} = -\alpha_k \pm j\omega_k$	$\sum_{k=1}^n A_k \cdot e^{-\alpha_k t} \cdot \sin(\omega_k t + \varphi_k)$

В операторном методе расчета динамических характеристик, базирующемся на преобразовании Лапласа, в работе [50, 51] Шилин А. Н. показал, что операция свёртки двух функций заменяется их произведением в области изображений.

Сущность операторного метода заключается в том, что функции времени  $f(t)$  вещественной переменной  $t$ , именуемой оригиналом, ставится в соответствие функция  $F(p)$  комплексной переменной  $p = s + j\omega$ , называемой изображением. Переход временной функции  $f(t)$  в функцию комплексной переменной  $F(p)$  выполняется с помощью прямого преобразования Лапласа в соответствии со следующим выражением:

$$F(p) = \int_0^{\infty} e^{-pt} f(t) dt. \quad (2.1)$$

Операция перехода от полученного операторного изображения искомой функции к оригиналу может быть осуществлена следующими способами [51]:

- С помощью обратного преобразования Лапласа;

$$f(t) = L^{-1}\{F(p)\} = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} e^{pt} F(p) dp. \quad (2.2)$$

- По основным таблицам соответствия между оригиналами и операторными изображениями;

- С помощью формулы разложения. Пусть операторное изображение  $F(p)$  искомой функции получено дробно-рациональной функцией по степеням  $p$

$$F(p) = \frac{N(p)}{M(p)} = \frac{a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + a_1 p + a_0}{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0}, \quad (2.3)$$

Формулу разложения можно применять только в случае, когда высшая степень  $m < n$ . Если это не так, то сначала нужно поделить числитель на знаменатель, что и позволит привести  $F(p)$  к требуемому виду. Положим, что  $m < n$  и уравнение  $M(p) = 0$  имеет  $q$  простых корней (не имеет кратных корней), тогда получено выражение для оригинала

$$f(t) = \sum_{k=1}^q \frac{N(p_k)}{M'(p_k)} \cdot e^{p_k t}, \quad (2.4)$$

Если уравнение  $M(p) = 0$  имеет  $q$  простых корней и корень  $p_r$  кратности  $r$ , тогда оригинал имеет вид:

$$f(t) = \sum_{k=1}^q \frac{N(p_k)}{M'(p_k)} \cdot e^{p_k t} + \frac{1}{(r-1)!} \frac{d^{r-1}}{dp^{r-1}} \left[ \frac{N(p)(p-p_r)^r e^{p t}}{M(p)} \right]_{p=p_r}, \quad (2.5)$$

Если среди корней есть пара комплексно сопряженных корней:  $p_1 = -\alpha + j\omega$ ,  $p_2 = -\alpha - j\omega$ , то

$$f(t) = 2\operatorname{Re} \left\{ \frac{N(p_1)}{M'(p_1)} \cdot e^{p_1 t} \right\}. \quad (2.6)$$

Начальные условия учитываются автоматически путем введения внутренних источников энергии в схему замещения, что существенно упрощает вычисления при нулевых начальных условиях. Более того, при применении этого метода каждая неизвестная функция может быть вычислена независимо от вычисления остальных неизвестных функций. Основным недостатком операторного метода является трудоемкость операции перехода от изображения функции к ее оригиналу, заключающаяся в нахождении полюсов дробно-рациональной функции изображения при максимальной степени выше третьей [43, 52, 53].

В численном методе расчета стандартные методы численного интегрирования дифференциальных уравнений основываются на рекуррентной процедуре пошагового расчета процесса, при этом их точность и вычислительная устойчивость определяются принятой разностной схемой моделирования непрерывного процесса и выбранным шагом изменения аргумента  $T$ , эквивалентным периоду дискретизации в  $z$ -формах. Все стандартные методы численного интегрирования (как одношаговые, так и многошаговые) требуют сведения исходного дифференциального уравнения  $n$  – го порядка относительно переменной  $x(t)$  к системе  $n$  уравнений первого порядка в форме Коши

посредством введения дополнительных  $(n - 1)$  переменных (первой и высших производных  $x(t)$ ). При этом правая часть уравнения, которая в общем случае может содержать не только управляющий сигнал, но и его производные, записывается суммарно в виде некоторой заданной функции. Эти методы достаточно трудоемки, поскольку первоначально составляется система дифференциальных уравнений, а затем осуществляется ее дискретизация и решение алгебраических уравнений [51]. Методы класса Рунге-Кутты осуществляют вычисление последовательных тактовых значений искомой функции  $(n - 1)$  и ее производных, используя информацию об этих значениях на предыдущем такте, то есть являются одношаговыми. Порядок точности  $l'$  зависит от выбранного алгоритма аппроксимации процесса на текущем интервале: методу Эйлера соответствует порядок  $l' = 1$ , методу трапеций –  $l' = 2$ , методу Симпсона –  $l' = 3$ , стандартному методу Рунге-Кутты –  $l' = 4$ . При этом локальная погрешность на одном шаге пропорциональна  $T^{l'+1}$ , а счетная погрешность на заданном временном отрезке пропорциональна  $T^{l'}$ , которая и определяет порядок точности метода [43]. Применяя многошаговые методы коррекции Милна и Адамса-Башфорта, представляется возможным вычислять очередные тактовые значения искомой функции и ее производных, опираясь на ранее полученные значения в предыдущих тактах. Данные методы не являются самостартующими, поскольку требуют предварительного расчета процесса на начальном временном отрезке, состоящем из трех тактов, для чего как правило используется стандартный метод Рунге-Кутты [43, 54, 55].

В настоящее время известны численные методы обратного преобразования Лапласа, не требующие определения полюсов и вычетов отображающей функции. Указанные методы основаны на аппроксимации экспоненциальной функции в подынтегральном выражении обратного преобразования Лапласа. В одном из методов аппроксимирующая функция представлена в виде отношения полиномов (аппроксимация Паде) [56, 57]. Тем не менее, для определения их коэффициентов требуется дополнительное решение системы алгебраических уравнений. Метод,

представленный в работе [56], не подходит для периодических воздействий, при этом ошибка метода возрастает с увеличением времени. Таким образом, алгоритмы, реализующие методы обратного преобразования Лапласа, обладают вычислительной сложностью и громоздкостью, и их применение может приводить к существенным погрешностям [43, 51].

В текущих расчетах в качестве средства при моделировании электрических цепей широко применяются пакеты прикладных математических программ, включая *MathLab*, *MathCad*, *Mathematica*, *Maple* и другие. Указанные программные комплексы обеспечивают решение обширного круга задач в пакетном режиме, но при их использовании невозможна предварительная оценка погрешности моделирования, поскольку в описании к этим программам часто не приводятся используемые методы численного моделирования, области применения [58, 59]. Ввиду своей универсальности, данные программы не всегда могут быть использованы для моделирования сложных технических объектов, а в цифровых системах управления в режиме реального времени они вообще неприменимы. Таким образом, возникает необходимость в методе, позволяющем осуществлять моделирование процессов в реальном масштабе времени [51].

В теории автоматического управления основное применение находит аппарат операционного исчисления, позволяющий представить исходные модели в форме соотношения вход-выход как произведение изображений  $F_{\text{вых}}(p) = W(p)F_{\text{вх}}(p)$ , где  $W(p)$  обозначает передаточную функцию, а  $F_{\text{вых}}(p)$  и  $F_{\text{вх}}(p)$  – соответственно выходной и входной сигналы. Такое представление существенно упрощает анализ, так как операция свёртки функций во временной области заменяется произведением в области изображений. Операторный метод исключает одну из сложных операций классического метода, а именно нахождение постоянных интегрирования. Помимо этого, применение операционного исчисления открывает возможность использования аппарата теории сигнальных графов для анализа систем. Граф системы или диаграмма состояний способствует формализации процесса формирования структурных схем системы и алгоритмов

решения задачи [60, 61]. Тем не менее, следует отметить, что аппарат операционного исчисления применим для описания исключительно линейных систем [51].

В числе численных методов широкое распространение получил метод дискретизации дифференциальных уравнений, позволяющий получить разностные уравнения путём замены непрерывного аргумента дискретным. Указанная замена реализуется с использованием прямой и обратной разностей. Данный метод является достаточно трудоёмким, так как на начальном этапе формируется система дифференциальных уравнений, после чего выполняется её дискретизация и решение полученной системы алгебраических уравнений [43, 55].

При моделировании совместного функционирования дискретных и непрерывных звеньев систем может быть применен метод моделирования, основанный на дискретизации непрерывных процессов. Наряду с этим, широко используются схемы замещения при моделировании электротехнических и электронных устройств. Применение схем замещения и методов цифрового моделирования позволяет привести математические модели всех элементов сложных систем к единой форме, обеспечить моделирование преобразования сигналов на едином языке и создать единую модель системы в режиме реального времени. Упрощенный подход к дискретизации непрерывной системы заключается в применении метода z-форм, так как существует возможность непосредственного использования операторной передаточной функции для ее преобразования в дискретную форму с помощью уравнения перехода  $z = e^{pT}$ . Использование данного метода исключает необходимость определения полюсов z-изображения. Метод z-форм основан на приближенной замене связи между операторами  $p$  и  $z$  первыми членами степенного ряда Тейлора для функции  $z = e^{pT}$ . Известны z-формы нулевого и первого порядка [51]:

$$z = e^{pT} \approx 1 + pT \quad (\text{прямая разность, или метод Эйлера}),$$

$$z = e^{pT} \approx 1/(1 - pT) \quad (\text{обратная разность}),$$

$$z = e^{pT} \approx \frac{1 + pT/2}{1 - pT/2} \quad (\text{метод трапеций, или метод Тустена}). \quad (2.7)$$

Исходя из выражений (2.7), получены формулы перехода от непрерывной передаточной функции  $W(p)$  к дискретной передаточной функции  $W(z)$ , а именно:

$$p = \frac{z - 1}{T}; \quad p = \frac{z - 1}{zT}; \quad p = \frac{2}{T} \left( \frac{z - 1}{z + 1} \right). \quad (2.8)$$

В научной литературе [55, 62] представлены  $z$ -формы более высокого порядка. Тем не менее вычислительная трудоемкость оказывается чрезмерно высокой вследствие увеличения порядка  $z$ -изображения по сравнению с порядком  $p$ -изображения. В связи с этим, в тех случаях, когда необходима повышенная точность аппроксимации, целесообразно оставаться в рамках линейных  $z$ -форм и  $z$ -форм нулевого порядка, достигая точности за счет уменьшения периода дискретизации [55]. В практических устройствах восстановления данных по дискретным выборкам применяется процесс экстраполяции, то есть непрерывный сигнал восстанавливается на основании информации, полученной в предшествующие моменты времени. Экстраполирующее устройство по своей сути состоит из набора временных задержек, поэтому применение аппроксимирующих функций высокого порядка  $f^{(n)}(kT)$  требует  $n + 1$  предшествующих выборок. Более того, экстраполятор высокого порядка требует сложных схемотехнических решений. По этой причине на практике используют первый член разложения выражения функции  $f(t)$  в степенной ряд, то есть экстраполятор нулевого порядка, также известный как фиксатор, запоминающий предыдущие значения [62, 63]. Данное устройство относительно просто реализуется. Оно включает в себя буферный каскад на базе операционного усилителя, ключ и конденсатор. В микроконтроллере это устройство представляет собой устройство выборки-хранения информации. Исходя из вышеизложенного, целесообразно провести исследование  $z$ -форм более низкого порядка [43, 51].



Следует отметить принципиальное различие между методами z-форм и методами численного интегрирования. При использовании метода z-форм преобразование Лапласа входного сигнала сначала умножается на передаточную функцию непрерывной системы, а затем подставляется z-форма для получения приближенного значения выходного сигнала. При применении методов численного интегрирования непрерывная система первоначально описывается цифровой моделью, после чего для получения выходного сигнала учитывается входной сигнал в цифровой форме [43, 62].

Z-преобразование (преобразование Лорана) служит теоретической основой для компьютерного моделирования импульсных и цифровых систем, электрических цепей с коммутирующими устройствами и различных полупроводниковых преобразователей [55, 62, 64]. Математический аппарат теории z-преобразования включает в себя анализ в области z-изображений и обратный переход к временным функциям посредством теоремы обращения. Важнейшим свойством z-преобразования является способность нахождения оригинала функции способом, не зависящим от вычисления полюсов дробно-рациональной функции изображения [51].

Если известна дробно-рациональная функция изображения выходного сигнала устройства в виде [43]

$$F_{\text{вых}}(z) = \frac{N(z)}{M(z)} = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_m z^{-m}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_h z^{-h}}, \quad (2.9)$$

то для определения оригинала может быть использовано одностороннее разложение изображения искомой функции в ряд Лорана [43]

$$F_{\text{вых}}(z) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n z^{-n}, \quad (2.10)$$

где  $c_n = f[n]$  – коэффициенты ряда Лорана, равные значениям функции оригинала в тактовые моменты времени. Для определения этих коэффициентов или значений оригинала функции в тактовые моменты времени

может быть использована рекуррентная формула [55], полученная из алгоритма деления полинома числителя  $N(z)$  на знаменатель  $M(z)$  функции  $F_{\text{вых}}(z)$  (2.9) [43]

$$f[0] = \frac{a_0}{b_0}; f[n] = \frac{1}{b_0} (a_n - b_n f[0] - b_{n-1} f[1] - \dots - b_1 f[n-1]), n \geq 1. \quad (2.11)$$

Если  $n > 1$  и  $n > m$ , то в этой формуле (2.11) все коэффициенты  $b_i$  при  $i > h$  и  $a_n$  отсутствуют, и формула (2.11) примет следующий вид [43]:

$$f[n] = -\frac{1}{b_0} (b_h f[n-h] + b_{h-1} f[n-h+1] + \dots + b_1 f[n-1]). \quad (2.12)$$

Для цифрового моделирования аналоговой системы на ЭВМ необходимо описание её динамики в виде дискретной передаточной функции. Данная работа по моделированию обычно состоит из следующих стадий: описание непрерывной системы посредством цифровой модели и её последующее моделирование на ЭВМ. В общем случае реализация дискретных передаточных функций на ЭВМ осуществляется тремя способами, такими как непосредственная, последовательная и параллельная декомпозиция. Их соответствующие диаграммы состояния могут быть использованы в качестве основы программы для ЭВМ [43].

Если известна импульсная передаточная функция устройства [51]

$$W(z) = \frac{F_{\text{вых}}(z)}{F_{\text{вх}}(z)} = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_m z^{-m}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_h z^{-h}}, \quad (2.13)$$

где  $m, h$  – максимальные степени полиномов числителя и знаменателя передаточной функции соответственно.

то для нахождения отклика  $f_{\text{вых}}[n]$  на входное воздействие  $f_{\text{вх}}[n-k]$  в тактовые моменты времени может быть использовано разностное уравнение [51]

$$f_{\text{вых}}[n] = \sum_{k=0}^m a_k f_{\text{вх}}[n-k] - \sum_{k=1}^h b_k f_{\text{вых}}[n-k]. \quad (2.14)$$

коэффициенты  $a_k$ ,  $b_k$  разностного уравнения (2.14) определяются непосредственно по уравнению (2.13) без дополнительных вычислительных операций.

При цифровом моделировании переход от изображения к оригиналу функции (уравнениям состояния) может быть осуществлён посредством диаграммы состояния [60, 65, 66]. В этих целях на основе уравнения передаточной функции строится диаграмма состояния, где переменными состояния выступают выходные сигналы узлов всех элементов задержки  $z^{-1}$ . На основе диаграммы состояния системы возможно получение уравнений пространства состояния. Данный метод отличается простотой реализации на ЭВМ [67]. Из диаграммы состояния исключаются элементы задержки  $z^{-1}$ , затем осуществляется переход с помощью формулы Мезона к уравнениям состояния системы, а также получение уравнений динамики и переходного уравнения состояния. Так, например, передаточной функции  $W(z) = U_{\text{вых}}(z)/U_{\text{вх}}(z)$  с высшей степенью  $m = h = 4$  соответствует диаграмма состояния, представленная на рисунке 2.2 [6, 51].

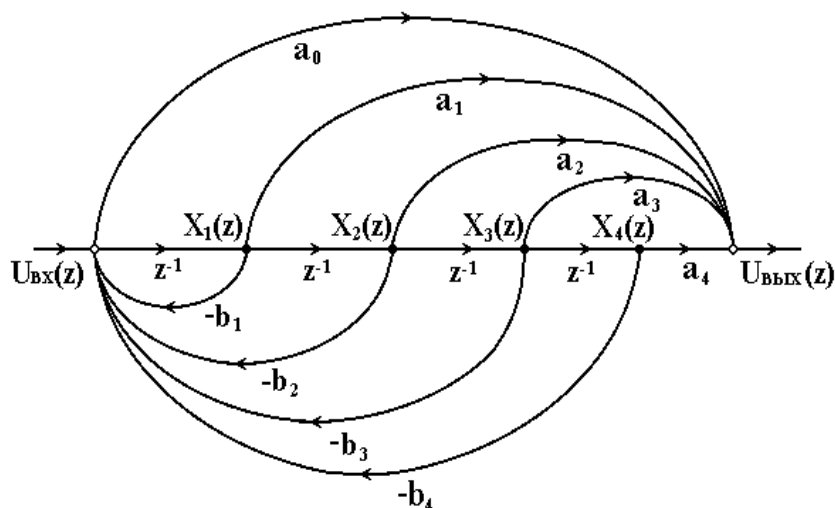


Рисунок 2.2. Диаграмма состояния, соответствующая передаточной функции с  $m = h = 4$

После исключения элементов задержки  $z^{-1}$  из диаграммы состояния рисунка 2.2 и применения формулы Мезона получены уравнения состояния и выходного сигнала на рисунке 2.3 [6, 51].

$$x_1[n+1] = -b_1x_1[n] - b_2x_2[n] - b_3x_3[n] - b_4x_4[n] + u_{\text{вх}}[n];$$

$$\begin{aligned}
 x_2[n+1] &= x_1[n]; \\
 x_3[n+1] &= x_2[n]; \\
 x_4[n+1] &= x_3[n].
 \end{aligned}
 \tag{2.15}$$

$$u_{\text{ВЫХ}}[n] = a_0 x_1[n+1] + a_1 x_1[n] + a_2 x_2[n] + a_3 x_3[n] + a_4 x_4[n].
 \tag{2.16}$$

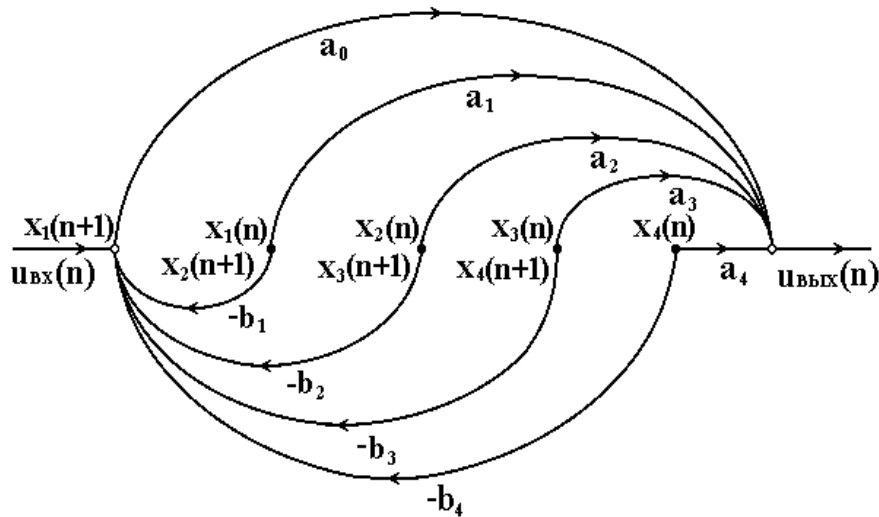


Рисунок 2.3. Диаграмма состояния выходного сигнала

Диаграмма состояний импульсной передаточной функции устройства совпадает со структурой цифрового фильтра [62, 66], выполняющего данную задачу. Диаграмме состояния на рисунке 2.2 соответствует структурная схема цифрового фильтра на рисунке 2.4. Данное свойство может быть применено при замене аналоговых устройств цифровыми фильтрами, что может быть использовано при модернизации систем управления. Синтез цифровых устройств по аналоговым моделям представляет собой весьма актуальную проблему, так как существует значительное количество научных разработок в различных областях техники в форме принципиальных электрических схем или схем замещения [68]. В современной практике существуют методики определения точности цифровой фильтрации [69]. Эта методика была применена при проектировании цифрового корректирующего фильтра для оптоэлектронного измерительного преобразователя [6, 70].

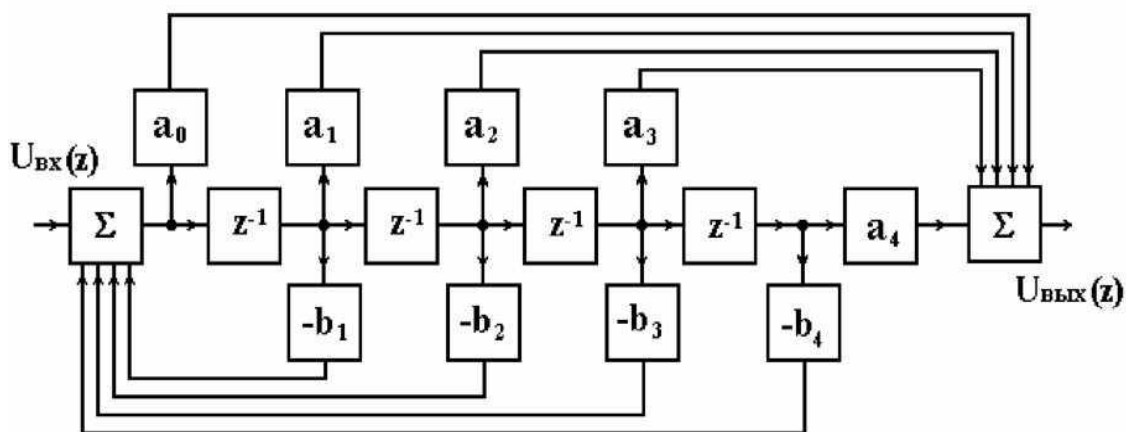


Рисунок 2.4. Структурная схема цифрового фильтра

Применение аппарата  $z$ -преобразования позволяет получить существенный эффект при численном моделировании нелинейных устройств. В частности, при решении нелинейных рекуррентных уравнений в каждом периоде дискретизации вычислений динамически происходит изменение коэффициентов уравнений в зависимости от входного или выходного сигналов [6]. Кроме того, в исследовательской работе Шипилло В. П. [55] была возможность применения аппарата  $z$ -преобразования для моделирования нелинейных и нестационарных систем, а также систем с параметрическими связями. В исследовании З. Г. Каганова [71] рассмотрена перспективность данного метода анализа для линий с распределенными параметрами [51].

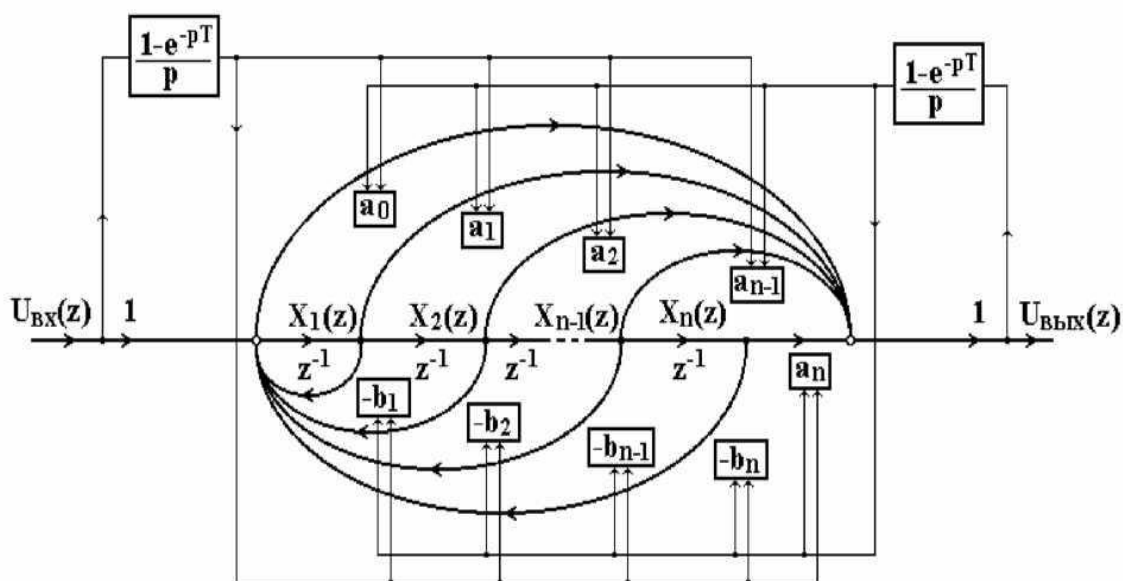


Рисунок 2.5. Диаграмма состояния дискретной модели нелинейного устройства

На диаграмме состояния дискретной модели нелинейного устройства (рисунок 2.5) изображены функциональные связи коэффициентов разностных уравнений с входом и выходом через фиксатор нулевого порядка, который сохраняет информацию в течение всего периода дискретизации [51].

Известны различные способы замены непрерывной системы её цифровой моделью. Наиболее простым подходом приближенного описания непрерывной системы с помощью цифровой модели является введение фиктивных устройств выборки и хранения в соответствующих точках структурной схемы, что приводит к преобразованию анализируемой системы в класс квазидискретных. Однако данный метод имеет тот недостаток, заключающийся в необходимости нахождения полюсов передаточной функции, приведенной к импульсному элементу разомкнутой системы, для получения  $z$ -изображения исследуемой координаты. Для сложных систем эта операция может оказаться столь же трудоемкой, как и определение полюсов замкнутой структуры [43, 55].

Еще одним распространенным методом цифрового моделирования непрерывных систем является применение численного интегрирования, которое использует аппроксимацию непрерывной операции интегрирования с помощью численных методов. К известным методам численного интегрирования относятся метод прямоугольников, эквивалентный введению квантователя и экстраполятора нулевого порядка перед каждым интегратором; метод трапеций, соответствующий введению квантователя и линейного экстраполятора; метод Симпсона и более сложные схемы численного интегрирования. Тем не менее, соответствующие передаточные функции характеризуются высоким порядком, что отрицательно влияет на устойчивость моделей [62]. Неудобство рассмотренных выше способов численного интегрирования заключается в том, что интеграторы должны быть предварительно выявлены в передаточной функции [43].

Для моделирования динамических процессов в электрических цепях и системах был разработан операторно-рекуррентный метод анализа, основанный на  $z$ -преобразовании [55]. При использовании данного метода предварительно

предполагает дискретизацию непрерывных моделей с целью их искусственного преобразования в дискретные модели, после чего применяется z-преобразование. В области изображений выполняются математические преобразования и анализ с последующим переходом к временным функциям. Однако следует отметить, что в указанном методе математические уравнения используются в качестве исходной информации для определения изображений. Одновременно с этим, основной математической моделью электромеханических и электронных устройств являются их схемы замещения. Исходя из этого, для удобства моделирования электрических схем разработан операторно-дискретный метод, позволяющий непосредственно получать разностные уравнения из схемы при наличии нулевых и ненулевых начальных условий [72, 73]. Основываясь на схемах замещения, такой подход позволяет единообразно формализовать различные электрические и электромеханические задачи, и осуществлять численное моделирование при заданном входном воздействии на основе построенных моделей. Предлагаемый метод заключается в искусственном приведении непрерывной системы к дискретной, причем процедура дискретизации реализуется на начальном этапе решения задачи, что дает возможность получать разностные уравнения непосредственно по электрическим схемам замещения без составления исходных математических выражений [74]. Поскольку любая сложная электрическая схема представляет собой соединение ветвей с основными элементами и источниками, поэтому рассмотрим методику получения дискретной схемы замещения на примере ветви, содержащей источник ЭДС -  $e(t)$ , элементы  $R, L$  и  $C$ , и имеющей начальные условия  $(i(0), u_C(0))$ , и представленной на рисунке 2.6 [43, 51].

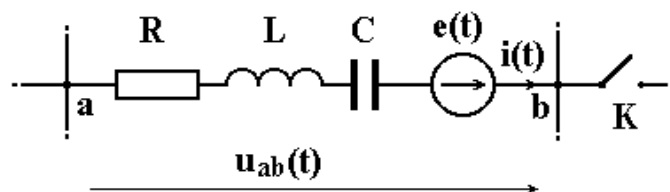


Рисунок 2.6. Ветвь электрической цепи с последовательным соединением элементов  $R, L$  и  $C$

Электрическое состояние ветви определяется выражением напряжения между узлами  $a$  и  $b$  [51]:

$$u_{ab} = iR + L \frac{di}{dt} + u_c(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i dt - e(t). \quad (2.17)$$

Для возможности применения дискретных преобразований в анализе и расчете ветви электрической цепи с помощью z-преобразования была предварительно осуществлена операция дискретизации уравнения (2.17) [43]:

$$u_{ab}[n] = i[n]R + L \frac{(i[n+1] - i[n])}{T} + u_c(0) + \frac{T}{C} \sum_{n=0}^{\infty} i[n] - e[n]. \quad (2.18)$$

В результате выполнения операции z-преобразования уравнения (2.18) получено выражение для тока, представляющее собой закон Ома в операторно-дискретной форме [43]:

$$I(z) = \frac{U_{ab}(z) + \frac{Lzi(0)}{T} - \frac{u_c(0) \cdot z}{z-1} + E(z)}{R + \frac{z-1}{T} \cdot L + \frac{zT}{(z-1)C}}. \quad (2.19)$$

С введением новых обозначений членов выражение (2.19) имеет более компактный вид:

$$I(z) = \frac{U_{ab}(z) + E(z) + E_{BH}(z)}{Z(z)}. \quad (2.20)$$

где  $Z(z) = R + \frac{z-1}{T} \cdot L + \frac{zT}{(z-1)C}$  – операторно-дискретное сопротивление ветви;

$E_{BH}(z) = \frac{Lzi(0)}{T} - \frac{u_c(0) \cdot z}{z-1}$  – изображение внутренних источников ЭДС, введение которых обусловлено запасом энергии в реактивных элементах цепи [43, 51].

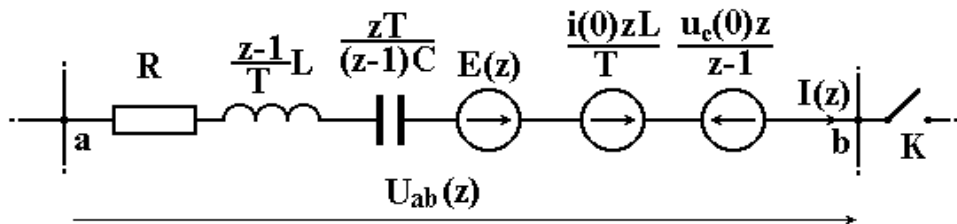


Рисунок 2.7. Дискретная схема замещения ветви электрической цепи последовательным соединением элементов  $R, L$  и  $C$



На рисунке 2.7 уравнению (2.20) соответствует дискретная схема замещения ветви. Оригинал функции  $I(z)$  может быть получен с помощью разложения ее в ряд Лорана [43, 51].

Вычисление и исследование блоков автоматических регулирующих устройств (АРУ) с относительно несложной схмотехнической реализацией представляет собой более сложную операцию, поскольку данные блоки АРУ используют мультипликативную обратную связь, значит, являются параметрическими автоматическими устройствами. Получение математических моделей параметрических автоматических систем в аналитическом виде является достаточно сложной проблемой. Следовательно, для вычисления и исследования блоков АРУ целесообразно использование  $z$ -моделирования [6, 68, 75, 76].

Проведенный анализ существующих методов компьютерного моделирования динамических свойств технических систем показал, что значительный потенциал применения аппарата  $z$ -преобразования, в частности метода  $z$ -форм и операторно-дискретного метода, для решения разнообразных задач, включающих линейные, нелинейные, дискретные и непрерывные системы. Преимуществом данных методов является сравнительная простота перехода от  $z$ -изображения к временной функции (оригиналу) и возможность синтеза цифровых регуляторов на основе их моделей или возможность приема алгоритма цифровой обработки сигналов. Важно отметить, что аппарат  $z$ -преобразования позволяет моделировать экспоненциальные функции, входящие в состав уравнений, описывающих волновые переходные процессы в линиях с распределенными параметрами, без грубых допущений. Получаемые формальные описания моделируемых устройств представляются на едином языке, независимо от их технической структуры, что значительно облегчает исследование процесса взаимодействия элементов энергосистем и, следовательно, упрощает процессы анализа и проектирования таких систем [43].

При использовании рекуррентных методов моделирования динамических характеристик возникают погрешности, связанные с выбором метода

аппроксимации (2.8) и параметров численной модели, а именно основными погрешностями являются квантование функции, квантование коэффициентов рекуррентного уравнения и округление результатов арифметических операций. Среди указанных трех погрешностей наиболее значимой является погрешность округления, которая накапливается за счет рекуррентного процесса. Одним из основных параметров численной модели является период дискретизации  $T$ , оказывающий наибольшее влияние на погрешность моделирования, и определяемый минимальной постоянной времени устройства  $\tau$  [43].

В работе [77, 78] на основе проведенных исследований методов моделирования получены выводы для практических расчетов: период дискретизации должен выбираться из условия  $\tau/T \geq 150$ , а максимальная степень полиномов изображения не должна превышать восьми. Кроме того, период дискретизации так же влияет на чувствительность к устойчивости численной модели. Условием устойчивости численного моделирования является требование, чтобы значения модулей полюсов передаточной функции  $W(z)$  или ее  $z$ -изображения были меньше единицы. Например, уменьшение периода дискретизации приводит к снижению погрешности моделирования, но в то же время увеличивает чувствительность к неустойчивости решения и объем обрабатываемой информации [77, 79], одновременно погрешность моделирования и чувствительность к устойчивости зависят также от параметров моделируемого объекта [43].

Согласно [6, 76, 77], в аналоговых системах управления различными технологическими процессами широко используются регуляторы, реализованные на основе операционных усилителей. В связи с этим была разработана автоматизированная система проектирования цифровых регуляторов по аналоговым моделям регуляторов, построенных на операционных усилителях. Данный подход был применен для моделирования систем с обратной связью и адаптивных систем.

В научной литературе [43, 64, 80, 81] представлены рекомендации по применению различных z-форм, основанные на опыте их использования или неполном анализе, без детализации причин возникновения погрешностей моделирования и методик определения параметров численных моделей. Вместе с тем, анализ данных литературы показал отсутствие результатов системного анализа основных методов аппроксимации.

В статьях [70, 77] частично были рассмотрены задачи моделирования линейных систем с помощью аппарата z-преобразования, где совершенствуется методика применения аппарата z-преобразования для моделирования аналоговых систем и разрабатываются методики к его использованию в электроэнергетике.

В исследовании Шилина А. Н. [51] был решен вопрос количественного анализа погрешностей, что позволило разработать компьютерную программу, определяющую погрешности моделирования по заданным параметрам. С помощью данной компьютерной программы было проведено исследование погрешностей численного моделирования динамического звена для различных методов аппроксимации, результаты которого показали, что погрешность операторно-дискретного метода является минимальной во всем рассматриваемом диапазоне значений и не превышает 1%. В указанной работе была определена причина формирования погрешностей моделирования, а именно установлено, что диапазон значений периода дискретизации численной модели, обеспечивающих устойчивость и заданную погрешность, является ограниченным и имеет свои специфические значения для каждого метода. В результате проведенных исследований была разработана методика, позволяющая на основе заданных значений погрешностей и ширины полосы, определяющей запас по устойчивости, обоснован выбор параметров численной модели [43, 51].

### **2.3. Существующие проблемы моделирования**

Из проведенных анализов выше видны проблемы моделирования. Классический метод к моделированию динамических процессов в электротехнических и электронных устройствах основан на использовании

дифференциальных уравнений. Этот метод обладает свойственными следующими недостатками: невозможность аналитического интегрирования для некоторых математических выражений и значительная трудоемкость решения задач для систем, включающих несколько устройств. Операторный метод предлагает замену операции свёртки двух функций произведением их изображений. Основным недостатком этого метода является невозможность аналитического определения полюсов дробно-рациональной функции изображения при высоких степенях [6, 82].

В настоящее время известны численные методы обратного преобразования Лапласа, но алгоритмы их реализации обладают значительными сложностями и громоздкими. Для анализа электронных устройств широко применяются компьютерные программы, использующие в качестве исходной информации разностные уравнения состояния схем замещения устройств. Данные программы дают возможность определять передаточную функцию при нулевых начальных условиях, а именно реакцию на единичный сигнал. В случае, когда проектируемое устройство должно функционировать под воздействием плавных сигналов, то выбор параметров устройства на основе переходной функции приводит к завышенным требованиям к этим параметрам [82].

Теоретической основой цифровых систем управления является  $z$ -преобразование, ключевым свойством которого выступает возможность восстановления оригинала функции посредством разложения дробно-рациональной функции изображения в ряд Лорана по убывающим степеням  $z$ . Для моделирования динамических процессов в электрических системах разработан операторно-рекуррентный метод, основанный на использовании  $z$ -преобразования. Этот метод обеспечивает эффективное решение достаточно широкого спектра задач: линейных, нелинейных, дискретных, непрерывных, с переменными параметрами и изменяющейся структурой, с параметрическими обратными связями, с звеньями запаздывания. Однако, следует отметить присущий этому методу недостаток: использование математического уравнения в

качестве исходной информации, необходимой для определения изображений. Вместе с тем, основной математической моделью электромеханических и электронных устройств служат их схемы замещения. В связи с этим, для удобства моделирования электрических схем разработан операторно-дискретный метод, дающий возможность получать разностные уравнения непосредственно из схемы. Данный метод может быть применен при модернизации аналоговых систем управления, так как на основе электрических схем аналоговых регуляторов позволяет получать схемы цифровых фильтров или алгоритмы цифровой обработки сигналов на универсальных компьютерах. Таким образом, операторно-дискретный метод обладает большими потенциальными возможностями при моделировании динамических свойств технических систем [6, 82].

В настоящее время в связи с широким внедрением цифровых подстанций и интеллектуальных электрических систем (*Smart Grid*) возникает необходимость цифрового моделирования основного электротехнического оборудования и электроэнергетических систем.

## **2.4. Выводы по главе 2**

В результате проведенных анализов выявлены задачи дальнейших исследований.

1. В связи с внедрением интеллектуальных электрических систем (*Smart Grid*) и цифровизации электроэнергетики необходима разработка цифровых моделей оборудования и устройств ЭЭС, которые служат основой для проектирования и выбора цифровых устройств и систем мониторинга, диагностики и управления ЭЭС. Из проведенного анализа существующих методов моделирования динамических процессов следует, что для решения этой задачи целесообразно использовать аппарат z-преобразования, а именно метод z-форм и операторно-дискретный метод. Этот метод обладает большими возможностями и позволяет решать большой круг задач.

2. Цифровое моделирование на основе аппарата  $z$ -преобразования позволяет получать из выражения передаточной функции структурную блок-схему цифровых фильтров, причем сравнительно просто.

3. Для решения определенных задач необходимо разработать методики, алгоритмы и программы цифрового моделирования оборудования и устройств энергетической системы, позволяющие получать структурные схемы алгоритмов и функциональные схемы цифровых управляющих устройств.

### Глава 3. РАЗРАБОТКА АНАЛОГОВОЙ МЕТОДИКИ И АЛГОРИТМА АНАЛИЗА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В УСТРОЙСТВАХ КОММУТАЦИИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

#### 3.1. Анализ быстродействия систем защиты и автоматического управления в электроэнергетике

Известно, что в электроэнергетике система релейной защиты и автоматики (РЗА) электроснабжения и другая система управления выполняются с помощью автоматических коммутационных элементов, в том числе релейно-контактных элементов - электромагнитных устройств. Релейная защита представляет собой совокупность автоматизированных устройств, функцией которых является быстрое выявление и отключение от электрической сети поврежденных элементов при их повреждениях и в аварийных ситуациях с целью обеспечения нормального режима работы неповрежденной части этой сети. Важно подчеркнуть, что система релейной защиты, как правило, включает в себя устройства, различающиеся не только по принципам выявления повреждений, но и по способам воздействия на контролируемый объект [83]. Принцип функционирования устройств релейной защиты (УРЗ) основан на непрерывном мониторинге технического состояния всех отдельных контролируемых элементов ЭЭС с реагированием на возникновение повреждений и аварийные режимы. На рисунке 3.1 представлена схема электрической сети с УРЗ [84].

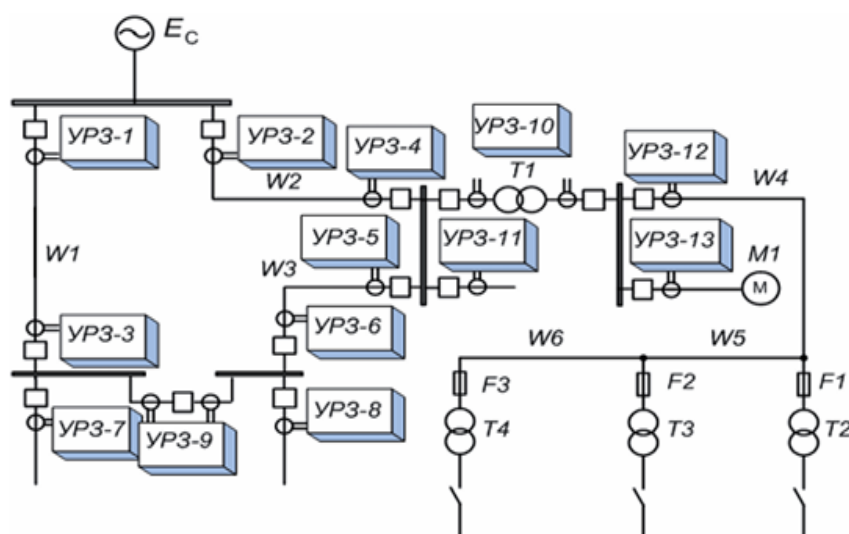


Рисунок 3.1. Схемы распределительной электрической сети с устройствами релейной защиты

$W1 \div W6$  – линии;  $T1 \div T4$  – трансформаторы; УРЗ-1÷УРЗ-13 – устройства релейной защиты;  
 $F1 \div F3$  – предохранители;  $M1$  – электродвигатель;  $E_C$  – источник питания

В общем случае РЗ состоит из блоков, показанных на рисунке 3.2. Блоки ИО анализируют информацию о входных величинах (значениях тока, напряжения, их соотношения или фазового угла между ними и т. д.) и при определенных условиях формируют дискретный сигнал, поступающий на вход ЛЧ. В блоках ИО могут быть использованы реле тока, напряжения, сопротивления и др. В блоке ЛЧ выходные дискретные сигналы от всех ИО анализируются по определенной программе, формируется выдержка времени защиты. При возникновении аварийного режима на выходе ЛЧ появляется дискретный сигнал, поступающий на вход блока ВО, в котором сигнал усиливается, а затем поступает на катушку ЭО выключателя Q. Информацию о срабатывании релейной защиты в целом выдает блок БС [24, 85].

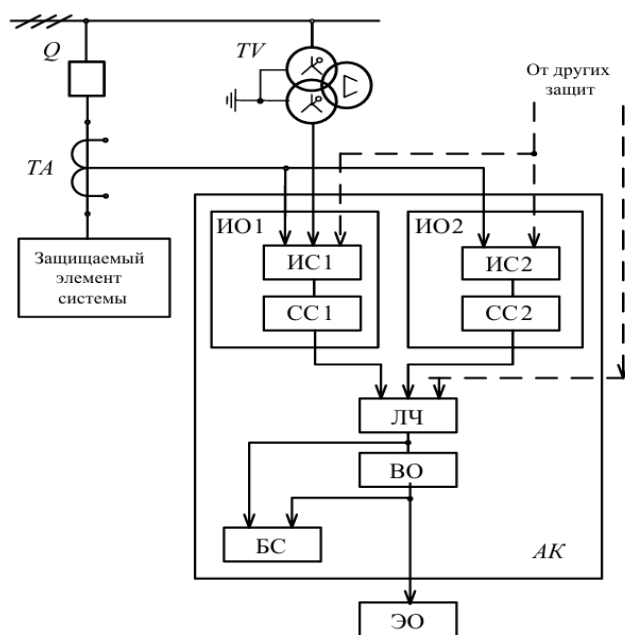


Рисунок 3.2. Структурная схема релейной защиты

ИО – измерительный орган; ИС – измерительная схема; СС – схема сравнения; ЛЧ – логическая часть; ВО – выходной орган; БС – блока сигнализации; ЭО – электромагнит отключения; Q – выключатель; ТА – трансформатор тока; ТВ – трансформатор напряжения.

Для обеспечения правильного функционирования РЗ должна обладать следующими определенными свойствами: селективностью, чувствительностью, устойчивостью, надежностью и быстродействием [86, 87, 88, 89, 90].



Быстродействие РЗ определяется необходимым временем ее срабатывания для быстрого отключения коротких замыканий или повреждений.

Работа [86] показывает, что по причинам повреждения на линиях электропередачи 300 ÷ 500 кВ необходимо отключать за время не более 0,1 ÷ 0,12 с, в сетях 110 ÷ 220 кВ - не более 0,15 ÷ 0,3 с, в сетях 6 ÷ 10 кВ - не более 1,5 ÷ 3 с. В тяговых сетях чем больше длительность КЗ, тем больше вероятность пережога контактных проводов. Пережоги не возникают, если время отключения повреждения не превышает 0,12 ÷ 0,14 с. Полное время отключения повреждения складывается из времен действия защиты и выключателя. Быстродействующие выключатели постоянного тока, в конструкции которых выключатель и защита составляют единое целое, имеют время отключения до погасания дуги между контактами 0,02 ÷ 0,085 с. Выключатели переменного тока отключаются за 0,06 ÷ 0,12 с. Защиты, время действия которых не превышает 0,1 с, считаются быстродействующими. У современных электронных защит время действия составляет 0,01 ÷ 0,04 с. Технические средства позволяют снизить и эти значения. Однако такие защиты очень чувствительны к помехам, что может привести к недопустимо большому числу ложных отключений выключателей. Применение в релейных защитах помехоустойчивых выходных органов с системой контроля позволяет избавиться от этого недостатка.

В работе [28, 91] авторы указали, что по времени срабатывания электромагнитные реле подразделяются на быстродействующие ( $t_{ср} < 50$  мс), нормальные ( $t_{ср} = 50 ÷ 100$  мс) и замедленные ( $t_{ср} = 0,15 ÷ 1$  с). Для получения задержки срабатывания на время больше секунды служат специальные реле времени.

В патенте Шилина А. Н. [92] представлено устройство интеллектуальной токовой защиты электрических сетей от однофазных замыканий на землю, которое может быть использовано для релейной защиты в электросетях напряжением 6÷35 кВ, работающих с изолированной или резистивно-заземленной нейтралью при однофазных замыканиях на землю (ОЗЗ) через

переходные сопротивления (рисунок 3.3). Сущность данного изобретения: к модулю автоматической адаптивной коррекции тока уставки подключено устройство автоматической коррекции тока уставки, содержащее набор датчиков контроля параметров внешней среды, подключенных к первому микроконтроллеру, определяющему первичные параметры длинной линии и фазовую скорость распространения импульса по линии. Выход первого микроконтроллера соединен с рефлектометром, определяющим расстояние до места аварии. Выход рефлектометра соединен со вторым микроконтроллером, на вход которого поступают значения первичных параметров линии. Выход второго микроконтроллера соединен с модулем для автоматической адаптивной коррекции величины тока уставки. Технические результаты этого устройства позволяют повысить точность и скорость срабатывания защиты при коротком замыкании, а также уменьшить количество произвольных срабатываний защиты.

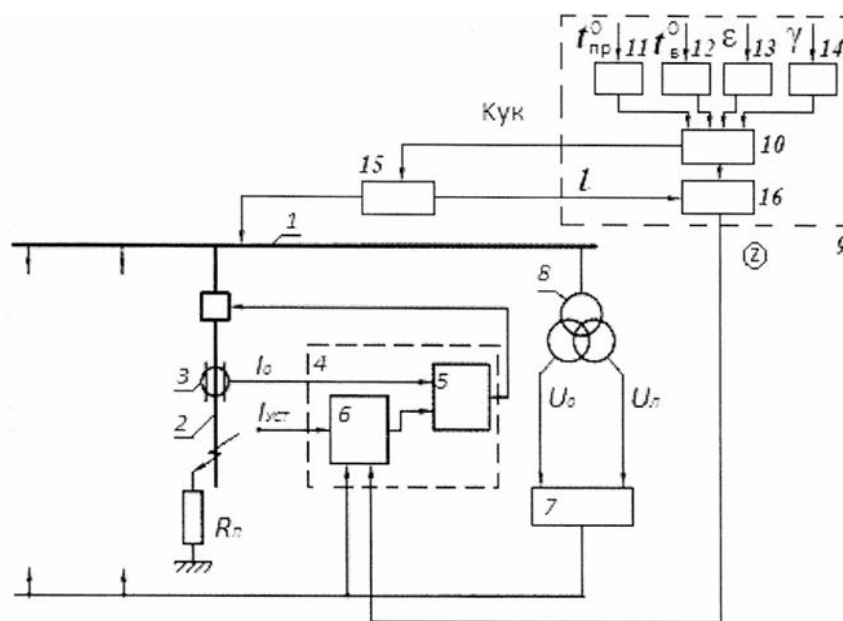


Рисунок 3.3. Устройство интеллектуальной токовой защиты электрических сетей от однофазных замыканий на землю

В статье [93] рассмотрен метод повышения быстродействия максимальных токовых защит (МТЗ) линий электропередачи. Данный метод предполагает комбинированное применение характеристик разных типов на смежных линиях, что позволяет добиться наименьшего времени отключения близких КЗ. На рисунке 3.4-а приведена схема электрической сети, в которой комплект защит АК<sub>1</sub>

выполнен на электромеханических реле с независимой выдержкой времени ( $DT$ ), а комплекты  $AK_2$  и  $AK_3$  – на цифровых реле. На рисунке 3.4-б изображена карта селективности – зависимости выдержек времени срабатывания защит от величины тока КЗ. Кривая  $DT_1$  соответствует независимой защите  $AK_1$ , а кривая  $UIT_2$  – зависимой защите  $AK_2$ . Продолжение кривой  $UIT_2$  (пунктирная линия) указывает на то, что данная защита срабатывает при КЗ в зоне резервирования с недопустимо большой выдержкой времени. Поэтому целесообразно в данном случае для резервной зоны ввести дополнительно защиту с независимой характеристикой срабатывания (кривая  $DT_2$ ). В комплекте  $AK_2$  будут задействованы две ступени защит: одна с независимой характеристикой, а вторая с зависимой типа  $UIT$ . У обеих ступеней защит одинаковые уставки по току срабатывания и работы по логической схеме ИЛИ. Для комплекта защит  $AK_3$  выбрана такая же зависимая характеристика типа  $UIT$ .

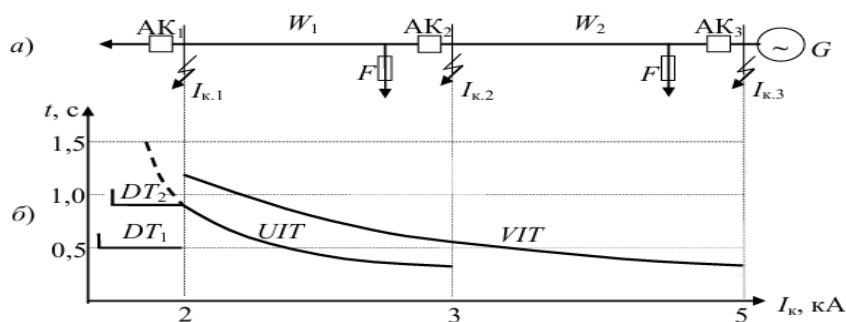


Рисунок 3.4. Расчетная схема электроснабжения:

а – схема электрической сети; б – карта селективности защит

Таким образом, комбинированное применение зависимых и независимых характеристик цифровых МТЗ, а также зависимых стандартных характеристик позволяет значительно сократить время срабатывания защит при близких КЗ без ущерба селективности на линиях  $W_1$  и  $W_2$ , соответственно с 0,9 до 0,33 с и с 1,2 до 0,35 с.

В исследовании [94] показаны методы определения параметров линейных электрических цепей по мгновенным значениям переходного процесса. В рассмотренном методе непосредственная связь между моментами подключения напряжения к измерительной цепи и началом измерения в общем случае

позволяет сократить время измерения, которое является одним из основных параметров емкостных, индуктивных преобразователей и преобразователи сопротивлений, относящихся к числу наиболее широко применяемых в информационно-измерительной технике при построении первичных измерительных преобразователей (датчиков).

Согласно работе [95] показан метод повышения быстродействия релейной защиты ОРУ-500 кВ путем ликвидации «мертвых зон». В связи с особенностями схемы ОРУ 500 кВ между выключателем и отдельно установленным трансформатором тока образуется «мёртвая зона», при возникновении короткого замыкания в которой время отключения КЗ в несколько раз будет превышать время срабатывания быстродействующих защит. Ликвидация КЗ в ОРУ-500 кВ за время действия основных защит возможна только путем изменения принятых конструктивных решений по установке высоковольтного оборудования в ячейках ОРУ-500 кВ с учетом исключения «мертвых зон» (рисунок 3.5).

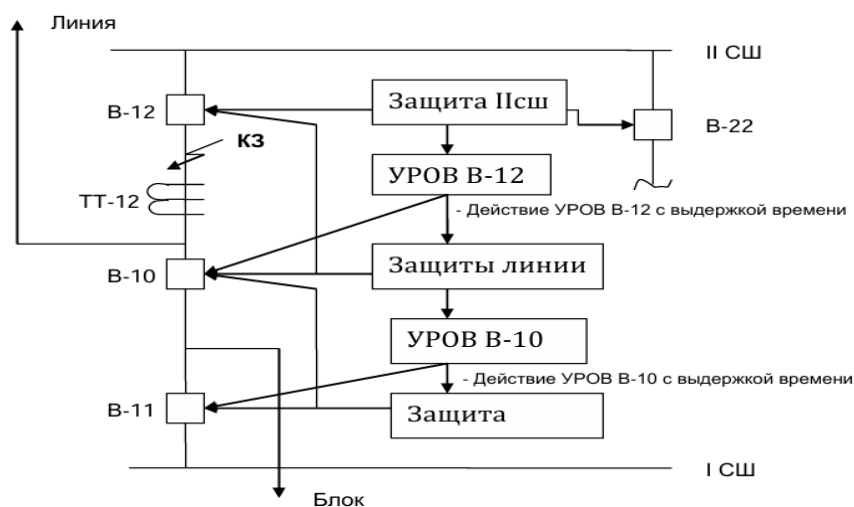


Рисунок 3.5. Схема работы релейной защиты и автоматики в ячейке ОРУ 500 кВ.

Таким образом, двухфазное КЗ на землю будет ликвидироваться основными защитами (два комплекта основных защит для всех элементов ОРУ-500 кВ) за время не более 0,12 с. Данное время включает действия основной защиты (0,06 с), время отключения высоковольтного выключателя (0,04 с) и время запаса (0,02 с) состоящее из «разброса» по времени отключения элегазовых выключателей, погрешности срабатывания выходных реле. При этом с наибольшей вероятностью

может произойти отказ только одной фазы выключателя и двухфазное КЗ на землю переходит в однофазное КЗ на землю, которое ликвидируется быстродействующим устройством резервирования отказа выключателя (УРОВ).

Статья [96] показывает, что в цифровых системах автоматического управления при обработке сигналов широко используются цифровые фильтры, которые должны обеспечивать требования по быстродействию обработки информации. Поэтому предложен способ увеличения быстродействия цифровых фильтров на основе скользящего дискретного преобразования Фурье с помощью алгоритма, позволяющего сократить количество математических операций, необходимых для получения одного отсчета выходного сигнала. Этот алгоритм позволяет повысить быстродействие цифровых фильтров за счет задания соответствующей импульсной характеристики и реализации свертки входного сигнала в реальном времени. Для расчета быстродействия цифровых фильтров, работающих в реальном времени, используется алгоритм на основе представленных численных выражений.

### **3.2. Моделирование электромагнитных реле с расчётом динамических характеристик для повышения их быстродействия**

Быстродействие систем РЗА зависит от скорости срабатывания коммутационных электромагнитных устройств (электромагнитных реле), которое в свою очередь зависит от переходных процессов, возникающих при повреждениях и аварийных режимах, протекающих в обмотке реле и определяющих его временные параметры. Включение и выключение реле не происходит мгновенно, в них протекают переходные процессы, по окончании которых устанавливается новое состояние реле. Поэтому необходимо моделировать электромагнитные реле с расчетом динамических характеристик тока в реле для улучшения их скорости срабатывания. При проектировании релейно-контактных элементов необходимо согласовать временные параметры всех реле и использовать способы ускорения и замедления действия якоря реле [97, 98].

Для анализа переходных процессов тока в реле рассмотрено моделирование электромеханических процессов электромагнитного реле постоянного тока с конструкцией, представленной на рисунке 1.2 (раздел 1.1.1 главы 1).

Работа [28, 99] показывает, что индуктивность обмотки  $L$  определяется отношением потокосцепления  $\Phi$  к силе тока  $I$ :

$$L = \frac{w\Phi}{I} \quad (3.1)$$

где  $\Phi$  – магнитный поток сердечника, Вб;  $w$  – число витков.

Принимаем, что весь магнитный поток проходит через воздушный зазор, т.е. потоки рассеяния отсутствуют. Тогда

$$\Phi = \frac{Iw}{R_M} \quad (3.2)$$

где  $R_M$  – сопротивление магнитопровода, Гн<sup>-1</sup>. Это сопротивление включает в себя сопротивления стали сердечника и якоря  $R_{ст}$ , и воздушного зазора  $R_B$ :

$$R_M = R_{ст} + R_B; \quad R_B = \frac{\delta}{\mu_0 S} \quad (3.3)$$

где  $\delta$  – величина воздушного зазора;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнитная постоянная (магнитная проницаемость вакуума);  $S$  – поперечное сечение воздушной части магнитопровода, равное активной площади поперечного сечения сердечника в зоне воздушного зазора, м<sup>2</sup>:

$$S = \frac{\pi D^2}{4} \quad (3.4)$$

где  $D$  – диаметр обмотки (диаметр круглого полюса).

В большинстве конструкций магнитной цепи реле магнитопровод не насыщен и магнитная проницаемость материала сердечника весьма велика. Поэтому магнитное сопротивление воздушного зазора (уже при притяжении якоря к сердечнику) значительно больше магнитного сопротивления стального сердечника, т. е.  $R_B \gg R_{ст}$ .

Если пренебречь проводимостью для потока рассеяния и падением магнитодвижущей силы в стали, то получено выражение индуктивности, которая зависит от величины воздушного зазора [99, 100]:

$$L = \frac{w^2}{R_m} \approx \frac{w^2}{R_b} = \frac{w^2}{\frac{\delta}{\mu_0 S}} = \frac{w^2 \mu_0 S}{\delta} \quad (3.5)$$

Рассмотрены силы, действующие на якорь реле при его перемещении в направлении сердечника электромагнита. Электромагнитная сила тяги зависит от изменения тока и воздушного зазора, что определяется по формуле [28, 101]

$$F_{\text{Э}} = \frac{\mu_0 (Iw)^2 S}{2\delta^2} \quad (3.6)$$

Противодействующая сила пружины определяется по формуле [28]

$$F_m = \frac{GJ}{2\pi r_n^3} (\delta - x) + F_{\text{нач}} \quad (3.7)$$

где  $G$  – модуль упругости при сдвиге;  $J$  – момент инерции при кручении;  $r$  – радиус витка пружины;  $n$  – число витков;  $F_{\text{нач}}$  – сила предварительного натяга пружины;  $x$  – перемещение пружины в точке приложения силы.

В зависимости от изменения воздушного зазора противодействующая сила пружины может быть представлена следующей формулой:

$$F_m = F_{\text{нач}} + M(\delta_0 - \delta_j) \quad (3.8)$$

где  $M = \frac{GJ}{2\pi r_n^3}$ ;  $\delta_j$  – значение воздушного зазора в момент времени  $t_j$ .

Ускорение движения якоря определяться суммарной силой, которая притягивает якорь:

$$F_j = F_{\text{Э}} + F_{mj} = ma_j \quad (3.9)$$

где  $m$  – масса якоря;  $a_j$  – ускорение движения якоря в момент времени  $t_j$ .

С учетом направления действия сил (сила  $F_m$  всегда направлена по положительному направлению оси абсциссы  $Ox$ , а сила  $F_{\text{Э}}$  – по отрицательному),

то при проекции на оси  $Ox$  получена формула суммарной силы в скалярной форме (рисунок 3.6):

$$F_j = F_{mj} - F_{эj} = ma_j \quad (3.10)$$

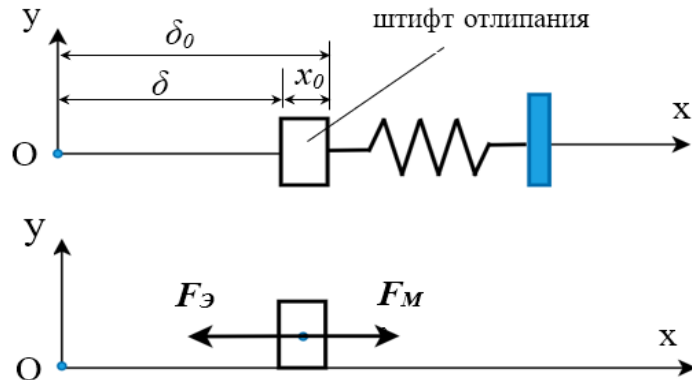


Рисунок 3.6. Электромагнитная и противодействующая сила при проекции на оси  $Ox$

Из выше проведенных расчетов может быть получена функциональная зависимость величины воздушного зазора от времени по формуле

$$\delta_{j+1} = \delta_j + a_j \frac{\Delta t^2}{2} \quad (3.11)$$

Для рассмотрения переходных процессов и расчета быстродействия реле, цепь обмотки электромагнитного реле постоянного тока можно представить в виде эквивалентной схемы, состоящей из последовательного соединения активного сопротивления  $R$  и индуктивности  $L$  (рисунок 3.7) [99]. Электрическая схема замещения учитывает элементы не только электрических, но и магнитных цепей, такие как сопротивление магнитопровода. Схема замещения позволяет выполнять расчет электромагнитного устройства методами электрических цепей.

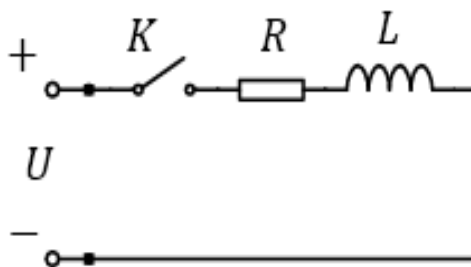


Рисунок 3.7. Схема замещения электромагнитных реле постоянного тока



В числе их основных параметров были известны параметры, характеризующие быстроедействие реле: время срабатывания  $t_{\text{ср}}$  и время отпускания  $t_{\text{от}}$ . Эти параметры определяются при анализе переходных процессов, происходящих при включении и отключении реле [102, 103].

При включении электрической цепи реле на постоянное напряжение  $U$  (замыкание ключа К), с использованием классического метода [104, 105] выражение переходного тока в любой момент времени имеет вид:

$$i(t) = I_{\text{уст}} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (3.12)$$

где  $I_{\text{уст}} = U/R$ ;  $\tau = L/R$  – постоянная времени;  $L$  – индуктивность обмотки реле при отпущенном якоре.

Для определения постоянной времени определим значение тока  $i$  при  $t = \tau$ , тогда

$$i(t)|_{t=\tau} = I_{\text{уст}} (1 - e^{-1}) = 0,632 I_{\text{уст}} \quad (3.13)$$

Отсюда  $\tau$  – промежуток времени, в течение которого ток в обмотке реле нарастает до  $0,632 I_{\text{уст}}$

Время срабатывания реле  $t_{\text{ср}}$  состоит из двух составляющих: времени трогания  $t_{\text{тр}}$  и времени движения якоря  $t_{\text{дв}}$ , что определяется по формуле:

$$t_{\text{ср}} = t_{\text{тр}} + t_{\text{дв}} \quad (3.14)$$

Величина времени трогания определяется в соответствии с уравнением (1.1) при условии  $t = t_{\text{тр}}$ ,  $i = I_{\text{тр}}$

$$I_{\text{тр}} = I_{\text{уст}} \left( 1 - e^{-\frac{t_{\text{тр}}}{\tau}} \right), \quad (3.15)$$

откуда

$$t_{\text{тр}} = \tau \cdot \ln \frac{I_{\text{уст}}}{I_{\text{уст}} - I_{\text{тр}}} = \tau \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{I_{\text{тр}}}{I_{\text{уст}}}} \quad (3.16)$$

Поэтому время трогания пропорционально постоянной времени  $\tau$  и зависит от отношения  $I_{\text{тр}}/I_{\text{уст}}$ , увеличиваясь с приближением этого отношения к единице.

В действительности в процессе перемещения якоря к сердечнику индуктивность  $L$  увеличивается, поскольку уменьшается величина воздушного зазора  $\delta$ . Изменение индуктивности начинается с момента времени, когда в обмотке ток достиг значения трогания  $I_{\text{тр}}$ . Возникающее увеличение индуктивности приводит к росту постоянной времени  $\tau$ . Время движения якоря  $t_{\text{дв}}$  зависит от механической инерции электромагнитного механизма реле. Оно определяется на основе второго закона Ньютона. Для сокращения времени движения якоря необходимо стремиться к уменьшению массы якоря. Для рассматриваемого типа реле величина  $t_{\text{дв}}$  может быть принята как приблизительно постоянная. Таким образом, ключевым фактором, влияющим на время срабатывания реле  $t_{\text{ср}}$ , является постоянная времени, которая по существу зависит от механических сил, действующих на якорь.

При выключении реле (размыкание ключа К) аналогично вышеизложенному проведем рассмотрение переходных процессов тока. При размыкании ключа К (рисунок 3.7) ток в обмотке реле уменьшается от значения  $I_{\text{уст}}$  до нуля. Энергия, запасенная в магнитном поле обмотки реле, поддерживает некоторое время ток за счет дугового разряда между контактами ключа К. Предлагается следующее выражение для переходного тока [28]:

$$i(t) = I_{\text{уст}} e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (3.17)$$

где  $I_{\text{уст}} = U/R$ ;  $\tau = L/R$ ;  $L$  – индуктивность обмотки реле при притянutom якоря.

Реальное изменение тока в обмотке при выключении реле объясняется изменением индуктивности обмотки при перемещении якоря (аналогично изменению тока при включении реле). В процессе перемещения якоря от сердечника к исходному положению индуктивность  $L$  уменьшается, поскольку

увеличивается воздушный зазор  $\delta$ . Поэтому величина времени отпущения  $t_{от}$  зависит от постоянной времени и механических сил, действующих на якорь.

Для ускорения срабатывания реле, основанного именно на коррекции длительности переходного процесса в цепи реле, представлена электрическая схема, которая включает в себя последовательное включение добавочного активного сопротивления  $R_1$  с обмоткой реле на рисунке 3.8.

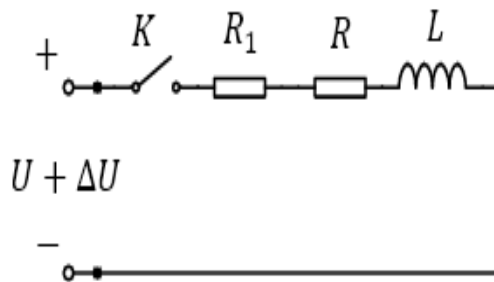


Рисунок 3.8. Схема замещения реле с добавочным сопротивлением  $R_1$

Напряжение питания повышается на величину  $\Delta U$ , которая выбрана необходимо, чтобы установившееся значение тока осталось неизменным.

$$I_{уст} = \frac{U}{R} = \frac{U + \Delta U}{R + R_1} \quad (3.18)$$

В этом случае переходный ток в цепи реле описывается выражением:

$$i(t) = \frac{U + \Delta U}{R + R_1} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (3.19)$$

где  $\tau = L/(R + R_1)$ .

В качестве объекта для исследования использовали следующие параметры:  $U = 30$  В,  $\Delta U = 5,1$  В,  $R = 3000$  Ом,  $R_1 = 510$  Ом,  $D = 3 \cdot 10^{-2}$  м,  $w = 11500$  вит,  $\delta_0 = 1,0 \cdot 10^{-3}$  м,  $\delta_k = 0,5 \cdot 10^{-3}$  м,  $m = 2 \cdot 10^{-3}$  кг,  $M = \frac{GJ}{2\pi r_n^3} = 4 \cdot 10^3$ ,  $F_{нач} = 4$  Н.

Приведены зависимости переходного тока реле от времени на рисунке 3.9

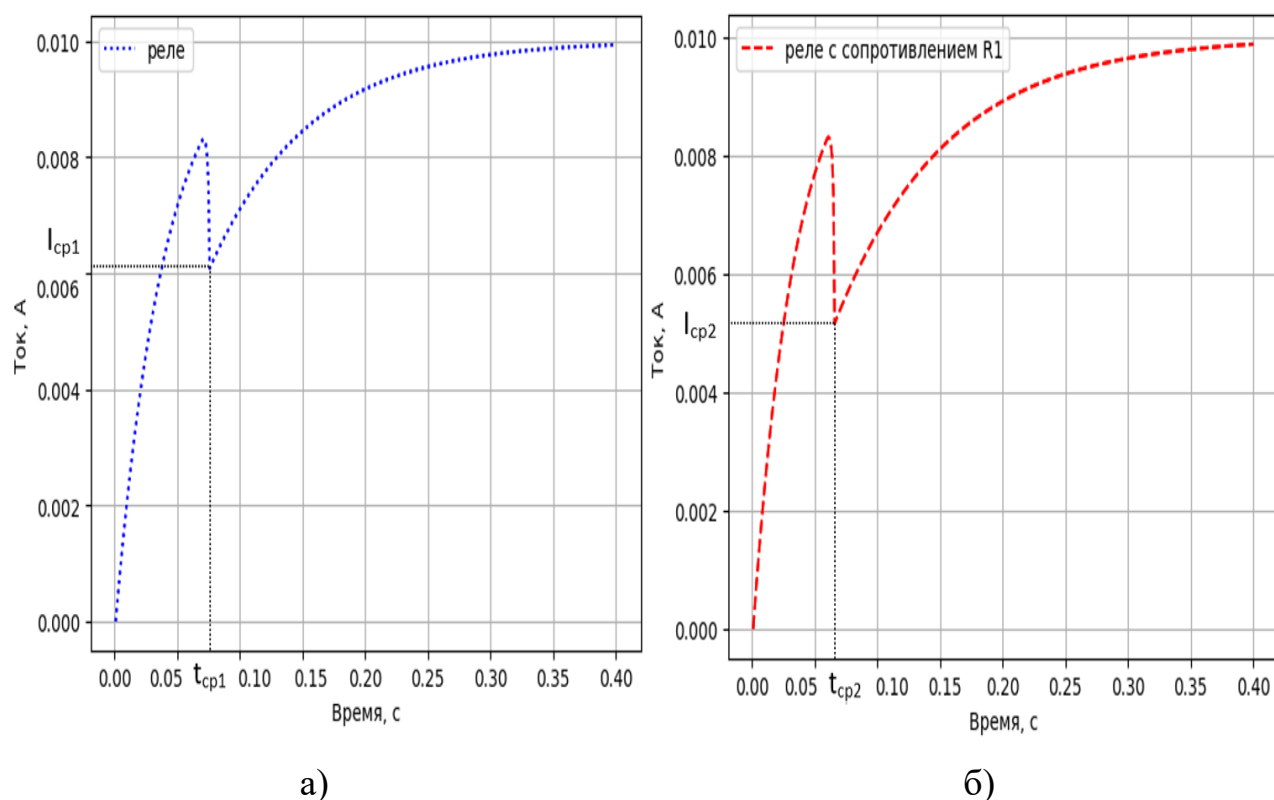


Рисунок 3.9. Зависимость тока реле от времени :а – реле; б – реле с сопротивлением  $R_1$

Еще большее ускорение срабатывания реле можно получить. На рисунке 3.10 изображена электрическая схема реле, которая содержит два дополнительных элемента  $R_1$  и  $C$ , предназначенные для коррекции переходного процесса тока в реле.

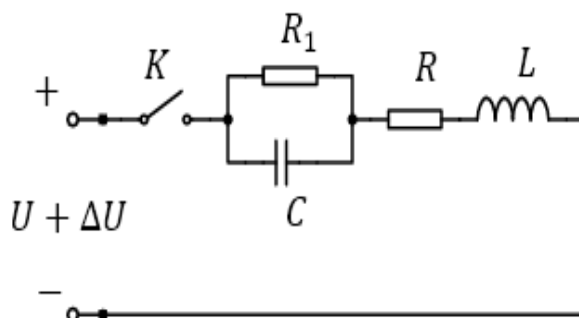


Рисунок 3.10. Схема замещения реле с дополнительными элементами  $R_1$  и  $C$

Для расчета переходного тока в цепи реле применяется операторный метод [50, 106], который существенно упрощает решение дифференциальных уравнений, описывающих динамический процесс тока. Для этого расчета тока на рисунке 3.11 была составлена после коммутационная операторная схема замещения рассматриваемой цепи. Начальные условия учитываются путем введения в схему внутренних ЭДС:  $Li(0)$  в ветви с индуктивным элементом

(согласно направлению тока) и  $\frac{u_c(0)}{p}$  в ветви с емкостным элементом (противоположно направлению тока), где  $U_{\text{вх}}(p) = U(p) + \Delta U(p)$ .

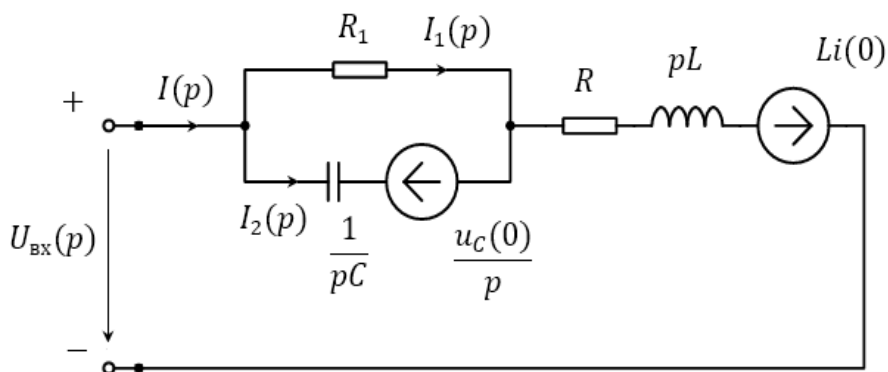


Рисунок 3.11. Операторная схема замещения реле с дополнительными элементами  $R_1$  и  $C$

Определены электрические величины в реактивных элементах до коммутации для определения начального условия (ключ разомкнут):

$$i(0) = i(0_+) = 0 \text{ A};$$

$$u_c(0) = u_c(0_+) = 0 \text{ B}.$$

С использованием законов Кирхгофа получена следующая система уравнений в операторной форме [51, 52, 107, 108]:

$$\begin{cases} I_1(p) + I_2(p) - I(p) = 0, \\ R_1 I_1(p) + (R + pL)I(p) = \frac{U_{\text{вх}}}{p}, \\ R_1 I_1(p) - \frac{1}{pC} I_2(p) = 0, \end{cases} \quad (3.20)$$

Главный определитель системы

$$B = \begin{vmatrix} 1 & 1 & -1 \\ R_1 & 0 & (R + pL) \\ R_1 & -\frac{1}{pC} & 0 \end{vmatrix} = \frac{R_1 CLp^2 + (L + RR_1C)p + (R + R_1)}{pC}, \quad (3.21)$$

Алгебраические дополнения:

$$B_1 = \begin{vmatrix} 0 & 1 & -1 \\ \frac{U_{\text{BX}}}{p} & 0 & (R + pL) \\ 0 & -\frac{1}{pC} & 0 \end{vmatrix} = \frac{U_{\text{BX}}}{p^2 C}, \quad (3.22)$$

$$B_2 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & -1 \\ R_1 & \frac{U_{\text{BX}}}{p} & (R + pL) \\ R_1 & 0 & 0 \end{vmatrix} = \frac{U_{\text{BX}} R_1}{p}, \quad (3.23)$$

$$B_3 = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 0 \\ R_1 & 0 & \frac{U_{\text{BX}}}{p} \\ R_1 & -\frac{1}{pC} & 0 \end{vmatrix} = \frac{U_{\text{BX}} R_1 C p + U_{\text{BX}}}{p^2 C}, \quad (3.24)$$

$$I_1(p) = \frac{B_1}{B} = \frac{U_{\text{BX}}}{p[R_1 C L p^2 + (L + R R_1 C)p + (R + R_1)]}, \quad (3.25)$$

$$I_2(p) = \frac{B_2}{B} = \frac{U_{\text{BX}} R_1 C}{R_1 C L p^2 + (L + R R_1 C)p + (R + R_1)}, \quad (3.26)$$

Операторное изображение тока в обмотке реле

$$I(p) = \frac{B_3}{B} = \frac{U_{\text{BX}} R_1 C p + U_{\text{BX}}}{p[R_1 C L p^2 + (L + R R_1 C)p + (R + R_1)]}. \quad (3.27)$$

Для перехода от полученных операторных изображений токов к оригиналам использована формула разложения [6, 7]

$$i(t) = \sum_{k=1}^3 \frac{N(p_k)}{M'(p_k)} \cdot e^{p_k t}, \quad (3.28)$$

где  $N(p) = U_{\text{BX}} R_1 C p + U_{\text{BX}}$ ;  $M(p) = p[R_1 C L p^2 + (L + R R_1 C)p + (R + R_1)]$ .

Тогда производная от знаменателя

$$M'(p) = 3R_1 C L p^2 + 2(L + R R_1 C)p + (R + R_1). \quad (3.29)$$

Определены корни уравнения  $M(p) = 0$ :

$$p_1 = 0; p_2 = \frac{-b+\sqrt{\Delta}}{2a}; p_3 = \frac{-b-\sqrt{\Delta}}{2a}, \quad (3.30)$$

где  $a = R_1CL, b = (L + RR_1C), \Delta = L^2 - (4R_1^2C + 2RR_1C)L + (RR_1C)^2$ .

По формуле разложения

$$i(t) = \frac{N(p_1)}{M'(p_1)} e^{p_1 t} + \frac{N(p_2)}{M'(p_2)} e^{p_2 t} + \frac{N(p_3)}{M'(p_3)} e^{p_3 t}, \quad (3.31)$$

проведено определение выражения для тока  $i(t)$

$$i(t) = \frac{U_{BX}}{(R + R_1)} + \frac{U_{BX}R_1Cp_2 + U_{BX}}{3R_1CLp_2^2 + 2(L + RR_1C)p_2 + (R + R_1)} e^{p_2 t} + \frac{U_{BX}R_1Cp_3 + U_{BX}}{3R_1CLp_3^2 + 2(L + RR_1C)p_3 + (R + R_1)} e^{p_3 t}. \quad (3.32)$$

Из уравнения (3.32) тока  $i(t)$  выявлено, что свободная составляющая тока состоит из двух слагаемых, определяемых корнями характеристического уравнения  $p_2$  и  $p_3$ , а 1-е слагаемое – принужденная составляющая. Таким образом, переходный процесс тока определяется двумя постоянными времени:

$$\tau_{\max} = \frac{1}{|p_2|} = \frac{2a}{|-b + \sqrt{\Delta}|}; \tau_{\min} = \frac{1}{|p_3|} = \frac{2a}{b + \sqrt{\Delta}}. \quad (3.33)$$

Работа [107] показывает, что при расчете значений тока численным методом, значение индуктивности корректируется на каждом дискретном временном шаге, так как оно зависит от изменения величины воздушного зазора. Шаг дискретности должен быть выбран на основе минимальной постоянной времени переходного процесса. В инженерных расчетах обычно достаточно, чтобы временной шаг дискретности составлял 1% от всего диапазона моделирования, что соответствует делению всего диапазона на сто равных частей. Для выбора параметров цепи коррекции  $R_1C$  необходимо, чтобы переходный процесс имел апериодический характер. Это условие выполняется, когда значение дискриминанта решения квадратного уравнения является положительным  $\Delta \geq 0$ . Следует отметить, что определение параметров цепи коррекции  $R_1C$  представляет собой достаточно сложную задачу, поэтому предварительно их можно определить по сравнению

постоянной времени реле  $L/R$  с постоянной времени цепи коррекции  $R_1 C$ . А проверку следует выполнять по условию положительности дискриминанта.

Для определения параметров цепи коррекции выбрано следующее соотношение:

$$\tau_{\text{кор}} = 6\tau_{\text{реле}}, \quad (3.34)$$

откуда

$$C = 6 \frac{L_{\text{нач}}}{RR_1}. \quad (3.35)$$

где  $\tau_{\text{кор}}$  – постоянная времени цепи коррекции;  $\tau_{\text{реле}}$  – постоянная времени реле;  $L_{\text{нач}} = 117,3539 \text{ Н}$  – начальная индуктивность при воздушном зазоре  $\delta_0$ .

Если выбрано значение сопротивления  $R_1 = 510 \text{ Ом}$ , то емкость конденсатора будет равна  $C = 4,60211 \cdot 10^{-4} \text{ Ф}$ .

По результатам вычисления проведена проверка по условию положительности дискриминанта. Поскольку при диапазоне значений воздушного зазора  $0,5 \cdot 10^{-3} \leq \delta \leq 1,0 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ , значение индуктивности изменяется в пределах  $117,3539 \leq L \leq 234,7078 \text{ Н}$ . В интервале  $0 \leq L \leq 293,3847 \text{ Н}$  дискриминант  $\Delta > 0$  принимает положительное значение.

Для расчета значений тока написана компьютерная программа [109, 110, 111, 112], блок-схема расчета которой представлена на рисунке 3.12.

**Результаты исследования.** Проведена оценка быстродействия реле и реле с цепями коррекции по сравнению скоростей срабатывания. На рисунке 3.13 приведены зависимости переходных процессов тока в реле с  $R_1$  и  $C$ , а также времена срабатывания цепей реле  $t_{\text{ср1}}$ ,  $t_{\text{ср2}}$ ,  $t_{\text{ср3}}$ .



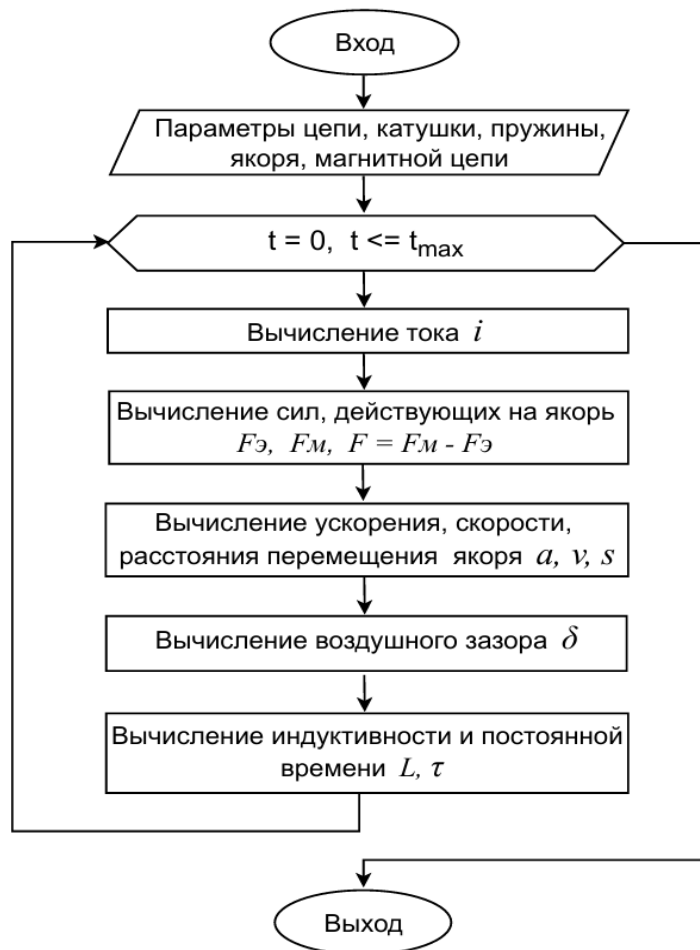


Рисунок 3.12. Блок-схема компьютерной программы расчета параметров и переходного процесса тока в реле

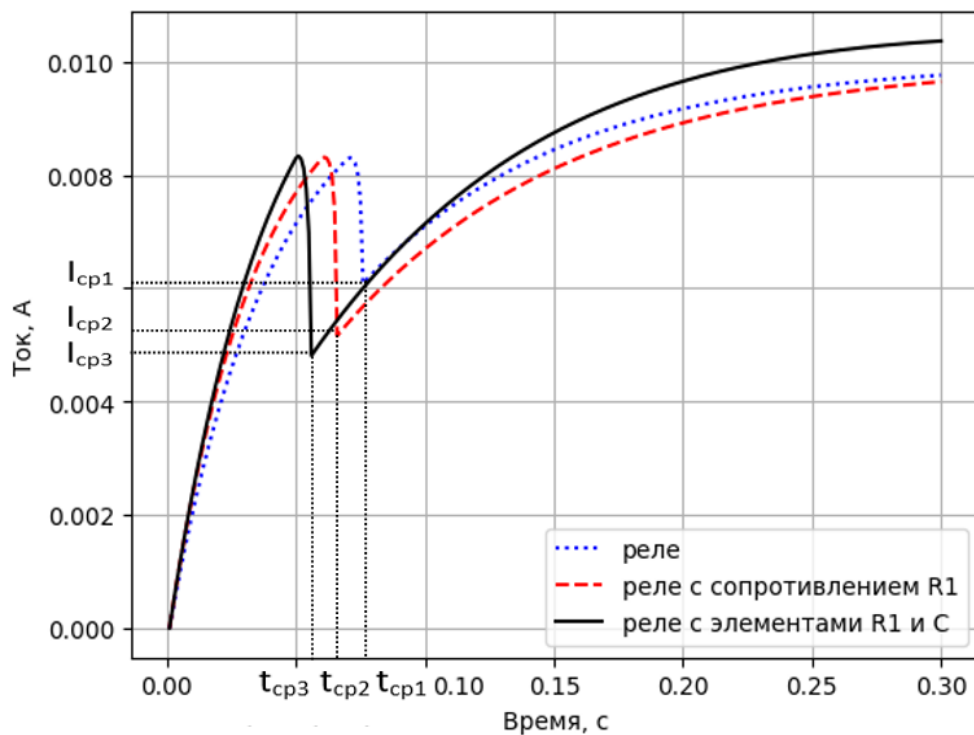


Рисунок 3.13. Зависимость тока реле от времени

Из полученных выше графиков зависимости тока от времени, с помощью компьютерной программы получено значение времени срабатывания реле с различными цепями коррекции в таблице 3.1, где  $I_{тр}$ ,  $I_{ср}$  – ток трогания и срабатывания соответственно;  $t_{тр}$ ,  $t_{ср}$  – время трогания и срабатывания соответственно;  $t_{дв}$  – время движения якоря.

Таблица 3.1. Параметры переходного процесса реле с различными цепями коррекции

Электрическая схема	$t_{тр}, c$	$I_{тр}, A$	$t_{ср}, c$	$I_{ср}, A$	$t_{дв}, c$
Реле	0,070	0,008304	0,075	0,006082	0,005
Реле с сопротивлением $R_1$	0,060	0,008312	0,065	0,005165	0,005
Реле с элементами $R_1$ и $C$	0,051	0,008334	0,056	0,004811	0,005

На основании приведенных результатов в таблице 3.1 можно заключить, что третий вариант, включающий дополнительные элементы дифференцирующего характера  $R_1C$  обладает лучшим быстродействием (0,056 с) по сравнению с первым (0,075 с) и вторым (0,065 с) вариантами. Этот качественный результат предоставляет надежную основу для проектирования схем цепи коррекции, направленных на увеличение быстродействия систем релейной защиты.

Важно также отметить, что использование дополнительных элементов интегрирующего характера позволяет управлять запаздыванием срабатывания реле.

### 3.3. Выводы по главе 3

Из результатов проведенных исследований следует, что:

1. Разработана методика численного моделирования переходных характеристик тока в электромагнитных реле при коммутации. На основе предложенной методики получены математические модели переходных процессов, и функциональные зависимости величины перемещения якоря реле от тока и значения индуктивности от величины воздушного зазора, а также разработан алгоритм численного моделирования с обратной связью по параметру цепи – индуктивности с величиной воздушного зазора.

2. Методика численного моделирования с разработанной программой дает возможность исследовать динамические характеристики электромагнитных реле с учетом параметров основных элементов реле и среды зазора. Данная разработанная программа может быть эффективно использован в электроэнергетической отрасли для проектирования и исследования выключателей и переключателей, работающих в различных газовых средах.

3. Путем использования дополнительных элементов, появляется возможность регулировать характер переходного процесса для повышения скорости срабатывания реле. Задача оптимального выбора цепей коррекции может быть решена с использованием методов синтеза корректирующих цепей из теории автоматического управления.

## **Глава 4. РАЗРАБОТКА ЦИФРОВОЙ МЕТОДИКИ И АЛГОРИТМА АНАЛИЗА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В УСТРОЙСТВАХ КОММУТАЦИИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ**

### **4.1. Цифровое моделирование динамических процессов в энергетических оборудовании с сосредоточенными параметрами**

Исследование и расчет переходных процессов в линейных электрических цепях – это фундаментальная задача, для решения которой применяются различные подходы, такие как классический метод, операторный, частотный, метод переменных состояния, а также методы цифрового моделирования [52, 113, 114]. В настоящее время значительное внимание уделяется моделированию динамических характеристик аналоговых, импульсных и цифровых систем с применением математического аппарата  $z$ -преобразования. Известны результаты исследований устойчивости и точности цифрового моделирования в зависимости от параметров моделей, которые позволяют обоснованно выбирать оптимальный метод моделирования и параметры численной модели для конкретных инженерных задач. Использование методов цифрового моделирования со схемой замещения обеспечивает унификацию математических моделей всех элементов сложной системы. Это позволяет осуществлять моделирование преобразования сигналов на единой основе, что способствует созданию единой модели системы, работающей в режиме реального времени. Кроме того, пакеты математических программ для ЭВМ активно используются в качестве средства моделирования. При моделировании с использованием  $z$ -форм, выбор метода перехода (прямая разность, обратная разность, метод трапеций) и периода дискретизации численной модели оказывает значительное влияние на погрешность моделирования и устойчивость численного решения. В частности, уменьшение периода дискретизации приводит к снижению погрешности, однако одновременно повышает чувствительность к неустойчивости решения и увеличивает объем обрабатываемых данных [51, 77, 79]

В качестве объекта исследования проведено цифровое моделирование энергетических оборудования, представленных линейными моделями с сосредоточенными параметрами, такими как синхронный генератор, трансформатор, линия электропередачи и синхронный двигатель (рисунок 4.1). Эти элементы в электроэнергетической системе представляются схемами замещения [115, 116]. Результаты исследования, представленные в работе Шилина А.Н. [51], указывают на то, что для выбора метода перехода целесообразно использовать формулу аппроксимации метода обратной разности.

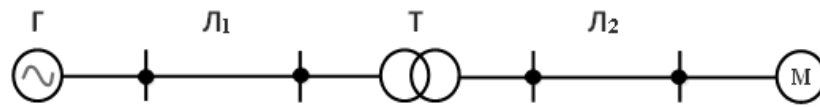


Рисунок 4.1. Принципиальная схема электрической системы:

Г – синхронный генератор;  $L_1, L_2$  – линия электропередачи; Т – трансформатор;  
М – асинхронный двигатель

**Синхронный генератор** представляется схемами замещения на рисунке 4.2

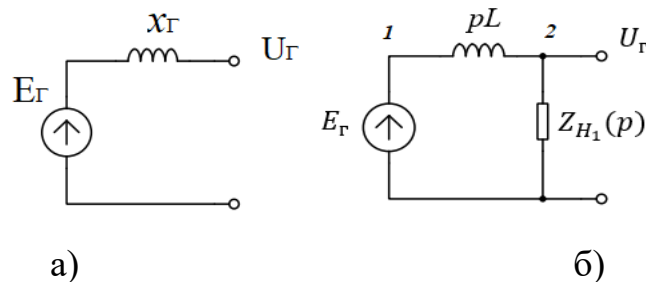


Рисунок 4.2:

а – схема замещения синхронного генератора, б – операторная схема замещения

Для получения передаточной функции, с помощью метода узловых потенциалов для схемы составлена система уравнений в операторной форме

$$\begin{cases} \varphi_2 \left( \frac{1}{pL} + \frac{1}{Z_{H_1}} \right) - \varphi_1 \frac{1}{pL} = 0 \\ \varphi_1 = U_E = U_{\text{вх}}(p) \\ \varphi_2 = U_{\text{вых}}(p) \end{cases} \quad (4.1)$$

Из системы уравнений получена передаточная функция по  $p$ -переменной

$$W'_1(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{Z_{H_1}}{pL + Z_{H_1}} \quad (4.2)$$

Используя формулу метода обратной разности  $p = \frac{z-1}{zT}$ , получено выражение передаточной функции по  $z$ -переменной

$$W'_1(z) = \frac{TZ_{H_1}}{(L + TZ_{H_1}) - LZ^{-1}} = \frac{a_{10}}{b_{10} + b_{11}z^{-1}} \quad (4.3)$$

где  $a_{10} = TZ_{H_1}$ ;  $b_{10} = L + TZ_{H_1}$ ;  $b_{11} = -L$ .

Аналогично проведены такие же преобразования для остального оборудования.

**Линия электропередачи**, показаны схемы замещения которой на рисунке 4.3

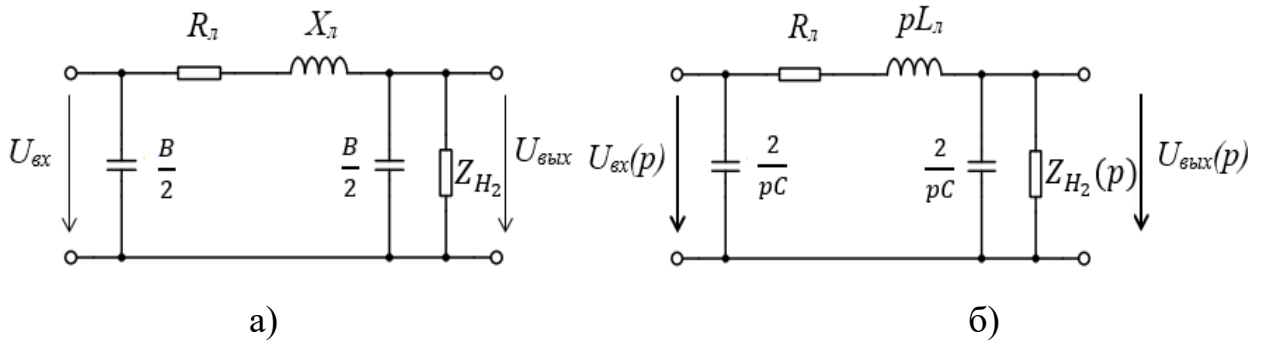


Рисунок 4.3:

а – схема замещения линии электропередачи, б – операторная схема замещения

Из схемы замещения линии электропередачи видно, что

$$U_{\text{вых}}(p) \left( \frac{1}{Z_1(p)} + \frac{1}{Z_2(p)} \right) - U_{\text{вх}}(p) \frac{1}{Z_1(p)} = 0 \quad (4.4a)$$

$$W'_2(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)} \quad (4.4б)$$

где  $Z_1(p) = R_l + pL_l$ ,

$$Z_2(p) = \frac{\frac{2}{pC} \cdot Z_{H_2}}{\frac{2}{pC} + Z_{H_2}} = \frac{2Z_{H_2}}{2 + pCZ_{H_2}}$$

Тогда получена передаточная функция по  $p$ -переменной:

$$W'_2(p) = \frac{2Z_{H_2}}{CZ_{H_2}L_lp^2 + (2L_l + R_lCZ_{H_2})p + (2R_l + 2Z_{H_2})} = \frac{a_0}{b_0p^2 + b_1p + b_2} \quad (4.5)$$

где  $a_0 = 2Z_{H_2}$ ,  $b_0 = CZ_{H_2}L_{\text{л}}$ ,  $b_1 = (2L_{\text{л}} + R_{\text{л}}CZ_{H_2})$ ,  $b_2 = (2R_{\text{л}} + 2Z_{H_2})$

и передаточная функция в z-форме:

$$W'_2(z) = \frac{a_0 T^2}{(b_0 + b_1 T + b_2 T^2) - (2b_0 + b_1 T)z^{-1} + b_0 z^{-2}} \quad (4.6)$$

$$= \frac{a_{20}}{b_{20} + b_{21}z^{-1} + b_{22}z^{-2}}$$

где  $a_{20} = a_0 T^2 = 2T^2 Z_{H_2}$

$$b_{20} = (b_0 + b_1 T + b_2 T^2) = CZ_{H_2}L_{\text{л}} + T(2L_{\text{л}} + R_{\text{л}}CZ_{H_2}) + T^2(2R_{\text{л}} + 2Z_{H_2})$$

$$b_{21} = -(2b_0 + b_1 T) = -[2CZ_{H_2}L_{\text{л}} + T(2L_{\text{л}} + R_{\text{л}}CZ_{H_2})]$$

$$b_{22} = b_0 = CZ_{H_2}L_{\text{л}}$$

**Трансформатор.** На рисунке 4.4 представлены его схемы замещения

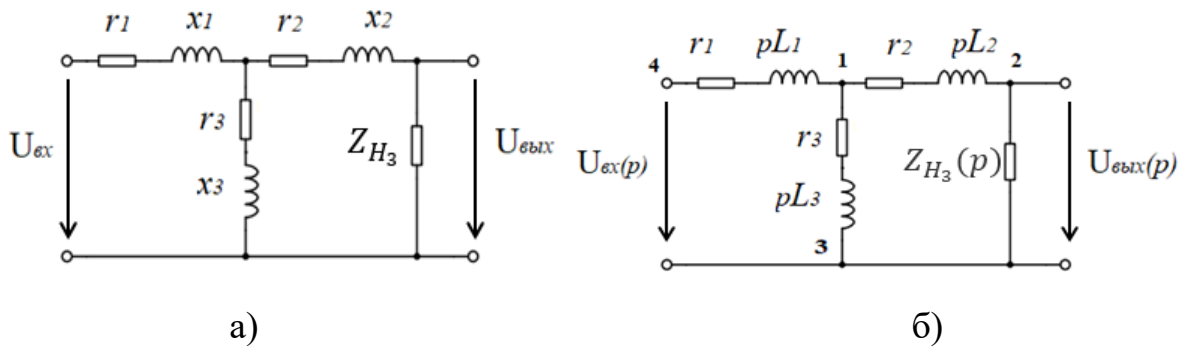


Рисунок 4.4:

а – схема замещения двухобмоточного трансформатора, б – операторная схема замещения

Составлена система уравнений в операторной форме

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_1 \left( \frac{1}{r_1 + pL_1} + \frac{1}{r_2 + pL_2} + \frac{1}{r_3 + pL_3} \right) - \varphi_2 \left( \frac{1}{r_2 + pL_2} \right) - \varphi_4 \left( \frac{1}{r_1 + pL_1} \right) = 0 \\ \varphi_2 \left( \frac{1}{r_2 + pL_2} + \frac{1}{Z_{H_3}(p)} \right) - \varphi_1 \left( \frac{1}{r_2 + pL_2} \right) = 0 \\ \varphi_4 = U_{\text{вх}}(p) \\ \varphi_2 = U_{\text{вых}}(p) \\ \varphi_3 = 0 \end{array} \right. \quad (4.7)$$

Решая систему уравнений, получена передаточная функция по  $p$ -переменной:

$$W'_3(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{a_0 p + a_1}{b_0 p^2 + b_1 p + b_2} \quad (4.8)$$

где  $a_0 = L_3 Z_{H_3}$  ;  $a_1 = r_3 Z_{H_3}$  ;

$$b_0 = (L_1 L_2 + L_2 L_3 + L_1 L_3);$$

$$b_1 = (r_3 L_2 + r_1 L_2 + r_2 L_1 + Z_{H_3} L_3 + r_1 L_3 + r_2 L_3 + Z_{H_3} L_1 + r_3 L_1);$$

$$b_2 = (r_3 Z_{H_3} + r_1 r_2 + r_1 r_3 + r_2 r_3 + r_1 Z_{H_3})$$

Передаточная функция по  $z$ -переменной в дискретной форме, как:

$$W'_3(z) = \frac{a_{30} + a_{31} z^{-1}}{b_{30} + b_{31} z^{-1} + b_{32} z^{-2}} \quad (4.9)$$

где  $a_{30} = a_0 T + a_1 T^2 = T L_3 Z_{H_3} + T^2 r_3 Z_{H_3}$ ;  $a_{31} = -a_0 T = -T L_3 Z_{H_3}$

$$b_{30} = b_0 + b_1 T + b_2 T^2$$

$$= (L_1 L_2 + L_2 L_3 + L_1 L_3) + T^2 (r_3 Z_{H_3} + r_1 r_2 + r_1 r_3 + r_2 r_3 + r_1 Z_{H_3}) \\ + T (r_3 L_2 + r_1 L_2 + r_2 L_1 + Z_{H_3} L_3 + r_1 L_3 + r_2 L_3 + Z_{H_3} L_1 + r_3 L_1)$$

$$b_{31} = -(2b_0 + b_1 T)$$

$$= -[2(L_1 L_2 + L_2 L_3 + L_1 L_3) \\ + T (r_3 L_2 + r_1 L_2 + r_2 L_1 + Z_{H_3} L_3 + r_1 L_3 + r_2 L_3 + Z_{H_3} L_1 + r_3 L_1)]$$

$$b_{32} = b_0 = (L_1 L_2 + L_2 L_3 + L_1 L_3)$$

**Асинхронный двигатель (рисунок 4.5)**

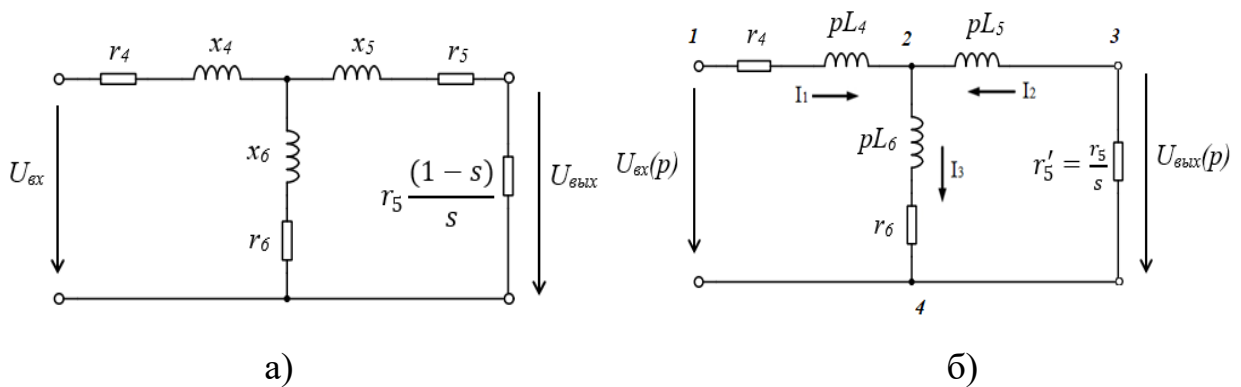


Рисунок 4.5:

а – схема замещения асинхронного двигателя, б – операторная схема замещения



Для схемы составлена система уравнений в операторной форме

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_2 \left( \frac{1}{r_4 + pL_4} + \frac{1}{r_6 + pL_6} + \frac{1}{pL_5} \right) - \varphi_3 \left( \frac{1}{pL_5} \right) - \varphi_1 \left( \frac{1}{r_4 + pL_4} \right) = 0 \\ \varphi_3 \left( \frac{1}{pL_5} + \frac{1}{r'_5} \right) - \varphi_2 \left( \frac{1}{pL_5} \right) = 0 \\ \varphi_1 = U_{\text{BX}}(p) \\ \varphi_3 = U_{\text{ВЫХ}}(p) \\ \varphi_4 = 0 \end{array} \right. \quad (4.10)$$

Из системы уравнений получено выражение передаточной функции по  $p$ -переменной:

$$W'_4(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{BX}}(p)} = \frac{a_0 p + a_1}{b_0 p^2 + b_1 p + b_2} \quad (4.11)$$

где  $a_0 = r'_5 L_6$ ;  $a_1 = r'_5 r_6$ ;

$$b_0 = (L_4 L_5 + L_5 L_6 + L_4 L_6); \quad b_1 = (r_6 L_5 + r_4 L_5 + r_4 L_6 + r_6 L_4 + r'_5 L_6 + r'_5 L_4)$$

$$b_2 = r_4 r_6 + r'_5 r_6 + r'_5 r_4$$

Передаточная функция в дискретной  $z$ -форме имеет следующий вид:

$$W'_4(z) = \frac{a_{40} + a_{41} z^{-1}}{b_{40} + b_{41} z^{-1} + b_{42} z^{-2}} \quad (4.12)$$

где  $a_{40} = a_0 T + a_1 T^2 = T r'_5 L_6 + T^2 r'_5 r_6$ ;  $a_{41} = -a_0 T = -T r'_5 L_6$ ;

$$b_{40} = b_0 + b_1 T + b_2 T^2 = (L_4 L_5 + L_5 L_6 + L_4 L_6) + T(r_6 L_5 + r_4 L_5 + r_4 L_6 + r_6 L_4 + r'_5 L_6 + r'_5 L_4) + T^2(r_4 r_6 + r'_5 r_6 + r'_5 r_4);$$

$$b_{41} = -(2b_0 + b_1 T) = -[2(L_4 L_5 + L_5 L_6 + L_4 L_6) + T(r_6 L_5 + r_4 L_5 + r_4 L_6 + r_6 L_4 + r'_5 L_6 + r'_5 L_4)];$$

$$b_{42} = b_0 = (L_4 L_5 + L_5 L_6 + L_4 L_6)$$

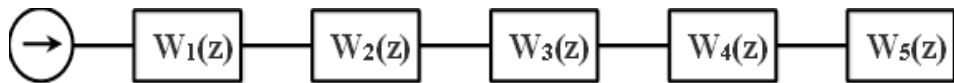


Рисунок 4.6. Структурная схема реализации передаточной функции электрической системы

$$W_1 = W'_1(z); W_2 = W'_2(z); W_3 = W'_3(z); W_4 = W'_2(z); W_5 = W'_4(z)$$

Для получения результирующей передаточной функции электрической системы, показанной на рисунке 4.1 и 4.6, необходимо представить ее в виде выражения (2.13). Для получения выходного сигнала  $f_{\text{вых}}[n]$  на входное воздействие  $f_{\text{вх}}[n - k]$  в тактовые моменты времени использовано разностное уравнение (2.14). При цифровом моделировании выбраны период дискретизации  $T = 0,01$  с, а также параметры элементов схем замещения. За входное воздействие принята функция Дирака ( $\delta$ -импульс), которая определяется следующим образом:

$$\delta(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t \neq 0 \\ 1, & \text{при } t = 0 \end{cases} \quad (4.13)$$

Вычисление передаточной функции энергетической системы численным методом затруднительно ввиду получившейся высокой степени ( $m = 9$ ). Поэтому для расчета значений функций оригиналов по предложенным z-изображениям написана компьютерная программа [117, 118], блок-схема расчета которой представлена на рисунке 4.7.

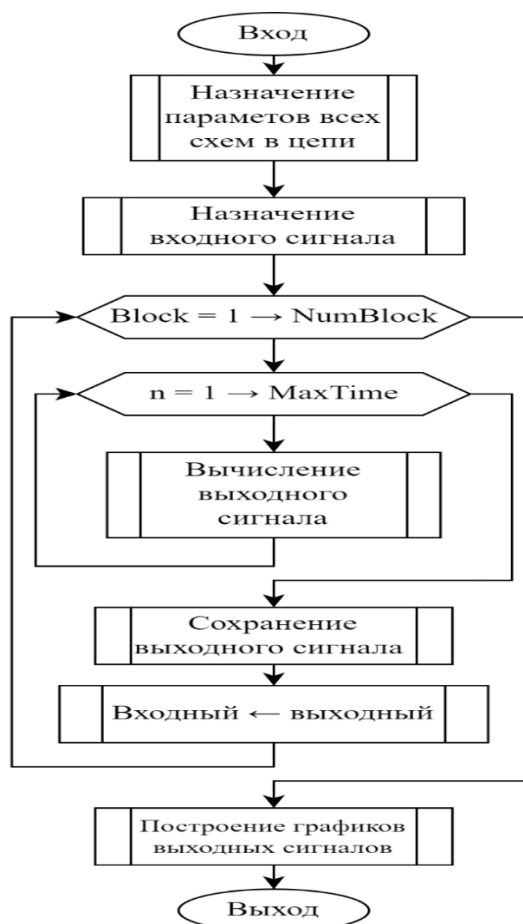


Рисунок 4.7. Блок-схема алгоритма расчета значений функций оригиналов

Проведено вычисление значений импульсных функций  $k[n]$  в тактовые моменты времени с входным воздействием единичного импульса. График импульсной характеристики  $k[n]$  приведен на рисунке 4.8 [119].

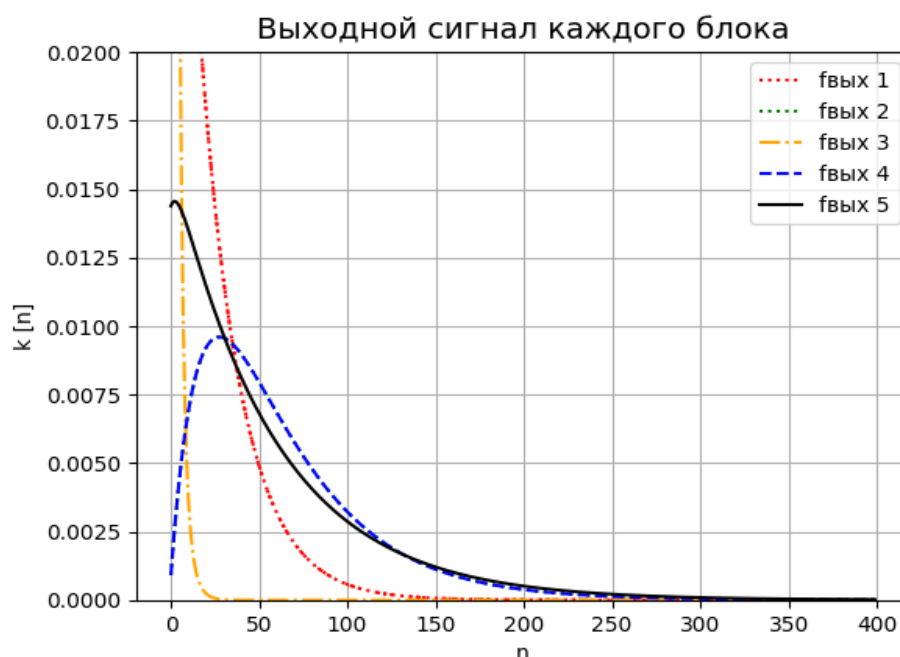


Рисунок 4.8. Импульсная характеристика каждого энергетического блока

На рисунке 4.9 показано вычисление выходного сигнала  $k[n]$  линейных блоков при воздействии единичного импульса на входе электрической системы [119]

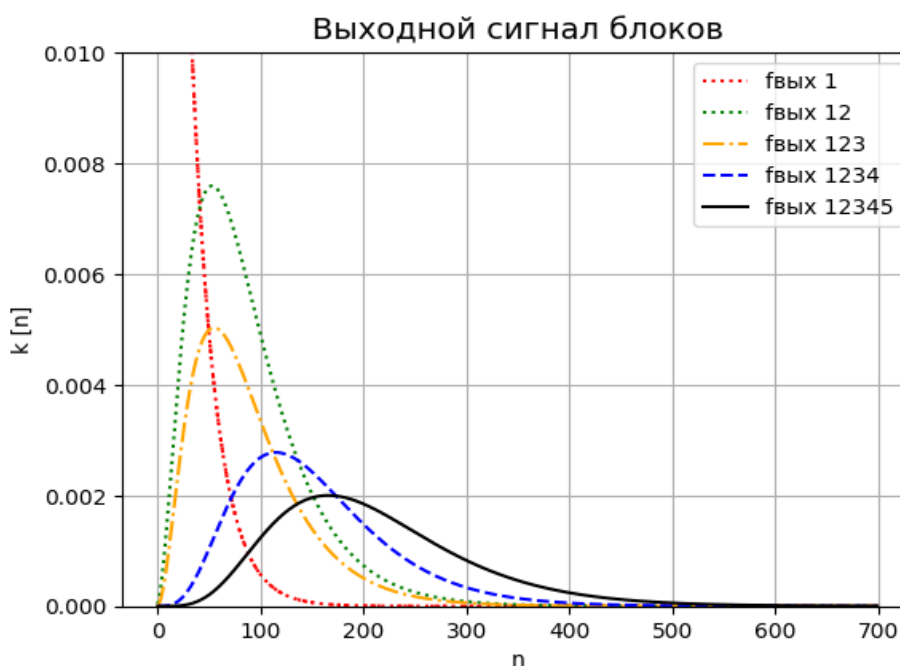


Рисунок 4.9. Импульсная характеристика последовательного соединения блоков электрической системы

Из графика импульсной характеристики (рисунок 4.9) с помощью алгоритма вычисления компьютерного программы получены тактовые моменты времени, при которых выходной сигнал функции достигает максимального значения (табл. 4.1). На основании этого можно сделать вывод, о том, что в энергетической системе переходный процесс происходит с длительным временем или задержкой по времени [119].

Таблица 4.1

Последовательные соединения блоков	Тактовые моменты времени [n] при $k = \max$	Максимальное значение $k[n]$
$f_{\text{вых } 1}$	0	0.0421455938697318
$f_{\text{вых } 12}$	53	0.007592902640850198
$f_{\text{вых } 123}$	55	0.005030934404084304
$f_{\text{вых } 1234}$	115	0.002776866139550172
$f_{\text{вых } 12345}$	166	0.002001582253972229

## 4.2. Цифровое моделирование динамических процессов в линиях электропередачи с распределёнными параметрами

Задача цифрового моделирования динамических процессов, происходящих в линиях с распределенными параметрами, относится к числу наиболее трудных работ. Часто для упрощения понимания процессов, протекающих в электрической системе (ЭС), используются электрические схемы замещения линий электропередачи, которые применимы для исследования установившихся или квазистационарных режимов. Эти схемы могут быть представлены в виде различных электрических схем в зависимости от требуемой точности, что, хотя и существенно упрощает задачу моделирования, но в то же время неизбежно приводит к появлению погрешностей в динамической модели системы [120, 121]. Упрощения, вносимые в схему, могут повлечь за собой неверные выводы об аварийных режимах в реальном времени и о устойчивости системы. В связи с этим, для корректного цифрового моделирования переходных процессов критически важно учитывать основные сведения линий электропередачи с распределенными параметрами [51, 122].

Цифровое моделирование линий электропередачи в ЭС целесообразно осуществлять с использованием преобразования Лапласа или z-преобразования. Важным свойством данного преобразования является то, что оригинал функции может быть найден путем разложения дробной рациональной функции её изображения в ряд Лорана по убывающим степеням. Реализация этого метода, как правило, осуществляется с помощью существующих компьютерных математических программ, что обеспечивает эффективное решение поставленной задачи [123, 124, 125]. Для цифровом моделировании переходных процессов в однородной двухпроводной длинной линии электропередачи с распределенными параметрами в качестве объекта исследования применена наиболее распространенная схема замещения бесконечно малого элемента, представленная на рисунке 4.10 [51, 52].

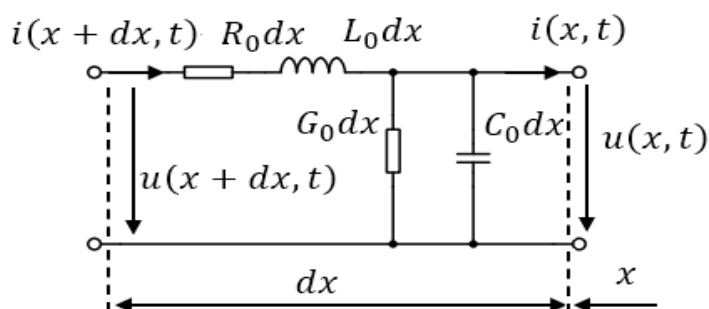


Рисунок 4.10. Схема замещения элементарного участка линии электропередачи

где  $C_0$  – поперечная емкость между прямыми и обратными проводами;  $L_0$  – индуктивность петли, образованной прямыми обратным проводами;  $R_0$  – продольное активное сопротивление прямого и обратного проводов;  $G_0$  – поперечная активная проводимость утечки изоляции между прямым и обратным проводами,  $dx$  – элементарный участок длинной линии;  $x$  – расстояние от конца линии.

Для однородной длинной линии электропередачи с распределенными параметрами ее цепь может быть предложена в виде четырехполюсника, который в свою очередь заменяется эквивалентной цепной схемой на рисунке 4.11

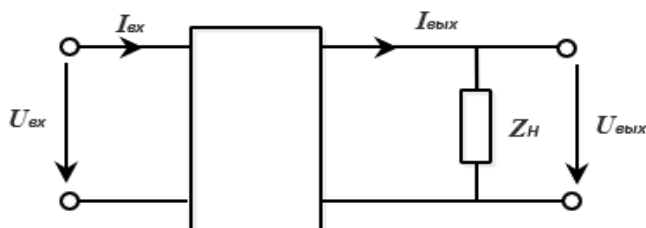


Рисунок 4.11. Эквивалентная цепная схема длинной линии электропередачи

Согласно работе [51] получено выражение передаточной функции по напряжению однородной цепной схемы:

$$W(p) = \frac{e^{\gamma x}[Z_H(p) + Z_c(p)] + e^{-\gamma x}[Z_H(p) - Z_c(p)]}{e^{\gamma l}[Z_H(p) + Z_c(p)] + e^{-\gamma l}[Z_H(p) - Z_c(p)]} \quad (4.14)$$

где  $x$  – расстояние от конца линии;  $l$  – длина длинной линии;  $Z_H(p)$  – сопротивление нагрузки линии;  $Z_c(p)$  – волновое сопротивление;  $\gamma(p)$  – коэффициент распространения.

$$Z_c(p) = \sqrt{\frac{R_0}{G_0}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_0}{G_0}} \cdot \frac{L_0 G_0 - R_0 C_0}{G_0 R_0} \cdot p = A''p + B'' \quad (4.15)$$

$$\gamma(p) = \sqrt{G_0 R_0} + \frac{1}{2} \sqrt{G_0 R_0} \cdot \frac{R_0 C_0 + L_0 G_0}{G_0 R_0} p = Cp + D \quad (4.16)$$

Используя формулу метода обратной разности  $p = \frac{z-1}{zT}$ , получено выражение передаточной функции по  $z$ -переменной в дискретной форме, которой позволяет определить отклик системы на внешнее воздействие в конце линии ( $x = 0$ ):

$$W(z) = \frac{2Z_H(z)e^{Dl}z^m}{(Z_H(z) + Z_c(z))e^{2Dl}z^{2m} + Z_H(z) - Z_c(z)} \quad (4.17)$$

где  $m = Cl/T$ ;

$$Z_c(z) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_0}{G_0}} \cdot \frac{(2G_0 R_0 T + L_0 G_0 - R_0 C_0)z - L_0 G_0 + R_0 C_0}{G_0 R_0 T z}.$$

В практике инженерных расчетов была рассмотрена упрощенная линия электропередачи (УЛЭП) с сосредоточенными параметрами, каждая фаза которой представляется как четырехполюсник, замененный простой схемой электрической цепи. На рисунке 4.12 представлена упрощенная и операторная схема замещения линии для расчета переходных процессов в цепях с напряжением свыше 35 кВ [51, 126, 127]. Для линии длиной менее 300 км параметры схемы замещения определяются следующим образом:  $R = R_0 l$ ,  $X = X_0 l$ ,  $B = B_0 l$  или  $R = R_0 l$ ,  $L = L_0 l$ ,  $C = C_0 l$ .

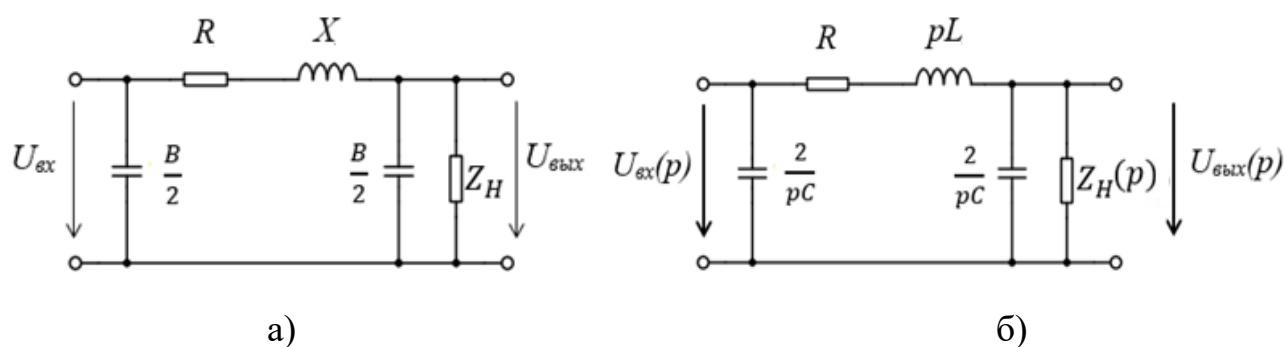


Рисунок 4.12. Схема замещения линии электропередачи с сосредоточенными параметрами  
а – упрощенная; б – операторная

При цифровое моделирование принято воздействие единичного ступенчатого импульса на входе линии электропередачи, а также учтена активно-индуктивная нагрузка длинной и упрощенной линии, которая с сосредоточенными параметрами  $Z_H(p) = R_H + pL_H$ .

Проведено рассмотрение к длинной линии электропередачи (ДЛЭП) без искажений с согласованной нагрузкой. В линии без искажений волновое сопротивление  $Z_c(z)$  является вещественным числом. В выражении (4.17) согласованная нагрузка при  $Z_H(z) = Z_c(z)$ , то есть нагрузка цепи линии  $Z_H(p) = Z_c(p)$ , для согласования нагрузки необходимо, чтобы  $L_H = 0$ , тогда  $Z_H(p) = R_H = Z_c(p)$ . В качестве объекта для исследования использовались следующие параметры:  $R_0 = 38,4 \cdot 10^{-3} \text{ Ом/м}$ ;  $L_0 = 3,93 \cdot 10^{-3} \text{ Гн/м}$ ;  $C_0 = 5,12 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$ ;  $G_0 = 5 \cdot 10^{-11} \text{ См/м}$ ;  $x = 0$ ;  $l = 140955 \text{ м}$ ;  $T = 0,001 \text{ с}$ ; число итераций  $N = 1000$ ;  $0 < \omega < 1000 \text{ рад/с}$  [51].

Получены следующие значения:  $C = 1,4185 \cdot 10^{-7}$ ;  $D = 1,3856 \cdot 10^{-6}$ ;  $m = 20$ ;  $Z_c(p) = 27712,8129 \text{ Ом}$ . На основе выражения (4.17) передаточная функция ДЛЭП без искажений с согласованной нагрузкой имеет вид:

$$W_{10}(z) = 0,8226 \cdot z^{-20} \quad (4.18)$$

Рассмотрена также УЛЭП с согласованной нагрузкой. Из схем замещения рисунка 4.12, с помощью метода узловых потенциалов получена передаточная функция в  $z$ -форме [119, 128]

$$W_{11}(z) = \frac{a_0}{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \quad (4.19)$$

где  $a_0 = 2T^2 Z_H$ ;  $b_0 = CZ_H L + (2L + RCZ_H)T + (2R + 2Z_H)T^2$ ;

$$b_1 = -[2CZ_H L + (2L + RCZ_H)T]; \quad b_2 = CZ_H L;$$

$$R = R_0 l; L = L_0 l; C = C_0 l;$$

$$Z_H = Z_c(p) = 27712,8129 \text{ Ом.}$$

Согласно приведенным выше параметрам и выражению (4.19) передаточная функция линии имеет вид:

$$W_{11}(z) = \frac{0,055426}{12,3615 - 23,37434z^{-1} + 11,0791z^{-2}} \quad (4.20)$$

На рисунке 4.13 показаны графики переходных характеристик в линиях, полученных с помощью метода z-форм.

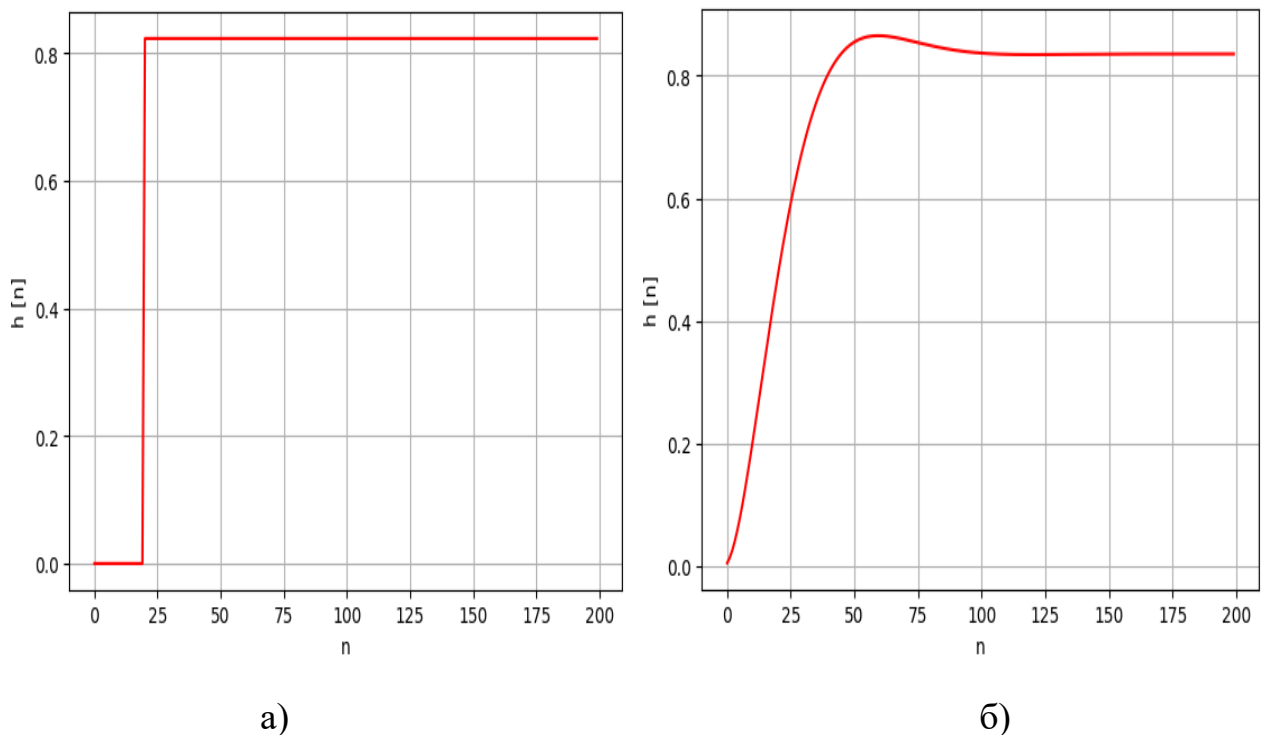


Рисунок 4.13. Переходные характеристики в линиях электропередачи:

а – ДЛЭП без искажений с согласованной нагрузкой; б – УЛЭП с согласованной нагрузкой.

При сравнении результатов ДЛЭП без искажений с согласованной нагрузкой и результатов УЛЭП с согласованной нагрузкой были получены графики



погрешностей, приведенные на рисунке 4.14. При  $n = 19$  максимальная абсолютная погрешность моделирования составила  $\Delta h = 0,45078708469$ .

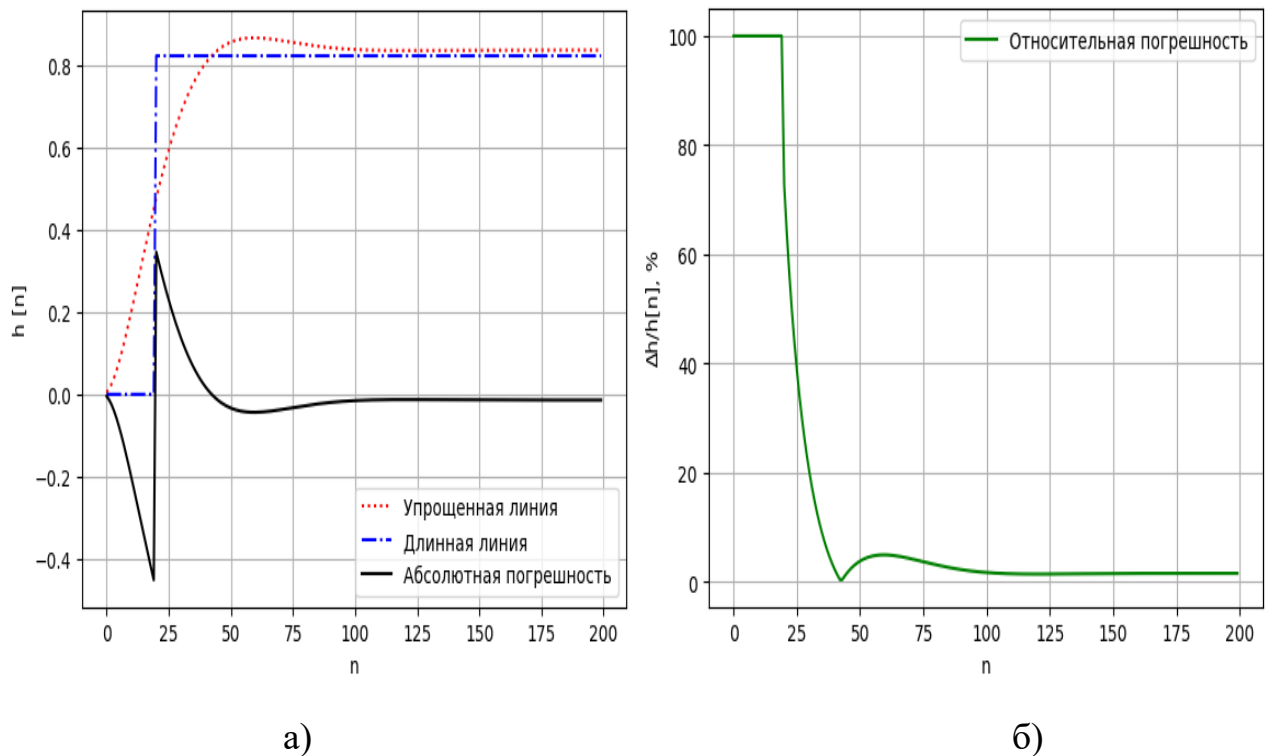


Рисунок 4.14. Графики:

а – абсолютной погрешности; б – относительной погрешности

Аналогично, цифровое моделирование ДЛЭП с распределенными параметрами, включая ее вариант без искажений, и УЛЭП с сосредоточенными параметрами было выполнено в условии их несогласованных нагрузок. На основе источника [51], предложена формула передаточной функции для ДЛЭП без искажений при наличии несогласованной нагрузки.

$$W_{20}(z) = \frac{-135,3 \cdot z^{-11} + 338,25 \cdot z^{-20}}{28708 - 68,649 \cdot z^{-1} - 27546z^{-20} - 66,667z^{-21}} \quad (4.21)$$

Для УЛЭП с несогласованной нагрузкой, из упрощенных схем замещения на рисунке 4.12 получена передаточная функция по  $p$ -переменной [128]:

$$W_{21}(p) = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)} \quad (4.22a)$$

где  $Z_1(p) = R + pL$

$$Z_2(p) = \frac{\frac{2}{pC} \cdot Z_H(p)}{\frac{2}{pC} + Z_H(p)} = \frac{\frac{2}{pC} \cdot (R_H + pL_H)}{\frac{2}{pC} + R_H + pL_H} = \frac{2R_H + 2L_H P}{2 + R_H C p + L_H C p^2}.$$

$$W_{21}(p) = \frac{2R_H + 2L_H \cdot p}{2(R + R_H) + (RR_H C + 2L + 2L_H) \cdot p + (RL_H C + LR_H C) \cdot p^2 + LL_H C \cdot p^3} \quad (4.226)$$

Передаточная функция в z-форме как:

$$W_{21}(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1}}{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3}} \quad (4.23)$$

где  $a_0 = 2L_H T^2 + 2R_H T^3$ ;  $a_1 = -2L_H T^2$ ;

$$b_0 = LL_H C + (RL_H C + LR_H C)T + (RR_H C + 2L + 2L_H)T^2 + (2R + 2R_H)T^3;$$

$$b_1 = -[3LL_H C + (2RL_H C + LR_H C)T + (RR_H C + 2L + 2L_H)T^2];$$

$$b_2 = 3LL_H C + (RL_H C + LR_H C)T;$$

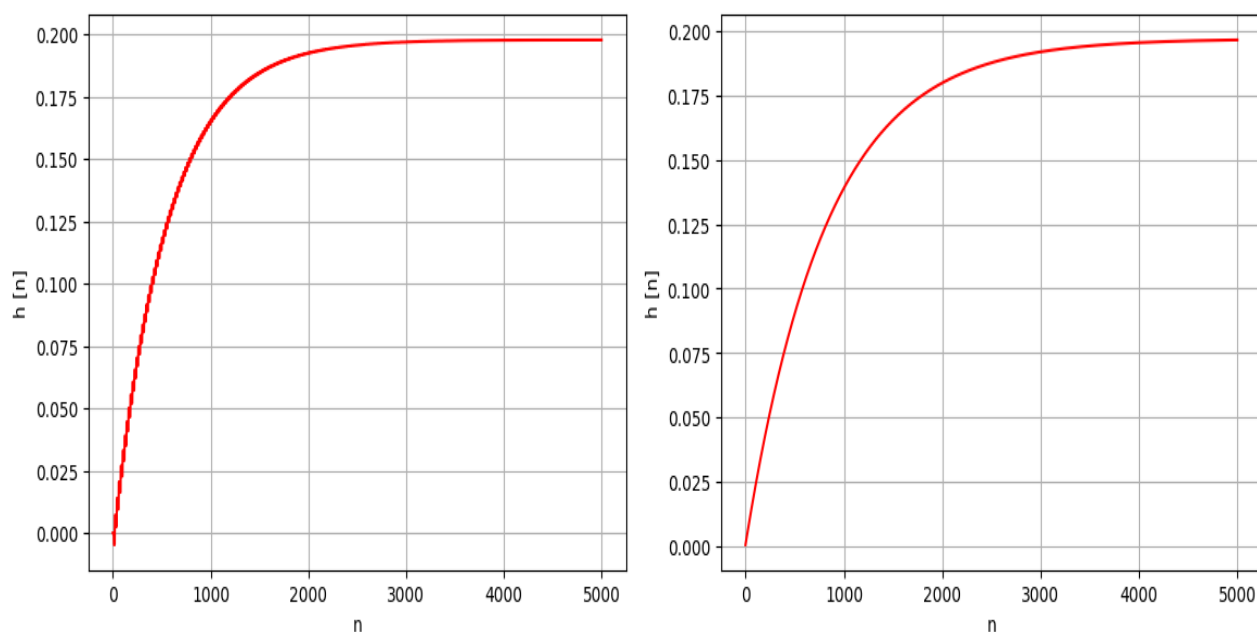
$$b_3 = -LL_H C.$$

В этом случае использовались следующие параметры:  $R_H = 100$  Ом;  $L_H = 0,01$  Гн;  $R_0 = 38,4 \cdot 10^{-3}$  Ом/м;  $L_0 = 3,93 \cdot 10^{-3}$  Гн/м;  $C_0 = 5,12 \cdot 10^{-12}$  Ф/м;  $G_0 = 5 \cdot 10^{-11}$  См/м;  $x = 0$ ;  $l = 10574$  м;  $T = 0,0001$  с; число итераций  $N = 6666$ ;  $0 < \omega < 1000$  рад/с [51].

Приведена передаточная функция УЛЭП с несогласованной нагрузкой

$$W_{21}(z) = \frac{4 \cdot 10^{-10} - 2 \cdot 10^{-10} z^{-1}}{8,7737 \cdot 10^{-7} - 9,4387 \cdot 10^{-7} z^{-1} + 9,0013 \cdot 10^{-8} z^{-2} - 2,2498 \cdot 10^{-8} z^{-3}} \quad (4.24)$$

На рисунке 4.15 представлены графики переходных характеристик в ДЛЭП и УЛЭП, а на рисунке 4.16 – графики погрешностей, полученных при сравнении между ими. При  $n = 681$  максимальная абсолютная погрешность моделирования  $\Delta h = 0,029087660989727607$ .

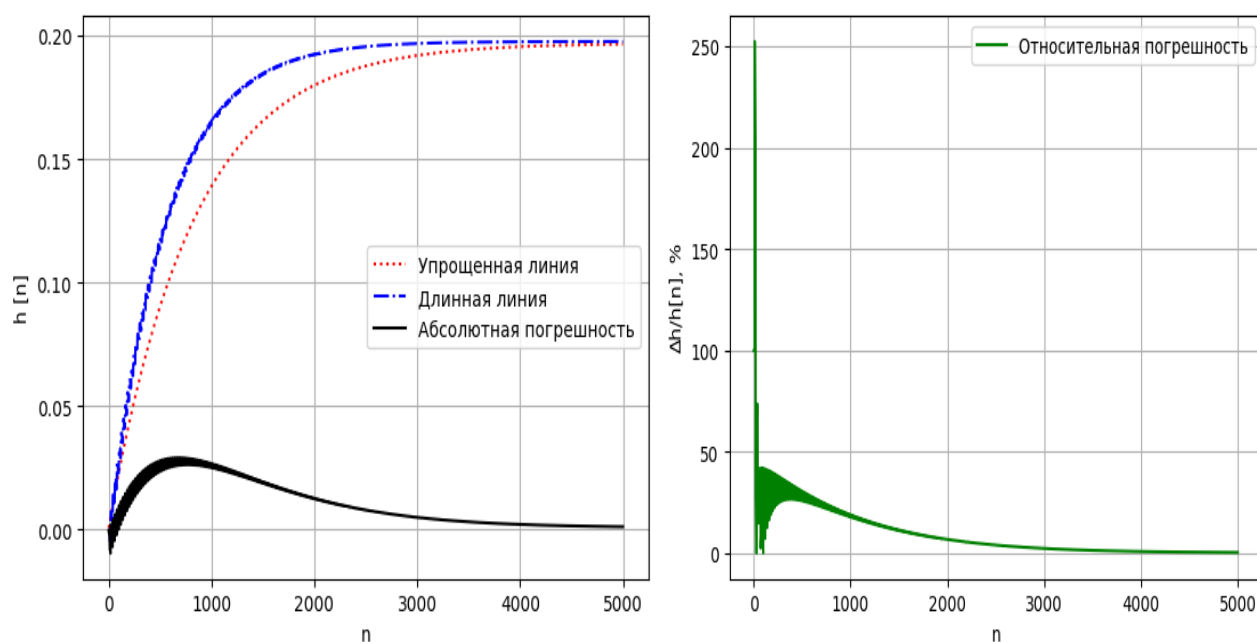


а)

б)

Рисунок 4.15. Переходные характеристики в линиях электропередачи:

а – ДЛЭП без искажений с несогласованной нагрузкой; б – УЛЭПс несогласованной нагрузкой



а)

б)

Рисунок 4.16. Графики:

а – абсолютной погрешности; б – относительной погрешности

Аналогично такие же исследования для ДЛЭП с искажениями и УЛЭП с использованием упрощенных схем замещения были проведены в условии их несогласованных нагрузок. Расчеты выполнены при следующих параметрах:  $R_H =$

100 Ом;  $L_H = 0,01$  Гн;  $R_0 = 38,4 \cdot 10^{-3}$  Ом/м;  $L_0 = 8,84 \cdot 10^{-3}$  Гн/м;  $C_0 = 5,12 \cdot 10^{-12}$  Ф/м;  $G_0 = 5 \cdot 10^{-11}$  См/м;  $x = 0$ ;  $l = 86791$  м;  $T = 0,001$  с; число итераций  $N = 6666$ ;  $0 < \omega < 1000$  рад/с [51, 129, 130].

Получена передаточная функция ДЛЭП с искажениями и несогласованной нагрузкой

$$W_{30}(z) = \frac{248,11407 \cdot z^{-20} - 22,5558 \cdot z^{-21}}{2287900,7 - 2252525,2 \cdot z^{-1} - 1798567 \cdot z^{-40} + 1770954,2 \cdot z^{-41}} \quad (4.25)$$

и УЛЭП с несогласованной нагрузкой:

$$W_{31}(z) = \frac{2,2 \cdot 10^{-7} - 2 \cdot 10^{-8} z^{-1}}{15,7902 \cdot 10^{-4} - 16,1308 \cdot 10^{-4} z^{-1} + 4,434 \cdot 10^{-5} z^{-2} - 3,41 \cdot 10^{-6} z^{-3}} \quad (4.26)$$

Переходные характеристики линий, полученные с помощью метода z-форм и графики погрешностей, полученных в их сравнении показаны на рисунках 4.17 и 4.18. При  $n = 59$  максимальная абсолютная погрешность моделирования составляет  $\Delta h = 0.0038895352$ .

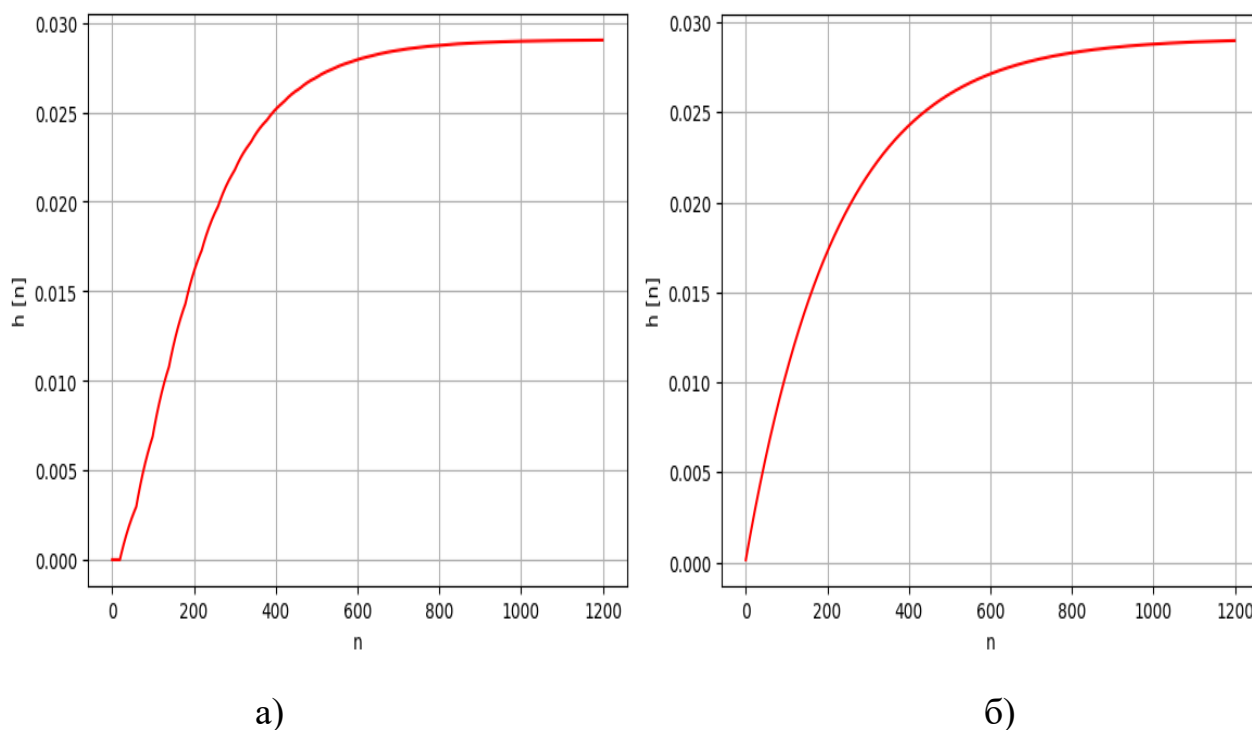


Рисунок 4.17. Переходные характеристики в линиях электропередачи:

а – ДЛЭП с искажениями и несогласованной нагрузкой; б – УЛЭП с несогласованной нагрузкой

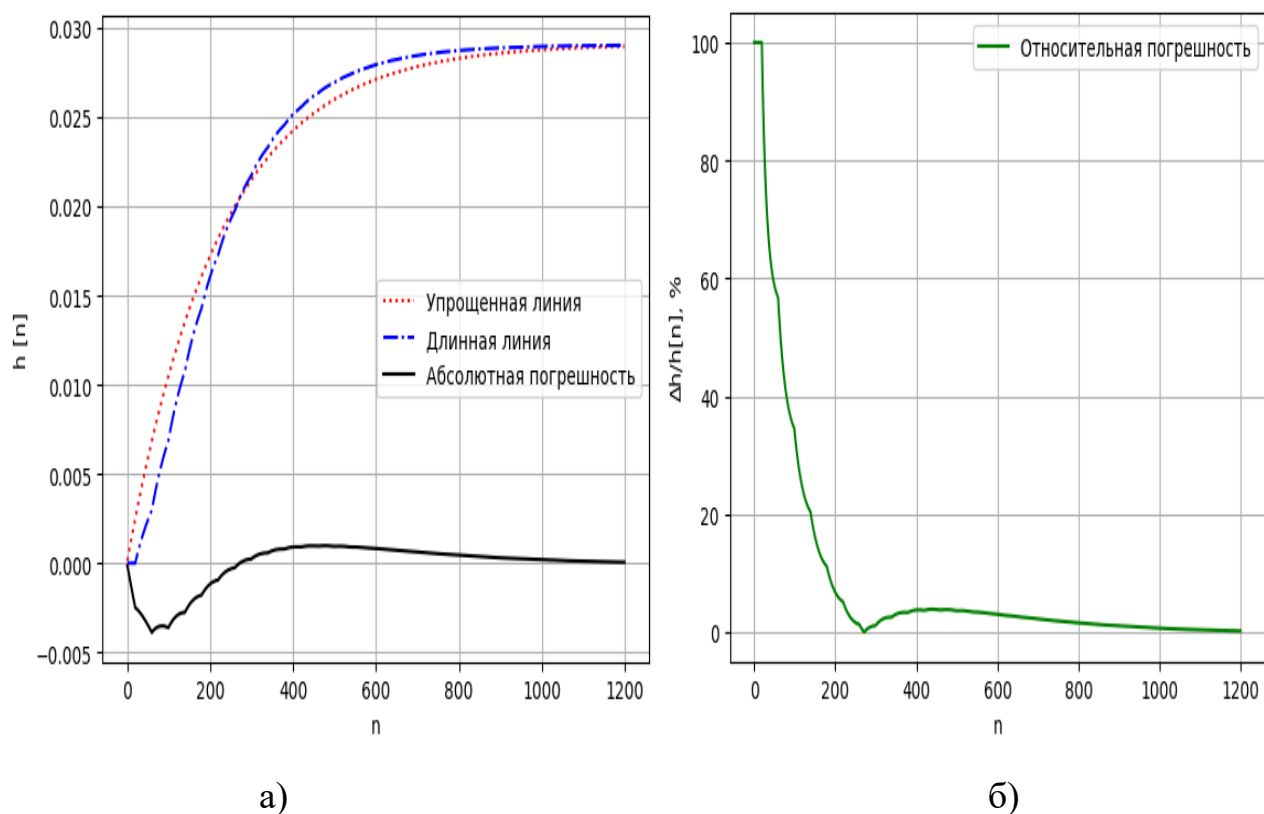


Рисунок 4.18. Графики:

а – абсолютной погрешности; б – относительной погрешности

По результатам исследования работы [119] рассмотрено цифровое моделирование электрической системы, представленной последовательным соединением линий (длинных и упрощенных) с энергетическими устройствами (синхронным генератором, трансформатором и синхронным двигателем). Принципиальная схема и структурная схема реализации передаточной функции ЭС показаны на рисунках 4.1 и 4.6, где  $W_1 = W'_1(z)$ ;  $W_2 = W_4 = W_{10}$  (или  $W_{20}$ , или  $W_{30}$ , или  $W_{11}$ , или  $W_{21}$ , или  $W_{31}$ );  $W_3 = W'_3(z)$ ;  $W_5 = W'_4(z)$ .

Для ЭС с соединением ДЛЭП без искажений с согласованной нагрузкой и УЛЭП с согласованной нагрузкой выходной сигнал линейных блоков при воздействии единичного импульса на входе ЭС показан на рисунке 4.19.

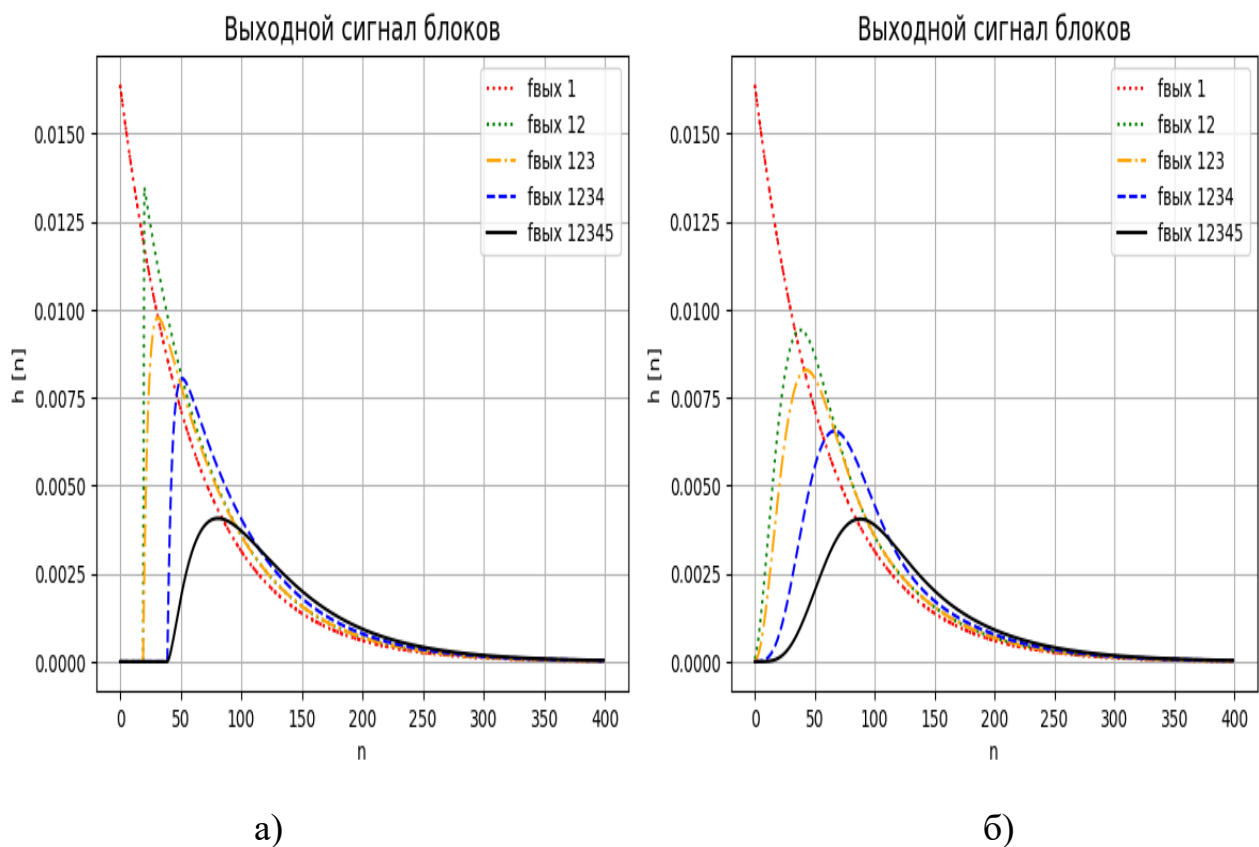


Рисунок 4.19. Переходные характеристики последовательного соединения блоков ЭС  
а – ДЛЭП без искажений с согласованной нагрузкой; б – УЛЭП с согласованной нагрузкой

Из графиков на рисунке 4.19, с помощью алгоритма расчета компьютерной программы в таблице 4.2 получены тактовые моменты времени, при которых выходной сигнал  $h[n]$  функций достигает максимального значения.

Таблица 4.2

Последовательные соединения блоков	Тактовые моменты времени [n] при $h[n] = \max$	Максимальное значение $h[n]$
<b>Длинная линия без искажений с согласованной нагрузкой</b>		
$f_{\text{вых 1}}$	0	0.01639344262295082
$f_{\text{вых 12}}$	20	0.013485245901639345
$f_{\text{вых 123}}$	31	0.009774094593772301
$f_{\text{вых 1234}}$	51	0.008040170212837094
$f_{\text{вых 12345}}$	81	0.004073840510567478
<b>Упрощенная линия с согласованной нагрузкой</b>		
$f_{\text{вых 1}}$	0	0.01639344262295082
$f_{\text{вых 12}}$	38	0.009421078830160846

$f_{\text{вых } 123}$	43	0.008288407024191974
$f_{\text{вых } 1234}$	67	0.006554152596865126
$f_{\text{вых } 12345}$	88	0.004054762818590622

На основании таблицы 4.2 можно сделать вывод о том, что в ЭСс соединением ДЛЭП без искажений с согласованной нагрузкой переходный процесс происходит с задержкой по времени меньше, чем с соединением УЛЭП с согласованной нагрузкой.

На рисунке 4.20 приведены графики переходной характеристики выходных сигналов  $f_{\text{вых } 12345}$  электрической системы с использованием линий и абсолютной погрешности их сравнении. При  $n = 40$  максимальная абсолютная погрешность моделирования составляет  $\Delta h = 0.00106717955$ .

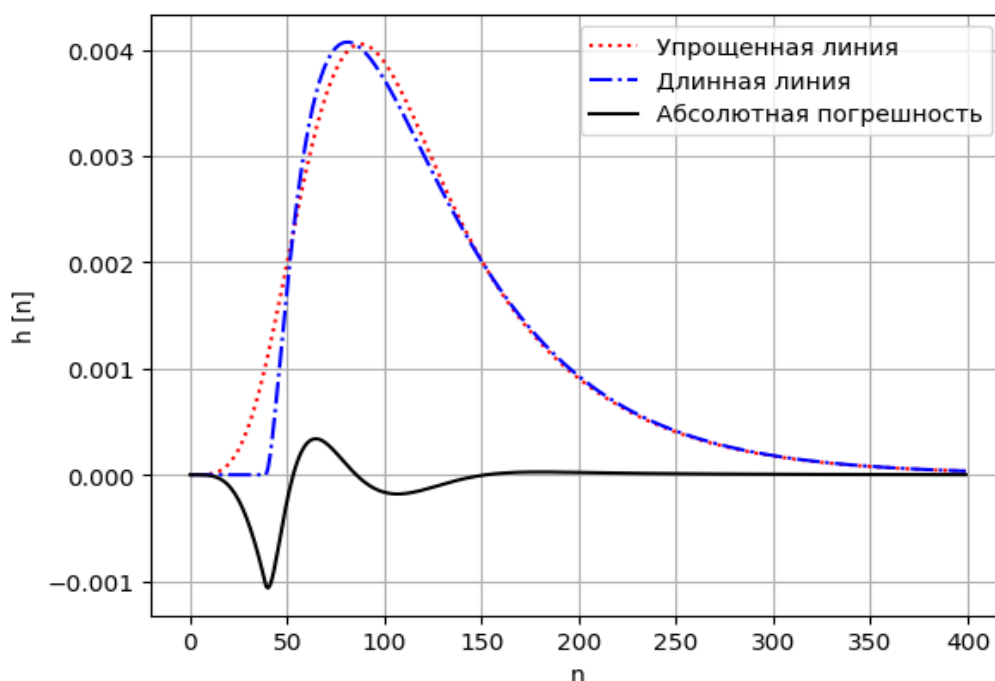
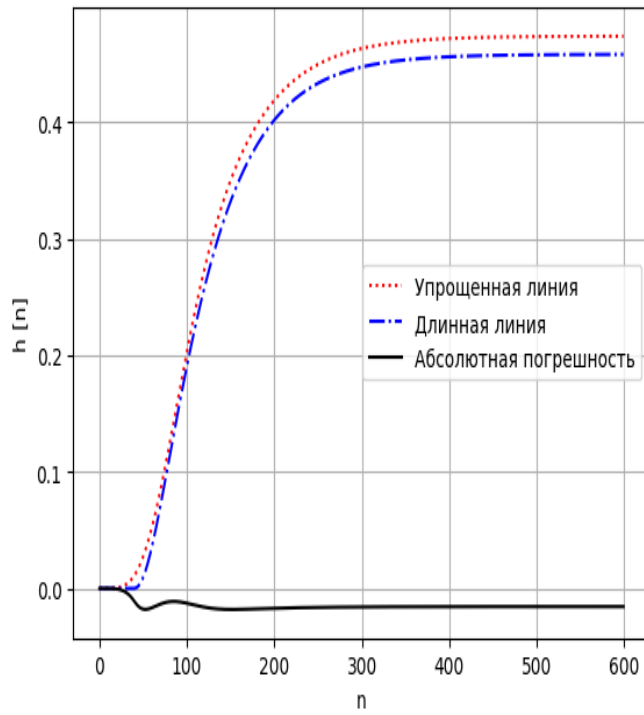
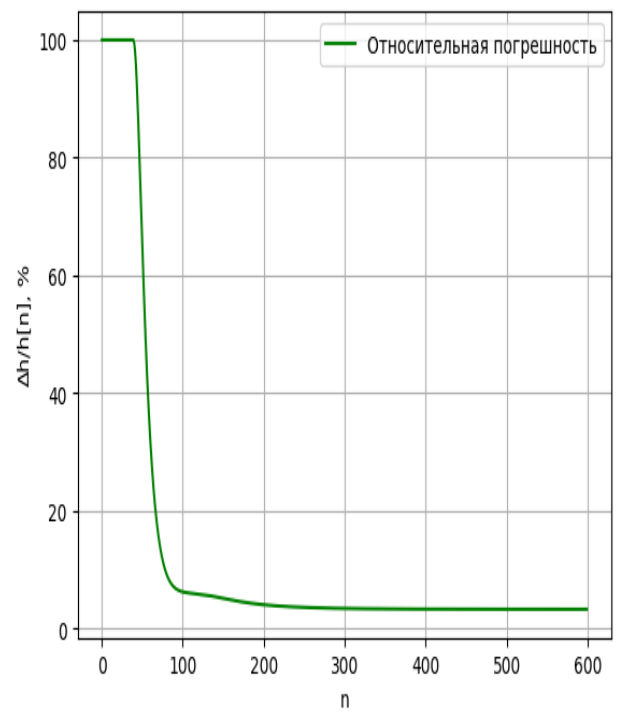


Рисунок 4.20. Графики переходной характеристики выходных сигналов  $f_{\text{вых } 12345}$  ЭС и абсолютной погрешности

При воздействии единичного ступенчатого импульса на входе ЭС получены переходные характеристики выходных сигналов  $f_{\text{вых } 12345}$  и погрешностей в их сравнении на рисунке 4.21. При  $n = 152$  максимальная абсолютная погрешность моделирования составляет  $\Delta h = 0.01804357418430502$ .



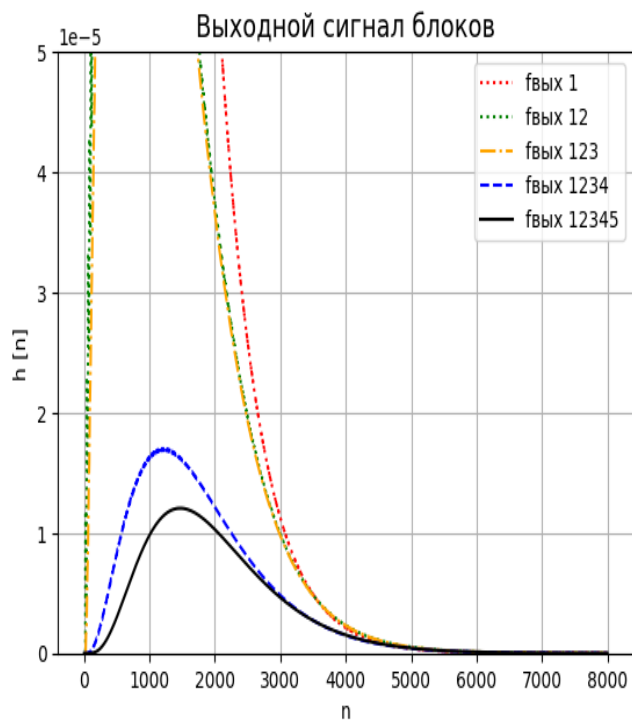
а)



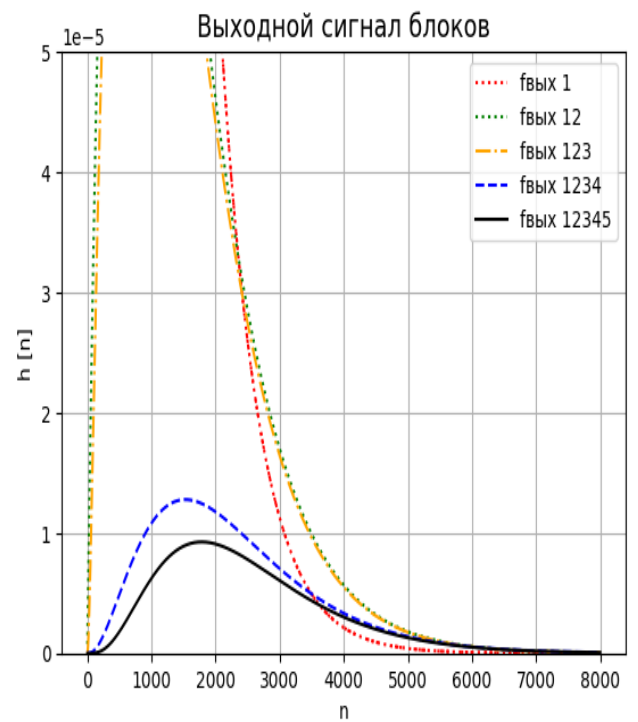
б)

Рисунок 4.21. Графики:

а – переходных характеристик и абсолютной погрешности; б – относительной погрешности



а)



б)

Рисунок 4.22. Переходные характеристики последовательного соединения блоков ЭС

а – ДЛЭП без искажений с несогласованной нагрузкой; б – УЛЭП с несогласованной нагрузкой



Аналогично проведено такое же цифровое моделирование ЭС с соединением остальных линий. Для ДЛЭП без искажений с несогласованной нагрузкой и УЛЭП с несогласованной нагрузкой при воздействии единичного импульса на входе ЭС получены переходные характеристики на рисунке 4.22. С помощью алгоритма расчета компьютерной программы в таблице 4.3 получены максимальное значение выходной сигнал  $h[n]$  функций при соответствующие тактовые моменты времени.

Таблица 4.3

Последовательные соединения блоков	Тактовые моменты времени [n] при $h[n] = \max$	Максимальное значение $h[n]$
<b>Длинная линия без искажений с несогласованной нагрузкой</b>		
$f_{\text{вых } 1}$	0	0.001663893510815307
$f_{\text{вых } 12}$	581	0.00012973120390573527
$f_{\text{вых } 123}$	650	0.00011417016388909492
$f_{\text{вых } 1234}$	1210	$1.7025967529287818 \cdot 10^{-5}$
$f_{\text{вых } 12345}$	1473	$1.2064230437097711 \cdot 10^{-5}$
<b>Упрощенная линия с несогласованной нагрузкой</b>		
$f_{\text{вых } 1}$	0	0.001663893510815307
$f_{\text{вых } 12}$	697	0.00010250353733669587
$f_{\text{вых } 123}$	754	$9.255240696919497 \cdot 10^{-5}$
$f_{\text{вых } 1234}$	1528	$1.2780594897881363 \cdot 10^{-5}$
$f_{\text{вых } 12345}$	1782	$0.9258510353050112 \cdot 10^{-5}$

На основании таблицы 4.3 видно, что в ЭС с соединением ДЛЭП без искажений с несогласованной нагрузкой переходный процесс происходит с задержкой по времени меньше в ЭС с соединением УЛЭП с несогласованной нагрузкой.

На рисунке 4.23 показаны графики переходной характеристики выходных сигналов  $f_{\text{вых } 12345}$  ЭС с использованием линий и абсолютной погрешности при их сравнении. Максимальная абсолютная погрешность  $\Delta h = 0.3742175183029 \cdot 10^{-5}$  при  $n = 1155$ .

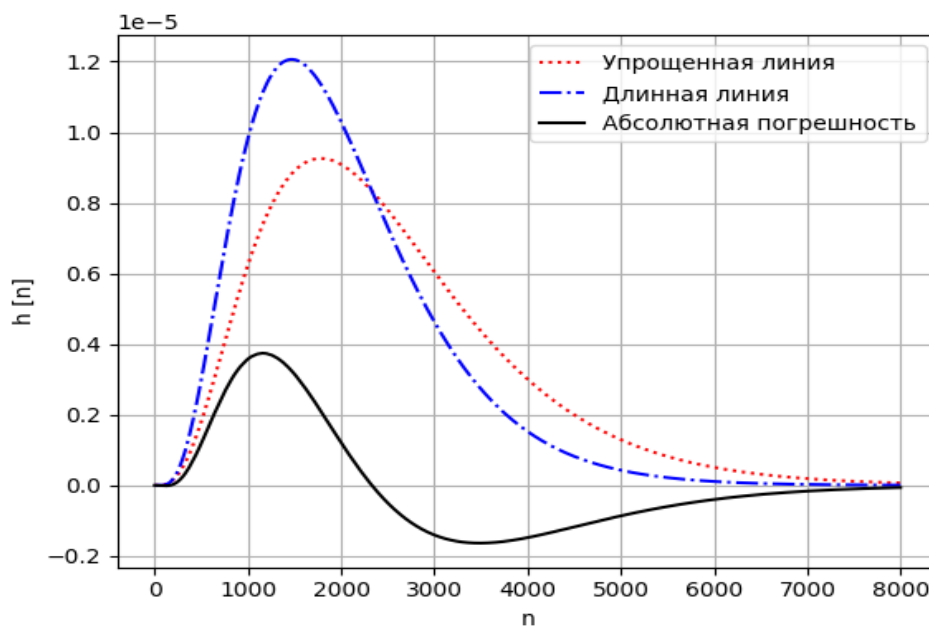
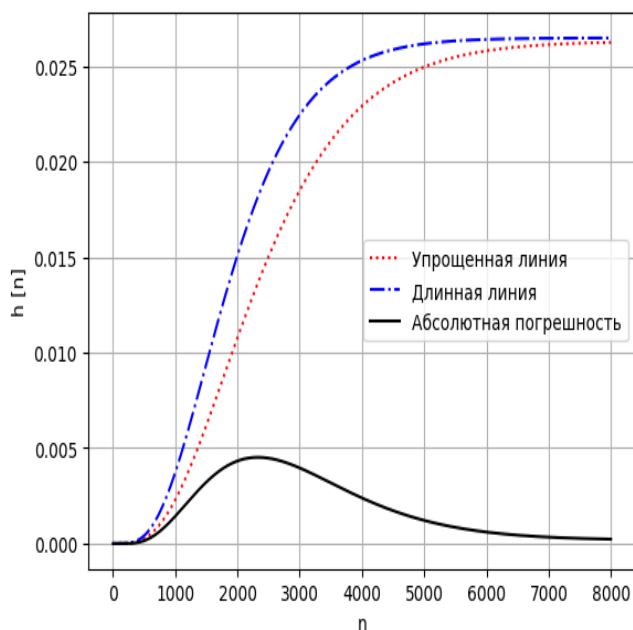
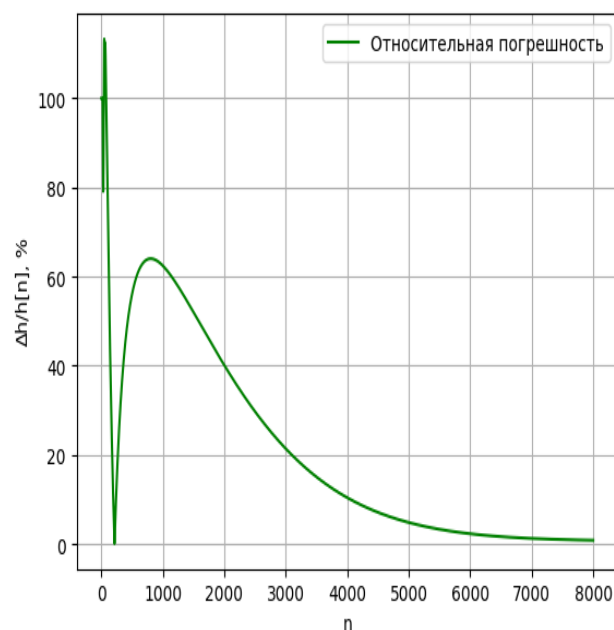


Рисунок 4.23. Графики переходной характеристики выходных сигналов  $f_{\text{вых } 12345}$  ЭС и абсолютной погрешности

При воздействии единичного ступенчатого импульса на входе ЭС получены переходные характеристики выходных сигналов  $f_{\text{вых } 12345}$  и погрешностей на рисунке 4.24. При  $n = 2329$  максимальная абсолютная погрешность моделирования составляет  $\Delta h = 0.00451381622401597$ .



а)



б)

Рисунок 4.24. Графики:

а – переходных характеристик и абсолютной погрешности; б – относительной погрешности

Для ДЛЭП с искажениями несогласованной нагрузкой и УЛЭП с несогласованной нагрузкой, на рисунке 4.25 приведены графики переходной характеристики выходных сигналов при входном воздействии единичного импульса.

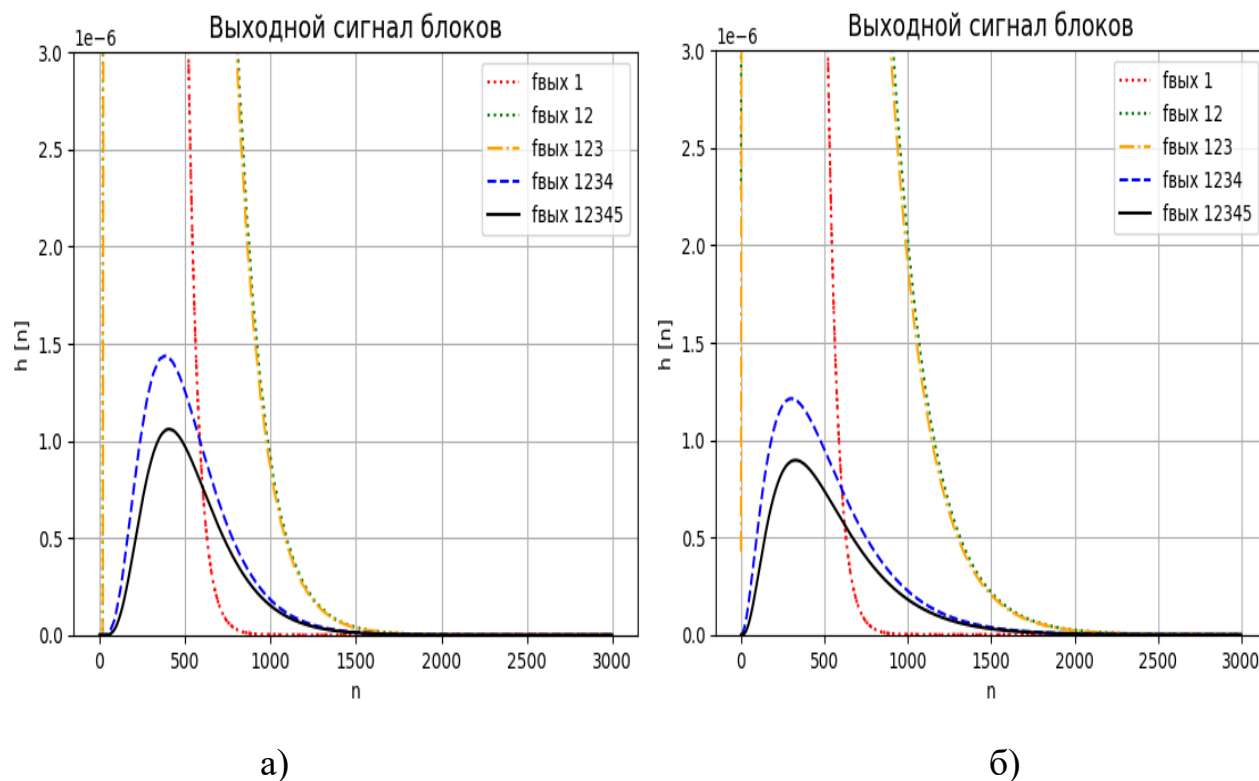


Рисунок 4.25. Переходные характеристики последовательного соединения блоков ЭС  
а – ДЛЭП с искажениями и несогласованной нагрузкой; б – УЛЭП с несогласованной нагрузкой

В таблице 4.4 получены тактовые моменты времени, при которых выходной сигнал  $h[n]$  функций достигает максимального значения.

Таблица 4.4

Последовательные соединения блоков	Тактовые моменты времени [n] при $h[n] = \max$	Максимальное значение $h[n]$
<b>Длинная линия с искажениями и несогласованной нагрузкой</b>		
$f_{\text{вых 1}}$	0	0.01639344262295082
$f_{\text{вых 12}}$	160	$8.473397585189009 \cdot 10^{-5}$
$f_{\text{вых 123}}$	165	$7.676123656076127 \cdot 10^{-5}$
$f_{\text{вых 1234}}$	387	$1.436921269589052 \cdot 10^{-6}$
$f_{\text{вых 12345}}$	406	$1.0596951523481517 \cdot 10^{-6}$
<b>Упрощенная линия с несогласованной нагрузкой</b>		

$f_{\text{вых } 1}$	0	0.01639344262295082
$f_{\text{вых } 12}$	107	$8.010574072461381 \cdot 10^{-5}$
$f_{\text{вых } 123}$	113	$7.273231000285308 \cdot 10^{-5}$
$f_{\text{вых } 1234}$	302	$1.2121141327069867 \cdot 10^{-6}$
$f_{\text{вых } 12345}$	327	$0.8959780173190454 \cdot 10^{-6}$

На основании таблицы 4.4 видно, что в ЭС, содержащей ДЛЭП с искажениями несогласованной нагрузкой переходный процесс происходит с задержкой по времени больше в ЭС с соединением УЛЭП с несогласованной нагрузкой.

На рисунке 4.26 получены переходные характеристики выходных сигналов  $f_{\text{вых } 12345}$  электрической системы и абсолютной погрешности при их сравнении. При  $n = 156$  максимальная абсолютная погрешность  $\Delta h = 0,330760428284 \cdot 10^{-6}$

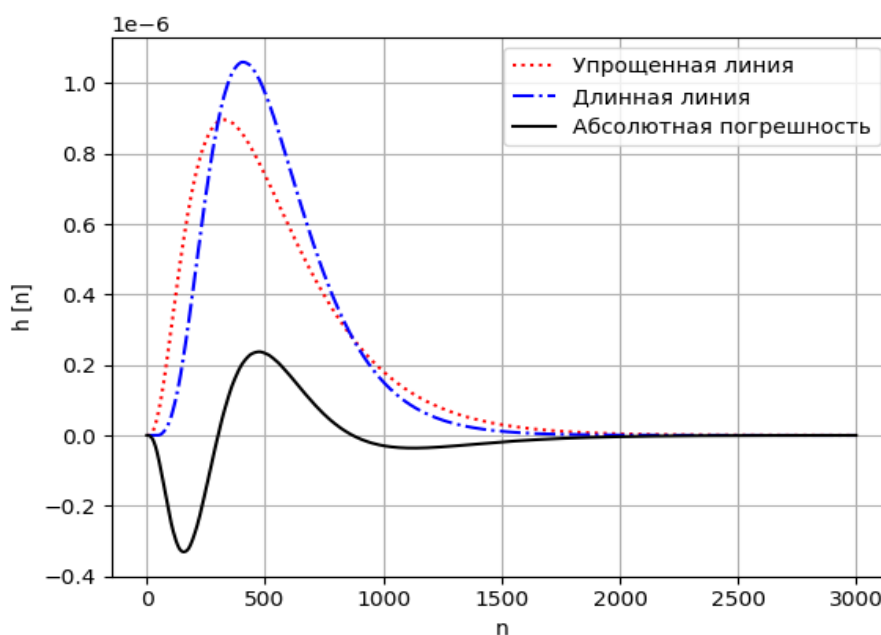


Рисунок 4.26. Графики переходной характеристики выходных сигналов  $f_{\text{вых } 12345}$  ЭС и абсолютной погрешности

При воздействии единичного ступенчатого импульса на входе ЭС получены переходные характеристики выходных сигналов  $f_{\text{вых } 12345}$  и погрешностей на рисунке 4.27. Максимальная абсолютная погрешность моделирования составляет  $\Delta h = 5.43333808005119 \cdot 10^{-5}$  при  $n = 300$ .

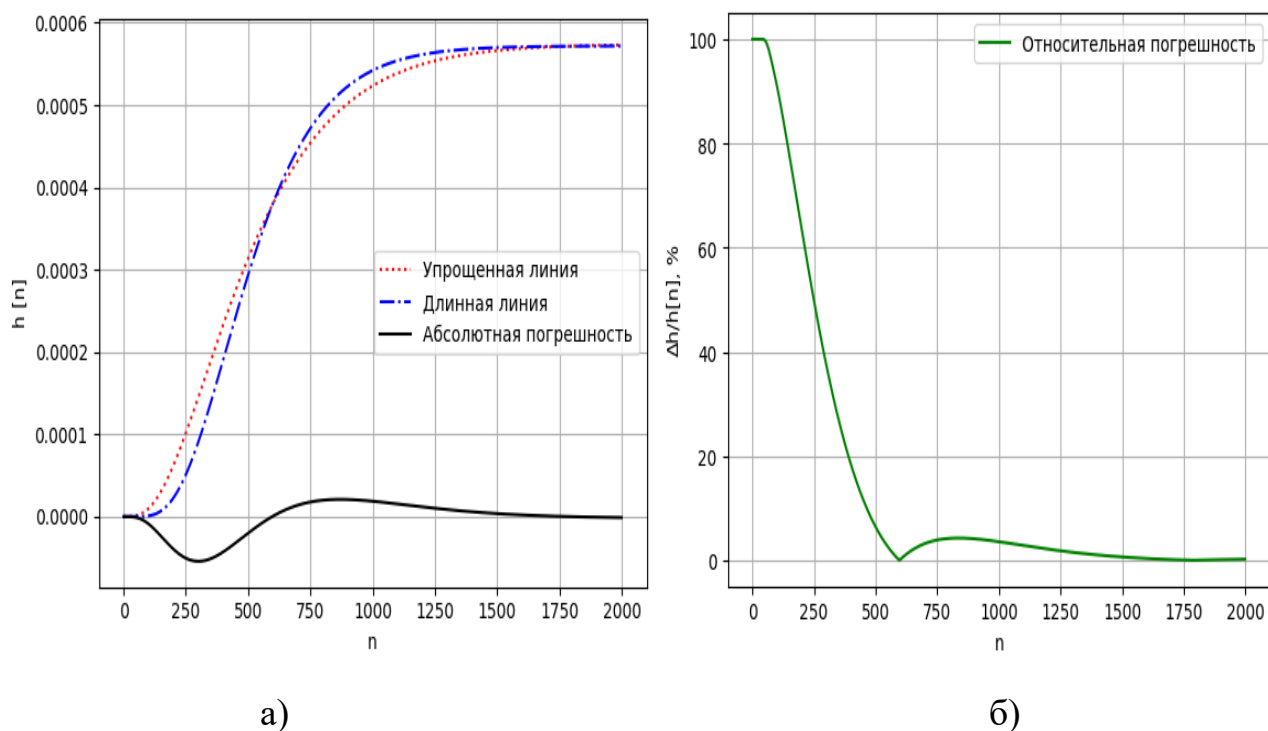


Рисунок 4.27. Графики:

а – переходных характеристик и абсолютной погрешности; б – относительной погрешности

### 4.3. Структурный метод повышения быстродействия цифровых фильтров в системах управления

При обработке сигналов в цифровых системах автоматического управления широко используются цифровые фильтры, для которых весьма важны такие требования, как точность и быстродействие. Увеличение быстродействия может быть достигнуто за счет повышения частоты дискретизации. Однако это приводит к возрастанию погрешности обработки цифровой информации. Следовательно, выбор частоты дискретизации представляет собой компромиссные требования. Это особенно важно для рекурсивных алгоритмов, использованных в цифровых системах, так как при их выполнении происходит накопление погрешности, основной причиной которой является операция округления. Значение этой погрешности напрямую зависит от типа используемого алгоритма и разрядности данных [62]. Таким образом, возникает необходимость в анализе других методов решения задачи по компромиссным требованиям между точностью и быстродействием. Источники [62, 69, 77, 131] указывают на зависимость погрешности накопления от структурной схемы алгоритма или формы

декомпозиции. Например, реализация фильтра с непосредственной декомпозицией при высоких порядках (близких к 5 и 6) может быть неустойчивой. В то же время, последовательная декомпозиция обеспечивает более высокую устойчивость, но снижает быстродействие. Следовательно, требуется комплексный анализ по точности и быстродействию различных структурных вариантов цифровых регуляторов и фильтров.

Рассмотрены различные варианты структурных схем, реализующих импульсную передаточную функцию  $W(z)$ . В качестве объекта для исследования реализации различных структурных схем представлена передаточная функция четвертой степени (рисунок 4.28) в следующем виде:

$$W(z) = \frac{a_{m+1}z^m + a_mz^{m-1} + \dots + a_1}{b_{n+1}z^n + b_nz^{n-1} + \dots + b_1} \quad (4.27)$$

Из уравнения (4.27) без вычислений может быть получена диаграмма состояния с непосредственной декомпозицией, показанная на рисунке 4.28-а.

Уравнение (4.27) можно преобразовать в другую форму:

$$W(z) = \frac{K(z + c_1)(z + c_2) \dots (z + c_m)}{(z + d_1)(z + d_2) \dots (z + d_n)} \quad (4.28)$$

где  $n \geq m$ ;  $c_1 \div c_m$  и  $d_1 \div d_n$  – нули и полюсы  $W(z)$ , соответственно

Уравнение (4.28) представляет собой произведение передаточных функций звеньев первого порядка. На рисунке 4.28-б получена диаграмма состояния с последовательной декомпозицией.

С помощью разложения приведено уравнение (4.27) к простым слагаемым:

$$W(z) = \sum_{k=1}^i \frac{K_k}{z + d_k} + \sum_{k=i+1}^n \frac{K_k}{(z + d_k)^{k-i}} \quad (4.29)$$

В уравнении (4.29) первое слагаемое соответствует различным собственным значениям  $d_k, k = 1, 2, \dots, i$ , а второе – кратным, причем через  $d_{i+1} = d_{i+2} = \dots = d_n$  обозначено собственное значение кратности  $n - i$ . Это уравнение (4.29)

представляет собой сумму передаточных функций звеньев первого порядка. Диаграмма состояния в этом случае является параллельной декомпозицией (рисунок 4.28-в). На рисунке 4.28-г и 4.28-д изображены схемы устройств с комбинацией последовательной и параллельной декомпозиций [62, 132].

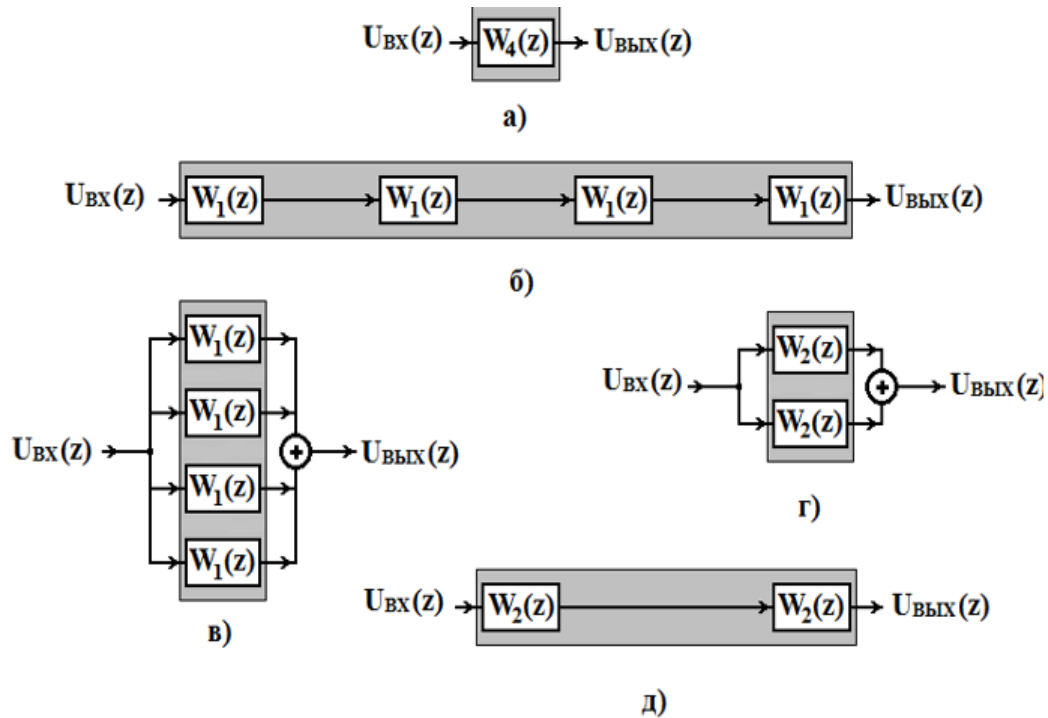


Рисунок 4.28. Структурные схемы реализации передаточной функции:

а – непосредственная декомпозиция; б – последовательная декомпозиция; в – параллельная декомпозиция; г-д – комбинации декомпозиций.

Рассмотрена методика оценки быстродействия цифровых фильтров с тремя различными вариантами решения конкретной задачи. В качестве примера для расчёта быстродействия проведено исследование фильтра с передаточной функцией следующего вида [133, 134]:

$$W(z) = \frac{z^3 - 2,4z^2 + 1,91z - 0,504}{z^4 - 5z^3 + 9,35z^2 - 7,75z + 2,4024} \quad (4.30)$$

Для численного анализа уравнение (4.30) преобразуется в следующий вид:

$$W(z) = \frac{(z - 0,7)(z - 0,8)(z - 0,9)}{(z - 1,1)(z - 1,2)(z - 1,3)(z - 1,4)} \quad (4.31a)$$

$$W(z) = \frac{z - 0,7}{z - 1,1} \cdot \frac{z - 0,8}{z - 1,2} \cdot \frac{z - 0,9}{z - 1,3} \cdot \frac{1}{z - 1,4} \quad (4.31б)$$

$$W(z) = \frac{1 - 0,7z^{-1}}{1 - 1,1z^{-1}} \cdot \frac{1 - 0,8z^{-1}}{1 - 1,2z^{-1}} \cdot \frac{1 - 0,9z^{-1}}{1 - 1,3z^{-1}} \cdot \frac{z^{-1}}{1 - 1,4z^{-1}} \quad (4.31в)$$

По уравнению (4.31в) на рисунке 4.29 получена диаграмма состояния с последовательной декомпозицией:

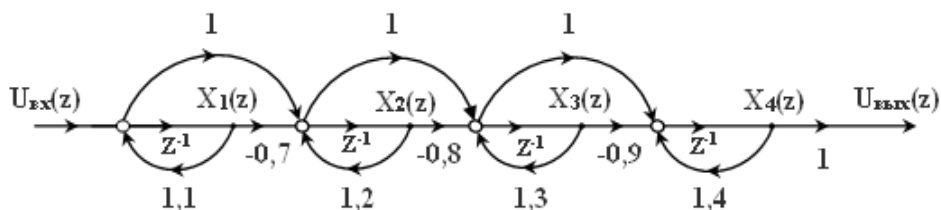


Рисунок 4.29. Последовательная декомпозиция

Для получения диаграммы состояния с непосредственной декомпозицией было проведено преобразование уравнения (4.30) в уравнение (4.32)

$$W(z) = \frac{z^{-1} - 2,4z^{-2} + 1,91z^{-3} - 0,504z^{-4}}{1 - 5z^{-1} + 9,35z^{-2} - 7,75z^{-3} + 2,4024z^{-4}} \quad (4.32)$$

по этому уравнению (4.32) без вычислений получена диаграмма состояния на рисунке 4.30

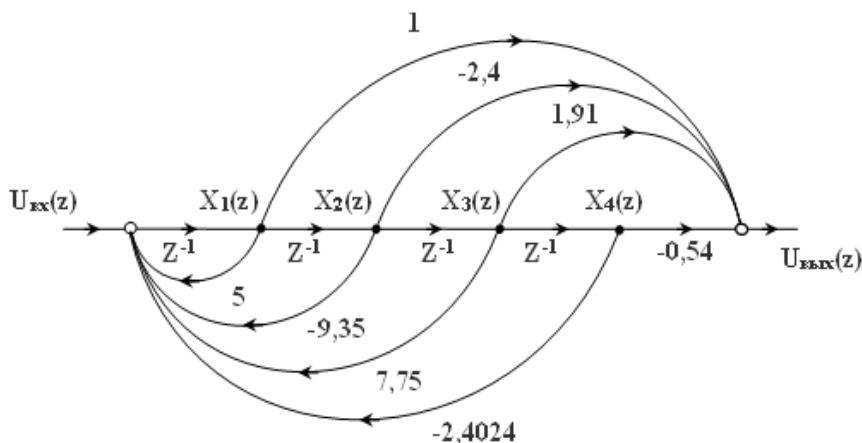


Рисунок 4.30. Непосредственная декомпозиция

С помощью разложения уравнения (4.30) на простые слагаемые получено следующее уравнение:

$$W(z) = \frac{z^3 - 2,4z^2 + 1,91z - 0,504}{(z - 1,1)(z - 1,2)(z - 1,3)(z - 1,4)} \quad (4.33а)$$

$$W(z) = \frac{A_1}{z - 1,1} + \frac{A_2}{z - 1,2} + \frac{A_3}{z - 1,3} + \frac{A_4}{z - 1,4} \quad (4.33б)$$



$$W(z) = \frac{-4}{z - 1,1} + \frac{30}{z - 1,2} + \frac{-60}{z - 1,3} + \frac{35}{z - 1,4} \quad (4.33\text{в})$$

$$W(z) = \frac{-4z^{-1}}{1 - 1,1z^{-1}} + \frac{30z^{-1}}{1 - 1,2z^{-1}} + \frac{-60z^{-1}}{1 - 1,3z^{-1}} + \frac{35z^{-1}}{1 - 1,4z^{-1}} \quad (4.33\text{г})$$

Уравнение (4.33г) представляет собой сумму передаточных функций звеньев первого порядка, по которому получена диаграмма состояния с параллельной декомпозицией, представленная на рисунке 4.31

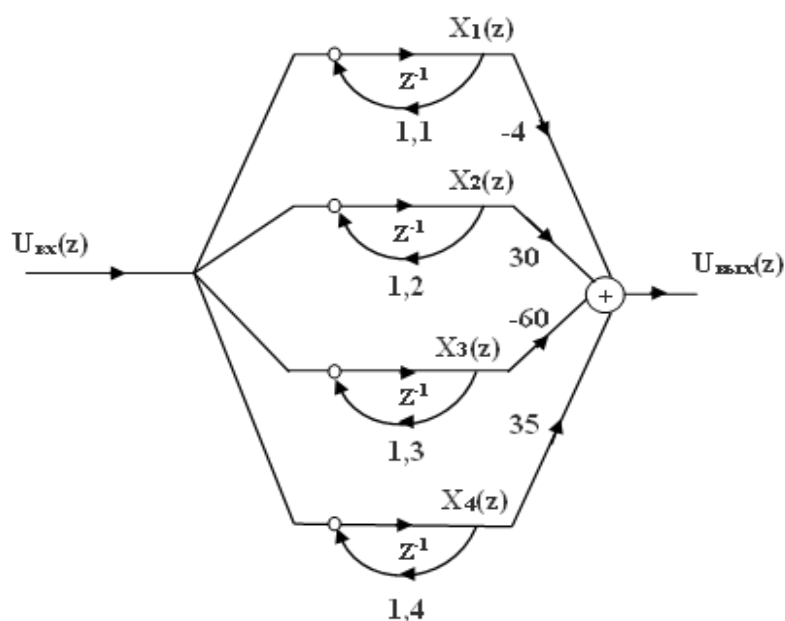


Рисунок 4.31. Параллельная декомпозиция

Для определения быстродействия трех вариантов структурных схем реализации рассмотренной выше передаточной функции цифрового фильтра использовано время, необходимое для выполнения программы микроконтроллера. То есть проведен расчёт количества тактов, которое необходимо для выполнения команды. Время выполнения одного такта определяется тактовой частотой  $F$  микроконтроллера.

Согласно источнику [133, 135, 136] предположено, что при описании системы команд МП К580ИК80 – программа управляющей работой контроллера, микропроцессор которого работает с тактовой частотой  $F = 2$  Мц (период составляет  $T = 0,5$  мкс). На базе этих данных может быть записана длительность выполнения следующих операций (таблица 4.5):

Таблица 4.5. Программная реализация временной задержки

CALL	TIME	17 тактов – 8,5 мкс
MVI	B, 31	7 тактов – 3,5 мкс
DCR	B	5 тактов – 2,5 мкс
JNZ	COUNT	10 тактов – 5,0 мкс
RET		10 тактов – 5,0 мкс

Однократно исполняемые команды (CALL, MVI, RET) в этой подпрограмме требуют 17 мкс (8,5 мкс + 3,5 мкс + 5 мкс). Время выполнения этой пары команд (DCR, JNZ) составляет  $7,5 \text{ мкс} \cdot 31 = 232,5 \text{ мкс}$ . Следовательно, сумма времени выполнения задержки  $232,5 + 17 = 249,5 \text{ мкс}$ .

Таблица 4.6. Программная реализация операции умножения

MULT:	MVI	B, 0	7 тактов – 3,5 мкс
	MVI	L, 9	7 тактов – 3,5 мкс
NXBIT:	MOV	A, C	5 тактов – 2,5 мкс
	RAR		4 тактов – 2,0 мкс
	MOV	C, A	5 тактов – 2,5 мкс
	DCR	L	5 тактов – 2,5 мкс
	JZ	DONE	10 тактов – 5,0 мкс
	MOV	A, B	5 тактов – 2,5 мкс
	JNC	NOADD	10 тактов – 5,0 мкс
	ADD	D	4 тактов – 2,0 мкс
NOADD:	RAR		4 тактов – 2,0 мкс
	MOV	B, A	5 тактов – 2,5 мкс
	JMP	NXBIT	10 тактов – 5,0 мкс
DONE:	HLT		7 тактов – 3,5 мкс

Предположено, что в программе, реализовывающей самое простое умножение однобайтных чисел, после команды JZ DONE выполняется команда HLT (не реализуются команды: MOVA, B; JNCNOADD; ADDD и подпрограмма NOADD). Таким образом, для этого случая требуемое время выполнения операции умножения составляет 25 мкс (таблица 4.6).

Таблица 4.7. Программная реализация операции сложения

ADDN:	MVI	B, N	7 тактов – 3,5 мкс
	LXI	D, FIRST	10 тактов – 5,0 мкс
	LXI	H, SECND	10 тактов – 5,0 мкс
	XRA	A	4 тактов – 2,0 мкс
LOOP:	LDAX	D	7 тактов – 3,5мкс
	ADC	M	7 тактов – 3,5мкс
	STAX	D	7 тактов – 3,5 мкс
	DCR	B	5 тактов – 2,5мкс
	JZ	DONE	10 тактов – 5,0мкс
	INX	H	5 тактов – 2,5 мкс
	INX	D	5 тактов – 2,5 мкс
	JMP	LOOP	10 тактов – 5,0 мкс
DONE:	HLT		7 тактов – 3,5 мкс

Предположено, что в программе, выполняющей самое простое сложение однобайтных чисел, после команды JZ DONE выполняется команда HLT (не реализуются команды: INX H, INX D, JMP LOOP). Следовательно, в данном случае время, необходимое для выполнения операции сложения, составляет 37 мкс (таблица 4.7).

Необходимо отметить, что различное количество тактов, требуемое для выполнения некоторых команд, может изменяться в зависимости от условий их работы. В такой ситуации необходимо выбирать наименьшее возможное количество тактов, необходимое для выполнения команды, поскольку при последовательной и непосредственной декомпозиции количество блоков сложения, умножения и задержки больше, чем при параллельной декомпозиции.

На основе проведенного анализа численные результаты показал, что время выполнения отдельных операций составляет (таблица 4.8): умножение – 25 мкс, сложение – 37 мкс, задержка – 249,5 мкс. При этом, последовательная декомпозиция состоит из 11 блоков умножения, 4 блоков сложения и 4 блоков задержки. Непосредственная декомпозиция включает 8 блоков умножения, 2

блока сложения и 4 блока задержки. Параллельная декомпозиция реализована с использованием 2 блоков умножения, 2 блоков сложения и 1 блока задержки.

Таблица 4.8. Программная реализация цифрового фильтра

Схемы декомпозиции	Операция умножения		Операция сложения		Операция задержки		Реализация фильтра
	блок	время	блок	время	блок	время	время
Последовательная	11	275 мкс	4	148 мкс	4	998 мкс	1421 мкс
Непосредственная	8	200 мкс	2	74 мкс	4	998 мкс	1272 мкс
Параллельная	2	50 мкс	2	74 мкс	1	249,5 мкс	373,5 мкс

Таким образом, полученные результаты позволяют заключить, что третий вариант реализации цифрового фильтра, соответствующий параллельной декомпозиции, обладает лучшим быстродействием (373,5 мкс) в сравнении с первым (1421 мкс) и вторым (1272 мкс) вариантами. Качественный полученный результат для параллельной декомпозиции является ожидаемым, однако в этом анализе численные результаты позволяют более обоснованно проектировать цифровые фильтры для конкретных задач.

На базе микроконтроллеров ATmega8-16PU и ATmega-64 схемы реализации цифровых фильтров для различных декомпозиций представлены на рисунках 4.32, 4.33 и 4.34. Таблица соответствия между командами микроконтроллера и количеством необходимых тактов для их выполнения приведена в документации к моделям ATmega8-16PU и ATmega-64. Выполнение параллельной декомпозиции реализуется с помощью микроконтроллера ATmega-64.

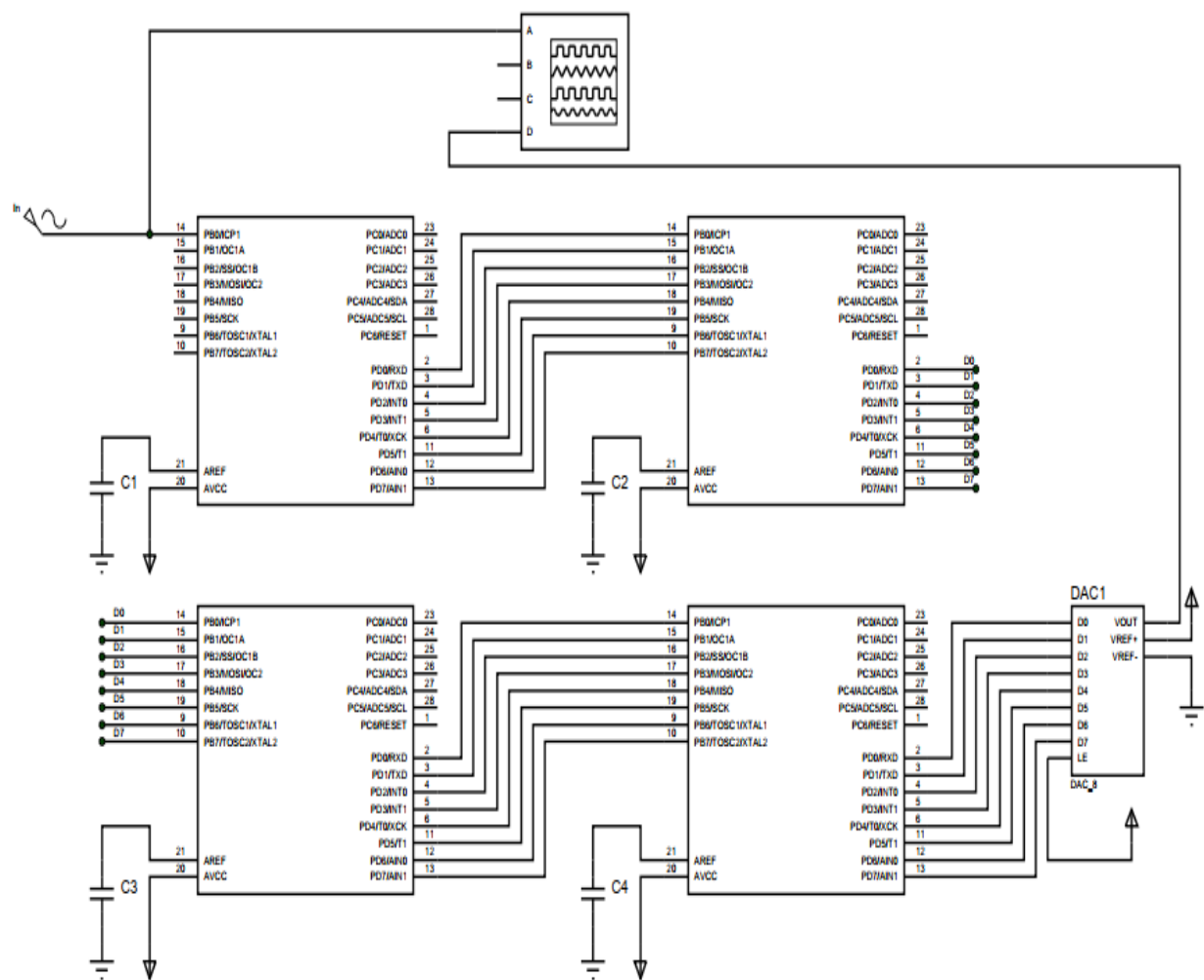


Рисунок 4.32. Схема цифрового фильтра с последовательной декомпозицией

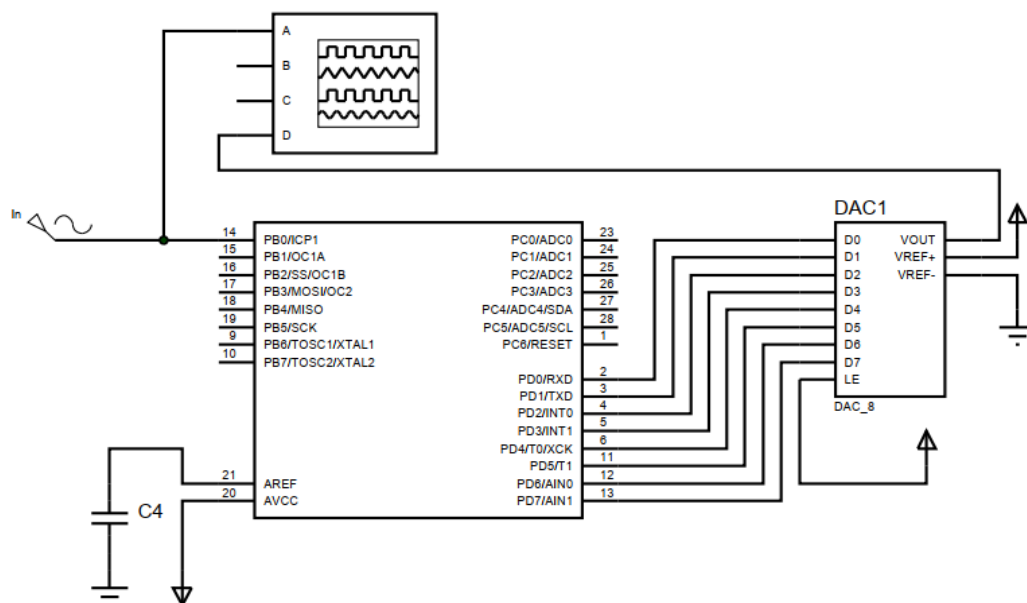


Рисунок 4.33. Схема цифрового фильтра с непосредственной декомпозицией

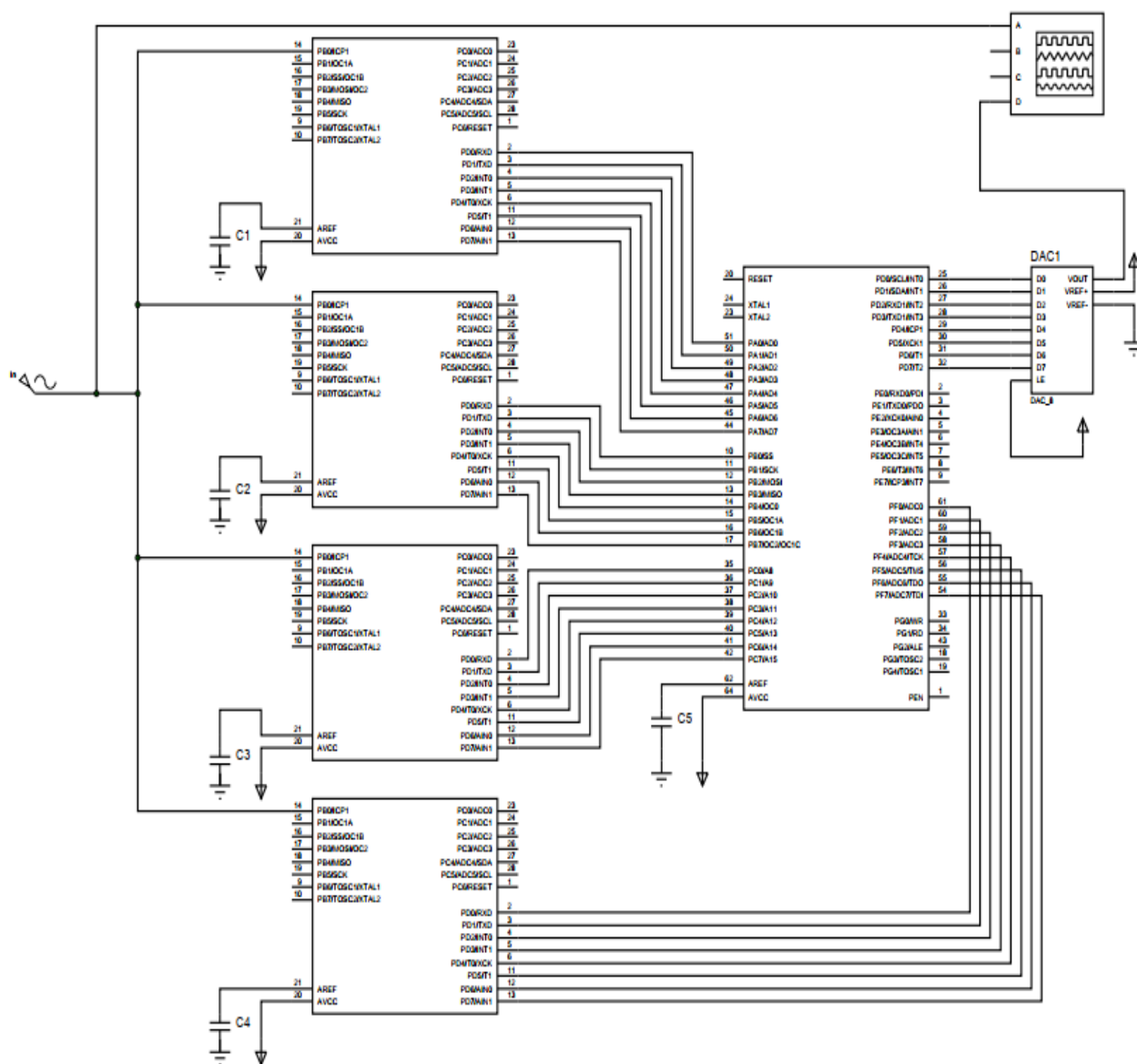


Рисунок 4.34. Схема цифрового фильтра с параллельной декомпозицией

#### 4.4. Цифровое моделирование динамических процессов в электромагнитных реле.

Проведем разработку методики цифрового моделирования динамических характеристик тока в электромагнитных реле при переключениях. Эта задача является сложной из-за нелинейности переходного процесса, поскольку движение якоря реле приводит к изменению величины воздушного зазора, и, как следствие, индуктивности электрической цепи. Поэтому необходимо обоснованный выбор алгоритма цифрового моделирования, который включает в себя обратную связь величины воздушного зазора, устанавливающую зависимость между величиной воздушного зазора и индуктивностью цепи.

**Моделирование электромеханических процессов в реле.** В разделе 3.2 главы 3 выполнено это моделирование с использованием конструкции электромагнитного реле постоянного тока.

При разработке методики цифрового моделирования была решена задача моделирования динамического процесса тока в электромагнитных реле операторным методом с учетом обратной связи величины воздушного зазора с индуктивностью электрической цепи (раздел 3.2 главы 3) [107]. Численное решение задачи было выполнено при следующих параметрах:  $U = 30 \text{ В}$ ,  $R = 3000 \text{ Ом}$ ,  $w = 11500 \text{ вит}$ ,  $D = 3 \cdot 10^{-2} \text{ м}$ ,  $\delta_0 = 1,0 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ ,  $\delta_k = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ ,  $m = 2 \cdot 10^{-3} \text{ кг}$ ,  $F_{\text{нач}} = 4 \text{ Н}$ ,  $M = \frac{GJ}{2\pi r_n^3} = 4 \cdot 10^3$ .

Из электрической схемы замещения электромагнитных реле постоянного тока (рисунок 3.7) приведена операторная схема замещения на рисунке 4.35

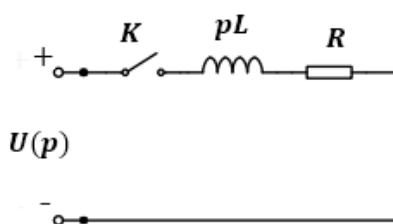


Рисунок 4.35. Операторная схема замещения электромагнитного реле постоянного тока

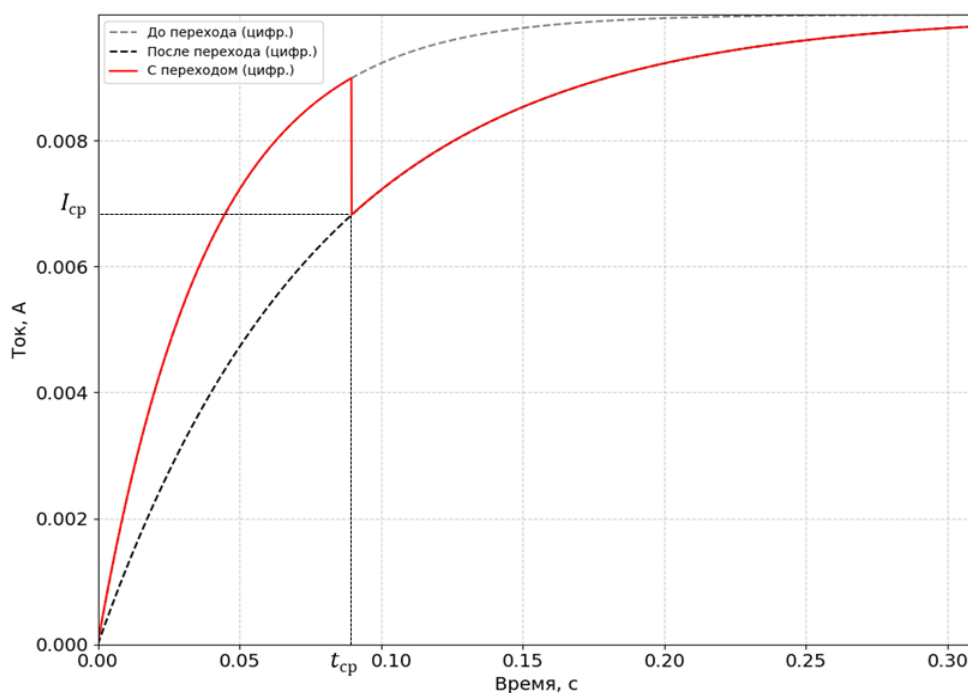


Рисунок 4.36. Зависимость тока от времени, полученная цифровым методом

Переходный процесс тока в цепи реле содержит скачкообразный участок в момент срабатывания реле  $t_{cp}$  (рисунок 4.36), это обусловлено тем, что до замыкания реле индуктивность цепи определяется воздушным зазором  $L_1$ , а после замыкания – магнитопроводом  $L_2$ :

- 1) до замыкания ( $0 \leq t \leq t_{3a}$ ):  $L_1 = L_{min} = \frac{w^2 \mu_0 S}{\delta}$  при  $\delta = \delta_0 = 1,0 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ ;
- 2) после замыкания ( $t_{3a} \leq t$ ):  $L_2 = L_{max} = \frac{w^2 \mu_0 S}{\delta}$  при  $\delta = \delta_k = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ .

Переходные процессы на участках описываются уравнениями:

$$i_1(t) = \frac{U}{R} \left( 1 - e^{-\frac{R}{L_1} t} \right), \quad i_2(t) = \frac{U}{R} \left( 1 - e^{-\frac{R}{L_2} t} \right) \quad (4.34)$$

Значение скачка тока определяется уравнениями

$$\Delta i = i_1(t)|_{t=t_{3a}} - i_2(t)|_{t=t_{3a}} \quad (4.35a)$$

$$\Delta i = \frac{U}{R} \left( 1 - e^{-\frac{R}{L_1} t} \right) \Big|_{t=t_{3a}} - \frac{U}{R} \left( 1 - e^{-\frac{R}{L_2} t} \right) \Big|_{t=t_{3a}} \quad (4.35б)$$

$$\Delta i = \frac{U}{R} \left( e^{-\frac{R}{L_2} t} - e^{-\frac{R}{L_1} t} \right) \Big|_{t=t_{3a}} \quad (4.35в)$$

$$\Delta i = \frac{U}{R} (e^{p_2 t} - e^{p_1 t}) \Big|_{t=t_{3a}} \quad (4.35г)$$

где  $p_1 = -\frac{R}{L_1}$ ,  $p_2 = -\frac{R}{L_2}$

Используя формулу перехода метода прямой разности:  $z = e^{pT} \approx 1 + pT$

$$\Delta i \approx \frac{U}{R} \cdot (1 + p_2 t_{3a} - 1 - p_1 t_{3a}) \quad (4.36a)$$

$$\Delta i \approx \frac{U}{R} t_{3a} (p_2 - p_1) \quad (4.36б)$$

Резкий скачок тока обусловлен тем, что сопротивление участка магнитопровода с воздушным зазором значительно превышает сопротивление с



ферромагнитным материалом, поэтому в практических расчетах этот участок можно аппроксимировать прямой линией.

**Цифровое моделирование.** В этой сфере моделирования цифровые модели обычно разрабатываются по аналоговым моделям, где динамические процессы описываются дифференциальными уравнениями. Однако, разработка этих уравнений для реальных технических систем представляет собой сложную задачу. Операторный метод, использующий преобразование Лапласа, значительно упрощает решение дифференциальных уравнений, но получение исходных уравнений все еще остается непростой задачей [52]. Z-преобразование служит теоретической основой для цифровых систем управления. Его ключевое свойство заключается в возможности восстановления исходной функции путем разложения ее изображения, представленного в виде дробной рациональной функции, в ряд Лорана. Метод z-преобразования был разработан для моделирования импульсных систем с использованием временной дискретизации, при этом значения дискретизируемой функции остаются в аналоговой форме. Z-преобразование применимо для эффективного решения широкого круга задач, включая анализ линейных, нелинейных, дискретных, непрерывных систем, а также систем с переменными параметрами, изменяющейся структурой, параметрическими обратными связями и звеньями запаздывания [62]. Однако, z-преобразование имеет существенный недостаток: для определения изображений оно также требует исходных математических уравнений. Поэтому с целью оптимизации процесса цифрового моделирования электрических схем, был разработан операторно-дискретный метод, показанный в разделе 2.2 главы 2, который позволяет получать разностные уравнения непосредственно из эквивалентной схемы [72]. Важно отметить, что при анализе системы с помощью z-преобразования передаточная функция непрерывной системы должна иметь полюсов, как минимум, на один больше, чем нулей. Эквивалентным требованием является отсутствие разрыва импульсной переходной функции [62, 137].

Из операторной схемы замещения на рисунке 4.35 получено выражение передаточной функции по  $p$ -переменной

$$W(p) = \frac{I(p)}{U(p)} = \frac{1}{Z(p)} = \frac{1}{R + pL} \quad (4.37)$$

Используя формулу перехода метода прямой разности  $p = \frac{z-1}{T}$ , получено выражение передаточной функции по  $z$ -переменной [137].

$$W(z) = \frac{I_{\text{ВЫХ}}(z)}{U_{\text{ВХ}}(z)} = \frac{Tz^{-1}}{L + (RT - L)z^{-1}} = \frac{a_1 z^{-1}}{b_0 + b_1 z^{-1}} \quad (4.38)$$

где  $a_0 = 0$ ;  $a_1 = T$ ;  $b_0 = L$ ;  $b_1 = RT - L$ ;  $T$  – период дискретизации

За входное воздействие принят единичный ступенчатый импульс в дискретной форме  $u_{\text{ВХ}}[n] = U \cdot 1[n] = \{U, U, U, \dots U\}$ , при  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Поскольку переходная функция имеет разрыв, то разбита она на три участка:

1) До замыкания ( $0 \leq n \leq n_{\text{за}}$ ):  $L = L_1$

$$W_1(z) = \frac{I_{\text{ВЫХ } 1}(z)}{U_{\text{ВХ}}(z)} = \frac{Tz^{-1}}{L_1 + (RT - L_1)z^{-1}} = \frac{a_{11} z^{-1}}{b_{10} + b_{11} z^{-1}} \quad (4.39)$$

$$i_{\text{ВЫХ } 1}[n] = \frac{1}{b_{10}} (a_{11} U - b_{11} i_{\text{ВЫХ } 1}[n-1]) \quad (4.40)$$

где  $a_{11} = T$ ;  $b_{10} = L_1$ ;  $b_{11} = RT - L_1$

2) После замыкания ( $n_{\text{за}} \leq n$ ):  $L = L_2$

$$W_2(z) = \frac{I_{\text{ВЫХ } 2}(z)}{U_{\text{ВХ}}(z)} = \frac{Tz^{-1}}{L_2 + (RT - L_2)z^{-1}} = \frac{a_{21} z^{-1}}{b_{20} + b_{21} z^{-1}} \quad (4.41)$$

$$i_{\text{ВЫХ } 2}[n] = \frac{1}{b_{20}} (a_{21} U - b_{21} i_{\text{ВЫХ } 2}[n-1]) \quad (4.42)$$

где  $a_{21} = T$ ;  $b_{20} = L_2$ ;  $b_{21} = RT - L_2$

3) При замыкании ( $n = n_{\text{за}}$ ):

$$i_{\text{ВЫХ } 2}[n]|_{n=n_{\text{за}}} = i_{\text{ВЫХ } 1}[n]|_{n=n_{\text{за}}} - \Delta i \quad (4.43a)$$

$$i_{\text{ВЫХ } 2}[n_{3a}] = i_{\text{ВЫХ } 1}[n_{3a}] - \Delta i \quad (4.436)$$

Тогда получено общее выражение для тока  $i[n]$ :

$$i_{\text{ВЫХ}}[n] = \begin{cases} i_{\text{ВЫХ } 1}[n] & | 0 \leq n \leq n_{3a} \\ i_{\text{ВЫХ } 2}[n] & | n = n_{3a} = i_{\text{ВЫХ } 1}[n]_{n=n_{3a}} - \Delta i \\ i_{\text{ВЫХ } 2}[n] & | n_{3a} \leq n \end{cases} \quad (4.44a)$$

$$i_{\text{ВЫХ}}[n] = \begin{cases} \frac{1}{b_{10}}(a_{11}U - b_{11}i_{\text{ВЫХ } 1}[n-1]) & \text{при } 0 \leq n \leq n_{3a} \\ i_{\text{ВЫХ } 2}[n] = i_{\text{ВЫХ } 1}[n] - \Delta i & \text{при } n = n_{3a} \\ \frac{1}{b_{20}}(a_{21}U - b_{21}i_{\text{ВЫХ } 2}[n-1]) & \text{при } n_{3a} \leq n \end{cases} \quad (4.446)$$

Вычисление периода дискретизации  $T$ . Поскольку при диапазоне значений зазора  $0,5 \cdot 10^{-3} \text{ м} \leq \delta \leq 1,0 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ , значение индуктивности изменяется в пределах  $117,3539 \text{ Н} \leq L \leq 234,7078 \text{ Н}$ .

$$\tau_{\min} = \frac{L_1}{R} = \frac{117,3539}{3000} = 0,039117963$$

$T \leq \frac{\tau_{\min}}{100}$ , поэтому может быть выбран  $T = 10^{-4} \text{ с}$ .

Для расчета исходных значений переходного тока в реле написана компьютерная программа на языке программирования Python [110, 138, 139], блок-схема расчета которой представлена на рисунке 4.37.

Динамические процессы в электромагнитных реле, полученные с помощью классических и цифровых методов, показаны на рисунке 4.38.

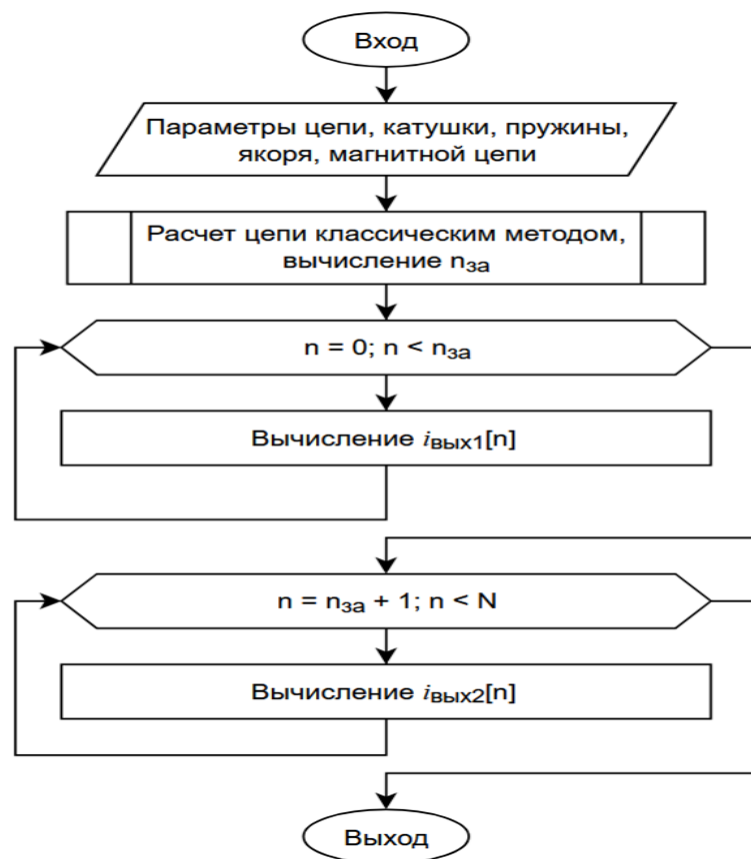


Рисунок 4.37. Блок-схема компьютерной программы расчета значений переходного тока в электромагнитных реле

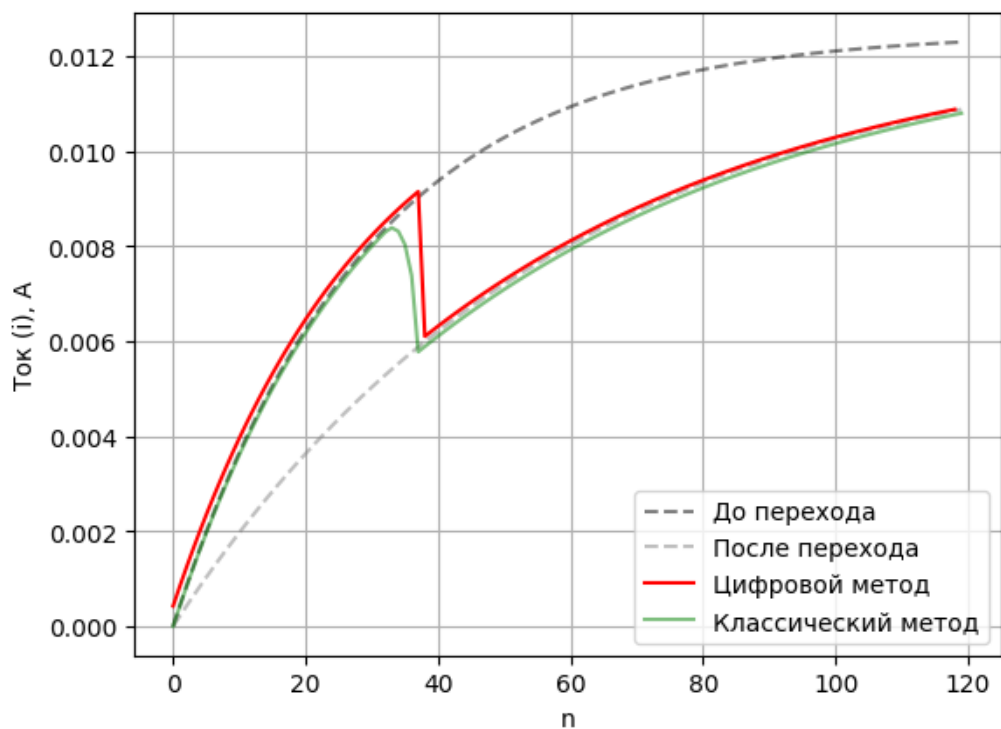


Рисунок 4.38. Переходные функции тока в реле, полученные классическим и цифровым методами

#### 4.5. Выводы по главе 4

1. На основании предложенной схемы электрической системы, содержащей последовательное соединение энергетического оборудования (синхронный генератор, трансформатор, линия электропередачи и синхронный двигатель), с помощью метода z-преобразования приведены математические модели всех блоков системы - передаточные функции, позволяющие определить форму сигнала на входе релейного устройства, обусловленную искажениями участка электрической системы от аварии до реле.

2. На основе проведенного цифрового моделирования выявлено, что полученная дискретная модель корректно описывает процессы задержки и искажения сигналов, характерные для длинных линий электропередачи с распределенными параметрами по сравнению с упрощенной моделью линии с распределенными параметрами, что подтверждено исследованиями.

3. На основании предложенной методики цифрового моделирования был проведен анализ быстродействия различных структурных схем реализации передаточной функции цифрового фильтра, которого следует, что фильтры, построенные на принципах параллельной декомпозиции, имеют значительно более высокое быстродействие по сравнению с другими вариантами реализации. Представленная методика применима для анализа существующих систем автоматизированного проектирования электронных схем, таких как программа Proteus.

4. Разработана методика цифрового моделирования электромагнитных реле, использующая z-преобразование, которое учитывает влияние величины зазора на индуктивность и использует сравнительно простой рекурсивный алгоритм вычисления переходной функции.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. На основе проведенного анализа существующих устройств коммутации в системах управления, защиты и автоматизации электроэнергетики следует, что электромагнитные контактные устройства широко используются в системах и имеют ряд существенных преимуществ перед полупроводниковыми бесконтактными устройствами. Однако характеристиками электромагнитных контактных устройств управлять довольно сложно. Поэтому из проведенного анализа сформулирована задача исследования – моделирование коммутационных электромагнитных устройств с анализом их динамических характеристик.

2. Из анализа методов моделирования динамических процессов выявлено, что для цифрового моделирования целесообразно использовать аппарат z-преобразования, который позволяет решать большой круг задач, а именно моделировать линейные и нелинейные системы, системы с распределенными параметрами, параметрические и стохастические системы, кроме того, позволяет сравнительно просто получать из выражения передаточной функции структурную блок-схему цифрового устройства.

3. Разработана методика численного моделирования переходных характеристик тока в электромагнитных реле при коммутации. На основе предложенной методики получены математические модели переходных процессов, и функциональные зависимости величины перемещения якоря реле от тока и значения индуктивности от величины воздушного зазора, а также разработан алгоритм моделирования с обратной связью по параметру цепи – индуктивности с величиной воздушного зазора.

4. Разработанная на основе алгоритма обратной связи по параметру цепи компьютерная программа позволяет исследовать динамические характеристики электромагнитных реле с учетом параметров основных элементов реле и среды зазора и может быть эффективно использована в электроэнергетической отрасли для проектирования и исследования выключателей и переключателей в системах управления электроэнергетики.

5. Предложена методика регулирования характера переходного процесса, в том числе и для повышения скорости срабатывания реле за счет включения в цепь дополнительных элементов электрической цепи, а для решения сложных задач выбора цепей коррекции могут быть использованы методы синтеза корректирующих цепей из теории автоматического управления.

6. Разработана с помощью метода z-преобразования цифровая модель схемы энергетической системы, содержащей последовательное соединение энергетического оборудования (синхронный генератор, трансформатор, линия электропередачи и синхронный двигатель), позволяющая определить форму сигнала на входе релейного устройства, обусловленную искажениями участка электрической системы от аварии до реле.

7. Получены оценки погрешностей моделирования линий с распределенными параметрами при использовании упрощенных моделей путем сравнения с результатами точных численных решений, что позволяет обоснованно выбирать параметры моделей.

8. На основании методики цифрового моделирования был предложен структурный метод анализа быстродействия цифрового фильтра, позволяющий повышать быстродействие обработки сигнала, а для количественного исследования разработана программа *Proteus*.

9. Разработана методика цифрового моделирования электромагнитных реле, использующая z-преобразование, которое учитывает внутреннюю обратную связь влияние величины зазора на индуктивность и использует сравнительно простой рекурсивный алгоритм вычисления переходной функции.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Анищенко, В. А. Надежность систем электроснабжения: Учеб. пособие / В. А. Анищенко. – Мн.: УП «Технопринт», 2001. – 160 с.
2. Trần Đình Long. Bảo vệ các hệ thống điện. – Монография.: Издательский дом «Наука и техника», Ханой, 2007. – 428 с.
3. Nguyễn Văn Đạt, Nguyễn Đăng Toàn. Bảo vệ rơ le trong hệ thống điện: учеб. пособие. – Электроэнергетический университет, Ханой, 2010. – 129 с.
4. Таев И. С. Электрические аппараты управления /И. С. Таев. –М.: Высшая школа, 1984. – 446 с.
5. Акимов Е. Г. Выбор электрических аппаратов защиты для силовых полупроводниковых приборов / Е. Г.Акимов, А. А.Чунихин. – М.: МЭИ, 1993. – 32 с.
6. Шилин, А. Н. Переходные процессы в электроэнергетических системах : учеб. метод. пособие / А. Н. Шилин, С. С. Дементьев, П. В. Дикарев ; ВолгГТУ. – Волгоград, 2020. – 96 с.
7. Шнеерсон, Э. М. Цифровая релейная защита [Текст] / Э. М. Шнеерсон. – М.: Энергоатомиздат, 2007. – 549 с.
8. Черноборов, Н. В. Релейная защита энергетических систем / Н. В. Черноборов, В. А. Семенов. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 799 с.
9. Дикарев, П. В. Релейная защита: состояние, проблемы, перспективы развития / П. В. Дикарев, О. О. Ахмедова // Энерго- и ресурсосбережение: промышленность и транспорт. – 2018. – № 4(25). – С. 10-13.
10. McEwan P. M., Tennakoon S. B., Two Stage Tiristor Cuircuit Breaker, IEEE transaction on Power Electronics, 1997, Vol 12, No 4, pp. 597-607.
11. Абрамович Ф. В. Диоды и тиристоры в преобразовательных установках /Ф. В. Абрамович и др. – М: Энергоатомиздат, 1988. – 208 с.



12. Lê Tiên Phong, Ngô Đức Minh, Bùi Quốc Hùng. Bảo vệ Rơ Le và điều khiển hệ thống Điện: монография. – Издательский дом «Наука и техника», Ханой, 2024. – 580 с.
13. Trần Đình Long. Bảo vệ các hệ thống điện: монография. – Издательский дом «Наука и техника», Ханой, 2007. – 428 с.
14. Сахаров П. В. Проектирование электрических аппаратов / П. В.Сахаров. – М.: Энергия, 1971. – 560 с.
15. Abdelmoumene, A., Bentarzi, H. A review on protective relays' developments and trends // Journal of Energy in Southern Africa. 2014. Vol. 25. №. 2. p. 91-95.
16. Kaustubh Gadgil. A numerical protection relay solution // Texas instrument, Application report, SLAA. – September 2010–Revised July 2018. p. 1-8.
17. Розанов Ю. К. Основные тенденции развития силовых коммутационных аппаратов управления и защиты низкого напряжения / Ю. К.Розанов, А. Г. Акимов //Элетротехника. –1997. –№1. –С. 19-21.
18. Машуков Е. В. Полупроводниковые аппараты защиты и коммутации для автономных систем электропитания / Е. В. Машуков, Д. А.Шевцов. – Москва, Электропитание, 1993. Вып.1. – 321 с.
19. Gurevich, V. Power Supply Devices and Systems of Relay Protection (1st ed.). CRC Press. 2014. p. 260. <https://doi.org/10.1201/b15015>.
20. Abdelmoumene, A., Bentarzi, H., Chafai, M. *et al.* Reliability assessment and improvement of digital protective relays // International Journal of System Assurance Engineering and Management. 2014. Vol. 7. p 62–69. <https://doi.org/10.1007/S13198-014-0300-Z>.
21. Gunjan J. Shelke, Prof. Y. D. Shahakar.A Methodology for Power System Protection Using Digital Relay // International Journal of Advanced Research in Computer Science and Software Engineering. 2013. Vol. 3(12). pp. 519-527.

22. P.S., Ruth, Giovanni C., Nelber X., Raimundo F., Janaina A., and Fernando L.M. Numerical Relay: Influenced by and Accessing the Power Quality // Power Quality InTech.2011. p. 213-236. <https://doi.org/10.5772/13891>.
23. Gurevich, V. Digital Protective Relays: Problems and Solutions (1st ed.). CRC Press. 2011. p. 422. <https://doi.org/10.1201/b10348>.
24. Фигурнов Е. П. Релейная защита: учебник. В 2 ч. Ч. 1. Основы релейной защиты / Е. П. Фигурнов. – М. : Изд-во УМЦ ЖДТ, 2009.
25. Почаевец В. С. Электрические подстанции / В. С. Почаевец. – М. : Изд-во УМЦ ЖДТ, 2012.
26. Шабад М. А. Расчеты релейной защиты и автоматики распределительных сетей: монография / М. А. Шабад. – СПб. : ПЭИПК, 2003.
27. Сбродов Н. Б. Устройства автоматики : учебное пособие / Н. Б. Сбродов. – Курган : Изд-во Курганского гос. ун-та, 2024. – 114 с.
28. Келим Ю. М. Типовые элементы систем автоматического управления. Учебное пособие для студентов учреждений среднего профессионального образования. – М.: ФОРУМ: ИНФРА-М, 2002. – 384 с.: ил. – (Серия «Профессиональное образование»).
29. Гуревич В.И. Микропроцессорные реле защиты. Устройство, проблемы, перспективы. – М.: Инфра-Инженерия, 2011. – 336 с.
30. A.Valand, Priteshkumar. Comparative Analysis of Electromechanical Relay over Numerical / Digital Relay // International Journal for Scientific Research & Development. 2017 (11). Vol. 4. pp 172-174.
31. Blackburn, J.L., & Domin, T.J. Protective Relaying: Principles and Applications, Third Edition (3rd ed.). CRC Press. 2006. p. 664. <https://doi.org/10.1201/9781420017847>.
32. Повный А. В. Все, что каждый квалифицированный электрик должен знать про электромагнитные реле, пускатели и контакторы / А. В. Повный //

Электронная электротехническая библиотека. <http://www.electrolibrary.info>.  
(датаобращения 31.05.2025).

33. Radimov S. M., Plis V. P. Relay Protection Devices Functionality Comparative Analysis // Herald of Advanced Information Technology. 2023. Vol.6.№.3. p.227-239.<https://doi.org/10.15276/hait.06.2023.15>.
34. Effendi, M., Galski, E., & Smit, J. J. Analysis of Service Aged Electromagnetic Protective Relays // 15th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH), Ljubljana. 2017. p. 1-6. <https://doi.org/10.5281/ZENODO.1012681>.
35. Journal, IJARTET. Review on Field Testing of Protective Relays // International Journal of Advanced Research Trends in Engineering and Technology. 2020. Vol. 7. p. 14-17.
36. Веников, В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах / В. А. Веников. – М.: Высшая школа, 1978. – 415 с.
37. Муратаев И.А. Моделирование режимов работы электроэнергетических систем: учебное пособие / И.А. Муратаев [и др.]. – Казань: Казан. гос. энерг. ун-т, 2019. – 94 с.
38. Веников, В.А. Электрические системы. Математические задачи энергетики:учебник для студентов вузов / В.А. Веников. – М.: Высшая школа, 1981. – 288 с.
39. Гамм, А.З. Методы расчета нормальных режимов электроэнергетических систем на ЭВМ / А.З. Гамм. – Иркутск: ИПИ-СЭИ, 1972. – 186 с.
40. Идельчик, И.В. Расчеты установившихся режимов электрических систем / В.И. Идельчик. – М.: Энергия, 1977. – 192 с.
41. Герасименко, А.А. Математические методы решения инженерных задач электроэнергетики / А.А. Герасименко. – Красноярск: КГТУ, 1995. – 160 с.
42. Сенди, К. Современные методы анализа электрических систем / К. Сенди. – М.: Энергия, 1971. – 360 с.

43. Крутякова, О. А. Моделирование динамических характеристик основных элементов энергетической системы : специальность 05.13.18 "Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ" : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Крутякова Ольга Александровна. – Волгоград, 2010. – 140 с.
44. Пелисье, Р. Энергетические системы: пер. с франц. / Р. Пелисье. – М.: Высшая школа, 1982. – 568 с.
45. Шилин, А. Н. Моделирование переходных процессов в энергетических системах / А. Н. Шилин, О. А. Крутякова // Известия Волгоградского государственного технического университета. – 2008. – № 6(44). – С. 88–92.
46. Ашихмин, В. Н. Введение в математическое моделирование: учебное пособие / В.Н. Ашихмин [и др.]; под ред. П.В. Трусова. – М.: Интермет Инжиниринг, 2000. – 336 с.
47. Бусленко, Н. П. Моделирование сложных систем / Н. П. Бусленко. – М.: Наука, 1978. – 440 с.
48. Советов, Б. Я. Моделирование систем: Учеб. для вузов / Б. Я. Советов, С. А. Яковлев. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 2001. – 343 с.
49. Программный комплекс EnergyCS для проектирования электроэнергетических систем / CADmaster, – 2007. – №1.(январь-март) [http://www.cadmaster.ru/articles/article\\_23506.html](http://www.cadmaster.ru/articles/article_23506.html)
50. Шилин, А. Н. Цифровое моделирование электронных устройств : учеб. пособие / А. Н. Шилин, О. А. Крутякова ; ВолгГТУ. – Волгоград; 2013. – 120 с.
51. Шилин А.Н. Цифровое моделирование электротехнических и электронных устройств: монография / А.Н. Шилин, О.А. Крутякова. – М.: Издательский дом Академии Естествознания, 2014. – 132 с.

52. Бессонов, Л. А. Теоретические основы электротехники: Электрические цепи / Л. А. Бессонов. – М.: Высшая школа, 1978. – 528 с.
53. Толстов, Ю. Г. Теория линейных электрических цепей / Ю. Г. Толстов. – М.: Высшая школа, 1978. – 279 с.
54. Турчак, Л. И. Основы численных методов / Л. И. Турчак. – М.: Наука. Гл. ред. физ. – мат. лит., 1987. – 320 с.
55. Шипилло, В. П. Операторно–рекуррентный анализ электрических цепей и систем / В. П. Шипилло. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 312 с.
56. Влах, И. Машинные методы анализа и проектирования электронных схем: пер. с англ. / И. Влах, К. Сингхал. – М.: Радио и связь, 1988. – 560 с.
57. Демирчян, К. С. Моделирование и машинный расчет электрических цепей / К. С. Демирчян, П. А. Бутырин. – М.: Высшая школа, 1988. – 335 с.
58. Дьяконов, В. П. MATLAB 6.5 SP/7+Simulink 5/6 Основы применения / В. П. Дьяконов. – М.: Солон–Р, 2005.
59. Тарасевич, Ю. Ю. Численные методы на MathCad // Образовательный математический сайт Exponenta. RU. URL [http://www.exponenta.ru/educat/systemat/tarasevich/preface\\_1.asp](http://www.exponenta.ru/educat/systemat/tarasevich/preface_1.asp) (дата обращения 03.03.2024).
60. Дубнищев, Ю. Н. Колебания и волны: учебное пособие / Ю. Н. Дубнищев. – Новосибирск: Сибирское университетское издательство, 2004. – 328 с.
61. Евстигнеев, В. А. Применение теории графов в программировании / В. А. Евстигнеев ; под общ. ред. А. П. Ершова. – М.: Наука. Гл. ред. физ. – мат. лит., 1985. – 352 с.
62. Куо, Б. Теория и проектирование цифровых систем управления: пер. с англ. / Б. Куо. – М.: Машиностроение, 1986. – 448 с.

63. Айфичер, Э. С. Цифровая обработка сигналов: практический подход: пер. с англ. / Э. С. Айфичер, Б.У Джервис. – изд. 2-е. – М.: Изд. дом Вильямс, 2004. – 992 с.
64. Деч, Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования: пер. с нем. / Г. Деч. – М.: Наука. Гл. ред. физ. – мат. лит., 1971. – 288 с.
65. Евстигнеев, В. А. Применение теории графов в программировании / В. А. Евстигнеев ; под общ. ред. А. П. Ершова. – М.: Наука. Гл. ред. физ. – мат. лит., 1985. – 352 с.
66. Шаталов, А. С. Отображение процессов управления в пространствах состояний / А. С. Шаталов. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 256 с.
67. Нерретер, В. Расчет электрических цепей на персональной ЭВМ : пер. с нем. / В. Нерретер. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 220 с.
68. Шилин А. Н. Моделирование преобразований сигналов в электронных устройствах// Известия ВУЗов. Приборостроение. – 1999. – № 8. – С. 54-59.
69. Шилин, А. Н. Точность цифровых систем управления с рекуррентными алгоритмами / А. Н. Шилин // Приборы и системы управления. – 1999. – № 7. – С. 5-8.
70. Шилин, А. Н. Синтез цифровых фильтров по аналоговым моделям / А. Н. Шилин, Е. Г. Зенина // Приборы и системы управления. – 1999. – № 5. – С. 34-38.
71. Каганов, З. Г. Электрические цепи с распределенными параметрами и цепные схемы / З. Г. Каганов. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 248 с.
72. Шилин А. Н. Операторно-дискретный метод анализа электрических цепей / А. Н. Шилин // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2000. – № 7. – С. 50–56.

73. Шилин, А. Н. Исследование операторно-дискретного метода анализа электрических цепей / А. Н. Шилин, О. А. Крутякова // Известия Волгоградского государственного технического университета. – 2008. – № 2(40). – С. 119–124.
74. Шилин, А. Н. Численный метод анализа динамических электрических цепей / А. Н. Шилин, О. А. Крутякова // Образовательная среда сегодня и завтра: матер. IV всерос. науч. –практ. конф. (Москва, ВВЦ, 3.10-6.10.2007): в рамках всерос. форума "Образовательная среда – 2007" / Мин-во науки и образ. РФ, Федерал, агентство по образованию. – М.: 2007. – С. 239-241.
75. Шилин, А. Н. Компьютерное моделирование электронных автоматических устройств / А. Н. Шилин, С. А. Бедкин // Приборы. – 2001. – №2. – С. 51-54.
76. Шилин, А. Н. Компьютерное моделирование адаптивных электронных усилителей / А. Н. Шилин, С. А. Бедкин // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2001. – № 5. – С. 40-43.
77. Шилин, А. Н. Исследование методов цифрового моделирования аналоговых САУ/ А. Н. Шилин, Е. Г. Зенина, С. А. Бедкин // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2001. – № 7. – С. 46-50.
78. S. A. Nikolaevich, K. I. Aleksandrovna and K. N. Sergeevna, "Digital modeling of electrical and electronic devices," 2019 International Conference on Electrotechnical Complexes and Systems (ICOECS), Ufa, Russia, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICOECS46375.2019.8949882.
79. Шилин, А. Н. Анализ точности моделирования аналоговых САУ / А. Н. Шилин, К. Е. Кострюков // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2006. – № 7. – С. 18-21.
80. Мулявка, Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами: пер. с польск. / Я. Мулявка. – М.: Мир, 1992. – 416 с.
81. Нерретер, В. Расчет электрических цепей на персональной ЭВМ: пер. с нем. / В. Нерретер.– М.: Энергоатомиздат, 1991. – 220 с.

82. Шилин, А. Н. Цифровое моделирование динамических процессов электротехнических устройств / А. Н. Шилин, Н. С. Кузнецова, И. А. Коптелова // Энергоэффективность. Ценология. Экология и Энергобезопасность : Материалы научной конференции, Астрахань, 16–19 сентября 2020 года / Под научной редакцией Л.Х. Зайнутдиновой, М.Г. Тягунова. – Астрахань: Индивидуальный предприниматель Сорокин Роман Васильевич (Издатель: Сорокин Роман Васильевич), 2020. – С. 132-142.
83. Булычев, А. В. Релейная защита в распределительных электрических сетях : Пособие для практических расчетов / А. В. Булычев, А. А. Наволочный. – М. : ЭНАС, 2011. – 208 с. : ил.
84. Булычев, А.В. Релейная защита распределительных сетей в примерах и задачах с решениями: учеб. пособие / А.В. Булычев, А.А. Наволочный. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2010. – 202 с.
85. Неугольников, И.П. Релейная защита устройств электроэнергетики : курс лекций / И. П. Неугольников. – Екатеринбург : УрГУПС, 2019. – 91, [1] с.
86. Фигурнов Е.П. Релейная защита. Учебник для студентов электротехнических и электро-механических специальностей транспортных и других вузов – К.: Транспорт Украины, 2004. – 565 с. : ил.
87. Федосеев А. М. Релейная защита электрических систем. – М.: Энергия, 1976. – 560 с.
88. Федосеев А. М. Релейная защита электрических систем. Релейная защита сетей. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 520 с.
89. Андреев В. А. Релейная защита и автоматика систем электроснабжения. – М., Высш. шк., 1991. – 496 с.
90. Фигурнов Е. П. Релейная защита устройств электроснабжения железных дорог. – 1. Транспорт, 1981 . – 215 с.



91. Чунихин А. А. Электрические аппараты: Общий курс. Учебник для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. / А. А. Чунихин. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 720 с.: ил.
92. Патент № 2715909 С1 Российская Федерация, МПК G01R 31/11, H02H 3/16. Устройство интеллектуальной токовой защиты электрических сетей от однофазных замыканий на землю : № 2019103474 : заявл. 07.02.2019 : опубл. 04.03.2020 / А. Н. Шилин, А. А. Шилин, П. В. Дикарев, О. О. Ахмедова ; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Волгоградский государственный технический университет" (ВолгГТУ).
93. Курганов, В. В. Метод повышения быстродействия максимальных токовых защит линий электропередачи / В. В. Курганов // Вестник Гомельского государственного технического университета им. П.О. Сухого. – 2011. – № 1(44). – С. 69-73.
94. Мелентьев, В. С. Методы измерения параметров линейных электрических цепей по мгновенным значениям нескольких переходных процессов / В. С. Мелентьев, А. В. Цапаев // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2008. – № 2(6). – С. 80-90.
95. Баран, С. А. Повышение быстродействия релейной защиты ОРУ-500 кВ РоАЭС путем ликвидации "мертвых зон" / С. А. Баран, П. А. Поляков // Глобальная ядерная безопасность. – 2013. – № 2(7). – С. 60-63.
96. Воловач, В. И. Метод увеличения быстродействия цифровых фильтров на основе скользящего дискретного преобразования Фурье / В. И. Воловач, М. В. Шакурский // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2010. – Т. 6, № 3. – С. 20-22.
97. G. Zhai, W. Fan and H. Wang. Research on Dynamic Characteristics of The Electromagnetic Relay // 2007 International Conference on Mechatronics and

- Automation, Harbin, China, 2007, pp. 2763-2767, doi: [10.1109/ICMA.2007.4303996](https://doi.org/10.1109/ICMA.2007.4303996).
98. Gurevich, V. Electric Relays: Principles and Applications (1st ed.). CRC Press. 2005. p. 704. <https://doi.org/10.1201/9781315221168>.
99. Теоретические основы железнодорожной автоматики и телемеханики. Учебник для вузов ж.-д. трансп. / А. М. Брылеев, А. С. Переборов, Вл. В. Сапожников, А. В. Смирнова, А. А. Эйлер. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., «Транспорт», 1977. 376 с.
100. Теоретические основы железнодорожной автоматики и телемеханики: Учебник для вузов / А. С. Переборов, А. М. Брылеев, В. В. Сапожников и др.; под ред. А. С. Переборова. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Транспорт, 1984. – 384 с.
101. Чукихин А. А. Электрические аппараты. Общий курс: учеб. для вузов. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Энергоатомиздат, 1988. 720 с.
102. W. Legros, A. Nicolet and M. Paganini. Numerical modelization of transient current in relay // IEEE Transactions on Magnetics, Sept. 1989, Vol. 25, №. 5, p. 3593-3595, doi: [10.1109/20.42374](https://doi.org/10.1109/20.42374).
103. Boutzev, C., Boutzev, L. A numerical method for calculation of transients in electric circuits // Journal of Electronics (China). 1987. Vol. 4. p. 254-265. <https://doi.org/10.1007/BF02779033>.
104. Zelenkov A.A. Transient analysis of electric power circuits by the classical method in the examples : Training book K.: NAU, 2009. – 154 p.
105. Goulart de Siqueira, J.C., Bonatto, B.D. Transients in First Order Circuits. // In: Introduction to Transients in Electrical Circuits. Power Systems. Springer, Cham. 2021. p. 227–365. [https://doi.org/10.1007/978-3-030-68249-1\\_5](https://doi.org/10.1007/978-3-030-68249-1_5).
106. Ключников, О. И. Теоретические основы электротехники: учеб. пособие: в 5 ч. Ч. 4. Переходные процессы в линейных электрических цепях / О. И.

- Клюшников, А. В. Степанов. – Екатеринбург: Изд-во ФГАОУ ВПО «Рос. гос. проф.-пед. ун-т», 2010. – 100 с.
107. Шилин, А. Н. Моделирование динамических процессов в электромагнитных реле / А. Н. Шилин, Д. Т. Нго, М. С. Сергейко // Контроль. Диагностика. – 2025. – № 8, т. 28. – С. 55-61. – DOI: 10.14489/td.2025.08.pp.055-061.
108. Sundararajan, D. Mathematical Modeling of Electrical Systems. // In: Control Systems. Springer, Cham. 2022. p. 45-61. [https://doi.org/10.1007/978-3-030-98445-8\\_3](https://doi.org/10.1007/978-3-030-98445-8_3).
109. Сысоева М. В., Сысоев И. В. Программирование для «нормальных» с нуля на языке Python: учебник: в 2 ч. Часть 1 / отв. ред. В. Л. Черный. 2-е изд., испр. и доп. М.: Базальт СПО; МАКС Пресс, 2023. 184 с. (Библиотека ALT).
110. Свид. о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2025618315 от 3 апреля 2025 г. Российская Федерация. Моделирование динамических процессов в электромагнитном реле / А. Н. Шилин, Д. Т. Нго, М. С. Сергейко; ФГБОУ ВО ВолгГТУ. – 2025.
111. Kinser, J.M. Modeling and Simulation in Python (1st ed.) // Chapman and Hall/CRC. 2022. p. 332.<https://doi.org/10.1201/9781003226581>.
112. Singh, M.S. Programming with Python: And Its Applications to Physical Systems (1st ed.) // CRC Press. 2023. p. 362.<https://doi.org/10.1201/9781003453307>.
113. Демирчян, К.С. Теоретические основы электротехники: учебник для вузов: в 3 т. / К.С. Демирчян, Л.Р. Нейман, Н.В. Коровкин, В.Л. Чечурин. – М.; СПб.: Питер, 2006.
114. Атабеков, Г.И. Основы теории цепей: учебник / Г.И. Атабеков. – М.: СПб.: Лань, 2008.
115. Веников, В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах: Учеб. для электроэнергет. спец. вузов. – 4-е изд., перераб. и доп./ В. А. Веников.– М.: Высш. шк., 1985. – 536 с., пл.

116. Ульянов С. А. Сборник задач по электромагнитным переходным процессам в электрических системах. Учебное пособие для электротехнических и энергетических вузов и факультетов / С. А. Ульянов. – М., «Энергия», 1968.
117. Sharma, V.K., Kumar, V., Sharma, S., & Pathak, S. Python Programming: A Practical Approach (1st ed.) // Chapman and Hall/CRC. 2021. p. 344. <https://doi.org/10.1201/9781003185505>.
118. Kaswan, K.S., Dhatteval, J.S., & Balamurugan, B. Python for Beginners (1st ed.) // Chapman and Hall/CRC. 2022. p. 442. <https://doi.org/10.1201/9781003202035>.
119. Кузнецова, Над.С. Цифровое моделирование динамических процессов в системах релейной защиты / Над.С. Кузнецова, Д.Т. Нго, Ч.З. Нгуен // Энерго- и ресурсосбережение: промышленность и транспорт. – 2024. – № 1 (46). – С. 33-37.
120. B. Brusilowicz and J. Herlender, "Transmission Line Modelling and Simulating for Transient Analysis", Modern Electric Power Systems (MEPS), Wroclaw, Poland, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/MEPS46793.2019.9395054.
121. M. Babakmehr, R. Ammerman and M. G. Simões, "Modeling and tracking Transmission Line Dynamic Behavior in Smart Grids using structured sparsity," 2016 54th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton), Monticello, IL, USA, 2016, pp. 1298-1305, doi: 10.1109/ALLERTON.2016.7852384.
122. C. Mayer, M. Baumann, L. Finkl, L. T. Peters and H. G. Herzog, "Model-Based Analysis of Transient Currents to Dimension a Vehicular Power System With Electronic Fuses Regarding Short Circuit Selectivity," in IEEE Open Journal of Vehicular Technology, vol. 6, pp. 1399-1425, 2025, doi: 10.1109/OJVT.2025.3573836.
123. Арцишевский, Я. Л. Определение мест повреждения линий электропередачи в сетях с изолированной нейтралью / Я. Л. Арцишевский. –М.: Высш. шк., 1989. – 87 с.

124. G. Garcia-Contreras, J. Córcoles, J. A. Ruiz-Cruz, M. Oldoni, L. Codecasa and G. G. Gentili, "Modeling Transmission Lines With Open Boundaries via Infinite Mapping Layer," in IEEE Journal of Microwaves, vol. 4, no. 3, pp. 558-567, July 2024, doi: 10.1109/JMW.2024.3385047.
125. G. Gold and K. Helmreich, "Modeling of transmission lines with multiple coated conductors," 2016 46th European Microwave Conference (EuMC), London, UK, 2016, pp. 635-638, doi: 10.1109/EuMC.2016.7824423.
126. Куликов, Ю. А. Переходные процессы в электрических системах: учебное пособие / Ю. А. Куликов. – Новосибирск: НГТУ, 2003. – 283 с.
127. Лыкин, А. В. Электрические системы и сети: учебное пособие / А. В. Лыкин. – М.: Университетская книга, 2006. – 254 с.
128. Шилин, А.Н. Цифровое моделирование динамических процессов в линиях с распределенными параметрами / А.Н. Шилин, Д.Т. Нго, Над.С. Кузнецова // Энерго- и ресурсосбережение: промышленность и транспорт. – 2024. – № 2 (47). – С. 18-30. – DOI: 10.35211/2500-0586-2024-2-47-18-30.
129. Парфенов, Ю. А. Кабели электросвязи / Ю. А. Парфенов. – М.: Эко-Трендз, 2003. – 256 с.
130. Справочник по проектированию электроэнергетических систем /под. общ. ред. С. С. Рокотяна, И. М. Шапиро. – М: Энергоатомиздат, 1985. – 352 с.
131. Шилин А. Н. Определение параметров численных моделей динамических звеньев аналоговых САУ / А. Н. Шилин, О. А. Крутякова // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2009. – № 9. – С. 17-19.
132. Нго, Д. Т. Исследование структурного метода увеличения быстродействия цифровых регуляторов в электроэнергетических оборудованях / Д.Т. Нго, А.Н. Шилин // России – творческую молодежь : материалы XVI Всерос. науч.-практ. студ. конф. (г. Камышин, 19-20 апреля 2023 г.). В 4 т. Т. 3 / под общ. ред. И. В. Степанченко ; ВолгГТУ, КТИ (филиал) ВолгГТУ. – Волгоград, 2023. - С. 114-117.

133. Шилин, А. Н. Структурный метод повышения быстродействия цифровых фильтров / А. Н. Шилин, Д. Т. Нго, Над. С. Кузнецова // Энерго- и ресурсосбережение: промышленность и транспорт. – 2024. – № 2 (47). – С. 6-12. – DOI: 10.35211/2500-0586-2024-2-47-6-12.
134. Шилин, А. Н. Повышение быстродействия цифровых фильтров структурным методом в оптико-электронных приборах / А.Н. Шилин, Д.Т. Нго // Прикладная оптика – 2022 : сб. тез. XV Междунар. науч. конф. (г. Санкт-Петербург, 15-16 декабря 2022 г.) / НПО «Гос. оптический институт им. С. И. Вавилова», Оптическое общество им. Д. С. Рождественского, Институт физиологии им. И. П. Павлова РАН [и др.]. – Санкт-Петербург, 2023. – С. 195-196.
135. Каган, Б. М. Основы проектирования микропроцессорных устройств автоматики / Б. М. Каган, В. В. Сташин. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 304 с.
136. Токхайм, Р. Л. Микропроцессоры Курс и упражнения / Р. Л. Токхайм; пер.с англ.; под ред. В. Н. Грасевича. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 336 с.
137. Шилин, А.Н. Цифровое моделирование динамических процессов в электромагнитных реле в системах управления / А.Н. Шилин, А.А. Шилин, Д.Т. Нго, М.С. Сергейко // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2025. – № 11. – С. 39-47.
138. Свид. о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2025666206 от 24 июня 2025 г. Российская Федерация. Моделирование динамических процессов в электромагнитном реле / А. Н. Шилин, А. А. Шилин, Д. Т. Нго, М. С. Сергейко; ФГБОУ ВО ВолгГТУ. – 2025.
139. Nayak, R., & Gupta, N. Python for Engineers and Scientists: Concepts and Applications (1sted.) // CRC Press. 2022. p. 458. <https://doi.org/10.1201/9781003219125>.



Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ № 2025618315

**РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ**



**СВИДЕТЕЛЬСТВО**  
о государственной регистрации программы для ЭВМ  
**№ 2025618315**

**Моделирование динамических процессов в  
электромагнитном реле**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
«Волгоградский государственный технический  
университет» (RU)*

Авторы: *Шилин Александр Николаевич (RU), Нго Дык Туан  
(RU), Сергейко Максим Сергеевич (RU)*

Заявка № **2025617153**  
Дата поступления **03 апреля 2025 г.**  
Дата государственной регистрации  
в Реестре программ для ЭВМ **03 апреля 2025 г.**

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

  
Ю.С. Зубов

Электронная подпись  
Ю.С. Зубов  
Подпись Ю.С. Зубов  
Действительна с 2017-01-01 по 2025-12-31

Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ № 2025666206

**РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ**



**СВИДЕТЕЛЬСТВО**  
о государственной регистрации программы для ЭВМ  
**№ 2025666206**

**Моделирование динамических процессов в  
электромагнитном реле**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
«Волгоградский государственный технический  
университет» (RU)*

Авторы: *Шилин Александр Николаевич (RU), Шилин  
Алексей Александрович (RU), Нго Дык Туан (RU),  
Сергейко Максим Сергеевич (RU)*

Заявка № **2025665321**  
Дата поступления **24 июня 2025 г.**  
Дата государственной регистрации  
в Реестре программ для ЭВМ **24 июня 2025 г.**

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности  
ПРИНЦИПИАЛЬНЫЙ  
ДОКУМЕНТ ПОДПИСАНА ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ  
Идентификатор: 2025666206  
Дата выдачи: 2025.06.24 **Ю.С. Зубов**





Акт внедрения в электронной компании «ХИЕУ ТХАО»

**ЭЛЕКТРОННАЯ ХОЛОДИЛЬНАЯ КОМПАНИЯ С ОГРАНИЧЕННОЙ  
ОТВЕТСТВЕННОСТЬЮ «ХИЕУ ТХАО»**

Адрес: Вьетнам, провинция Хынг Йен, подрайон Лыонг Банг, улица Нгуен  
Лыонг Банг, дом № 43.

Телефон: +84 869 488 588

Электронная почта: congtydtdhieuthao@gmail.com

---

«15» марта 2025 г.

**АКТ**

**О внедрении научных результатов кандидатской диссертационной  
исследования Нго Дык Туана на тему «Цифровое моделирование  
электромагнитных устройств коммутации систем управления в  
энергетике»**

Электронная холодильная компания с ограниченной ответственностью «ХИЕУ ТХАО» подтверждает, что в практику работы производства применены результаты диссертационного исследования, предложенные Нго Дык Туаном, а именно рекомендации по уточнению параметров корректирующих цепей срабатывания электромагнитного реле с возможностью повышения быстродействия коммутации электрических цепей. На основании этого позволяют повысить надежность и эффективность функционирования систем защиты и автоматического управления.

Полученные результаты вполне адекватны для практического использования предложенных подходов.

Директор



Хоанг Ван Ту

Акт внедрения в компании «MP TECH VINA».

**КОМПАНИЯ С ОГРАНИЧЕННОЙ ОТВЕТСТВЕННОСТЬЮ  
«MP TECH VINA»**

Адрес: Вьетнам, провинция Бак Нинь, подрайон Три Куа, промышленный парк  
Кхай Сон, участок № 3.

---

«10» февраля 2025 г.

**АКТ**

**О внедрении научных результатов кандидатской диссертационной работы  
Нго Дык Туана**

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационного исследования Нго Дык Туана на тему «Цифровое моделирование электромагнитных устройств коммутации систем управления в энергетике» были применены к компании с ограниченной ответственностью «MP TECH VINA» для уточнения параметров корректирующих цепей срабатывания электромагнитного реле с возможностью повышения быстродействия коммутации электрических цепей. Результаты внедрения позволяют повысить надежность и эффективность функционирования систем защиты и автоматического управления.

На основании этого заключить, что предложенные подходы вполне адекватны для практического использования.

Директор



Нгуен Динь Фан