

61: 02-5/2203-2


МИНИСТЕРСТВО ПУТЕЙ СООБЩЕНИЯ  
УРАЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ПУТЕЙ СООБЩЕНИЯ

На правах рукописи

Наговицын Виктор Викторович

**ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ  
ЭФФЕКТИВНОСТИ СОВРЕМЕННЫХ УСТРОЙСТВ СЦБ ПУТЕМ  
ОПТИМИЗАЦИИ СИСТЕМ И УСТРОЙСТВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ**

Специальность 05.22.08 – Управление процессами перевозок

  
Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель – доктор технических наук,  
профессор Сергеев Б.С.

Екатеринбург - 2002

## Содержание

Введение . . . . .	4
1 Обзор систем и устройств электропитания электронной аппаратуры устройств СЦБ и связи и постановка задачи исследования . . . . .	7
1.1 Характеристика влияния параметров электропитающих устройств на функционирование электронной аппаратуры . . . . .	8
1.2 Основные виды и принципы построения систем электропитания электронной аппаратуры . . . . .	16
1.3 Объект и постановка задачи исследования . . . . .	22
2 Исследование системных вопросов электропитания электронной аппаратуры СЦБ . . . . .	25
2.1 Обобщенная эквивалентная схема систем электропитания и её характеристики . . . . .	26
2.2 Исследование систем электропитания с учетом влияния внутреннего сопротивления первичного источника . . . . .	29
2.2.1 Анализ процессов работы схемы рис.2.5,а . . . . .	33
2.2.2 Анализ процессов работы схемы рис.2.5,б . . . . .	38
2.2.3 Анализ процессов работы схемы рис.2.3 . . . . .	43
2.2.4 Анализ процессов работы схемы с учетом сопротивления $R_3$ . . . . .	48
Выводы . . . . .	53
3 Разработка и исследование функциональных узлов и систем источников электропитания . . . . .	55
3.1 Исследование и улучшение энергетических показателей светофоров . . . . .	55
3.2 Исследование устройства для управления электромагнитными силовыми механизмами . . . . .	65
3.3 Исследование устройств для заряда аккумуляторных батарей . . . . .	81
3.4 Исследование пусковых характеристик источника электропитания . . . . .	91

3.5 Исследование дистанционных методов контроля	
нескольких переменных токов . . . . .	106
Выводы . . . . .	115
4 Исследование влияния импульсных высокочастотных помех	
на функционирование электронной аппаратуры СЦБ . . . . .	118
4.1 Исследование причин и процессов возникновения	
импульсных помех в источниках электропитания . . . . .	119
4.2 Исследование процессов взаимодействия высокочастотных	
помех различных генераторов . . . . .	129
4.3 Исследование влияния параметров питающих линий на уровень	
высокочастотных помех в электронных приборах . . . . .	139
Выводы . . . . .	145
Заключение . . . . .	147
Литература . . . . .	150

## ВВЕДЕНИЕ

Повышение эффективности функционирования современных устройств СЦБ является многогранной проблемой, включающей в себя решение разнообразных задач. В наиболее значительной степени её многогранность и появление принципиально новых научно-технических разделов и задач проявились за последнее время, в связи с широкой электронизацией и информатизацией железнодорожного транспорта, осуществляемой в соответствии с директивными документами МПС и Правительства России. В связи с внедрением железных дорог России в общемировую сеть железных дорог и созданием трансконтинентальных железнодорожных магистралей насущными стали вопросы совместности эксплуатационных вопросов перевозки грузов и пассажиропотоков с зарубежными. Это повлекло за собой появление других, принципиально новых задач, которые, в значительной степени относятся к устройствам СЦБ и связи. Ранее, в годы существования СССР, этих задач не возникало.

Эти принципиально новые задачи решаются широким кругом научно-технических специалистов России, дальнего и ближнего Зарубежья. К ним, в первую очередь, следует отнести работы, выполняемые отечественными отраслевыми научными и учебными коллективами: ВНИИАС (д.т.н., проф. Козлов П.А., к.т.н. Розенберг Е.Н., к.т.н. Зорин В.И., к.т.н. Коган Д.А.), ПГУ ПС (д.т.н., проф. Сапожников В.В., д.т.н., проф. Сапожников Вл.В., д.т.н., проф. Костроминов А.М., д.т.н., проф. Гавзов Д.В.), МГТУ ПС (д.т.н., проф. Лисенков В.М., д.т.н., проф. Беляков И.В.), а также рядом других организаций и предприятий МПС. За последнее время в связи с конверсией и необходимостью внедрения наиболее передовых достижений отечественной военной промышленности в гражданские отрасли народного хозяйства к работам для железнодорожного транспорта в больших масштабах привлекаются предприятия ВПК электронного и радиотехнического профиля. В устройствах железнодорожной автоматики, информатики и связи стали применяться зарубежные электронные системы и приборы.

Одна из специфических особенностей новых систем и устройств заключается в существенной критичности их функционирования к параметрам электропитания и воздействию высокочастотных импульсных помех с верхней границей частотного спектра до нескольких десятков-сотен мегагерц. Железнодорожный транспорт с разветвленной сетью различных и мощных электрических генераторов помех и с большой протяженностью линий связи, управляющих работой устройств автоматики, телемеханики и связи, в значительной степени отличается от известных промышленных или военных объектов. Кроме того, надежность функционирования аппаратуры автоматики и телемеханики должна быть определяющим фактором при перевозке пассажиров и грузов при безусловном обеспечении безопасности движения поездов.

Одновременно с разработкой и внедрением новой электронной аппаратуры происходит обновление источников вторичного электропитания (ИВЭП). На смену громоздким низкочастотным ИВЭП, имеющим значительную материалоемкость в части обмоточной меди и качественной трансформаторной стали, пришли высокочастотные импульсные ИВЭП, масса меди в которых уменьшена в десятки раз, а в качестве магнитопроводов трансформаторов используются малогабаритные ферритовые сердечники, стоимость которых в десятки-сотни раз меньше. Импульсные методы преобразования электрической энергии в новых ИВЭП позволяют получать КПД до 90...95%. Энергетическая, экономическая и экологическая эффективность новых источников электропитания гораздо выше, чем у ранее существовавших низкочастотных, что находится в соответствии с указаниями МПС РФ по реализации программы ресурсосберегающих технологий на железнодорожном транспорте.

Однако, наряду с положительными качествами, новые источники и системы электропитания имеют и определенные недостатки, которые обостряют проблему обеспечения надежного функционирования приборов-потребителей (электронной аппаратуры). К одной из них относится принципиальное существование внутри ИВЭП генераторов высокочастотных импульсных помех, что

обусловлено импульсным преобразованием энергии при помощи быстродействующих полупроводниковых элементов.

Использование современной электронной аппаратуры и современных источников электропитания требует проведения критического анализа в области существующих систем электропитания электронной аппаратуры и выполнения соответствующих исследований, направленных на обеспечение их работоспособности и оптимизации показателей.

В настоящей диссертационной работе рассматривается определенная часть этих вопросов, круг которых ограничивается системами и источниками электропитания и их влиянием на функционирование электронной аппаратуры СЦБ. Показываются причины необходимости их рассмотрения на современном этапе развития устройств СЦБ, обосновываются применяемые научные подходы к решению поставленных вопросов. Получены уравнения, которые позволяют выполнить инженерный расчет систем электропитания и разработанного ряда функциональных узлов. Кроме того, рассмотрены аналитические и практические вопросы повышения энергетической эффективности некоторых типовых устройств СЦБ. Выполнен анализ возникновения и процессов влияния импульсных высокочастотных помех на функционирование и надежность работы электронных цифровых устройств и систем.

Таким образом, в работе рассмотрены вопросы, определяющие показатели систем и устройств электропитания, функциональных узлов СЦБ, надежность работы электронной аппаратуры с точки зрения воздействия на неё импульсных высокочастотных помех. Выполнение настоящей работы, в общем объеме различных вопросов, которые упомянуты выше, создает предпосылки для повышения эффективности работы современных устройств СЦБ.

# **1 ОБЗОР СИСТЕМ И УСТРОЙСТВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ АППАРАТУРЫ СЦБ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ**

В соответствии с современными задачами развития железнодорожного транспорта одним из основных направлений технического прогресса является электронизация управляющих и информационных систем, к которым относятся системы сигнализации, централизации и блокировки. Это определяет радикальное изменение подхода к разработке различного рода электротехнических устройств, к которым, в частности, относятся системы и источники электропитания и энергоснабжения.

Радикальность проявляется, в первую очередь, в том, что функционирование электронной аппаратуры в значительной степени определяется параметрами питающих напряжений и наличием помех различного вида, возникновение и проникновение которых в функциональные узлы электронной аппаратуры напрямую зависит от параметров и конструктивной реализации источников электропитания и питающих линий.

Разрабатываемая на протяжении многих десятилетий и эксплуатирующаяся в настоящее время аппаратура СЦБ была реализована, в основном, на принципах использования электромагнитных реле. В существенной и значимой степени она была нечувствительна к параметрам электропитания и помехам вследствие большой инерционности элементной базы и отсутствия быстродействующих устройств памяти.

Применение электронной аппаратуры потребовало новых схемотехнических и системотехнических решений, что и определило необходимость выполнения исследований, результаты которых изложены в настоящей диссертационной работе.

## **1.1 Характеристика влияния параметров электропитающих устройств на функционирование электронной аппаратуры**

Широкая информатизация отрасли на основе современных средств вычислительной техники и связи требует системного подхода к разработке и внедрению комплексов электронной аппаратуры железнодорожного транспорта. В наибольшей степени это относится к управляющим комплексам, приходящим на смену информационным, и надежность работы их должна быть несравненно выше [1-3].

Системность должна реализовываться не только в части входных и выходных информативных и управляющих сигналов комплексов. Немаловажную роль играют вопросы электропитания электронной аппаратуры, которые в значительной степени определяют надежность функционирования электронных комплексов [4,5].

Вопросы электропитания ранее разработанной и эксплуатирующейся на сети дорог аппаратуры СЦБ и связи не являлись определяющими в части её надежности. Это было обусловлено рядом объективных обстоятельств, описанных ниже. Более того, для этой части аппаратуры отсутствовала явная техническая и экономическая необходимость модернизации источников вторичного электропитания (ИВЭП) или улучшения их характеристик, что показано в [4].

Задача острой необходимости анализа и исследования систем электропитания и ИВЭП для современной электронной аппаратуры железнодорожного транспорта возникла в последние несколько лет. Постановка этой задачи выполнена в [5,6]. Основные причины её появления, а также основные функциональные положения задачи заключаются в существовании и появлении следующих объективных обстоятельств.

На диаграмме, представленной на рисунке 1.1, приведены данные зарубежных ученых по отказам компьютерных систем общепромышленного применения [7]. Они показывают, что почти половина всех отказов аппаратуры появляется вследствие существования проблем с электропитанием. Здесь обозна-



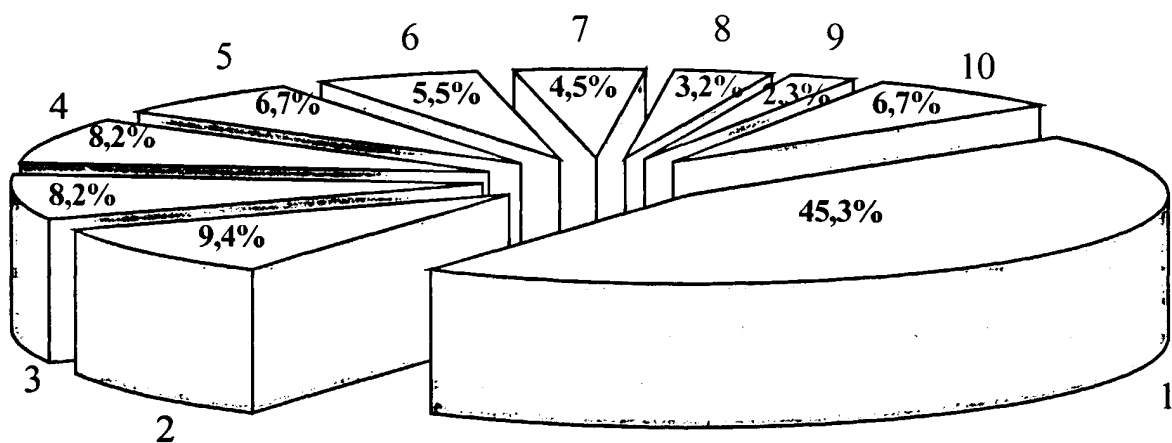


Рисунок 1.1 - Причины отказов компьютерных систем общепромышленного применения.

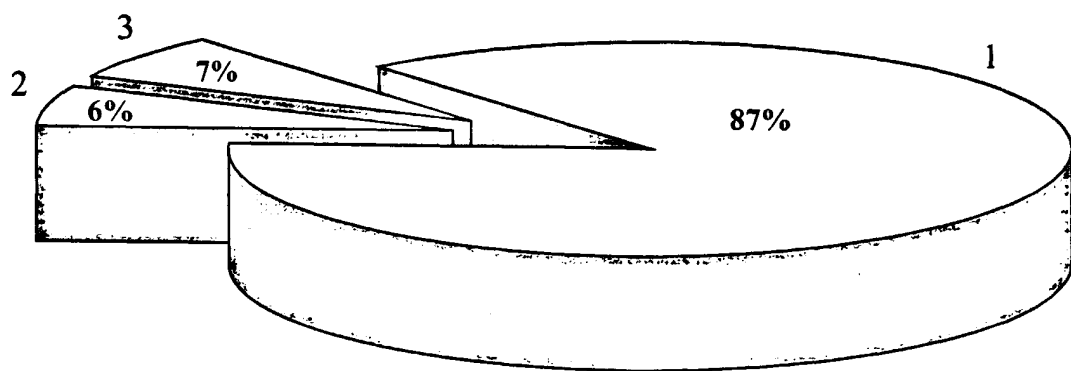


Рисунок 1.2 - Влияние видов отказа систем электропитания на работу компьютерной аппаратуры.

чения причин отказов соответствуют: сектор 1 - проблемы с электропитанием (45,3%); 2 - гроза (9,4%); 3 - пожар или взрыв (8,2%); 4 - сбои программного обеспечения (8,2%); 5 - наводнения (6,7%); 6 - землетрясения (5,5%); 7 - неполадки в информационной сети (4,5%); 8 - ошибки персонала (3,2%); 9 - отказ систем контроля (2,3%); 10 - прочие (6,7%).

Показанные данные относятся к зарубежным электросистемам. Очевидно, что для отечественных электросистем, и в особенности железнодорожных, доля проблем с электропитанием будет больше. Это подтверждается тем, что для устройств СЦБ нормы, оговариваемые соответствующими ГОСТами для питающих напряжений, например 220 или 380 В, во многих практических случаях, не выполняются.

На диаграмме, представленной на рисунке 1.2, показано процентное соотношение видов отказов устройств электропитания [7], в частности ИВЭП, по параметрам выходных напряжений. Они показывают, что наиболее частым видом неисправности (сектор 1 – 87%) является снижение напряжения ниже заданной нормы. Оно может привести к сбоям в работе, например, к зависанию клавиатуры, системным сбоям, которые заканчиваются потерей или повреждением информации. Отключение питающего напряжения (сектор 2 – 6%) может вызвать потерю текущих данных в оперативной или кэш-памяти, нарушение файловой системы, что ведет к полной потере записанной на дисках информации. Импульсные перенапряжения (сектор 3 – 7%) могут привести к катастрофическим повреждениям аппаратуры с полной потерей данных.

В качестве практического примера влияния проблем электропитания в устройствах СЦБ можно привести процентные данные по отказам аппаратуры системы УКП СО на Свердловской железной дороге, полученные за период с 1996 по 1999 г. Они приведены на рисунке 1.3. Отличительной особенностью аппаратуры УКП СО, в которой должно быть обеспечено исключение влияния проблем с электропитанием, является резервированное энергоснабжение, выражающееся в том, что при пропадании одного, например, переменного пер-

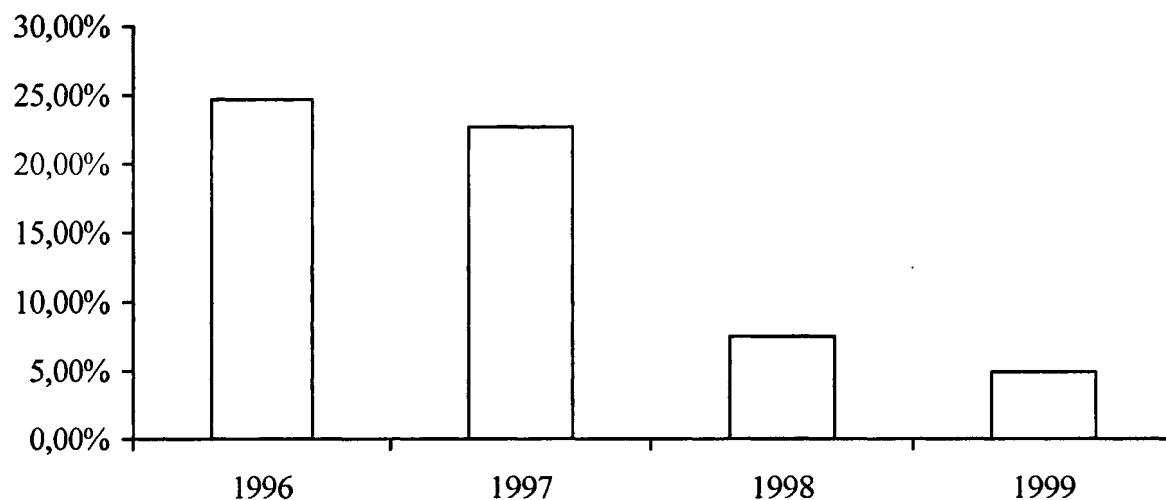


Рисунок 1.3 - Процентное соотношение отказов аппаратуры УКП СО по проблемам с электропитанием.

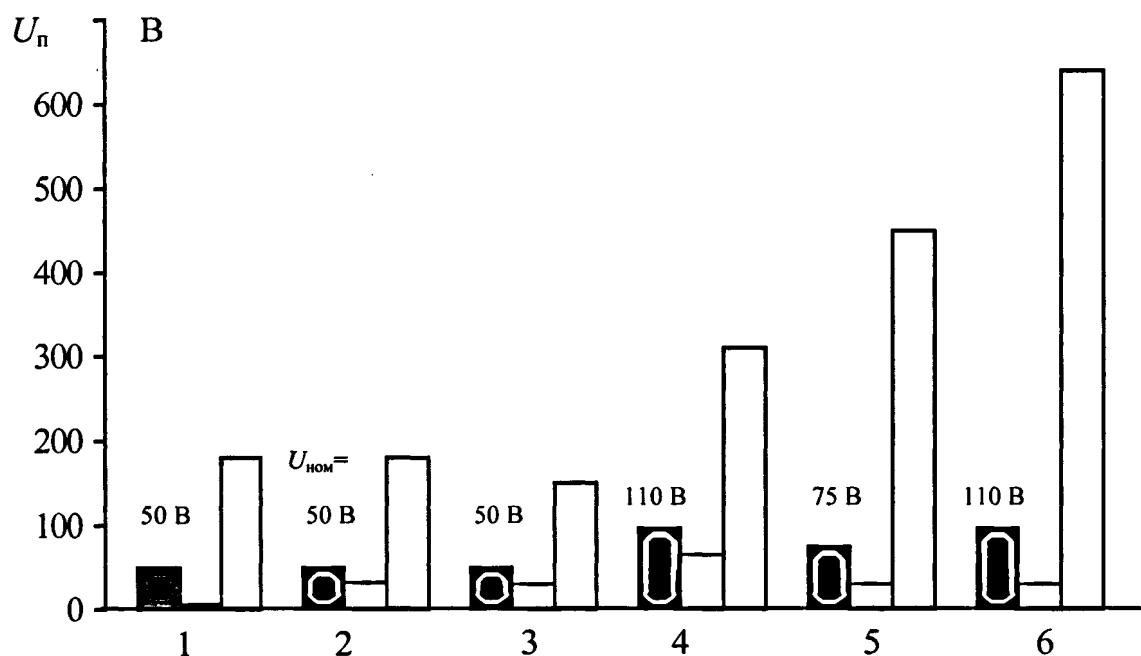


Рисунок 1.4 - Диапазоны эксплуатационных изменений напряжения цепей управления локомотивов.

вичного напряжения, питание осуществляется от другого источника - аккумуляторной батареи.

Данные рис.1.3 показывают, что на начальном этапе внедрения аппаратуры УКП СО в 1996 г., когда вопросам инженерного исследования электропитания не уделялось должного внимания, отказы аппаратуры по этой причине составляли 24,7% от общего числа отказов. По мере отработки и принятия соответствующих организационных, схемотехнических и системных мер доля отказов в 1999 г. снизилась до 4,9%.

Приведенные данные могут быть отнесены к стационарной электронной аппаратуре железнодорожного транспорта, располагаемой на постах ЭЦ, в релейных шкафах, домах связи и др. Для этих устройств при номинальном значении первичного переменного напряжения 220 (или 230) В практические величины напряжения лежат в пределах от 140 до 260 В.

Гораздо более худшая обстановка по качеству первичного электропитания имеет место в системах электропитания бортовой электронной аппаратуры, располагаемой на локомотивах, дрезинах, пассажирских вагонах и т.п. Результаты измерений, выполненных рядом различных КБ и НИИ железнодорожного транспорта, обобщенные в [8], приведены на рисунке 1.4.

Здесь обозначения соответствуют: 1 - электровозы переменного тока при номинальном значении напряжения цепей управления  $U_{\text{ном}} = 50$  В; 2- электровозы постоянного тока при  $U_{\text{ном}} = 50$  В; 3 - электропоезда при  $U_{\text{ном}} = 50$  В; 4 - электропоезда при  $U_{\text{ном}} = 110$  В; 5 - тепловозы при  $U_{\text{ном}} = 75$  В; 6 - тепловозы при  $U_{\text{ном}} = 110$  В. Черным цветом показаны величины напряжений  $U_{\text{ном}}$ , серым и белым - практически возможные и экспериментально определенные изменения напряжений в процессе эксплуатации.

Видно, что изменения напряжений цепей управления могут превышать номинальные значения  $U_{\text{ном}}$  в 4...6 раз. Для электровозов переменного тока возможно уменьшение напряжения до 5 В. У тепловозов в момент пуска дизеля снижение напряжения также значительно. Наибольшее относительное увеличение напряжения имеет место у электровозов и тепловозов. Так как измерения

выполнялись при реальных поездках составов, то зафиксированные уровни напряжений определялись также коммутациями тягового тока и их электромагнитным воздействием на шины цепей управления, в частности, в местах подключения электронной аппаратуры.

Таким образом, качество систем электропитания электронной аппаратуры на железнодорожном транспорте крайне неудовлетворительное. Вместе с этим, нельзя с достаточной степенью достоверности утверждать, что имеющиеся данные по параметрам питающих сетей известны. Если для локомотивной аппаратуры практические измерения выполнялись, хотя и недостаточно корректно, то определение характеристик первичных постоянных и переменных питающих напряжений стационарной аппаратуры не проводилось.

Подобная ситуация объективно объясняется рядом следующих причин.

Во-первых, ранее разработанная и эксплуатирующаяся электронная аппаратура СЦБ и связи с точки зрения преобразуемых сигналов была аналоговой или релейной и, в основном, не содержала электронных цифровых функциональных узлов с устройствами памяти. Поэтому кратковременные изменения напряжений, питающих эти узлы, не вызывали ощутимых и необратимых отказов аппаратуры и не приводили к потере значимой части информации. Во-вторых, аппаратура имела достаточно большие перегрузочные способности как по току, так и по напряжению. В качестве наиболее яркого примера можно привести релейную аппаратуру СЦБ. Следующим фактором является то обстоятельство, что ранее разработанные ИВЭП для электронной аппаратуры по принципу силового преобразования электрической энергии являлись достаточно громоздкими низкочастотными устройствами с силовыми трансформаторами, преобразующими напряжение с частотой 50 Гц, и сглаживающими фильтрами с большими постоянными времени, составляющими десятки-сотни миллисекунд, а иногда и более. Они осуществляли достаточно надежную защиту приборов-потребителей от импульсных помех и кратковременных провалов первичного напряжения.

Современная и перспективная электронная аппаратура автоматики, информатики и связи строится, как правило, на микропроцессорных функциональных узлах с устройствами памяти. В этой аппаратуре используются интегральные микросхемы (ИМС), обладающие невысокой перегрузочной способностью и существенной критичностью к внешним электрическим помехам различного рода. Современные ИВЭП реализуются на принципах высокочастотного преобразования электрической энергии, что позволило значительно снизить их материалоемкость и стоимость за счет существенного сокращения массы обмоточной меди и полного исключения применения трансформаторной стали. Высокочастотные принципы преобразования определили существенное уменьшение постоянных времени сглаживающих входных и выходных фильтров. Применение современных быстродействующих силовых импульсных полупроводниковых приборов определяет их меньшую перегрузочную способность, что снижает надежность работы ИВЭП при невысоком качестве первичных напряжений и наличии мощных помех по сетям энергоснабжения.

К числу основных особенностей электропитающих сетей железнодорожного транспорта, отличающих их от общепромышленных или военных, можно отнести следующие:

- чрезвычайно высокая степень разветвленности кабельных и воздушных питающих линий и значительная пространственная разнесённость и удаленность друг от друга приборов-потребителей;

- наличие мощных источников помех, в качестве которых выступают промышленные ЛЭП, тяговые подстанции и движущийся по станциям и перегонам подвижной состав с соответствующими коммутациями тягового тока и отопления вагонов, грозовые разряды, процессы переключения питающих фидеров постоянного или переменного напряжений стационарных систем электроснабжения;

- наличие разветвленной и распределенной сети канализации тягового тока, в значительной степени влияющей на работоспособность устройств СЦБ и связи на станциях или вблизи тяговых подстанций;

- значимый уровень электромагнитных помех внутри замкнутого пространства кузовов электровозов и тепловозов, вызванных как коммутациями тягового тока, так и переключениями мощных индуктивных нагрузок типа управляющих электромагнитных механизмов, в большинстве случаев не оборудованных демпфирующими электрическими цепями защиты;

- изменения, обычно в худшую сторону, продольного электрического сопротивления питающих линий, вызванных спецификой работы эксплуатационного штата дистанций СЦБ;

- наличие большого количества электромагнитных реле в устройствах СЦБ, контакты которых коммутируют весьма широкий диапазон постоянных и переменных токов и напряжений без применения каких-либо демпфирующих цепей защиты, так как они изменяют временные характеристики реле и влияют на работу схем СЦБ.

В этих условиях наиболее радикальным решением вопроса обеспечения должного качества питающих напряжений для ИВЭП электронной аппаратуры железнодорожного транспорта и следующего из этого достаточно надежного её функционирования является приведение параметров энергосистем и первичных источников к нормативам, соответствующим государственным стандартам или нормам оговариваемым рекомендациями МЭК. Однако это вызывает значительные и неприемлемые, в большинстве случаев, финансовые и материальные затраты. В некоторых случаях в достаточно полном объёме выполнение заданных требований практически невозможно. Альтернативным выходом могла бы стать установка локальных стандартных устройств бесперебойного питания или использование нетрадиционных источников или накопителей электроэнергии. Однако это также сопряжено с определенными трудностями, в основном, финансового и эксплуатационного характера.

Для локомотивной электронной аппаратуры СЦБ и связи одним из возможных методов повышения качества питающих напряжений являются полное изменение электрической схемы, применение экранированных питающих проводников, рационализация монтажа и изменение принципов регулирования на-

пряжения цепей управления. Очевидно, что для существующего и эксплуатирующегося парка электровозов, тепловозов и электропоездов такой подход практически невозможен и остается только предположительно рассчитывать на его возможную реализацию только при производстве новых локомотивов или заводской модернизации старых.

Таким образом, для обеспечения надежной работы электронных комплексов и приборов необходимо всестороннее исследование стационарных и бортовых систем электропитания и разработка функциональных узлов для ИВЭП, обеспечивающих их надежную работу. Вместе с этим, наиболее важным вопросом является решение задачи определения рациональных и практически реализуемых направлений улучшения качественных и количественных характеристик систем электропитания электронной аппаратуры железнодорожного транспорта [5, 95, 102, 109].

Широкая информатизация железнодорожного транспорта и внедрение сложных вычислительных и коммуникационных комплексов аппаратуры делает рассматриваемую проблему особо острой, так как она может сделать аппаратуру неработоспособной или существенно увеличить сроки её ввода в эксплуатацию, подтверждением чему служат практически известные факты, имеющие место на ряде дорог. Это приводит к значительным и нерациональным финансовым затратам.

Для определения рациональности использования тех или иных путей изменения существующего положения в области систем и источников электропитания в первую очередь необходимо рассмотреть известные принципы реализации систем и источников электропитания.

## **1.2 Основные виды и принципы построения систем и источников электропитания электронной аппаратуры**

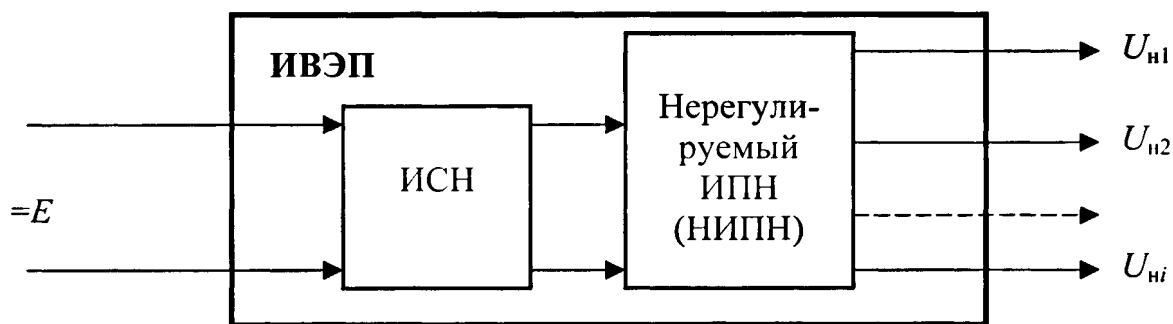
Питание функциональных узлов электронной аппаратуры осуществляется, за исключением особо оговариваемых случаев, постоянными напряжениями



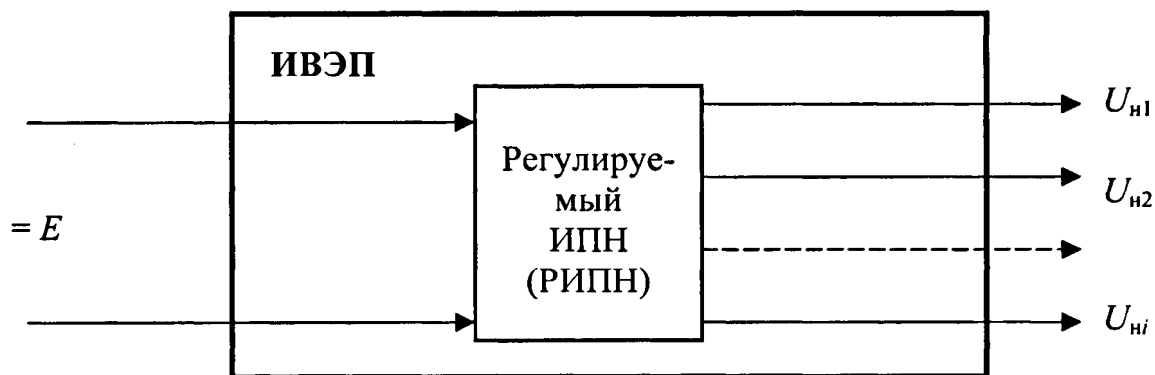
стандартного ряда, нормируемого соответствующими ГОСТами. Первичным напряжением служат или переменное напряжение, частоты обычно 50 Гц, или постоянное различных номинальных значений. В подавляющем большинстве случаев для аппаратуры железнодорожного транспорта, в отличие от военной, требуется гальваническая развязка напряжений питания ИМС от первичного напряжения и различных выходных напряжений ИВЭП друг от друга. Это накладывает соответствующие ограничения на построение систем электропитания и структурное построение ИВЭП для питания электронной аппаратуры железнодорожного транспорта.

Упрощенные функциональные схемы систем электропитания для первичного постоянного и переменного напряжений, иллюстрирующие принципы преобразования электрической энергии, приведены на рисунке 1.5.

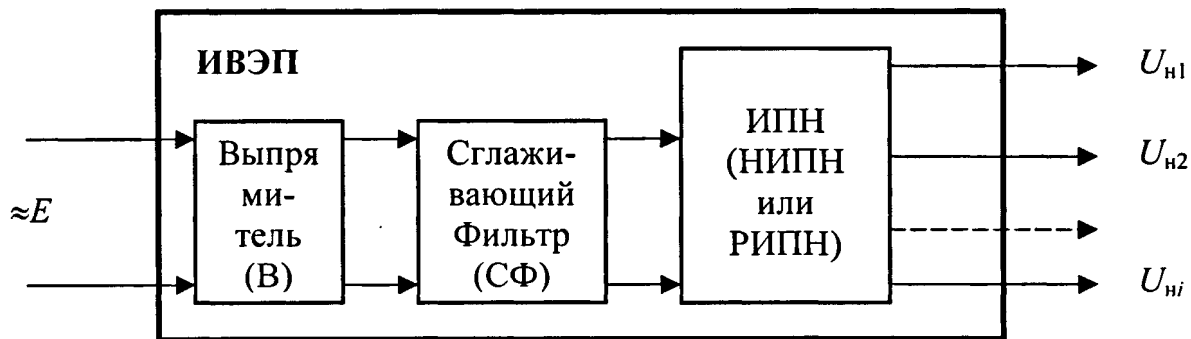
Первая схема (рисунок 1.5,а) содержит импульсный стабилизатор постоянного напряжения (ИСН), который стабилизирует первичное постоянное напряжение  $E$ . Преобразование, получение требуемого количества, трансформацию и гальваническую развязку выходных напряжений  $U_{н1}, \dots, U_{ни}$  друг от друга и от первичного источника  $E$  выполняет нерегулируемый импульсный преобразователь постоянного напряжения (ИПН). Подобная структурная схема используется при питании некоторых типов бортовых радиостанций, где постоянное напряжение  $E$  является напряжением цепей управления локомотивов, электропоездов или дрезин. В последних разработках ИВЭП наиболее часто применяются регулируемые преобразователи (РИПН), совмещающие в себе функции стабилизации выходных напряжений и гальванической развязки (рисунок 1.5,б). Наличие переменного первичного напряжения (рисунок 1.5,в) требует введения в ИВЭП выпрямителя и сглаживающего фильтра. Однако здесь, как и в предыдущих схемах требуется наличие импульсного преобразователя постоянного напряжения, выполняющего аналогичные функции. Здесь может быть применен нерегулируемый преобразователь НИПН с использованием ИСН, как это выполнено в схеме показанной на рисунке 1.5,а. Обобщающий анализ приведенных схем показывает, что импульсный преобразователь постоянного на-



а)



б)



в)

Рисунок 1.5 - Упрощенные структурные схемы систем электропитания электронной аппаратуры.

пряжения является неременным функциональным узлом практически всех современных высокочастотных ИВЭП. Это определяет определенную идентичность схемотехнического построения ИВЭП с питанием от сетей переменного и постоянного напряжений. Отличие ИВЭП с питанием от переменного напряжения заключается в наличии высокого постоянного напряжения на выходе сглаживающего фильтра (СФ) для схем с первичным напряжением 220 или 380 В. Практически, для напряжения 220 В оно может достигать 311 В [8-11] и определяется нагрузкой и параметрами СФ. Структура источника электропитания с первичным переменным напряжением и высокочастотным ИПН применяется практически во всех современных компьютерах и бытовых электронных приборах. В современной научно-технической литературе по силовой электронике такие ИВЭП называются бестрансформаторным [104, 105, 110, 111].

Традиционная схема системы энергоснабжения устройств автоблокировки приведена на рисунке 1.6. Здесь напряжение 10 (или 6) кВ продольной линии энергоснабжения при помощи трансформатора *Т<sub>В</sub>* снижается до напряжения 220 (230) В и поступает в соответствующий релейный шкаф (РШ) на вход схемы электропитания, показанной, например на рисунке 1.5,в. Источником первичного напряжения для продольной высоковольтной линии служат или тяговая подстанция ТП (для электрифицированных участков), или автономные комплексные распределительные устройства КРУ (КТП), подключенные к соответствующим ЛЭП или энергосистемам (для участков с автономной тягой). Для организации бесперебойного питания устройств автоблокировки используются две продольные высоковольтные линии с двумя постоянно подключенными трансформаторами *Т<sub>В</sub>*, а переключение напряжений, потребляемых от той или иной линии, осуществляется в релейном шкафу со стороны низкого напряжения [12].

Организация энергоснабжения ЭЦ крупной станции показана на рисунке 1.7. Напряжение от двух фидеров – основного (ОФ) и резервного (РФ) поступает на панели питания ЭЦ, где осуществляется их переключение, распределение и преобразование для получения требуемых постоянных и переменных напря-

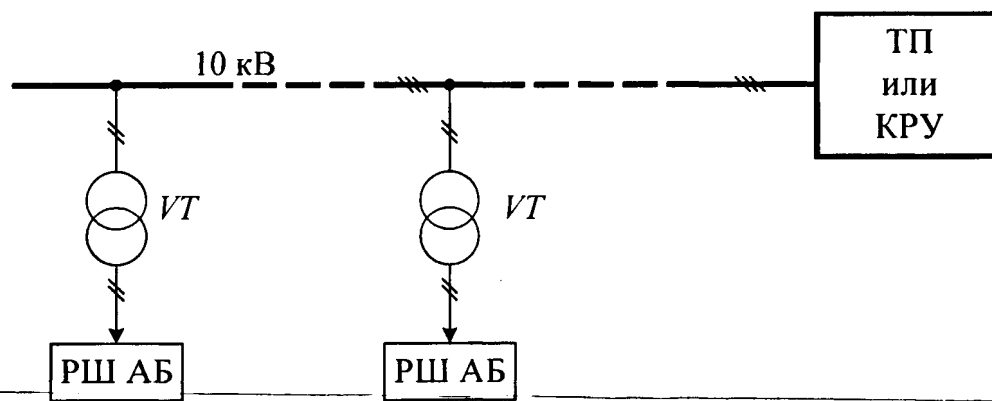


Рисунок 1.6 - Система энергоснабжения устройств автоблокировки.

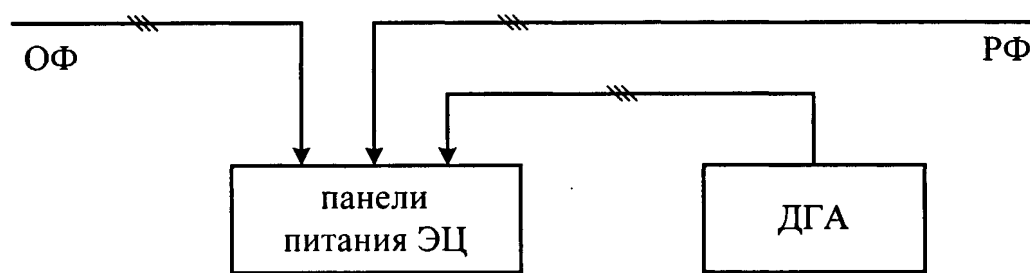


Рисунок 1.7 - Система энергоснабжения устройств СЦБ крупной станции.

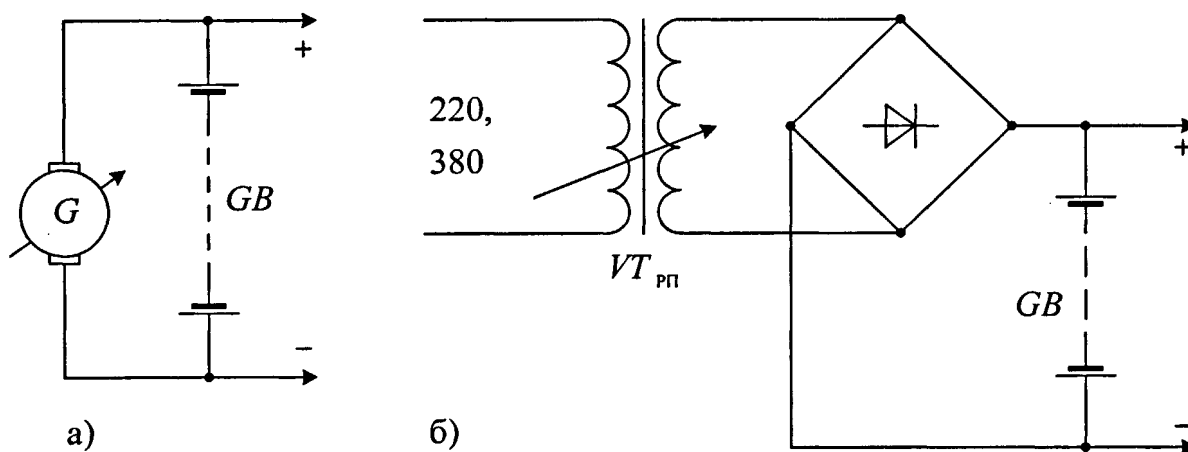


Рисунок 1.8 - Обобщенные системы организации напряжения цепей управления локомотивов.

жений устройств СЦБ и связи. Во многих случаях на посту ЭЦ устанавливаются дизель-генераторные агрегаты ДГА, запускаемые в случае пропадания напряжений на обоих фидерах. Энергоснабжение ЭЦ малых станций осуществляется по схеме, принципиально не отличающейся от схемы, изображенной на рисунке 1.6 [12-15].

Обобщенные схемы систем питания цепей управления бортовой электропитающей аппаратуры приведены на рисунке 1.8. Существуют два основных типа этих систем, отличающиеся первичным источником. В схеме (рисунок 1.8,а) используется мотор-генератор постоянного напряжения  $G$ , имеющий в своём составе специальный регулятор тока заряда аккумуляторной батареи  $GB$ . Эта система применяется в электровозах постоянного тока, тепловозах и некоторых типах электропоездов. На локомотивах переменного тока используется система электропитания, приведенная на рисунке 1.8,б. Здесь для заряда аккумуляторной батареи  $GB$  используется трансформатор  $VT_{рп}$ , выходное напряжение регулируется подмагничиванием сердечника при помощи регулятора [8]. Существуют также другие модификации локомотивных систем электропитания, которые, однако, принципиально не отличаются от схем, приведенных на рисунке 1.8.

Рассмотренные системы электропитания и энергоснабжения широко применяются на железнодорожном транспорте. Их надежное функционирование в существующей аппаратуре СЦБ и связи было достигнуто благодаря большой работе, проведенной на протяжении многих лет рядом научно-исследовательских организаций и заводов-изготовителей МПС. Наибольший научно-технический вклад в решение проблем электропитания устройств СЦБ и связи и высококвалифицированное обучение студентов железнодорожных ВУЗов внес многочисленный коллектив ученых и инженеров [12-22]. К ним следует отнести Д.А.Когана, З.А. Эткина, В.Е.Тюрморезова, А.Ф.Михайлова, Л.А.Частоедова, Р.В.Дмитриева, Р.И.Смирнова, В.П.Багуц, Н.П.Ковалева, А.М.Костроминова, Б.С.Сергеева, М.П.Лисовского а также разработчиков и конструкторов электротехнических заводов МПС. Основные и наиболее важные ре-

зультаты этих практических и научно-исследовательских работ приведены в широко используемой и в настоящее время литературе [8, 12-22].

Теоретические и практические основы современной силовой электроники, к которой относится тематика высокочастотных импульсных источников вторичного электропитания, разработаны рядом отечественных ученых и инженерно-технических работников. Среди них наибольший вклад внесли Т.А.Глазенько, О.А.Коссов, Ю.И.Конев, В.С.Моин и Н.Н.Лаптев, Ю.К.Розанов, Э.М.Ромаш, В.А.Колосов, Г.С.Найвельт, Б.С.Сергеев и ряд других. Их наиболее важные публикации [8, 9, 23-32] послужили созданию отечественной школы высокоэффективных технических решений ИВЭП, которые, в основном, были использованы в разработках военно-промышленного комплекса (ВПК), и в большинстве случаев ранее не использовались в устройствах железнодорожной автоматики, телемеханики и связи. За последнее время, в связи с изменившейся экономической и политической обстановкой в стране, достижения предприятий ВПК стали доступны и широко используются в гражданских отраслях промышленности, транспорта и связи, в том числе и на железнодорожном транспорте [33-34].

Следует отметить, также, положительное влияние на разработки отечественных ИВЭП зарубежной переводной литературы, например [35-38], авторов Р.Севернса, Г.Блума, П.Четти, И.М.Готтлиба и др.

### **1.3 Объект и постановка задачи исследования**

Объектом исследования диссертационной работы являются системы электропитания электронной аппаратуры автоматики и телемеханики, описанные в подразделе 1.2, а также их функциональные узлы, определяющие основные технические, эксплуатационные и надежность характеристики аппаратуры.

Рассматриваются также возможности использования новых и нетрадиционных элементов силовой электроники [39-41] и специфические особенности реальных систем электропитания железнодорожного транспорта [42-50].

К новым элементам силовой электроники относятся импульсные конденсаторы сверхвысокой энергоемкости (ИКЭ), обладающие при достаточно малых габаритах емкостями в диапазоне единиц-десятков фарад [8, 39]. Они применяются на железнодорожном транспорте в локомотивных системах пуска дизелей тепловозов и в некоторых других случаях для уменьшения емкости бортовых аккумуляторных батарей. Одновременно с этим достигается улучшение качества постоянного напряжения цепей управления. В системах электропитания электронной аппаратуры железнодорожной автоматики и телемеханики применение ИКЭ не рассматривалось, хотя практическое их использование наталкивается на ряд трудностей, где одной из важнейших является специфика пусковых процессов ИВЭП.

Другим, относительно новым для устройств СЦБ элементом являются солнечные батареи, рациональность использования которых на железнодорожном транспорте подтверждена отечественными и зарубежными данными [42, 43]. Однако практическая реализация систем электропитания устройств СЦБ с использованием солнечных батарей имеет специфические особенности, которые ранее не рассматривались. В первую очередь это обусловлено их относительно высоким внутренним сопротивлением.

Наличие современных высокочастотных ИВЭП в системах электропитания аппаратуры СЦБ определяет необходимость разработки новых функциональных узлов. Они должны осуществлять реализацию нормированных величин параметров питающих сетей и обеспечивать надежную работу ИВЭП и их нагрузку, к которой относится электронная аппаратура.

В соответствии с этим научно-технические и практические исследования, выполненные в диссертационной работе, заключаются в решении следующих основных научно-технических задач.

1. Критический анализ существующих систем и источников электропитания железнодорожного транспорта и определение направлений исследований применительно к современной и перспективной электронной аппаратуре СЦБ.

2. Исследование систем электропитания, включающих в себя реальные параметры питающих линий, первичного источника питания, а также с учетом специфических особенностей современных высокоэффективных импульсных стабилизирующих ИВЭП.

3. Разработка и исследование ряда функциональных узлов аппаратуры СЦБ и систем и источников электропитания по следующим направлениям и характеристикам:

- исследование и улучшение энергетических и эксплуатационных показателей поездных светофоров с применением светодиодных матриц (СДМ);

- анализ и оптимизация параметров устройств управления электромагнитными силовыми механизмами и определение дополнительных областей их применения;

- исследование устройств заряда аккумуляторных батарей в направлении снижения мощности потерь и снижения стоимости и разработка более эффективных технических решений;

- исследование пусковых и энергетических характеристик источников электропитания с включенными на их входе ИКЭ;

- анализ известных методов дистанционного контроля нескольких переменных токов, выбор наиболее оптимальных из них и определение областей устойчивой работы устройств.

4. Исследование причин возникновения высокочастотных импульсных помех в источниках электропитания, путей их распространения и влияния на функционирование электронной аппаратуры СЦБ; анализ параметров высокодобротных питающих линий и определение путей повышения помехоустойчивости электронной аппаратуры СЦБ.



## 2 ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМНЫХ ВОПРОСОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ СЦБ

В общем случае любая система электропитания представляется довольно сложной электрической цепью, в которой для достаточной достоверности и точности результатов анализа должны учитываться все параметры питающих линий и входящих в систему функциональных элементов. Например, кроме активных составляющих полных сопротивлений, должны учитываться распределенные реактивные параметры линий, индуктивности рассеяния и намагничивания трансформаторов и т.п., а также взаимные индуктивные и емкостные сопротивления, определяющие наличие, влияние и пути проникновения импульсных или высокочастотных помех и перенапряжений в схемах [51-56]. Однако учет всех сопротивлений приводит к чрезмерному усложнению анализа и получению при этом выражений, которые, обычно, непригодны для инженерной практики и не позволяют получить достаточно наглядную и обобщающую картину электрических процессов, происходящих в реальных системах электропитания устройств СЦБ и связи.

В частности, довольно простая функциональная схема системы энергоснабжения устройств автоблокировки, приведенная на рисунке 1.6, при учете большей части влияющих параметров должна представляться линией с распределенными параметрами, что описывает её системой дифференциальных уравнений 6-8 порядка и выше. Их решение, хотя и возможно методами современной вычислительной математики, но не приводит к получению достаточно обзриваемых и применимых для практики аналитических выражений, которые можно использовать в процессе разработки и при выдаче технических требований и рекомендаций на проектирование систем электропитания или ИВЭП.

Поэтому при последующих исследованиях в настоящей работе для каждого анализируемого случая будут приниматься конкретные допущения о пренебрежимой или допустимой малости влияния того или иного параметра

электрической цепи с оценкой степени его влияния на результаты анализа и получаемую погрешность, определяющую точность уравнений и достоверность качественной картины происходящих в схеме процессов.

## 2.1 Обобщенные эквивалентные схемы систем электропитания и их характеристики

Рассмотрим системы электропитания переменного напряжения на примере схемы энергоснабжения, приведенной на рисунке 1.6, сделав далее соответствующие обобщения на остальные системы электропитания переменного напряжения. Примем, что входное напряжение для системы

$$u_1(t) = U_{m1} \sin \omega t \quad (2.1)$$

является выходным напряжением питающих шин ТП или КРУ с выходным (внутренним) комплексным сопротивлением  $Z_r$ . Выходное напряжение системы энергоснабжения

$$u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (2.2)$$

является входным (первичным) напряжением для ИВЭП, которые располагаются, в частности, в релейных шкафах автоблокировки (РШ АБ) или на постах ЭЦ малых станций. В соответствии с изложенным эквивалентная схема системы энергоснабжения (рисунок 1.6) может быть представлена видом показанным на рисунке 2.1.

Здесь элементы  $L_n$ ,  $R_n$ ,  $R_y$  и  $C_n$  выражают распределенные параметры продольной линии энергоснабжения автоблокировки. Понижающий трансформатор  $TV$  отображён его индуктивностью намагничивания  $L_\mu$  и приведенными индуктивностями рассеяния -  $L_s$  и активными сопротивлениями  $R_w$  обмоток. Источник переменного напряжения  $U_{nn}$  является генератором помех и/или перенапряжений. Он выражает собой влияние различных дестабилизирующих электрических воздействий, например, от грозовых разрядов, коммутаций тягового тока и качественно аналогичных других, возникающих вследствие наличия определенных гальванических,

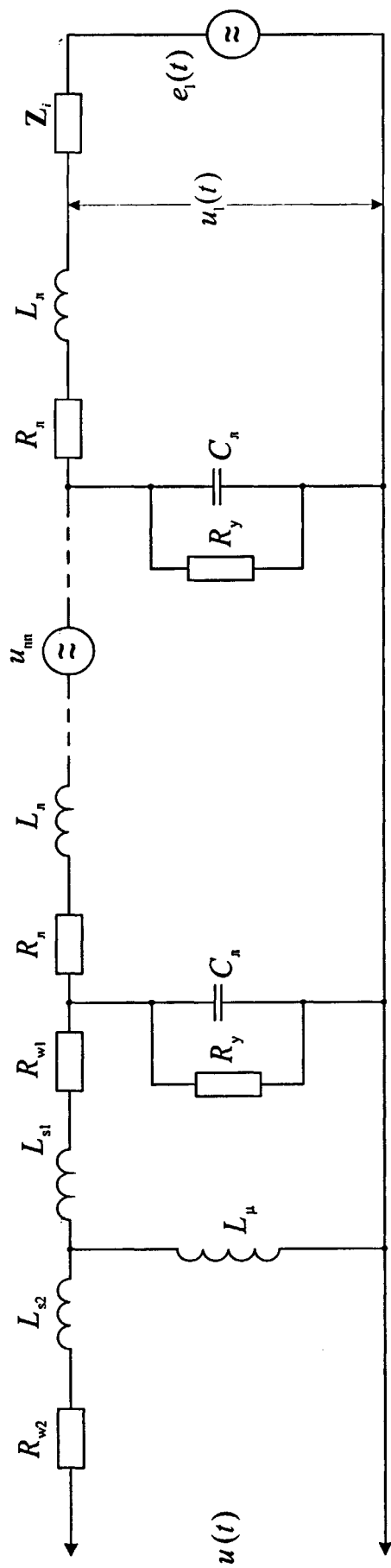


Рисунок 2.1 - Эквивалентная схема системы энергоснабжения переменного напряжения.

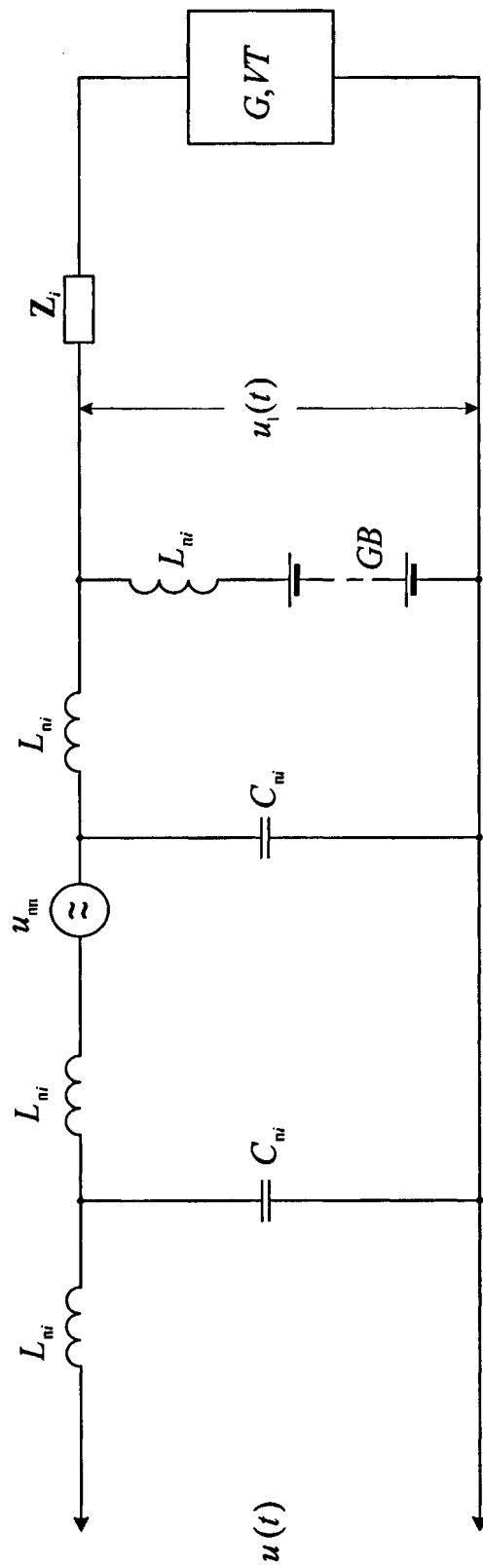


Рисунок 2.2 - Эквивалентная схема системы энергоснабжения постоянного напряжения.

электростатических и электромагнитных связей с рассматриваемой продольной линией, факторов [51-55].

В соответствии с введенными обозначениями выходное напряжение для схемы на рисунке 2.1 описывается следующим функциональным выражением

$$u(t) = f_1[K_s(j\omega), u_{\text{пп}}(t), u_1(t)], \quad (2.3)$$

где  $K_s$  – комплексный коэффициент передачи системы энергоснабжения, определяемый как

$$K_{\text{пл}}(j\omega) = f_2(L_{\text{л}}, R_{\text{л}}, C_{\text{л}}, R_{\text{л}}, L_{\text{с}}, L_{\mu}, R_{\text{в}}, Z_i). \quad (2.4)$$

Аналогичным образом может быть представлена и выражена аналитически эквивалентная схема системы энергоснабжения устройств СЦБ крупной станции (рисунок 1.7).

Для бортовых систем энергоснабжения постоянного напряжения, к которым относится система, изображенная на рисунке 1.8, эквивалентная схема представлена на рисунке 2.2. Здесь элементы  $L_{\text{пи}}$  и  $C_{\text{пи}}$  отображают паразитные индуктивности и емкости монтажа локомотивных цепей, а напряжение  $U_{\text{пп}}$  – источник импульсных помех и перенапряжений, возникающих в кузове локомотива вследствие коммутации токов и напряжений в тяговой сети и цепях переключений мощных индуктивных нагрузок. С определенными коррективами эта же схема может быть распространена и на стационарные системы организации питания устройств СЦБ, используемые, например, на постах ЭЦ.

Функциональные уравнения, качественно аналогичные (2.3) и (2.4) и описывающие процессы в схеме (рисунок 2.2), имеют вид

$$u(t) = f_3[K(j\omega), u_{\text{пп}}(t), u_1(t)], \quad (2.5)$$

$$K(j\omega) = f_4(L_{\text{пи}}, C_{\text{пи}}, Z_i). \quad (2.6)$$

Все электрические, включая паразитные, параметры элементов, эквивалентной схемы на рисунке 2.1 качественно и количественно практически определяются с достаточной степенью точности и расчет требуемых характеристик напряжения  $u(t)$  может быть выполнен при помощи известных,

хотя и довольно сложных, методов теории электрических цепей. Паразитные параметры эквивалентной схемы (рисунок 2.2) однозначно и достаточно точно не могут быть определены даже для какого-либо одного типа локомотива по причинам, описанным в первом разделе. Определение количественных показателей помехообстановки и перенапряжений в бортовых системах электропитания является довольно сложной задачей, разрешимой только для частных случаев или с неприемлемо большими погрешностями. Поэтому бóльший интерес представляют экспериментальные данные, которые приведены, например, на гистограмме рисунка 1.4.

## **2.2 Исследование систем электропитания с учетом влияния внутреннего сопротивления первичного источника**

Рассмотрим систему электропитания, представленную на схеме рисунка 2.3, где, в отличие от схем (рисунки 2.1 и 2.2), приведены и учитываются только активные составляющие полных сопротивлений [57-59]. Несмотря на простоту, она во многих случаях практически достаточно верно отображает картину процессов, в частности, когда частота переменного напряжения  $u(t)$  относительно невысока (например 50 Гц), и где для класса исследуемых практических систем электропитания влиянием реактивных составляющих сопротивлений можно пренебречь. Это дает основания рассматривать подобную систему электропитания как схему с постоянным напряжением первичного источника  $E$  и распространить сделанные выводы и полученные результаты анализа на схему с переменным первичным напряжением.

Здесь нагрузкой системы электропитания является ИВЭП. Основной характерной чертой современных ИВЭП, в которых используется принцип импульсного высокочастотного преобразования энергии постоянного напряжения, является высокий КПД, значения которого лежат в диапазоне  $\eta = 0,85...0,95$ . Кроме того, КПД таких ИВЭП мало зависит от напряжения первичного источника. Например, известны бытовые электронные приборы,

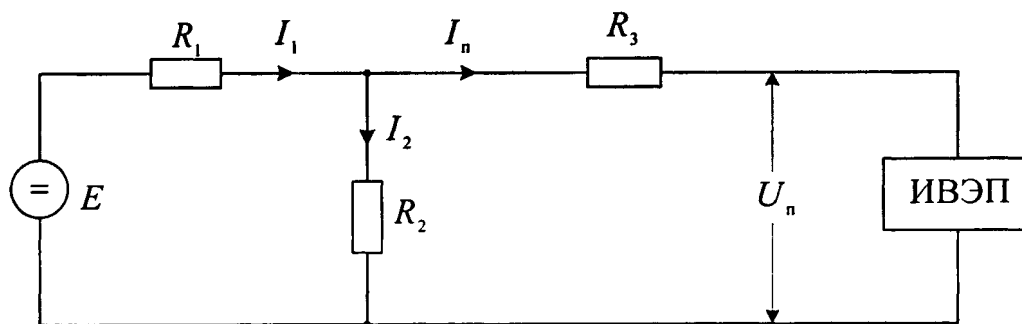


Рисунок 2.3 - Схема системы электропитания.

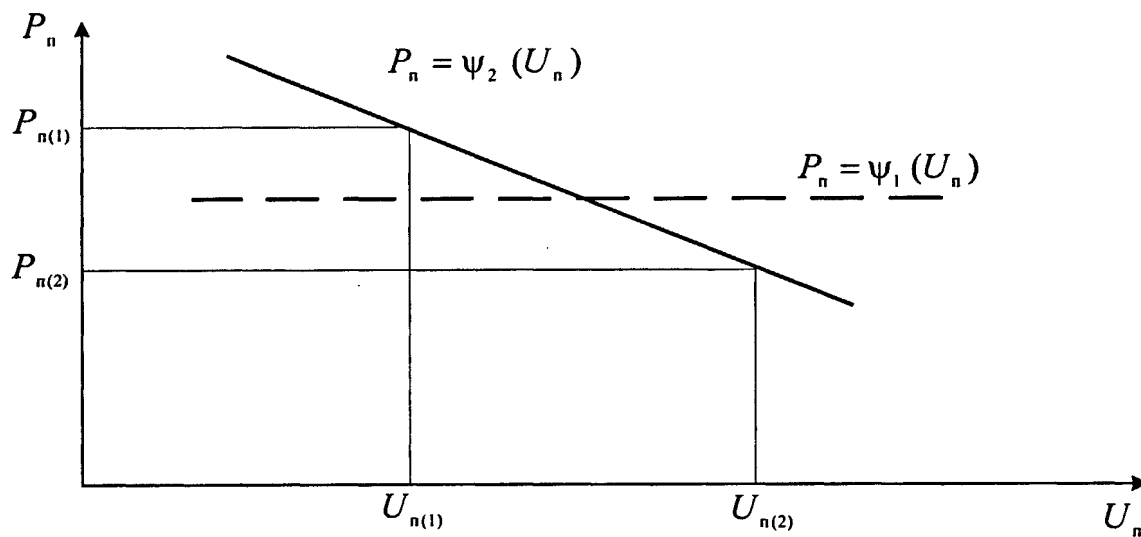
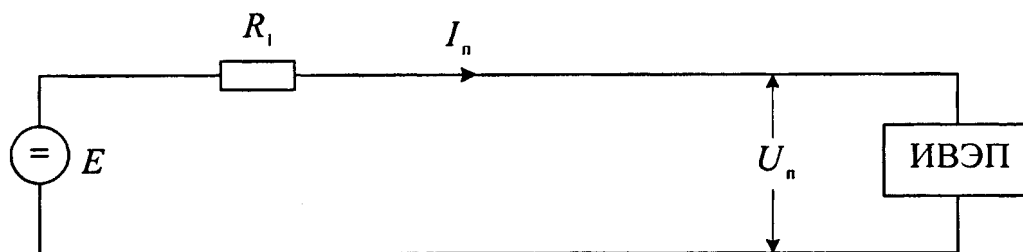
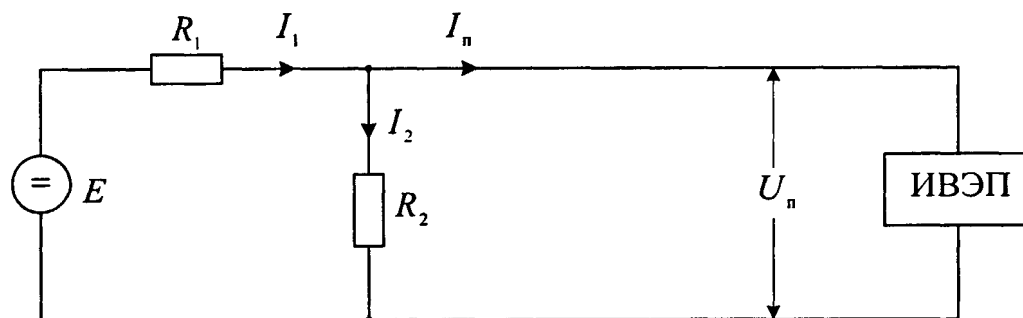


Рисунок 2.4 - Энергетическая характеристика ИВЭП.



а)



б)

Рисунок 2.5 - Упрощенные схемы системы электропитания.

функционирующие в диапазоне первичного переменного напряжения от 90 до 250 В с достаточно малыми изменениями КПД. Идеализированная энергетическая характеристика подобного ИВЭП, функционально представляющего собой потребитель неизменной мощности (ПНМ), может быть представлена графиком  $P_n = \psi_1(U_n)$  пунктирной линией на рисунке 2.4. Здесь  $P_n$  является мощностью, потребляемой ИВЭП от системы электропитания с первичным источником напряжения  $E$ . Линия графика  $P_n = \psi_1(U_n)$  параллельна оси напряжений. Реальная энергетическая характеристика ИВЭП показана сплошной линией графика  $P_n = \psi_2(U_n)$ . Если для идеального ПНМ во всем диапазоне изменений напряжения  $E$  мощность  $P_n = \text{const}$ , то для реального ПНМ (реального ИВЭП) появляется наклон линии графика, определяемый величиной условно введенного эквивалентного сопротивления  $R_3$ , отображающего внутренние потери мощности в ИВЭП, в том числе и при изменении напряжения  $E$ . Это сопротивление может быть определено как

$$R_3 = \frac{\Delta U_n^2}{\Delta P_n} = \frac{(U_{n(2)} - U_{n(1)})^2}{P_{n(1)} - P_{n(2)}}, \quad (2.7)$$

где составляющие уравнения соответствуют обозначениям графика (рисунок 2.4). Очевидно, что при снижении КПД источника электропитания величина сопротивления  $R_3$  будет увеличиваться. Связь между КПД и сопротивлением  $R_3$ , выражающая электротехнический смысл сопротивления  $R_3$ , может быть определена выражением

$$\eta = \frac{P_n}{P_n + I_n^2 R_3}, \quad (2.8)$$

где  $P_n$  – суммарная выходная мощность ИВЭП (мощность, потребляемая нагрузкой, то есть приборами-потребителями).

Рассмотрим вначале процессы работы схемы (рисунок 2.3) для случая, когда эквивалентное сопротивление  $R_3 = 0$ , то есть при наличии в схеме ИВЭП, имеющего энергетическую характеристику вида  $P_n = \psi_1(U_n)$  (рисунок 2.4). Тогда в соответствии с законами Кирхгофа система выражений, описывающая связь токов и напряжений схемы на рисунке 2.3, будет иметь вид

$$\begin{aligned}
E &= I_1 R_1 + I_n R_3 + U_n, \\
I_1 &= I_n + I_2, \\
I_2 &= \frac{U_n + I_n R_3}{R_2}.
\end{aligned}
\tag{2.9}$$

В диссертационной работе здесь и при всех последующих математических преобразованиях и построении графиков будем использовать современный математический аппарат вычислительных средств Mathcad-2000, позволяющий получить существенную экономию времени и иметь бóльшие функциональные возможности по иллюстративности, наглядности и информативности приведенных в работе графических материалов.

В результате разрешения системы (2.9) относительно первого  $U_n$  и второго  $I_n$  искомых параметров получим следующие квадратные уравнения

$$U_n^2 - U_n \frac{E}{1 + \frac{R_1}{R_2}} + P_n R_1 \frac{1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2}}{1 + \frac{R_1}{R_2}} = 0,
\tag{2.10}$$

$$I_n^2 - I_n \frac{E}{R_1 \left( 1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2} \right)} + \frac{P_n}{R_1} \left( \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2}} \right) = 0.
\tag{2.11}$$

Их решения имеют следующий вид

$$U_n = \frac{E}{2\delta_1} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4P_n R_1 \delta_1 \delta_2}{E^2}} \right),
\tag{2.12}$$

$$I_n = \frac{E}{2R_1 \delta_2} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4P_n R_1 \delta_1 \delta_2}{E^2}} \right),
\tag{2.13}$$

где первое  $\delta_1$  и второе  $\delta_2$  относительные сопротивления схемы определяются

$$\delta_1 = 1 + \frac{R_1}{R_2},
\tag{2.14}$$

$$\delta_2 = 1 + R_3 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right).
\tag{2.15}$$



Как видно, несмотря на наличие в схеме рисунка 2.3 только активных сопротивлений  $R_1, R_2, R_3$ , её выходные напряжение  $U_n$  и ток  $I_n$  описываются нелинейными уравнениями (2.12) и (2.13). Это определяется присутствием в электрической цепи ИВЭП, которому присущи свойства ПНМ. Кроме того, наличие в выражениях (2.12) и (2.13) знака " $\pm$ " свидетельствует о специфическом, а именно двойственном, поведении этих функций в определенных областях изменения аргументов.

Подобная относительная сложность процессов электрической цепи (рисунок 2.3) определяет необходимость проведения последовательного анализа. Практически это выполнено путём поочередного рассмотрения эквивалентных электрических схем, начиная от простой (упрощенной, с принятием бóльшего числа допущений) и кончая более сложной, в которой учтены менее значимые параметры компонентов.

На рисунке 2.5,а,б приведены две схемы, являющиеся упрощенными вариантами более сложной электрической цепи рисунка 2.3. Наиболее простая из них – схема (рисунок 2.5,а), для которой:  $R_3 = R_2 = 0, R_1 \neq 0$ ; промежуточная – схема (рисунок 2.5,б), для неё сопротивления  $R_3 = 0, R_1 \neq 0, R_2 \neq 0$ .

Выполним поочередный анализ работы приведенных схем.

### 2.2.1 Анализ процессов работы схемы – рисунок 2.5,а

Уравнения (2.12) и (2.13) для схемы рисунка 2.5,а после соответствующего упрощения будут иметь вид

$$U_n = \frac{E}{2} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4P_n R_1}{E^2}} \right), \quad (2.16)$$

$$I_n = \frac{E}{2R_1} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4P_n R_1}{E^2}} \right). \quad (2.17)$$

На графиках, показанных на рисунках 2.6 и 2.7, приведены примеры численного решения выражений (2.16) и (2.17) для показанных значений

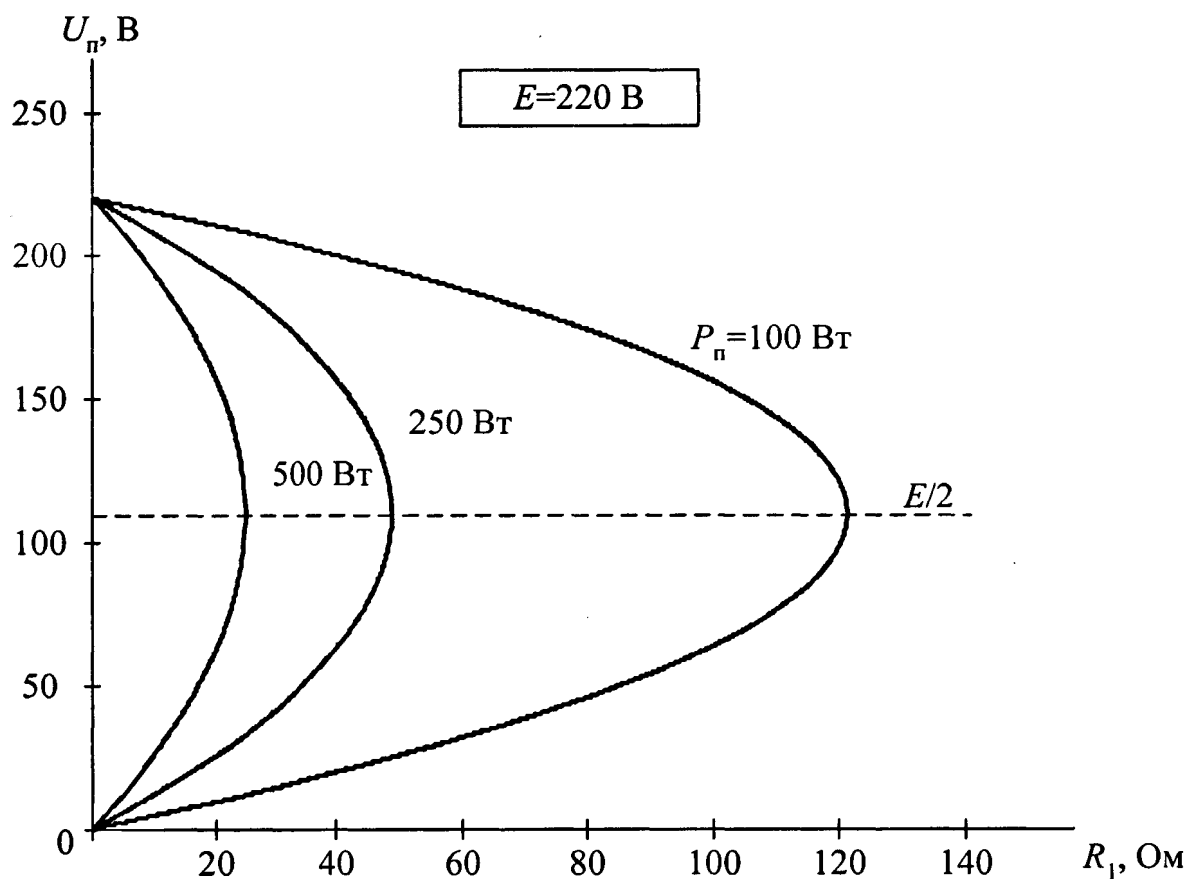


Рисунок 2.6 - График изменения напряжения  $U_n$  для схемы на рисунке 2.5,а.

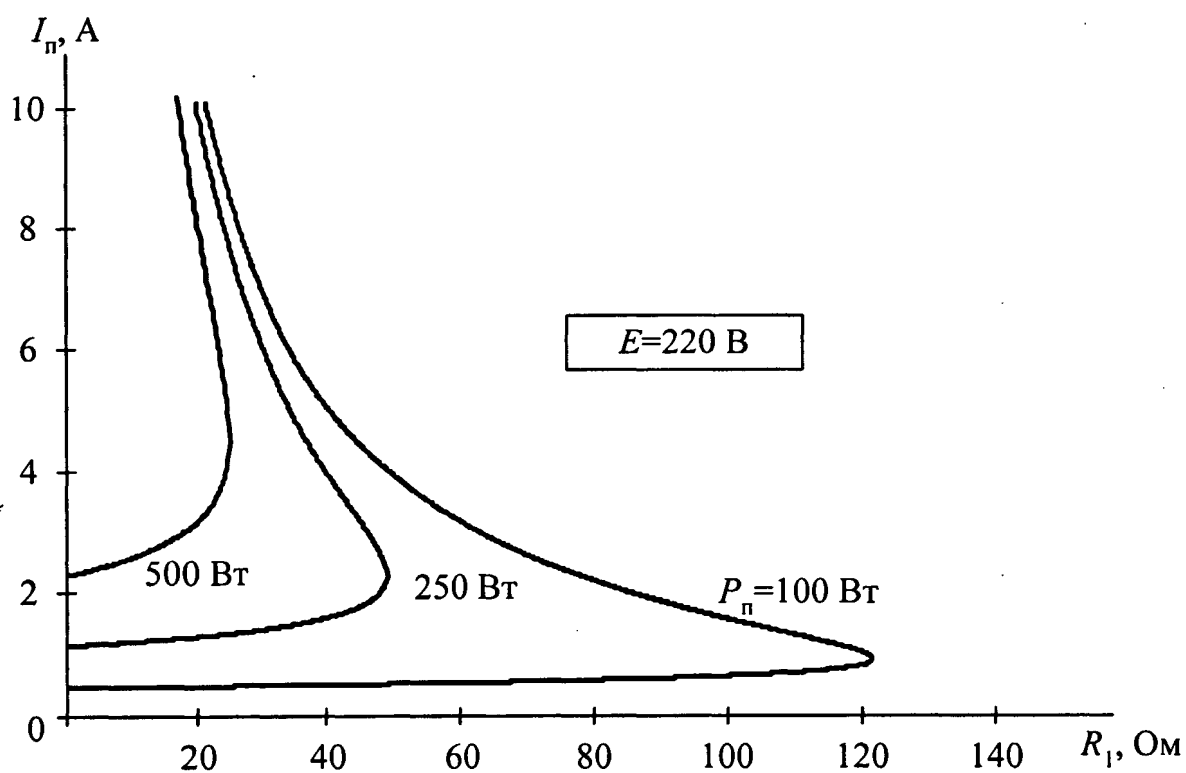


Рисунок 2.7 - График изменения тока  $I_n$  для схемы на рисунке 2.5,б.

переменных. Их анализ определяет следующие закономерности поведения функций.

Функция (2.16) имеет вид параболы, осью симметрии которой является прямая линия  $U_n = E / 2$  (график рисунка 2.6). Функция (2.17) имеет несимметричный характер. Общим для обеих функций является свойство двузначности для одного значения аргумента  $R_1$ .

Уравнения (2.16) и (2.17) имеют решения в области действительных величин переменных только при положительных значениях подкоренного выражения радикалов, то есть при выполнении условия

$$R_1 \leq \frac{E^2}{4P_n}. \quad (2.18)$$

Из (2.12) может быть получено следующее выражение, определяющее зависимость величины сопротивления  $R_1$  от значения напряжения  $U_n$ ,

$$R_1 = U_n \frac{E - U_n}{P_n}. \quad (2.19)$$

Исследование его на экстремум определяет следующие координаты максимума (см. графики на рисунке 2.6) функции  $R_1 = \varphi_1(U_n)$

$$R_{1(\text{макс})} = \frac{E^2}{4P_n}, \quad (2.20)$$

$$U_{n(\text{макс})} = \frac{E}{2}. \quad (2.21)$$

Как видно, (2.20) совпадает с выражением (2.18). Это вытекает из уравнения (2.16) при подстановке в него величины  $U_n = E / 2$ . Зависимость  $R_{1(\text{макс})}$  относительно напряжения  $E$  является квадратичной. Выражение (2.21) является очевидным, так как максимум функции  $R_1 = \varphi_1(U_n)$  лежит на оси симметрии параболы (2.16).

Полученная из (2.13) функция  $R_1 = \varphi_2(I_n)$  имеет вид

$$R_1 = \frac{I_n E - P_n}{I_n^2}, \quad (2.22)$$

исследование на экстремум которой определяет координаты точек максимума графиков на рисунке 2.7 следующими выражениями

$$R_{l(\text{макс})} = \frac{E^2}{4P_n}, \quad (2.23)$$

$$I_{n(\text{макс})} = \frac{2P_n}{E}. \quad (2.24)$$

Как видно, выражения (2.20) и (2.23) совпадают между собой, что вполне объяснимо, так как сохранение заданной мощности, передаваемой на ИВЭП от источника  $E$ , возможно при тех же величинах сопротивлений  $R_l$ , которые имели место на графике рисунка 2.6. Значение  $I_{n(\text{макс})}$  увеличивается с увеличением мощности  $P_n$  и с уменьшением напряжения  $E$ , что находится в полном соответствии с энергетическим балансом электрической цепи.

Двузначность и симметричность напряжений на ИВЭП (см. графики рисунка 2.6) схемы на рисунке 2.5,а вытекающая из (2.16), определяется

$$U_{n1} - \frac{E}{2} = \frac{E}{2} - U_{n2}, \quad (2.25)$$

$$U_{n1} + U_{n2} = E, \quad (2.26)$$

где напряжения  $U_{n1}$  и  $U_{n2}$  соответствуют какому-либо одному значению сопротивления  $R_l$ .

Несимметричность функции (2.17), показанная на графиках рисунка 2.7, определяет существенную, а при малых величинах сопротивления  $R_l$  и радикальную разницу между двумя значениями токов  $I_{n1}$  и  $I_{n2}$ , которые соответствуют двум величинам напряжений  $U_{n1}$  и  $U_{n2}$ . Если напряжения в схеме соотносятся как  $U_{n1} > U_{n2}$ , то для токов будем иметь:  $I_{n1} < I_{n2}$ . Уравнение (2.17) и график на рисунке 2.7 показывают, что при  $R_l = 0$  бóльшее значение тока  $I_n = \infty$ . Это вполне согласуется с электротехническим смыслом работы схемы цепи, так как в соответствии с энергетической характеристикой  $P_n = \psi_1(U_n)$  (рисунок 2.4) теоретически возможно функционирование ИВЭП (ПНМ) при  $U_n = 0$ . Однако для сохранения прежнего и заданного значения мощности  $P_n$  необходимо, чтобы ток, потребляемый ПНМ был равен  $I_n = \infty$ . Меньшее

значение тока  $I_n$ , существующее также при сопротивлении  $R_l = 0$ , имеет место при функционировании ИВЭП (ПНМ) при:  $U_n = E$ . Эта величина тока определяется известным выражением  $I_{ni} = P_{ni}/E$ .

Основной практический вывод из результатов проведенного для схемы на рисунке 2.5,а, заключается в том, что при разработке системы электропитания необходимо учитывать наличие свойства двузначности напряжения на входе ИВЭП и принимать меры по исключению её влияния на функционирование системы. В частности, если ИВЭП предназначен для работы при напряжениях  $U_n < E/2$ , что свойственно некоторым преобразователям переменного напряжения [45, 47], то требуется введение специальных устройств, предотвращающих появление на входе ИВЭП более высокого напряжения  $U_n$ . Если же источник электропитания предназначен для функционирования при напряжениях  $U_n > E/2$ , что является типичным для традиционных, в частности бестрансформаторных ИВЭП, то необходимо принятие специальных мер по исключению запуска импульсного стабилизирующего преобразователя ИВЭП при малых питающих напряжениях ( $U_n < E/2$ ). Практически это решается обязательным введением в ИВЭП известных пороговых гистерезисных устройств, формирующих, кроме того, плавную пусковую характеристику.

Обе рабочие точки, соответствующие напряжениям  $U_{n1}$  и  $U_{n2}$  и токам  $I_{n1}$  и  $I_{n2}$  электрической цепи, энергетически эквивалентны, так в соответствии с характеристикой  $P_n = \psi_1(U_n)$  (рисунок 2.4) мощности  $P_n(U_{n1}) = P_n(U_{n2})$ . Поэтому, если не принимать специальных мер, то функционирование ИВЭП в любой из них определяется случайными, например внешними, дестабилизирующими факторами. К ним относятся, в частности, воздействие импульсных помех, влияние коммутаций тока нагрузки ИВЭП, изменение напряжения первичной сети  $E$  и др. Это обуславливает то, что в процессе работы ИВЭП возможен его несанкционированный и произвольный переход из одной рабочей точки в другую и наоборот. В практических системах электропитания большие возможность и вероятность подобного перехода будут иметь место у более высокочастотных импульсных преобразователей,

имеющих меньшие емкости входных сглаживающих фильтров и обладающих, как следствие, меньшей помехоустойчивостью по отношению к воздействию помех самого различного происхождения.

Эти же выводы могут быть распространены на системы электропитания, в которых применяется первичный источник с существенным внутренним сопротивлением, что в частности относится к устройствам СЦБ, питание которых зачастую осуществляется путём передачи энергии по достаточно длинным питающим линиям – кабельным или воздушным. Причем это в равной мере распространяется как на системы АБ, так и ЭЦ. В устройствах АБ роль питающих линий выполняют продольные высоковольтные (кабельные или воздушные) линии, показанные на схеме рисунка 1.6. В устройствах ЭЦ, в подавляющем большинстве случаев, в качестве питающих линий удаленных объектов выступают распределенные кабельные линии существенной длины. Как в системах АБ, так и ЭЦ, существующие ограничения на расход цветных металлов вынуждают применять минимально допустимое сечение кабельных жил питающих линий. Это приводит к существенному и значимому их продольному сопротивлению и к бóльшей степени проявления описанных эффектов двузначности напряжений в системе электропитания и следующих за этим негативных эффектов.

### 2.2.2 Анализ процессов работы схемы – рисунок 2.5,б

Рассмотрим более сложную схему (рисунок 2.5,б), для которой  $R_3 = 0$ . Для неё выражения (2.12) и (2.13) после соответствующих подстановок принимают следующий вид

$$U_n = \frac{E}{2\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)} \left[ 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4P_n R_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}{E^2}} \right], \quad (2.27)$$

$$I_n = \frac{E}{2R_1} \left[ 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4P_n R_1 \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)}{E^2}} \right]. \quad (2.28)$$

По аналогии с (2.18) область действительных значений этих функций выражается неравенством

$$R_1 \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \leq \frac{E^2}{4P_n}. \quad (2.29)$$

Иллюстрация поведения функций (2.27) и (2.28) показана на численных примерах расчета, приведенных на графиках рисунков 2.8 и 2.9. Выполним сравнительный анализ этих функций по отношению к выражениям (2.16), (2.17) и графикам на рисунках 2.6, 2.7.

На графике (рисунок 2.8) показаны закономерности изменения напряжения  $U_n$  для различных величин сопротивлений  $R_1$  и других аргументов. Как видно, введение в схему сопротивления  $R_2 < \infty$  нарушает симметричность напряжения на входе ИВЭП, но принципиально не изменяет свойства её двузначности.

Чем меньше сопротивление  $R_2$ , тем в большей степени происходит снижение большего уровня напряжения  $U_n$ . При этом равенство (2.26) превращается в неравенство

$$(U_{n1} + U_{n2}) < E, \quad (2.30)$$

аналитически определяющее несимметричность функции (2.27).

Таким образом, если электрическая цепь по схеме рисунка 2.5,б работает в области больших величин напряжений  $U_n$ , то при наличии в ней сопротивления  $R_2$  и при увеличении или уменьшении сопротивления  $R_1$  изменения напряжения на входе ИВЭП будут больше, чем при работе в области меньших величин напряжений  $U_n$ . Это иллюстрируется графиками (рисунок 2.8), откуда видно, что нижняя часть несимметричной параболы претерпевает меньшие изменения при увеличении или уменьшении сопротивления  $R_2$ . Это определяет тот факт, что при наличии в схеме сопротивления  $R_2$  его влияние на

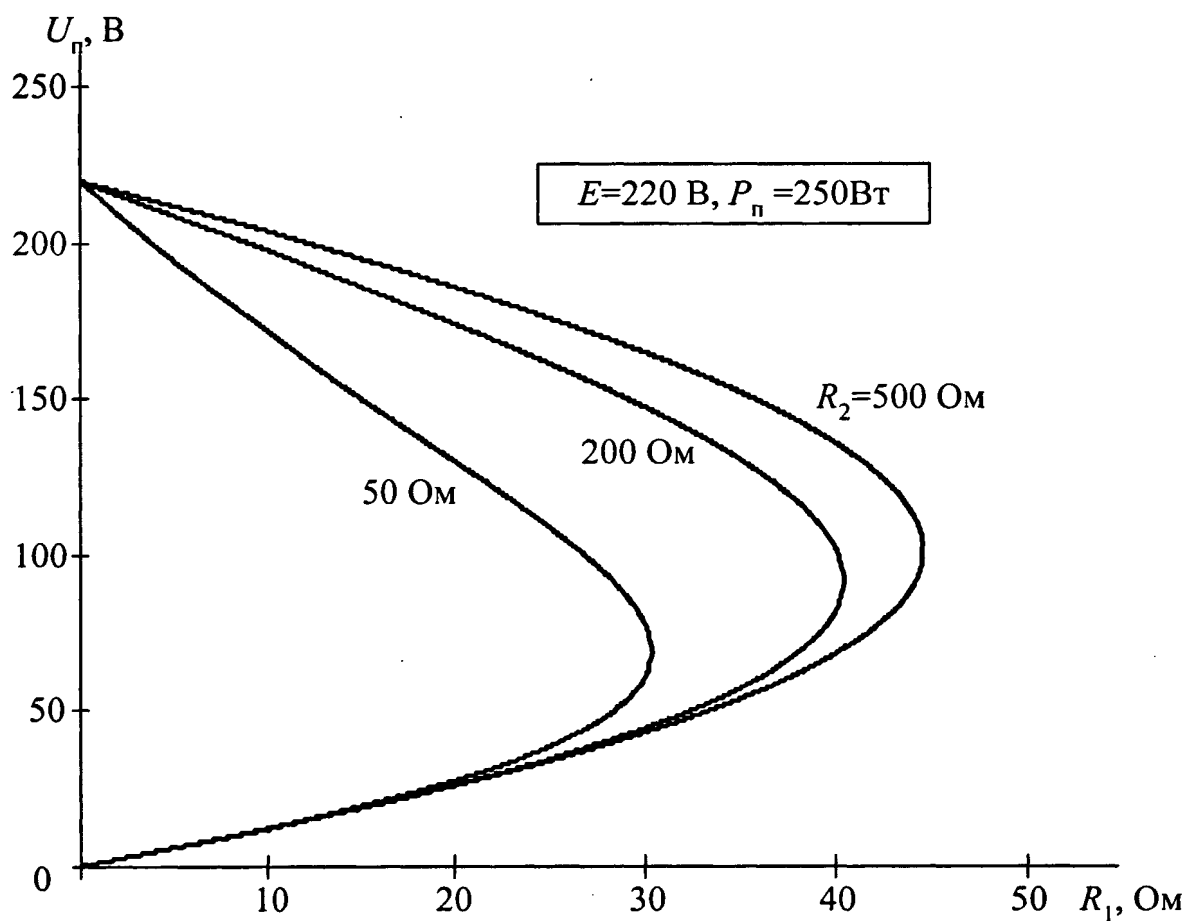


Рисунок 2.8 - График изменения напряжения  $U_n$  для схемы на рисунке 2.5,б.

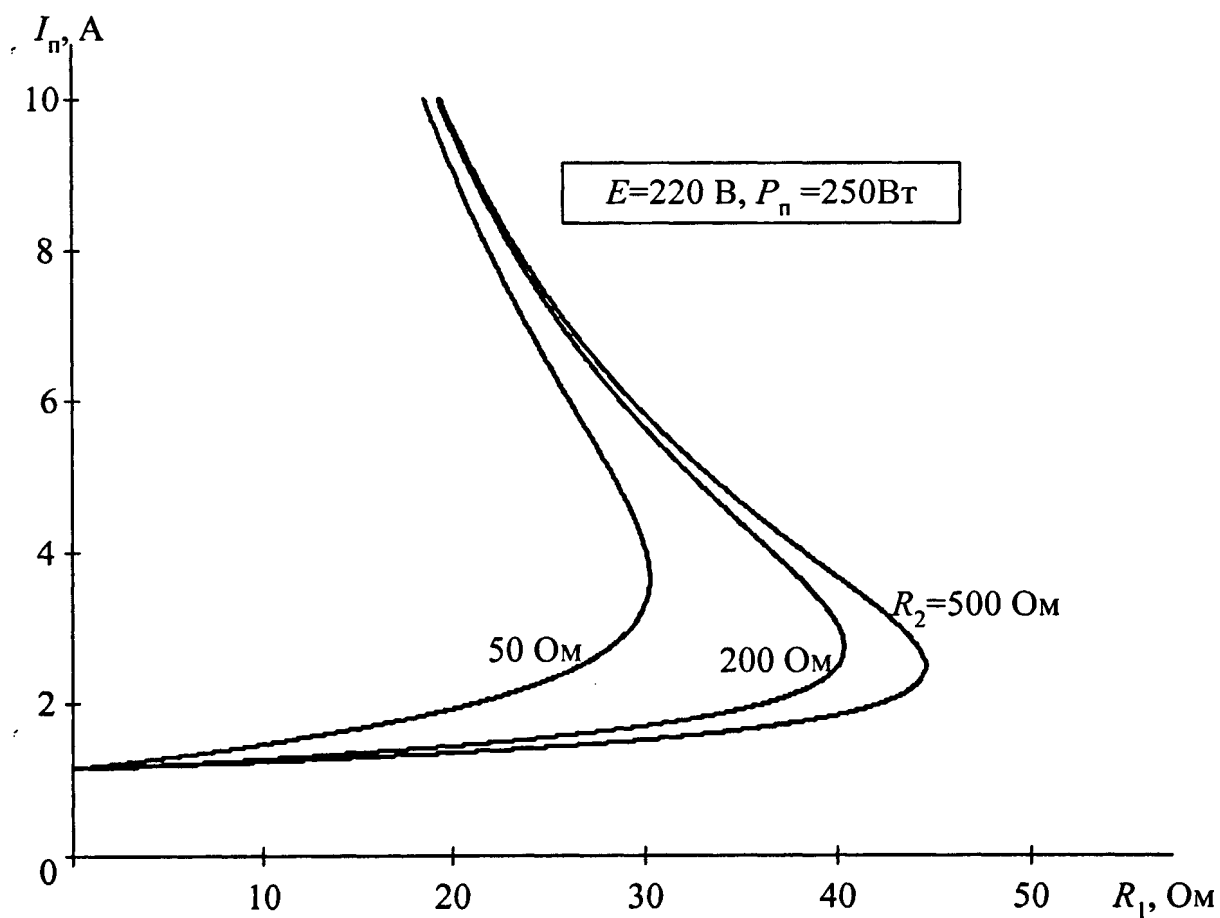


Рисунок 2.9 - График изменения тока  $I_n$  для схемы на рисунке 2.5,б.



функционирование системы электропитания будет меньше в случае работы ИВЭП в области нижней части параболы, описываемой выражением (2.27). С электротехнической точки зрения объяснение подобного влияния сопротивления  $R_2$  заключается в том, что его шунтирующее действие оказывает большее влияние на работу схемы при больших величинах напряжения  $U_n$ , которые соответствуют верхней части несимметричной параболы.

Так как при построении графиков (рисунок 2.8) принято, что  $P_n = \text{const}$ , то, очевидно, что уменьшение сопротивления  $R_2$  приводит к необходимости снижения значений сопротивления  $R_1$  для сохранения прежней величины мощности  $P_n$ . Это обуславливает снижение энергетической эффективности системы электропитания по схеме на рисунке 2.8 по отношению к электрической цепи (рисунок 2.6) и необходимость увеличения сопротивления  $R_2$  в реальных системах электропитания устройств СЦБ и связи. Причем, влияние сопротивления  $R_2$  сказывается не только на энергетической эффективности системы электропитания, но и на работоспособности ИВЭП в переходных режимах его функционирования.

График на рисунке 2.9 показывает, что уменьшение величины сопротивления  $R_2$  вызывает сдвиг характеристик в область меньших значений сопротивления  $R_1$ , что ограничивает возможности передачи больших величин мощности  $P_n$  на ИВЭП.

Для рассматриваемой схемы уравнение, функционально аналогичное выражению (2.19) и определяющее функцию  $R_1 = \varphi_3(U_n)$ , может быть получено из (2.12). После соответствующих преобразований получим

$$R_1 = R_2 \frac{U_n E - U_n^2}{U_n^2 + P_n R_2}. \quad (2.31)$$

Исследование функции (2.31) на экстремум определяет координаты точек максимумов графиков на рисунке 2.8 выражениями

$$R_{1(\text{макс})} = R_2 (A_1 - 1) \frac{1 - \frac{P_n R_2}{E^2} (A_1 - 1)}{1 + \frac{P_n R_2}{E^2} (A_1 - 1)}, \quad (2.32)$$

$$U_{п(макс)} = \frac{P_n R_2}{E} (A_1 - 1), \quad (2.33)$$

где

$$A_1 = \sqrt{1 + \frac{E^2}{P_n R_2}}. \quad (2.34)$$

Выражение (2.32) и график (рисунок 2.8) показывают уменьшение величины сопротивления  $R_{1(макс)}$  при увеличении значения сопротивления  $R_2$ . Кроме того, зависимость  $R_{1(макс)}$  от параметров  $P_n$  и  $E$  носит гораздо более сложный характер, чем это имело место в уравнении (2.19).

В соответствии с (2.33) численное значение координаты  $U_{п(макс)}$  зависит от величины  $R_2$ , в то время как аналогичная точка для схемы (рисунок 2.5,а) определяется только напряжением  $E$ . Это вызвано отсутствием свойства симметричности функции (2.27), описывающей процессы работы более сложной схемы на рисунке 2.5,б.

Аналогично из (2.13) может быть получена функция  $R_1 = \varphi_4(I_n)$ , которая имеет вид

$$R_1 = \frac{I_n E - P_n}{I_n^2 R_2 + P_n}, \quad (2.35)$$

исследование которой на экстремум определяет точки максимумов графиков на рисунке 2.9 следующими выражениями

$$R_{1(макс)} = \frac{R_2 (A_1 - 1)}{1 + \frac{P_n R_2}{E^2} (A_1 - 1)}, \quad (2.36)$$

$$I_{п(макс)} = \frac{P_n}{E} (A_1 - 1). \quad (2.37)$$

Графики (рисунок 2.9) определяют тот факт, что при уменьшении величины сопротивления  $R_2$  происходит ограничение максимальных значений сопротивления  $R_1$ , требующихся для передачи заданной мощности  $P_n$ . Вместе с этим, происходит увеличение градиента функции (2.37) в области меньших величин токов, соответствующих работе ИВЭП в нижней части несимметричной параболы функции, показанной на рисунке 2.8. Это

обуславливает бóльшую скорость увеличения тока  $I_n$  при уменьшении сопротивления  $R_1$ . Следовательно, для рассматриваемой схемы с точки зрения снижения токов, потребляемых ИВЭП, более рациональной является работа электрической цепи в области бóльших значений напряжения  $U_n$ .

### 2.2.3 Анализ процессов работы схемы - рисунок 2.3

Для наиболее общей схемы электрической цепи приведенной на рисунке 2.3, где сопротивления:  $R_1 > 0$ ,  $R_2 > 0$  и  $R_3 > 0$ , уравнения (2.12) и (2.13) после соответствующих подстановок приобретают вид

$$U_n = \frac{E}{2\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)} \left[ 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4P_n R_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2}\right)}{E^2}} \right], \quad (2.38)$$

$$I_n = \frac{E}{2R_1 \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2}\right)} \left[ 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4P_n R_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2}\right)}{E^2}} \right]. \quad (2.39)$$

Область действительных значений этих функций определяется следующим неравенством

$$R_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2}\right) \leq \frac{E^2}{4P_n}. \quad (2.40)$$

На рисунках 2.10 и 2.11 приведены примеры расчета графиков, выполненного по выражениям (2.38) и (2.39). Графики и уравнения определяют следующие основные закономерности поведения рассматриваемых функций.

Из графиков на рисунке 2.10 видно, что при  $R_1 = 0$  большее и меньшее значения напряжений  $U_n$  отличаются от величин  $U_n = 0$  и  $U_n = E$ , что имело место в схемах на рисунках 2.5,а и 2.5,б (графики на рисунках 2.6 и 2.8). При увеличении сопротивления  $R_1$  это отличие увеличивается. Это определяет не

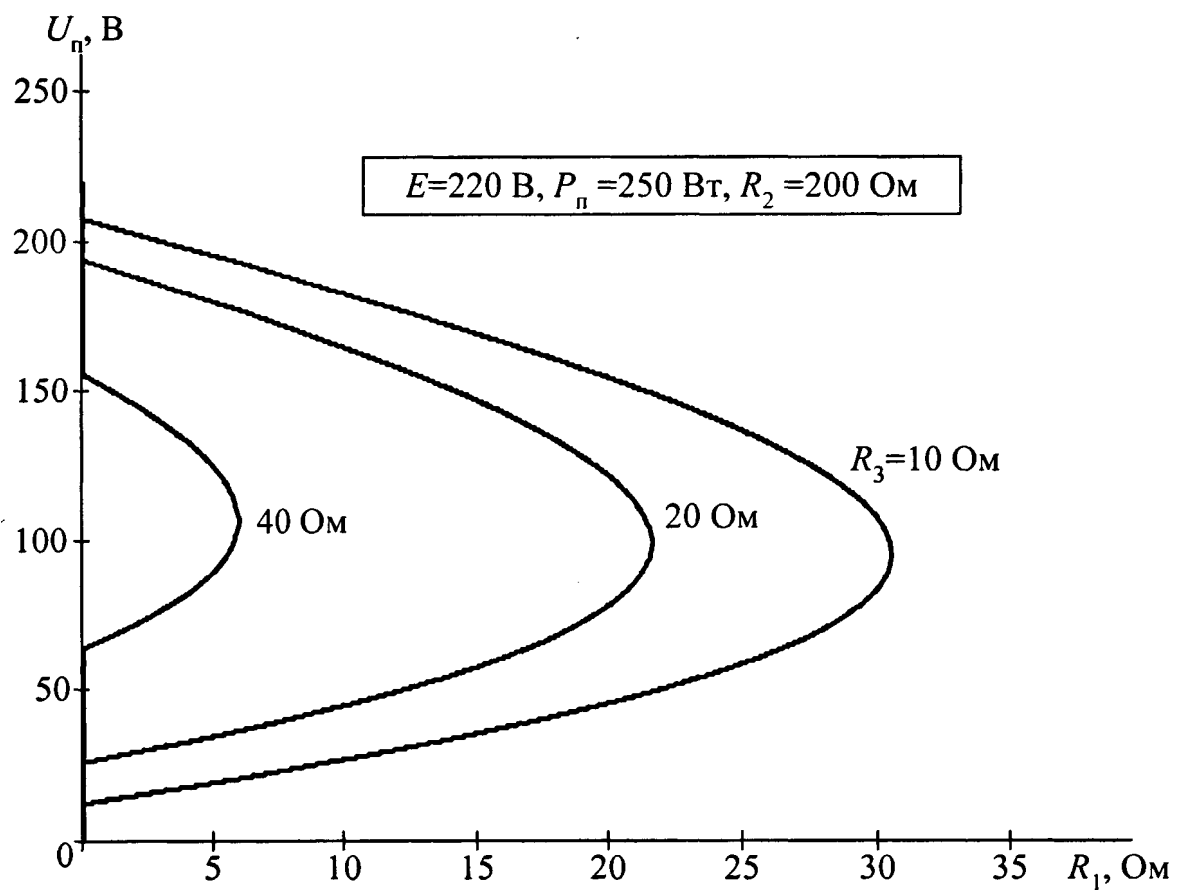


Рисунок 2.10 - График изменения напряжения  $U_n$  для схемы на рисунке 2.3.

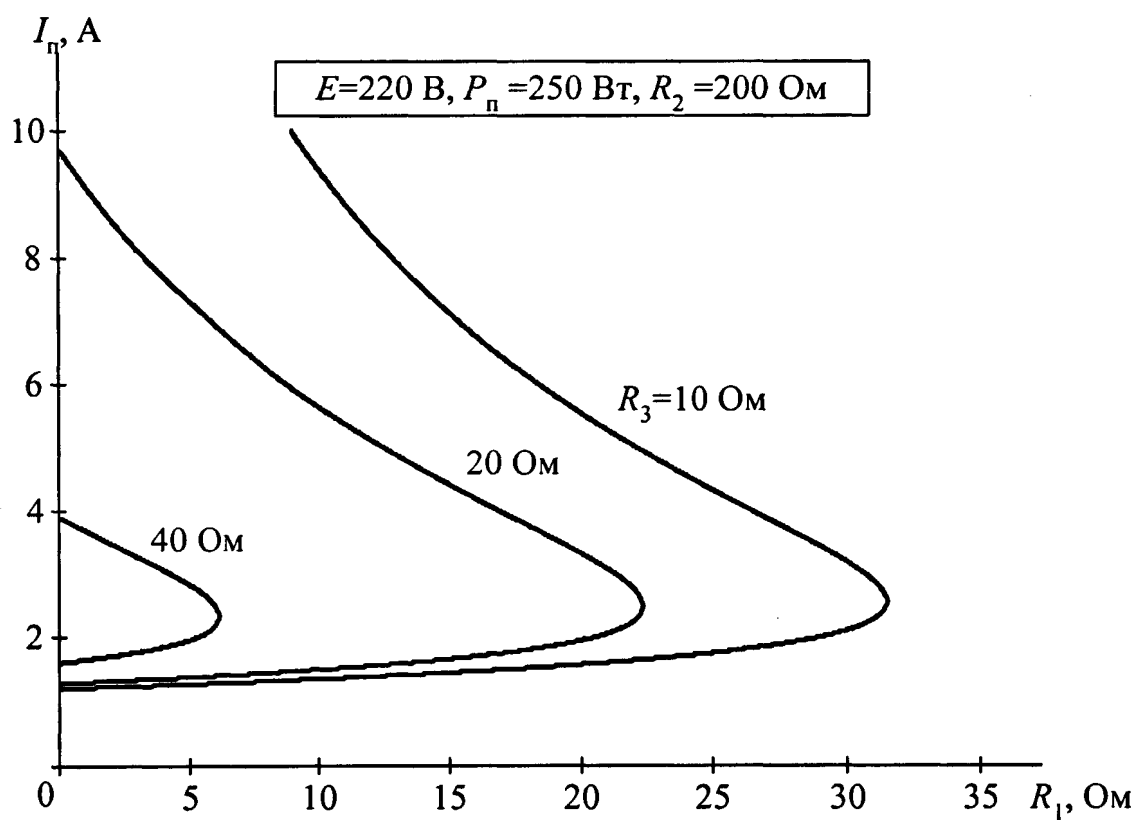


Рисунок 2.11 - График изменения тока  $I_n$  для схемы на рисунке 2.3.

только количественное, но и качественное отличие графика на рисунке 2.10 от графиков на рисунках 2.6 и 2.8.

Подстановка значения  $R_1 = 0$  в выражение (2.38) определяет точки пересечения графиков с осью  $U_n$  следующей двузначной функцией

$$U_n = \frac{E}{2} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4P_n R_3}{E^2}} \right). \quad (2.41)$$

При этом свойство симметричности функции (2.41) имеет место только для точки  $R_1 = 0$ . Для остальных точек графиков ( $R_1 > 0$ ) несимметричность сохраняется.

Уравнение функции  $R_1 = \varphi_5(U_n)$ , полученное из (2.12), имеет вид

$$R_1 = R_2 \frac{U_n E - U_n^2 - P_n R_3}{U_n^2 + P_n (R_2 + R_3)}. \quad (2.42)$$

Как видно из графика (рисунок 2.10), увеличение сопротивления  $R_3$  приводит к уменьшению сопротивления  $R_1$ . Если в (2.42) принять, что  $R_1 = 0$ , то значение сопротивления  $R_3$ , при котором система электропитания перестает функционировать при любых величинах сопротивления  $R_1$ , находится из выражения

$$R_3 = U_n \frac{E - U_n}{P_n}. \quad (2.43)$$

Исследование функции (2.42) на экстремум определяет координаты точек максимумов графиков на рисунке 2.10 выражениями

$$R_{1(\text{макс})} = R_2 \frac{A_2 - \frac{P_n R_2}{E^2} (A_2 - 1)^2 - \left( 1 + \frac{R_3}{R_2} \right)}{\frac{P_n R_2}{E^2} (A_2 - 1)^2 + \left( 1 + \frac{R_3}{R_2} \right)}, \quad (2.44)$$

$$U_{n(\text{макс})} = \frac{P_n R_2}{E} (A_2 - 1), \quad (2.45)$$

где

$$A_2 = \sqrt{1 + \frac{E^2}{P_n R_2} \left( 1 + \frac{R_3}{R_2} \right)}. \quad (2.46)$$

Сравнение графиков (рисунок 2.10) с графиками на рисунках 2.6 и 2.8 показывает, что наличие в электрической цепи сопротивления  $R_3$  оказывает существенное влияние на её функционирование. В частности, введение сопротивления  $R_3 = 20$  Ом обеспечивает передачу на ИВЭП мощности  $P_n = 250$  Вт при сопротивлении  $R_1 < 21$  Ом, в то время как при  $R_3 = 0$  (см. график на рисунке 2.6) эта же мощность передается при  $R_1 < 45$  Ом. Как видно из графика (рисунок 2.10), при  $R_3 = 40$  Ом величина сопротивления  $R_1$  уменьшается до значения 6 Ом.

Таким образом, наличие в системе электропитания сопротивлений  $R_2$  и  $R_3$  определяет тот факт, что для обеспечения передачи максимальной мощности в нагрузку (в данном случае на ИВЭП) требуется, при прочих равных условиях, уменьшать сопротивление продольной питающей линии или уменьшать отношение сопротивлений  $R_2/R_3$ .

Графики на рисунке 2.11 определяют следующие закономерности поведения функции (2.39). Для величин  $R_3 = 0$  значения токов  $I_n < \infty$ , что качественно отличает схему (рисунок 2.3) от схем (рисунок 2.5). Точки пересечения графиков с осью  $I_n$  находятся при подстановке  $R_1$  в (2.39), откуда после раскрытия неопределенностей получим уравнение с двузначностью решения

$$I_{n(0)} = \frac{E}{2R_3} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4P_n R_3}{E^2}} \right). \quad (2.47)$$

Здесь отсутствует симметричность функции (2.39), так как значение переменной  $R_3$  входит не только в подкоренное выражение, но и в сомножитель перед скобками в качестве делителя.

Функция  $R_1 = \varphi_6(I_n)$ , полученная из (2.13), имеет вид

$$R_1 = R_2 \frac{I_n E - I_n^2 R_3 - P_n}{I_n^2 (R_2 + R_3) + P_n}. \quad (2.48)$$

Исследование (2.47) на экстремум определяет координаты точек её максимумов графиков рисунка 2.11 выражениями

$$R_{l(\text{макс})} = R_2 \frac{\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \left[ (A_2 - 1) - \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \right] - \frac{P_n R_3}{E^2} (A_2 - 1)}{\frac{P_n (R_2 + R_3)}{E^2} (A_2 - 1)^2 + \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)}, \quad (2.49)$$

$$I_{n(\text{макс})} = \frac{P_n (A_2 - 1)}{E \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)}. \quad (2.50)$$

Анализ электрической цепи, состоящей из ПНМ (ИВЭП), источника напряжения и резисторов, показывает следующие основные закономерности её функционирования.

Несмотря на наличие в электрических цепях линейных элементов их взаимодействие определяет нелинейные свойства схем. В электрических цепях по схемам рисунков 2.3 и 2.5 существует свойство двузначности напряжений на ИВЭП и потребляемых им токов. В цепи по схеме рисунка 2.5,а двузначность напряжений имеет симметричный характер, где осью симметрии является прямая  $E/2$ . Для значений токов симметричность отсутствует, а при  $R_1 = 0$  одно из значений токов для любых величин мощности  $P_n$  равняется  $I_{n2} = \infty$ . Наличие в цепи сопротивления  $R_2$  (схема на рисунке 2.5,б) вызывает нарушение симметричности напряжения на питающих входах ИВЭП, причем несимметричность увеличивается с уменьшением отношения  $R_1 / R_2$ . Одновременно с этим, наличие сопротивления  $R_2$  вызывает необходимость уменьшения сопротивления  $R_1$  для сохранения неизменности мощности  $P_n$ . Введение в электрическую цепь сопротивления  $R_3$  обуславливает уменьшение напряжения на входе ИВЭП и потребляемого им тока. Наибольшее качественное изменение поведения функций напряжения  $U_n$  и тока  $I_n$  вызывается наличием в схеме сопротивления  $R_3$ .

Основное практическое приложение полученных результатов заключается в том, что при разработке и анализе систем электропитания, в которых присутствуют сопротивления  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$ , необходимо учитывать выявленные свойства симметричности, несимметричности функций и

определенную форму графиков. В некоторых случаях, для обеспечения работоспособности и надежного функционирования подобных систем электропитания требуется введение в стабилизирующий ИВЭП специальных устройств, которые должны устранять негативные последствия выявленных специфических закономерностей. В наиболее значительной степени эти негативные последствия могут проявляться в переходных режимах работы ИВЭП: при включении (пуске ИПН), коммутации мощности нагрузки  $P_n$  или первичного напряжения  $E$ , воздействии различного вида импульсных помех и др. [57-59].

Вместе с этим, наличие двузначности функций напряжения и тока позволяет работать стабилизирующему источнику электропитания в двух режимах. Это определяет расширение функциональных возможностей работы ИВЭП в сложных системах электропитания.

#### 2.2.4 Анализ работы схемы с учетом сопротивления $R_s$ ,

Рассмотрим влияние неидеальности энергетической характеристики импульсного стабилизирующего ИВЭП, которая выражается показанной на рисунке 2.4 функцией вида  $P_n = \psi_2(U_n)$  на характеристики систем электропитания.

Для схемы (рисунок 2.5,а) уравнения описывающие изменения напряжения  $U_n$  и тока  $I_n$  при учете сопротивления  $R_s$ , определяемого выражением (2.7), имеют следующий соответствующий вид

$$U_n = \frac{E}{2} \left[ \left( 1 + \frac{R_s}{R_1 + R_3} \right) \pm \left( 1 - \frac{R_s}{R_1 + R_3} \right) \sqrt{1 - \frac{4P_n(R_1 + R_3)}{E^2}} \right], \quad (2.51)$$

$$I_n = \frac{E}{2(R_1 + R_3)} \left[ 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4P_n(R_1 + R_3)}{E^2}} \right]. \quad (2.52)$$

Примеры численного решения функции (2.51) приведены на графиках рисунка 2.12. Они показывают, что наличие сопротивления  $R_s$  существенно изменяет поведение функции по отношению к ранее рассмотренным процессам.



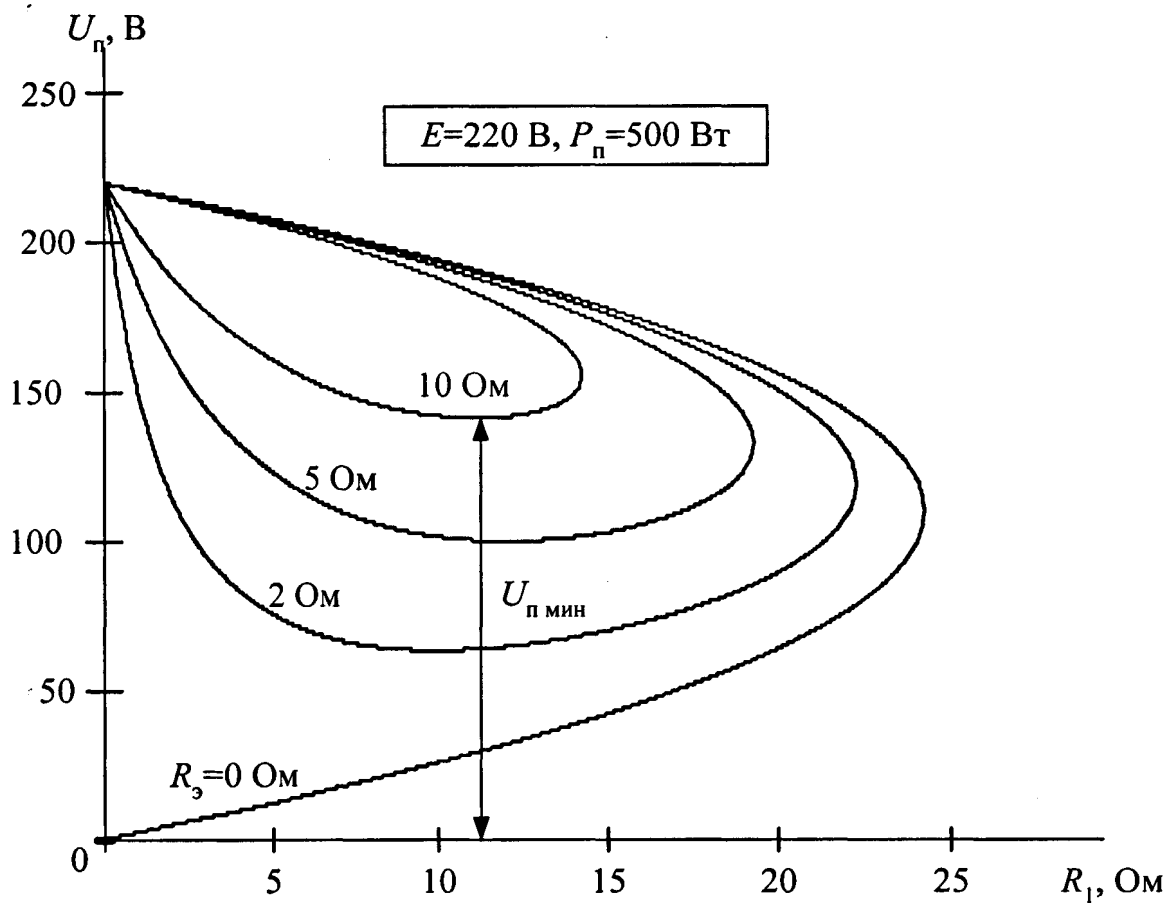


Рисунок 2.12 - Функция изменения напряжения  $U_n$  при учете сопротивления  $R_3$ .

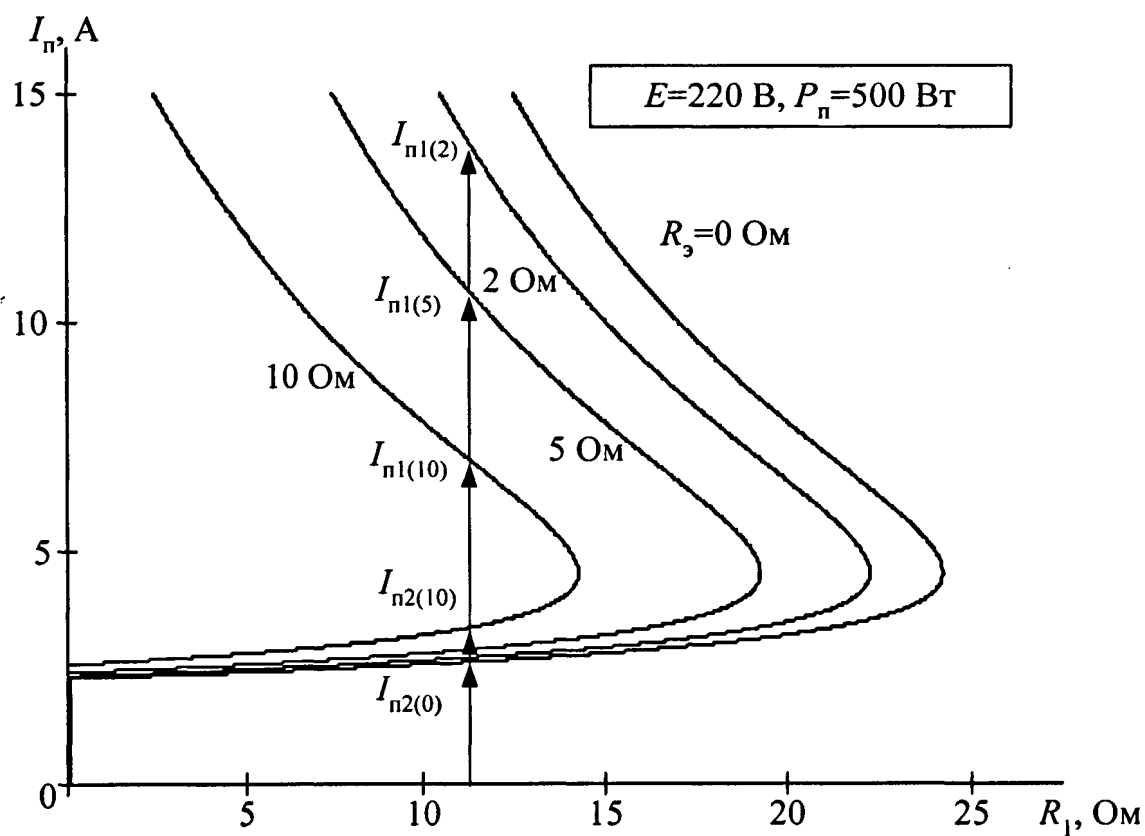


Рисунок 2.13 - Функция изменения тока  $I_n$  при учете сопротивления  $R_3$ .

С увеличением сопротивления  $R_3$  происходит уменьшение сопротивления  $R_1$ , что снижает возможности продольной питающей линии по передаче максимальной мощности на нагрузку (ИВЭП). Существует минимальное значение напряжения  $U_{п\text{ мин}}$ , при котором обеспечивается передача требуемой мощности  $P_{п*}$ . Так как функция (2.51) из-за имеющегося в ней знака  $\pm$  является составной, то её исследование на экстремум для нахождения величины  $U_{п\text{ мин}}$  необходимо выполнять по следующему выражению

$$U_{п} = \frac{E}{2} \left[ \left( 1 + \frac{R_3}{R_1 + R_3} \right) - \left( 1 - \frac{R_3}{R_1 + R_3} \right) \sqrt{1 - \frac{4P_{п*}(R_1 + R_3)}{E^2}} \right], \quad (2.53)$$

Его дифференцирование и приравнивание производной нулю показывает, что минимум функции (2.51) будет иметь место при

$$R_{1\text{ мин}} = E \sqrt{\frac{R_3}{P_{п*}}} - 2R_3 \quad (2.54)$$

После подстановки (2.54) в (2.53) получим, что минимальное напряжение, при котором обеспечивается передача мощности  $P_{п\text{ мин}}$  в нагрузку, определяется выражением

$$U_{п\text{ мин}} = \frac{E}{2 \left( 1 - \frac{\sqrt{P_{п*} R_3}}{E} \right)} \left[ 1 - \left( 1 - \frac{2\sqrt{P_{п*} R_3}}{E} \right) \sqrt{1 - 4 \left( \frac{\sqrt{P_{п*} R_3}}{E} - \frac{P_{п*} R_3}{E} \right)} \right]. \quad (2.55)$$

В частности для данных графика (рисунок 2.12) при  $R_3 = 10$  Ом и  $P_{п*} = 500$  Вт будем иметь величину сопротивления  $R_{1\text{ мин}} = 11,113$  Ом, и соответствующее значение напряжения  $U_{п\text{ мин}} = 141,421$  В. Последняя величина по существу представляет собой качественный аналог нижнего (меньшего) значения напряжения симметричной параболы функции выходного напряжения  $U_{п}$  в наиболее простой из исследуемых выше схем.

Наличие сопротивления  $R_3$  приводит к тому, что исчезает ранее существовавшая теоретически имеющая место рабочая точка характеристики ИВЭП при значениях  $R_1 = 0$  и  $U_{п} = 0$ , которая обуславливала наличие тока  $I_{п} = \infty$ . Это вызвано ограничением максимального значения тока  $I_{п}$ , так как

ограничение выполняется сопротивлением  $R_3$ . Чем больше величина  $R_3$ , тем больше значение напряжения  $U_n$ . Этим обуславливается уменьшение диапазона изменения напряжения, питающего ИВЭП при вариациях продольного сопротивления  $R_1$  питающей линии, что также как и при анализе предыдущих выражений, определяет факт необходимости учета реальных параметров систем энергоснабжения устройств СЦБ. Наиболее важным выводом результатов этого учета является определение "нужности" или "ненужности" разработки стабилизирующих ИВЭП с широким допустимым диапазоном изменения величин первичного напряжения в практических устройствах и системах СЦБ и связи.

Наличие в системе электропитания значимых по величине сопротивлений  $R_1$  позволяет в некоторых случаях исключить пороговые устройства включения/выключения из схем управления импульсных стабилизирующих преобразователей.

Примеры численного решения функции (2.52) приведены на графиках рисунка 2.13. Сравнение их с графиками предыдущего анализа эквивалентных схем систем электропитания показывает, что в основном закономерности изменения функций качественно идентичны и отличаются лишь количественно за счет того, что последовательно с продольным сопротивлением питающей линии  $R_1$  эквивалентно включается сопротивление  $R_3$ .

Графики (рисунок 2.13) показывают, при малых величинах сопротивлений  $R_1$ , в частности, когда  $R_1 \rightarrow 0$  и при различных значениях сопротивлений  $R_3$  токи  $I_{n2}$  мало отличаются друг от друга, в отличие от данных графиков анализа предыдущих эквивалентных схем. Это видно из сравнения, например, величин токов, показанных на рисунке 2.13 точками  $I_{n2(10)}$  и  $I_{n2(0)}$ . Увеличение значения сопротивления  $R_3$  приводит к уменьшению токов  $I_{n1}$ . Вместе с этим, увеличение  $R_3$  обуславливает, при равных величинах сопротивления  $R_1$ , уменьшение мощности, которую можно передать по питающей линии. По графику (рисунок 2.13) это видно из того, что для напряжения  $E = 220$  В заданная мощность  $P_n = 500$  Вт при нулевом значении

сопротивления  $R_3$ , передается при максимальном сопротивлении питающей линии  $R_1 = 24$  Ом, в то время как та же мощность  $P_n$  при наличии  $R_3 = 10$  Ом будет передаваться по линии с меньшим значением сопротивления:  $R_1 = 14$  Ом. Следовательно, наличие сопротивления  $R_3$  ужесточает требования к параметрам продольного сопротивления питающей линии и снижает энергетическую эффективность системы электропитания.

Таким образом, выполненный анализ показал, что наличие сопротивления  $R_3$ , отображающего неидеальность энергетических характеристик стабилизирующего импульсного ИВЭП, обуславливает существенное, в том числе и качественное, изменение поведения функции напряжения на питающих входах ИВЭП, отображаемой выражением (2.51). Одновременно с этим, из области существования действительных значений функции тока  $I_n$  исчезают ранее существовавшие теоретически величины  $I_n = \infty$ , которые соответствовали напряжению  $U_n = 0$ . Это приближает результаты анализа к практике и делает их более наглядными.

Экспериментальная проверка полученных аналитических выражений выполнялась на моделях систем электропитания, у которых  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  имитировались активными сопротивлениями, а в качестве реального ИВЭП использовался источник питания локомотивной электроники ИП-ЛЭ-110 изготовления НПО автоматики. Ввиду принципиальной неустойчивости рабочей точки функционирования ИВЭП экспериментальные измерения на соответствие теоретическим данным осуществлялось путем фиксации отдельных значений измерений и наличия скачкообразного изменения напряжения ИВЭП при различных величинах выбранных параметров. Определенные опытным путем величины напряжений в этих точках составили 87,6; 74,9; 95,1 и 109,3 В при расчетных 80, 75, 90 и 100 В. Как видно несовпадение теоретических и экспериментальных данных составило не более 10%, что вполне допустимо для инженерных расчетов и применения полученных результатов на практике. Расхождение данных объясняется принятыми допущениями.

## Выводы

Выполненный в данном разделе анализ функционирования систем электропитания, содержащих энергетически высокоэффективный стабилизирующий ИВЭП и реальные параметры продольных питающих линий, определил следующие основные закономерности.

Несмотря на простоту приведенных эквивалентных схем процессы, происходящие в них, отличаются определенной степенью сложности и полученные аналитические выражения и выражаемые ими функциональные зависимости носят существенно нелинейный характер.

Свойство двузначности значений токов и напряжений, существующее в анализируемых схемах, определяет необходимость принятия специальных мер по обеспечению гарантированной работоспособности систем электропитания и входящих в их состав ИВЭП. В наиболее значительной степени это относится к переходным режимам работы ИВЭП - к моментам пуска, коммутации первичного напряжения, тока нагрузки и т.д.

Для определенной части параметров, в частности токов, потребляемых ИВЭП, и напряжений на его входе, имеется свойство симметричности или несимметричности функций. Кроме того, одна и та же функция может обладать свойством симметричности или несимметричности в зависимости от значений входящих в неё аргументов. Это определяет необходимость обязательного выполнения анализа при проектировании системы электропитания, если электрические параметры составляющих её функциональных элементов являются значимыми и вызывают появление тех или иных негативных последствий, рассмотренных в настоящем разделе диссертационной работы.

Наиболее просто подобный анализ, доступный инженерному уровню подготовки специалистов, может быть выполнен путем исследования полученных уравнений в вычислительной среде математического аппарата Mathcad с последующим получением графических данных в достаточно простом, результативном и наглядном виде. При этом, благодаря

использованию средств вычислительной математики, имеется возможность без значимых временных затрат вывода избыточной выходной информации, полученной в результате анализа. Это дает широкие возможности для оптимизации характеристик систем электропитания и параметров входящих в неё функциональных узлов и элементов по самым различным показателям - техническим, эксплуатационным, экономическим и др.

Выполненный в данном разделе анализ взаимосвязи значимого сопротивления питающей линии и параметров высокоэффективного стабилизирующего ИВЭП может быть полностью распространен на системы электропитания, у которых сопротивление питающих линий пренебрежимо мало, однако, внутреннее сопротивление первичного источника велико.

К таким источникам относятся, например, солнечные батареи, которые находят за последнее время все более широкое применение на зарубежных железных дорогах, например, для электропитания устройств СЦБ на малых станциях при отсутствии устойчивого и надежного источника внешнего энергоснабжения [42]. Причем, эти батареи находят применение даже в области местностей средних широт, где, как известно, интегральная освещенность солнечного потока несравненно меньше, чем в южных странах. Другой целью использования солнечных батарей, например, в электросистемах переводов стрелочных электроприводов, является появление возможности экономии кабеля удаленных от постов ЭЦ стрелок, так как для управления приводом, при этом, требуется только маломощный управляющий сигнал [42].

Рассматриваются также возможности использования солнечных батарей и на отечественных железных дорогах [43].

Применение солнечных батарей на железных дорогах реализуется известными и традиционными путями использования аккумуляторных батарей, заряжаемых в дневное время. Соотношение между площадью солнечной батареи и емкостью аккумуляторов определяется энергопотреблением устройств СЦБ и связи в ночное время.

### **3 РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ СИСТЕМ И ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ**

Поставленные в разделе 1 задачи исследования и оптимизации требуют разработки новых функциональных узлов систем и источников электропитания. В значительной степени это обусловлено также появлением новых элементов как в аппаратуре автоматики, связи и информатики, так и в устройствах электропитания. Необходимо также рассмотреть потенциальные возможности использования перспективных источников электропитания, в том числе и нетрадиционных, не применяющихся в настоящее время и определить их положительные качества для использования на железнодорожном транспорте. К подобным новым элементам можно отнести, например, светодиодные светофоры, импульсные конденсаторы сверхвысокой энергоёмкости, солнечные батареи и ряд других. Вместе с этим требуется разработка новых функциональных элементов, которые должны придти на замену существующим, широко применяющимся в настоящее время.

#### **3.1 Исследование и улучшение энергетических показателей светофоров**

Как показывает практика, одним из наименее надежных элементов устройств СЦБ являются лампы накаливания светофоров. Для устранения этого недостатка применяются двухнитевые лампы накаливания со специальными и относительно сложными схемами автоматического переключения нитей [60]. Однако это полностью не решает проблемы надежной работы светофоров. Вместе с тем, известно, что энергетическая эффективность ламп накаливания невысока, что обусловлено их невысоким КПД и наличием в светофоре светофильтров, вызывающих определенные потери светового потока.

По многим показателям рациональной альтернативой лампам накаливания являются светодиоды, обладающие существенно большей надежностью работы и лучшими энергетическими характеристиками. Светодиодные матрицы (СДМ) широко применяются в городских светофорах для регулирования движением транспорта на улицах и перекрестках. Начинается применение светофоров с СДМ и в зарубежных устройствах СЦБ [61, 62]. Имеются также и отечественные разработки подобных светофоров. Одна из таких схем, практически реализованная в устройствах переездной сигнализации, предложена в [63].

Однако имеется ряд проблем, связанных с использованием СДМ в поездных светофорах. Анализ большей части возникающих при этом вопросов, выводы по его результатам и рекомендации по выбору направлений работ в части разработки поездных светофоров, сделаны в [64].

В настоящей работе рассмотрено одно из направлений улучшения энергетических показателей поездных светофоров с применением СДМ [65, 66]. Его отличительными свойствами являются автоматическое выравнивание токов, протекающих через группы светодиодов СДМ, и исключение потерь мощности, которые имеют место в существующих устройствах, из-за принципиального наличия в них токозадающих активных резисторов, рассеивающих бесполезную мощность потерь.

На рисунке 3.1 приведена схема включения СДМ для одного из показаний поездного светофора. Здесь все светодиоды СДМ светофора разбиты на  $N$  групп, каждая из которых содержит  $K$  светодиодов:  $VD_1, VD_2, \dots, VD_K$ . Токи, обуславливающие требуемую интенсивность светового потока излучения светодиодов, обеспечиваются вторичными обмотками  $w_2$  трансформаторов  $TV_1, TV_2, \dots, TV_N$ .

Принцип действия схемы основан на дозированном накоплении энергии тока в индуктивности намагничивания  $L_\mu$  каждого из  $N$  трансформаторов и последующей передаче её на все  $N$  групп светодиодов, причем дозирование осуществляется как по временным, так и по амплитудным параметрам тока.



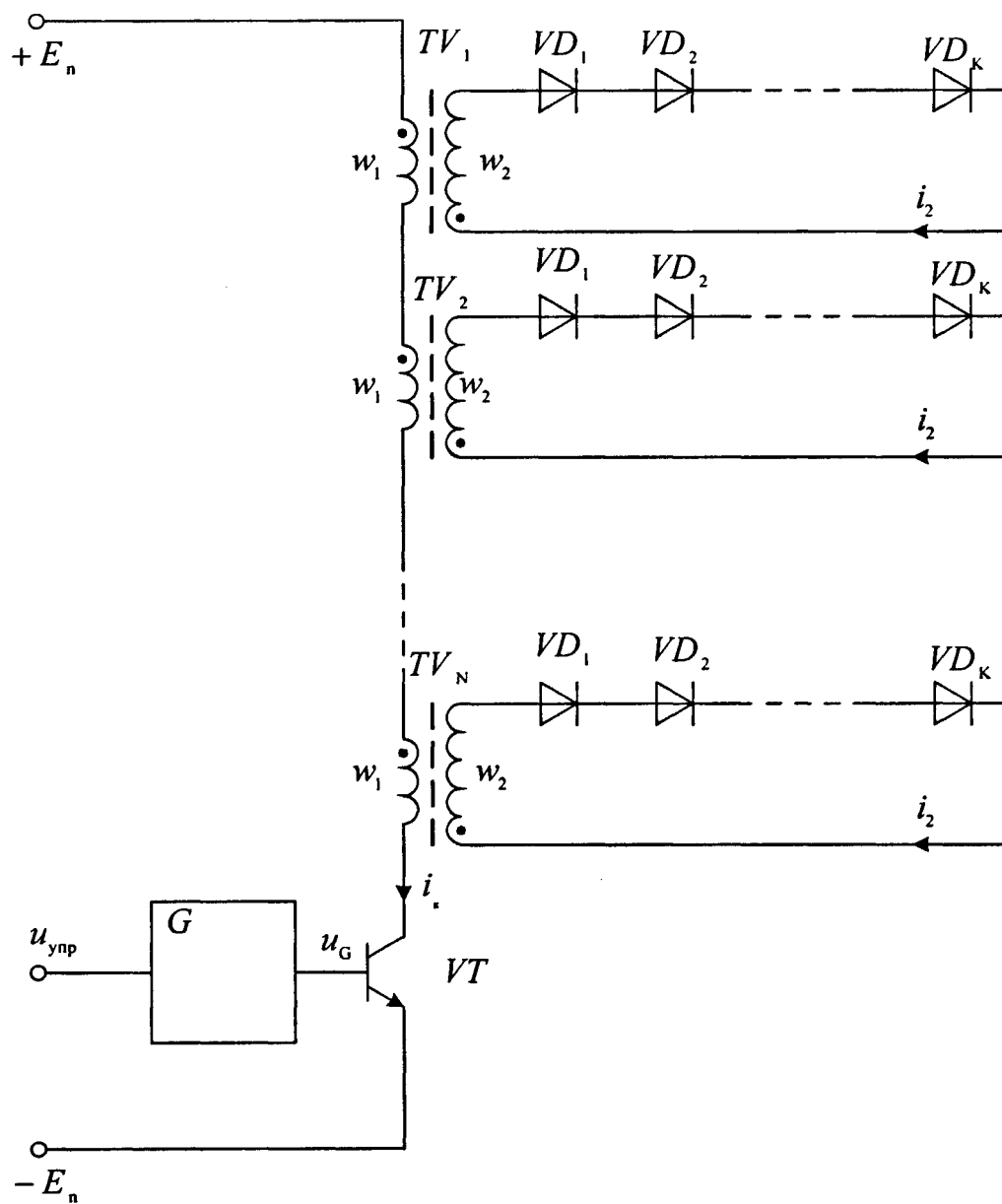


Рисунок 3.1 - Схема устройства электропитания светодиодов СДМ светофора.

При анализе примем, что индуктивности рассеяния трансформаторов схемы достаточно малы и не влияют на процессы работы схемы, а инерционностью транзистора  $VT$  и светодиодов можно пренебречь.

Временные диаграммы (рисунок 3.2) иллюстрируют работу устройства. При отсутствии на входе генератора  $G$  управляющего сигнала  $u_{упр}$  транзистор  $VT$  заперт. С появлением в момент времени  $t_0$  сигнала  $u_{упр}$  на выходе генератора  $G$  появляется последовательность импульсов. Период их следования -  $T$ , длительность импульса -  $t_{и}$  и паузы -  $t_{п}$ . В соответствии с принятыми допущениями имеем также, что  $t_{и} = t_3$ .

Если активное сопротивление первичных обмоток трансформаторов гораздо меньше индуктивного, что практически всегда выполняется на практике, то при открывании транзистора  $VT$  в его коллекторной цепи начинает протекать ток. Закон его изменения выражается:

$$i_k(t) = \frac{Et}{\sum_{i=1}^N L_{1i}}, \quad (3.1)$$

где  $E$  – напряжение источника питания;  $L_{1i}$  – индуктивность первичной обмотки  $i$ -го трансформатора.

На интервале времени  $t_3$ , вследствие соответствующего (показанного на схеме) включения первичной и вторичной обмоток трансформаторов, напряжение, прикладываемое к светодиодам, имеет обратную полярность. Они заперты и их свечение отсутствует. Для обеспечения равенства количества дозированной энергии, запасаемой в индуктивности намагничивания каждого из трансформаторов, индуктивности всех первичных обмоток должны быть равны между собой:  $L_{1i} = L_1$ . В соответствии с этим, амплитуда импульса тока коллектора  $VT$  к концу интервала времени запаса магнитной энергии  $t_3$  достигает значения

$$I_{1м} = \frac{Et_{и}}{NL_1} = \frac{Et_3}{NL_1}. \quad (3.2)$$

Энергия магнитного поля, накопленная в сердечнике каждого из трансформаторов, равна

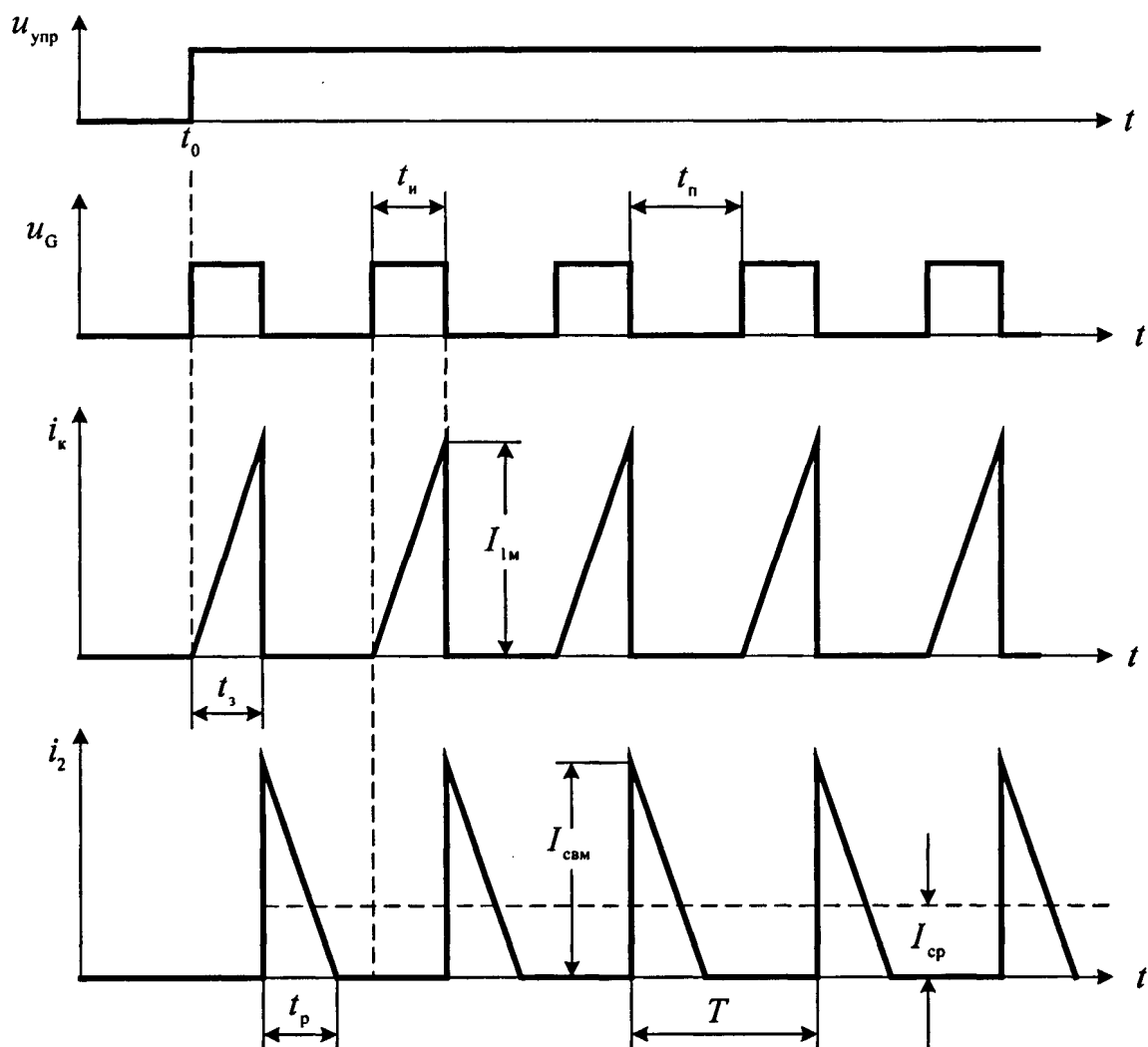


Рисунок 3.2 - Временные диаграммы работы устройства электропитания светодиодов СДМ светофора.

$$W_1 = \frac{L_1 I_{1м}^2}{2}. \quad (3.3)$$

Так как первичные обмотки трансформаторов включены последовательно, то, очевидно, что выражения (3.1) - (3.3) описывают идентичные процессы и справедливы для любого из них.

После окончания импульса  $t_n$  транзистор  $VT$  запирается и полярность напряжений на обмотках трансформаторов изменяется, что приводит к появлению прямого тока через светодиоды. Начальное значение тока вторичных обмоток, то есть тока через светодиоды, связано со значением амплитуды импульса тока первичных обмоток очевидным соотношением

$$I_{свм} = I_{1м} \frac{w_1}{w_2}. \quad (3.4)$$

Если принять, что ток через светодиоды уменьшается по линейному закону и становится равным нулю через интервал времени  $t_p$

$$i_{св}(t) = I_{свм} \left( 1 - \frac{t}{t_p} \right), \quad (3.5)$$

то среднее значение тока через каждую из групп светодиодов, определяющее яркость их свечения, находится

$$I_{ср} = \frac{1}{T} \int_0^{t_p} i_{св}(t) dt = \frac{I_{свм} t_p}{2T}. \quad (3.6)$$

Подстановка (3.2) и (3.4) в (3.6), а также выражение параметра  $t_p$  через  $t_n$ , определяют значение тока следующим уравнением

$$I_{ср} = \frac{E t_n w_1}{2 N L_1 w_2} \left( 1 - \frac{t_n}{T} \right). \quad (3.7)$$

Как видно из (3.7), при неизменном значении  $N$  увеличение среднего тока через светодиоды достигается путем увеличения напряжения  $E$ , коэффициента трансформации  $n = w_1 / w_2$  и уменьшения индуктивности  $L_1$  первичных обмоток трансформаторов.

Влияние временных параметров  $t_n$  и  $T$  носит более сложный характер. Например, при  $t_n = 0$  получим  $I_{cp} = 0$ , это же значение тока имеем также и при величине  $t_n = T$ . На графиках (рисунок 3.3) приведены численные примеры расчета функции (3.7) для различных значений аргументов. Как видно, она имеет максимум, который после исследования функции (3.7) на экстремум определяется следующими точками графика

$$t_{и(макс)} = \frac{T}{2}, \quad (3.8)$$

$$I_{cp(макс)} = \frac{ETn}{8NL_1}. \quad (3.9)$$

Выражения (3.8) и (3.9) показывают, что максимум тока  $I_{cp}$  будет иметь место при  $t_n = t_p$ . Однако, если длительность импульса  $t_n$  может быть достаточно точно задана выбором параметров генератора  $G$ , то интервал времени  $t_p$  определяется, при прочих равных условиях, процессами разряда индуктивности  $L_2$  вторичных обмоток трансформаторов, для чего необходимо иметь соответствующие и в общем виде строго определенные параметры вторичных цепей трансформаторов.

Вместе с этим, необходимо учитывать, что требуемое и рассматриваемое функционирование устройства обеспечивается лишь при соблюдении режима прерывистых токов индуктивности намагничивания трансформаторов. Это определяет необходимость полного разряда индуктивностей  $L_2$  на нагрузку (светодиоды) к концу интервала времени  $t_p$ , соответствующего  $i(t_p) = 0$ . Определим условия выполнения этого режима.

Примем, что вольтамперная характеристика каждой группы из  $K$  светодиодов устройства выражается последовательным соединением источника напряжения  $U_{св} = KU_{св(0)}$  и сопротивления  $R_{св} = KR_{св}$ , где  $U_{св(0)}$  и  $R_{св}$  – параметры единичного светодиода СДМ. Тогда процесс разряда индуктивности  $L_2$  описывается уравнением

$$L_2 \frac{di_{св}}{dt} + KR_{св} i_{св} = KU_{св(0)}. \quad (3.10)$$

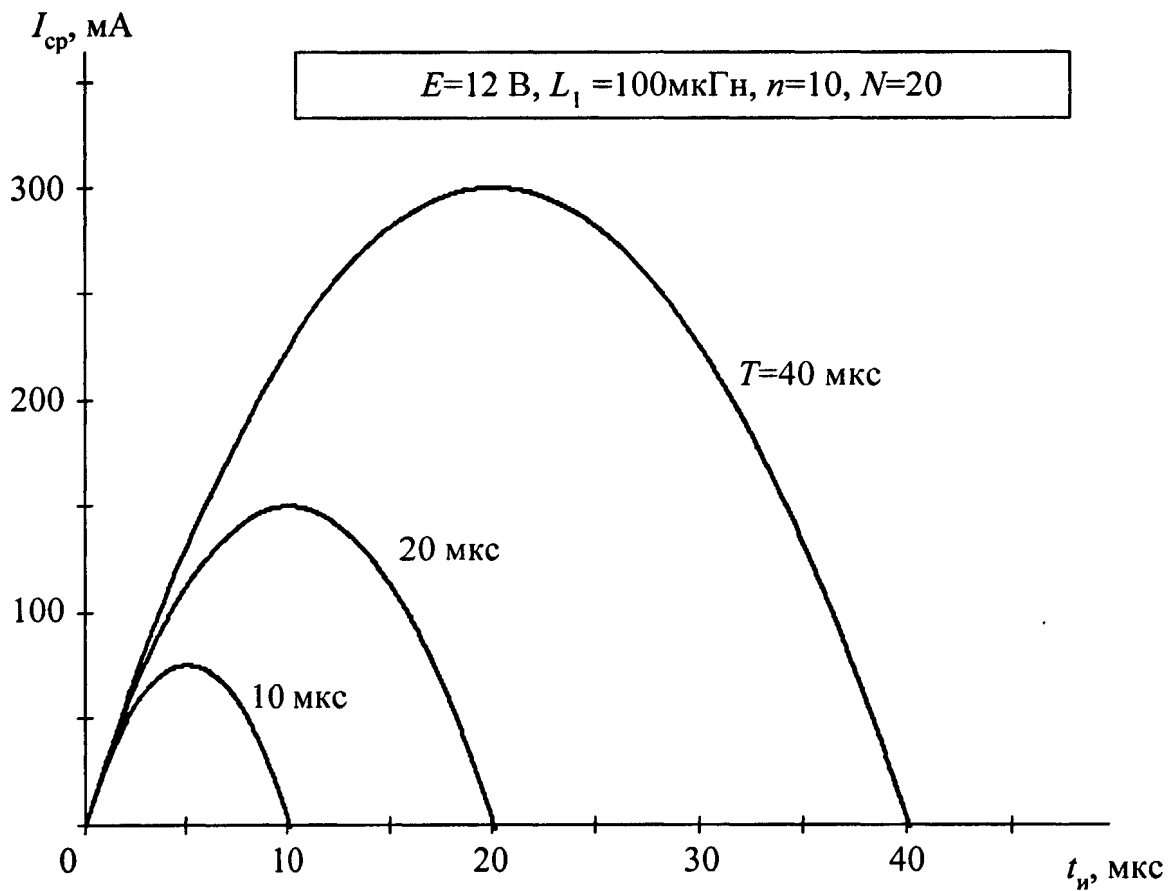


Рисунок 3.3 - Зависимость величины среднего тока  $I_{cp}$  через светодиода от длительности импульсов  $t_n$  генератора G.

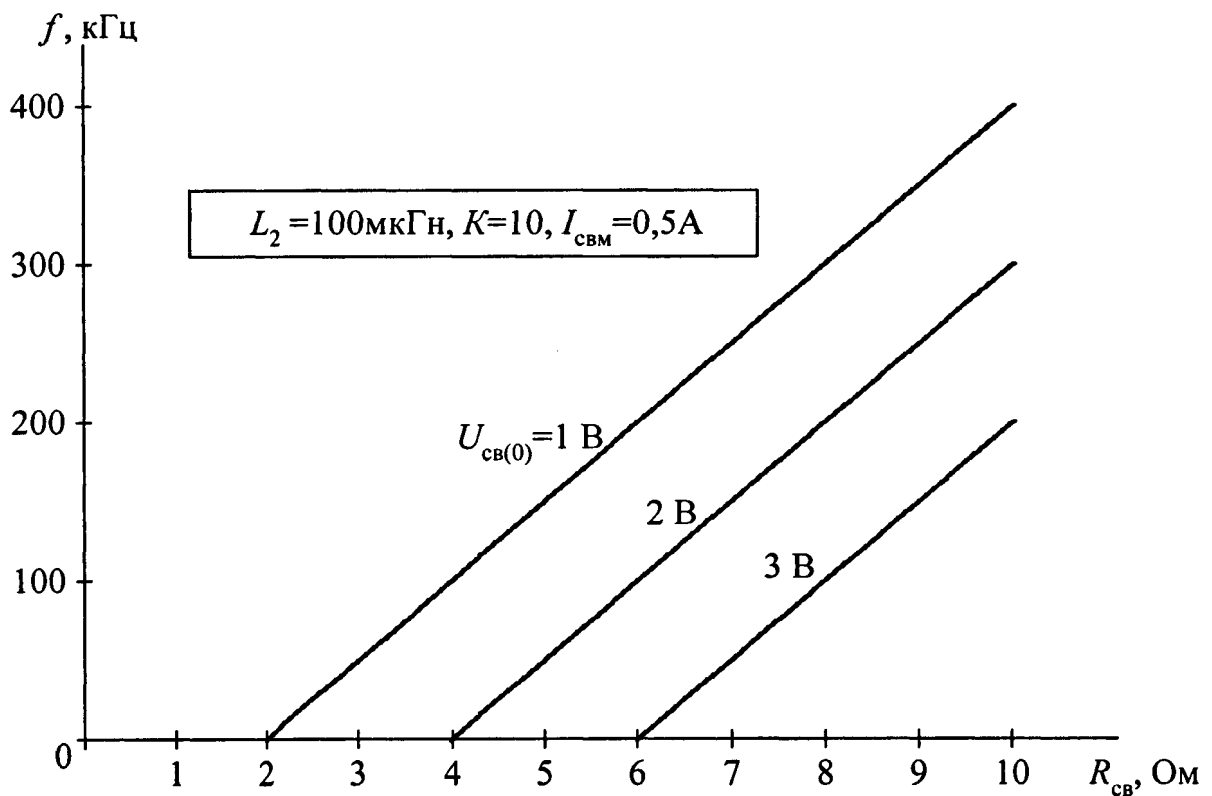


Рисунок 3.4 - Зависимость частоты преобразования  $f$  устройства от сопротивления  $R_{св}$  светодиода

Его решение при наличии в цепи разряда начального значения тока  $I_{\text{свм}}$  имеет вид

$$i_{\text{св}}(t) = \frac{U_{\text{св}(0)}}{R_{\text{св}}} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{KR_{\text{св}}t}{L_2}\right) \right] + I_{\text{свм}} \exp\left(-\frac{KR_{\text{св}}t}{L_2}\right). \quad (3.11)$$

Если разложить в ряд экспоненту выражения (3.11) и учесть в разложении только член ряда в первой степени, то получим следующее выражение

$$i_{\text{св}}(t) = I_{\text{свм}} - K \left( \frac{I_{\text{свм}} R_{\text{св}} - U_{\text{св}(0)}}{L_2} \right) t. \quad (3.12)$$

После приравнивания (3.12) нулю, что соответствует полному разряду индуктивности  $L_2$ , получим, что длительность импульса тока вторичных обмоток, определяющего существование тока через светодиоды, будет равна

$$t_p = \frac{I_{\text{свм}} L_2}{K(I_{\text{свм}} R_{\text{св}} - U_{\text{св}(0)})}. \quad (3.13)$$

Если учесть, что для получения максимума среднего значения тока через светодиоды необходимо выполнение равенства  $t_n = t_p$ , то из (3.13) получим следующее выражение, определяющее требуемую индуктивность  $L_2$  вторичных обмоток  $w_2$  трансформаторов

$$L_2 = t_3 K \left( R_{\text{св}} - \frac{U_{\text{св}(0)}}{I_{\text{свм}}} \right). \quad (3.14)$$

Уравнение (3.14) позволяет найти индуктивность  $L_2$  исходя из нормированной величины максимально допустимого значения импульса тока, протекающего через светодиоды. Если при разработке определяющим является максимально допустимый импульсный ток  $I_{\text{ким}}$  коллектора транзистора  $VT$ , то с учётом (3.4) и соответствующих формул трансформации сопротивлений выражение (3.14), разрешенное относительно индуктивности  $L_1$ , примет вид

$$L_1 = t_3 K \frac{w_2^2}{w_1^2} \left( R_{\text{св}} - \frac{U_{\text{св}(0)} w_2}{I_{\text{ким}} w_1} \right). \quad (3.15)$$

Известно, что материалоемкость и стоимость трансформаторов уменьшаются при повышении частоты  $f$  преобразуемого им переменного тока. Для

рассматриваемого устройства частота преобразования, соответствующая точке максимума среднего значения тока через светодиоды, определяется равенством

$$f = \frac{1}{t_s + t_p} = \frac{1}{2t_s} = \frac{1}{2t_p}. \quad (3.16)$$

Если в (3.16) подставить значение интервала времени  $t_p$ , определяемое из (3.14), то частота преобразования выразится уравнением

$$f = \frac{K(I_{свм} R_{св} - U_{св(0)})}{2I_{свм} L_2}. \quad (3.17)$$

На графиках (рисунок 3.4) приведены примеры численного расчета выражения (3.17). Они определяют следующие основные закономерности изменения частоты преобразования при вариации параметров аргументов.

Функция (3.17) имеет действительные и практически реализуемые решения в области значений аргументов

$$I_{свм} R_{св} \geq U_{св(0)}, \quad (3.18)$$

что вызвано наличием в принятой эквивалентной схеме светодиодов источника напряжения  $U_{св(0)}$ . Увеличение сопротивления  $R_{св}$ , при равных величинах  $U_{св(0)}$ , приводит к увеличению частоты  $f$ , что объясняется соответствующим увеличением постоянной времени разряда индуктивности вторичной обмотки  $\tau_2 = L_2 / R_{св}$ . Большим значениям напряжения  $U_{св(0)}$  соответствуют меньшие величины частоты  $f$ .

В рассматриваемом устройстве возможности повышения частоты  $f$  определяются, в основном, инерционными свойствами транзистора  $VT$  и для её повышения необходимо применять импульсные транзисторы с малыми временами  $t_{расс}$  рассасывания избыточных носителей из полупроводниковой структуры. При этом должно выполняться неравенство:  $t_n \gg t_{расс}$  или  $t_p \gg t_{расс}$ . Современные импульсные транзисторы позволяют реализовать в рассмотренном устройстве частоты преобразования с верхним пределом до нескольких сотен кГц. Практически это означает, что трансформаторы могут быть выполнены на ферритовых тороидальных сердечниках с внешним диаметром не более 7...10



мм, а число витков обмоток не превышает 10...30. Подобные трансформаторы могут быть расположены совместно с транзистором  $VT$  и генератором  $G$ , выполненным в виде микросхемы общего применения, непосредственно вблизи светодиодов СДМ, например, с задней стороны матрицы непосредственно в головке светофора. Такая конструктивная реализация светофора позволяет существенно уменьшить число связей, в отличие от известных аналогичных и эксплуатирующихся переездных светофоров [63].

Анализ, выполненный в данном разделе, показал, что возможно повышение энергетической эффективности светофоров с использованием СДМ путем организации импульсного питания светодиодов. При этом из схемы электропитания исключаются активные резисторы, определяющие существенные потери мощности, имеющие место в применяемых в настоящее время светодиодных светофорах. Практические разработки и испытания образцов предложенных светофоров оценивают снижение мощности, потребляемой каждым светофором, на уровне 5...7 Вт.

Полученные в результате анализа расчетные выражения достаточно точно для практики отображают картину происходящих в схеме процессов и обеспечивают погрешность выполняемых расчетов в пределах (3...7)%.

### **3.2 Исследование устройства для управления электромагнитными силовыми механизмами**

В системах электропитания или энергоснабжения, в том числе и на железнодорожном транспорте, довольно часто возникает задача дистанционного управления мощными электромагнитными исполнительными силовыми механизмами (реле, контакторами и др.), где из соображений техники безопасности управляющий сигнал должен быть гальванически развязан от основного силового переменного напряжения.

Существует множество схемотехнических решений, реализующих описываемую функцию дистанционного и гальванически развязанного управления мощными устройствами. Во многих из них применяются довольно сложные устройства с применением высокочастотных методов преобразования и использованием транзисторов и интегральных микросхем. Однако незаслуженно забытыми являются простые и дешевые схемы без применения полупроводниковых приборов или микросхем.

Схема одного из устройств, реализующего функцию дистанционного управления электромагнитным реле переменного напряжения, приведена на рисунке 3.5 [67-69]. Здесь контакт  $S$  в общем случае может быть контактом управляющей кнопки или схемой на тиристоре или транзисторе, включенными через выпрямительный мост. При разомкнутом состоянии контакта  $S$  развязывающий трансформатор  $TV$  работает в режиме холостого хода, его входное сопротивление велико и напряжение на обмотке реле  $P$  достаточно мало. При замыкании контакта  $S$  трансформатор  $TV$  переходит в режим короткого замыкания и реле  $P$  включается. На вход схемы подается первичное переменное напряжение  $u_c(t) = U_m \sin \omega t$ .

Специфической особенностью устройства, определяющей характерные черты его работы, является переменная индуктивность обмотки реле, зависящая от состояния его якоря – отпущенного или притянутого.

При относительной простоте устройства, его гарантированная работоспособность обеспечивается лишь при определенных величинах и сочетаниях параметров функциональных узлов, входящих в схему.

Выполним анализ процессов работы устройства и определим области его устойчивой работы при изменениях электрических параметров и характеристик элементов схемы.

Временные диаграммы работы устройства приведены на рисунке 3.6, где обозначения соответствуют электрическим параметрам:  $u_p$  – напряжение на обмотке реле  $P$ ;  $L_p$  – индуктивность его обмотки;  $i_p$  – ток, протекающий в цепи

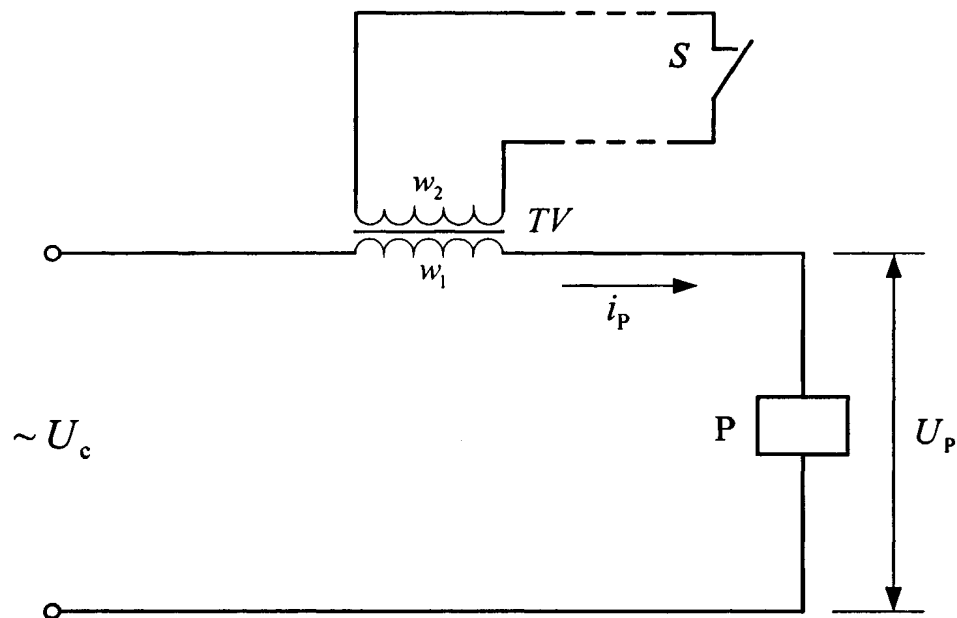


Рисунок 3.5 - Схема устройства дистанционно управляемого реле.

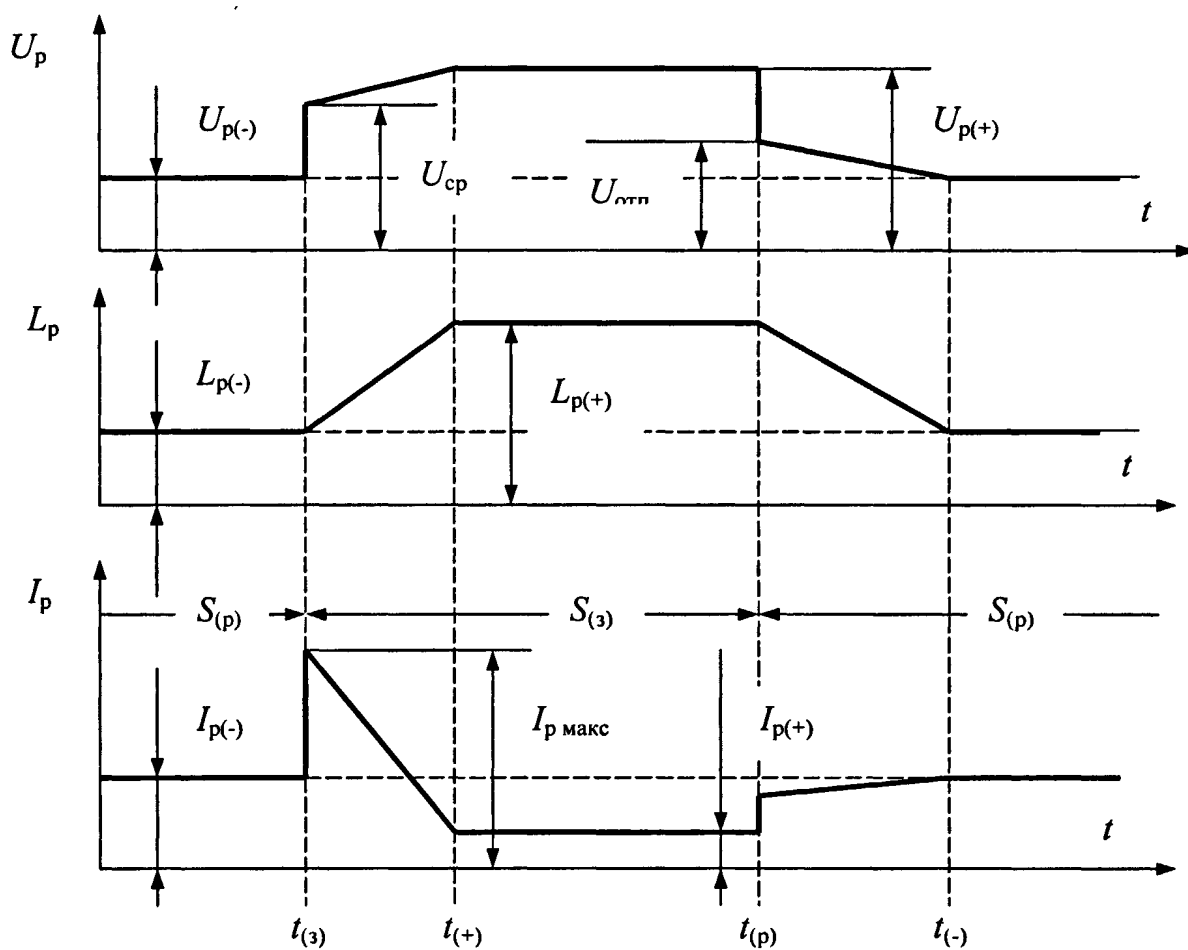


Рисунок 3.6 - Временные диаграммы работы устройства.

первичной обмотки  $w_1$  трансформатора  $TV$  и обмотки реле. Временному интервалу  $t \in [0 \dots t_{(3)}]$  и  $t > t_{(p)}$  соответствует разомкнутое состояние контакта  $S \rightarrow \rightarrow (S_{(p)})$ , а интервалу  $t \in [t_{(3)} \dots t_{(p)}]$  – замкнутое состояние:  $S \rightarrow (S_{(3)})$ .

Допустим, что индуктивности рассеяния обмоток трансформатора  $TV$  пренебрежимо малы и примем, что для схемы на рисунке 3.5 ток  $i_p$  и напряжение  $u_p$  в общем случае определяются

$$i_p = \frac{U_c}{z_T + z_p}, \quad (3.19)$$

$$u_p = \frac{U_c}{1 + \frac{z_T}{z_p}}, \quad (3.20)$$

где  $U_c$  – действующее значение напряжения  $u_c(t)$ ;  $z_T$  – изменяющиеся входные сопротивления трансформатора  $TV$  со стороны обмотки  $w_1$ , которые для разомкнутого и замкнутого состояния контакта  $S$ , соответственно, находятся из выражений

$$z_{T(p)} = \omega L_\mu, \quad (3.21)$$

$$z_{T(3)} = \frac{R_2 n^2 \omega L_\mu}{\sqrt{R_2^2 + \omega^2 L_\mu^2}}, \quad (3.22)$$

где  $L_\mu$  – индуктивность намагничивания  $TV$ , измеренная со стороны обмотки  $w_1$ ;  $R_2$  – суммарное сопротивление вторичной обмотки  $w_2$  трансформатора, вторичной цепи устройства и контакта  $S$ ;  $n = w_1/w_2$  – коэффициент трансформации  $TV$ . Полное сопротивление обмотки реле определяется из выражения

$$z_p = \sqrt{R_p^2 + \omega^2 L_p^2}, \quad (3.23)$$

которое может принимать два значения:  $z_{p(-)}$  и  $z_{p(+)}$ , определяемые подстановкой в (3.23) величин  $L_{p(-)}$  и  $L_{p(+)}$ , соответствующих значениям индуктивности обмотки реле при отпущенном и притянutom состояниях его якоря;  $R_p$  – активное сопротивление обмотки реле.

Для установившихся процессов после размыкания и замыкания контакта  $S$  напряжения на обмотке реле (см. временные диаграммы на рисунке 3.6) найденные из (3.20) после подстановки в него выражений (3.21) – (3.23), определяются

$$U_{p(-)} = \frac{U_c}{1 + \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{\omega^2 \tau_{\mu 1}^2} + \frac{1}{\delta_{L(-)}^2}}}}, \quad (3.24)$$

$$U_{p(+)} = \frac{U_c}{1 + \delta_R \sqrt{\left(1 + \frac{1}{\omega^2 \tau_{\mu 2}^2}\right) (1 + \omega^2 \tau_{p(+)}^2)}}, \quad (3.25)$$

где  $\tau_{\mu 1} = L_{\mu}/R_p$  – первая условная постоянная времени электрической цепи схемы;  $\delta_{L(-)} = L_{\mu}/L_{p(-)}$  – относительная индуктивность обмотки реле при отпущенном состоянии его якоря;  $\delta_R = R_p/R_2 n^2$  – относительное сопротивление цепи;  $\tau_{\mu 2} = L_{\mu}/R_2 n^2$  – вторая условная постоянная времени цепи;  $\tau_{p(+)} = L_{p(+)} / R_p$  – постоянная времени реле при притянutom состоянии его якоря.

Уравнение (3.24) определяет уменьшение напряжения  $U_{p(-)}$  при увеличении относительной индуктивности  $\delta_{L(-)}$ , так как в схеме происходит соответствующее перераспределение между падениями напряжений на обмотке  $w_1$  и обмотке реле при одинаковом протекающем через них токе. Очевидно, что при разомкнутом состоянии контакта  $S$  для снижения величины напряжения  $U_{p(-)}$ , которое в идеальном случае должно быть равно нулю, требуется увеличение индуктивности  $L_{\mu}$ . В пределе при  $L_{\mu} = \infty$  получим, что  $\delta_L = \infty$  и  $\tau_{\mu 1} = \infty$ , и  $U_{p(-)} = 0$ . Однако при этом необходимо учитывать, что увеличение индуктивности  $L_{\mu}$  увеличивает материалоемкость трансформатора  $TV$  и его стоимость, а также ухудшает массогабаритные характеристики.

Закономерности изменения напряжения  $U_{p(+)}$ , описываемые выражением (3.25), более сложны, так как в соответствии со схемой на рисунке 3.5, на этапе времени замкнутого состояния контакта  $S$  параллельно индуктивности намаг-

намагничивания  $L_{\mu}$  подключается сопротивление  $R_2 n^2$ . При ранее, из (3.24), определенной величине индуктивности  $L_{\mu}$  критичный случай, когда  $U_{p(+)} = U_c$ , будет иметь место при  $\delta_R = \infty$ , что соответствует  $R_2 n^2 = 0$ . Для увеличения напряжения на реле при замкнутом состоянии контакта  $S$  требуется уменьшение величины сопротивления вторичной цепи трансформатора  $TV$ . Эта же цель достигается при уменьшении коэффициента его трансформации, однако, при этом увеличивается напряжение на контакте  $S$ , что снижает электробезопасность схемы при высоких, например, 220 или 380 В, напряжениях  $U_c$ , так как возможно прикосновение обслуживающего персонала к контакту  $S$ .

Выражения (3.24) и (3.25) позволяют произвести практический расчет напряжений на реле  $P$  при разомкнутом и замкнутом состояниях контакта  $S$ . Однако, если величина сопротивления  $R_p$  конкретно определена при выборе или задании типа реле, то остальные параметры элементов схемы однозначно не определены, могут иметь варианты значения и существенно влияют на работоспособность устройства.

Индуктивность  $L_p$  является переменной функцией, зависящей от положения якоря реле – отпущенного или притянутого. Эти два параметра, соответствующие индуктивностям  $L_{p(-)}$  и  $L_{p(+)}$ , не задаются, обычно, в нормативных документах. Вместе с этим, в зависимости от конструкции реле отношение  $L_{p(+)} / L_{p(-)}$  может быть велико и практически лежит в пределах (2...4) и более.

При разомкнутом и замкнутом состояниях контакта  $S$  напряжения на реле  $P$  должны строго соответствовать следующим величинам

$$U_{p(-)} \leq U_{отп}, \quad U_{p(+)} \geq U_{ср}, \quad (3.26)$$

где  $U_{отп}$  и  $U_{ср}$  – нормированные напряжения отпускания и срабатывания реле  $P$  соответственно.

При разомкнутом состоянии контакта  $S$  минимальная величина индуктивности намагничивания  $TV$ , при которой обеспечивается первое из условий (3.26), определяется

$$L_{\mu(p)} \geq \frac{1}{\omega} (\delta_{\text{отп}} - 1) \sqrt{R_p^2 + \omega^2 L_{p(-)}^2}, \quad (3.27)$$

где  $\delta_{\text{отп}} = U_c / U_{\text{отп}}$  – относительное напряжение отпущения реле.

Из (3.27) видно, что для реле с более высокими значениями сопротивления  $R_p$  и индуктивности  $L_p$  требуются бóльшие величины индуктивности  $L_{\mu}$ , что определяет увеличение числа витков  $TV$  или увеличение размеров и массы его магнитопровода. Поэтому наиболее целесообразным является использование сердечника трансформатора с максимальной магнитной проницаемостью. В этом случае технически наиболее выгодным было бы использование пермалоевых магнитопроводов, которые, однако дороги и дефицитны. Снижение индуктивности  $L_{\mu}$  может быть, в общем случае, достигнуто при использовании реле с меньшими величинами  $R_p$  и  $L_p$ .

Уравнение (3.27) для относительных параметров схемы, принятых в (3.24) и (3.25), имеет следующий вид

$$\tau_{\mu l(p)} \geq \frac{1}{\omega} (\delta_{\text{отп}} - 1) \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{p(-)}^2}, \quad (3.28)$$

где  $\tau_{p(-)} = L_{p(-)} / R_p$  – постоянная времени реле при отпущенном состоянии его якоря. Как видно из временных диаграмм (рисунок 3.6) процесс перехода устройства из выключенного состояния реле во включенное состоит из нескольких характерных интервалов и моментов времени.

Первый из них (момент времени  $t_{(3)}$  временных диаграмм на рисунке 3.6) характеризуется замкнутым состоянием контакта  $S$  и отпущенным состоянием якоря реле. При этом напряжение на обмотке реле скачкообразно увеличивается и достигает значения  $U_{\text{ср}}$ , но якорь реле пока отпущен, и индуктивность его обмотки равна  $L_{p(-)}$ . Ток  $i_p$  также скачкообразно увеличивается до величины  $I_{\text{рм}}$ .

Второй момент времени –  $t_{(+)}$ , характеризуется притянутым состоянием якоря реле, увеличенным значением индуктивности  $L_{(+)}$  и уменьшенной величиной тока через реле  $I_{p(+)}$ .

На последующем интервале времени  $t \in [\text{от } t_{(+)} \text{ до } t_{(p)}]$  напряжение на реле не изменяется и стремится  $U_{p(+)} \rightarrow U_{\text{раб}}$ , где  $U_{\text{раб}}$  – нормированное значение рабочего напряжения реле.

Для первого характерного момента времени из (3.20) – (3.23) можно получить выражение для нахождения значения индуктивности  $L_{\mu}$ , которая будет удовлетворять второму условию выражения (3.26). Оно имеет вид

$$L_{\mu(31)} \leq \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{(\delta_{\text{ср}} - 1)^2 (R_p^2 + \omega^2 L_{p(-)}^2)} - \frac{1}{R_2^2 n^4}}}, \quad (3.29)$$

где  $\delta_{\text{ср}} = U_c / U_{\text{ср}}$  – относительное напряжение срабатывания реле  $P$ .

Если индуктивность намагничивания  $L_{\mu}$  ранее определена в результате расчета по уравнениям (3.27) или (3.28), то требуемые для выполнения второго условия выражения (3.26) величины сопротивления  $R_2$  или коэффициента трансформации  $n$  находятся по одному из двух взаимосвязанных уравнений

$$R_{2(3)} \leq \frac{1}{n^2} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{(\delta_{\text{ср}} - 1)^2 (R_2^2 + \omega^2 L_{p(-)}^2)} - \omega^2 L_{\mu}^2}}, \quad (3.30)$$

$$n_{(3)} \leq \frac{1}{R_2} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{(\delta_{\text{ср}} - 1)^2 (R_p^2 + \omega^2 L_{p(-)}^2)} - \omega^2 L_{\mu}^2}}. \quad (3.31)$$

Выражения (3.29) – (3.31) дают возможность определить требуемые значения параметров  $L_{\mu}$ ,  $R_2$  и  $n$ , которые обеспечат включение реле при замыкании контакта  $S$ . При этом найденная из (3.29) величина индуктивности должна удовлетворять условию

$$L_{\mu(31)} > L_{\mu(p)}, \quad (3.32)$$

где значение  $L_{\mu(p)}$  – находится из (3.29).

На графике (рисунок 3.7) приведены результаты расчета функции (3.29) для двух величин относительного напряжения срабатывания:  $\delta_{\text{ср1}} = 1,222$  (соответствует  $U_{\text{ср1}} = 180$  В и  $U_c = 220$  В) и  $\delta_{\text{ср2}} = 1,8333$  (данные соответствуют напряжениям  $U_{\text{ср}} = 120$  В и  $U_c = 220$  В) при следующих значениях



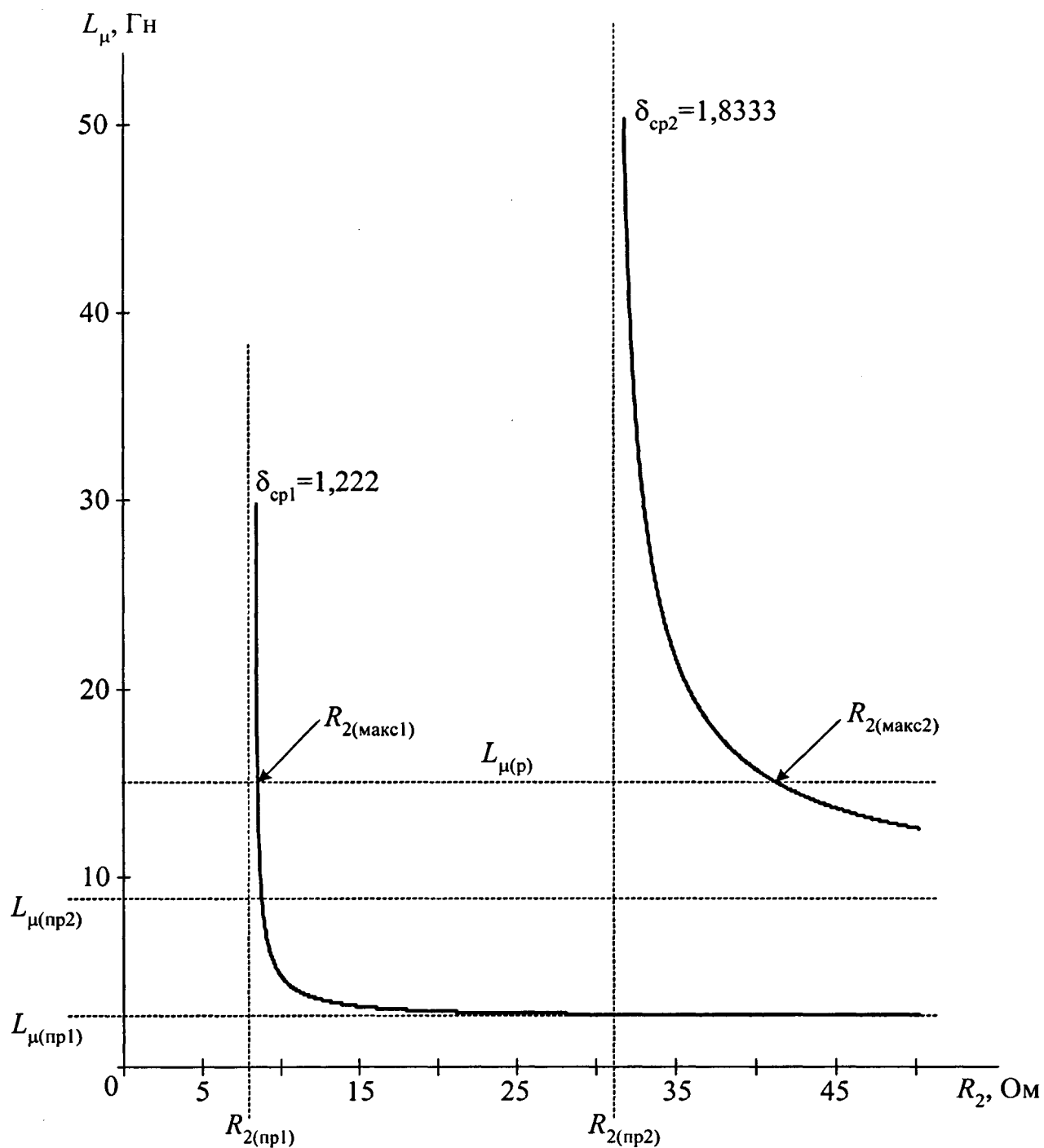


Рисунок 3.7 - График зависимости индуктивности намагничивания  $L_\mu$  трансформатора от изменения сопротивления  $R_2$  вторичной цепи.

пряжениям  $U_{\text{ср}} = 120 \text{ В}$  и  $U_{\text{с}} = 220 \text{ В}$ ) при следующих значениях переменных:  $f = 50 \text{ Гц}$ ;  $R_{\text{р}} = 2 \text{ кОм}$ ;  $L_{\text{р}} = 10 \text{ Гн}$ ;  $n = 10$ . Кроме того, на графике нанесена прямая линия, соответствующая расчету точки  $L_{\mu(\text{р})}$  по выражению (3.27) при:  $\delta_{\text{отп}} = 2,166$  (пример соответствует напряжениям  $U_{\text{отп}} = 60 \text{ В}$  и  $U_{\text{с}} = 220 \text{ В}$ ) при тех же значениях остальных параметров.

Анализ графика (рисунок 3.7) определяет следующие основные закономерности поведения функции (3.29) в диапазоне изменения практически существующих значений параметров схемы устройства.

Так как функция (3.29) представляет собой радикал, то область её действительных значений лежит в диапазоне только положительных величин подкоренного выражения, которые определяются неравенством

$$R_2 \geq \frac{\delta_{\text{ср}} - 1}{n^2} \sqrt{R_{\text{р}}^2 + \omega^2 L_{\text{р}(-)}^2}. \quad (3.33)$$

Невыполнение неравенства (3.33), когда получаемое значение функции (3.29) становится мнимым числом, означает, что при любом достаточно большом значении индуктивности  $L_{\mu}$  трансформированное из вторичной обмотки сопротивление  $R_2$  всегда обеспечит напряжение  $U_{\text{ср}}$ , необходимое для включения реле  $P$  при замкнутом состоянии контакта  $S$  и заданном значении индуктивности  $L_{\text{р}(-)}$ . Когда (3.33) превращается в равенство, то из (3.29) получим, что  $L_{\mu(31)} = \infty$ , что соответствует предельному значению  $R_2 = R_{2(\text{пр})}$ . Проведенные на графике рисунка 3.7 прямые линии являются асимптотами функции (3.29), то есть линиями, при которых сопротивления соответствует приближению функции к величине  $L_{\mu} = \infty$ . Асимптоты численно, для принятых величин примеров численного расчета графиков, соответствуют:  $R_{2(\text{пр}1)} = 8,268 \text{ Ом}$  и  $R_{2(\text{пр}2)} = 31,022 \text{ Ом}$ .

Другими асимптотами, к которым стремится функция (3.29) при  $R_2 = \infty$ , являются прямые линии, соответствующие точкам

$$L_{\mu(\text{пр})} = \frac{\delta_{\text{ср}} - 1}{\omega} \sqrt{R_{\text{р}}^2 + \omega^2 L_{\text{р}(-)}^2}. \quad (3.34)$$

Для рассматриваемого момента времени  $t_{(3)}$  реле будет включаться тогда, когда сопротивление превысит значение, определенное из (3.30) при подстановке в него величины индуктивности, найденной из (3.27). После соответствующих преобразований получим следующее выражение для нахождения максимальных величин этого сопротивления. На графике (рисунок 3.7) эти сопротивления обозначены как  $R_{2(\text{макс1})}$  и  $R_{2(\text{макс2})}$ :

$$R_{2(\text{макс})} \leq \frac{1}{n^2} \sqrt{\frac{R_p^2 + \omega^2 L_{p(-)}^2}{1 - (\delta_{\text{ср}} - 1)^2 - (\delta_{\text{отп}} - 1)^2}}. \quad (3.35)$$

Как видно из (3.35), для увеличения максимально допустимой величины  $R_{2(\text{макс})}$  требуется, при прочих равных условиях, иметь реле с возможно большей разницей между величинами  $\delta_{\text{ср}}$  и  $\delta_{\text{отп}}$ , то есть между напряжениями  $U_{\text{ср}}$  и  $U_{\text{отп}}$ . Очевидно также, что  $R_{2(\text{макс})}$  будет увеличиваться при увеличении как активного сопротивления, так и индуктивности  $L_p$  обмотки реле  $P$ , что определяет тот тривиальный факт, что для менее мощных реле возможно использование больших сопротивлений  $R_2$ . Однако при этом необходимо учитывать, что увеличение  $R_p$  или  $L_p$  потребует, как это видно из (3.27), увеличения индуктивности  $L_\mu$ . Увеличение коэффициента трансформации  $n$  приводит к квадратичному уменьшению значений сопротивления  $R_{2(\text{макс})}$ .

Поэтому в задачу расчета параметров устройства входит процесс оптимизации характеристик, определяемый выбором параметров элементов или "произвольным" назначением некоторых из них, где степень "произвольности" зависит от многих технико-экономических факторов.

Для интервала времени  $t \in [t_{(+)} \dots t_{(p)}]$ , когда якорь находится в притянутом состоянии, по аналогии с (3.29), может быть получено следующее выражение для определения индуктивности

$$L_{\mu(+)} \leq \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{1 - \frac{1}{(\delta_{\text{ср}} - 1)^2 (R_p^2 + \omega^2 L_p^2)} - \frac{1}{R_2^2 n^4}}}. \quad (3.36)$$

Так как после включения реле  $P$  индуктивность его обмотки увеличивается и становится равной  $L_{p(+)}$ , а сопротивление  $z_r$  остается неизменным, то напряжение на реле по отношению к предыдущим интервалам времени увеличивается и оно гарантированно останется во включенном состоянии. В этом случае проверочный расчет индуктивности  $L_\mu$  по уравнению (3.30) выполнять не требуется.

Этап времени размыкания контакта  $S$  характеризуется следующими характерными особенностями в части изменения напряжения.

В первый характерный момент времени ( $t_{(p)}$  временных диаграмм рисунка 3.6) напряжение на реле скачком уменьшается до величины  $U_{отп}$ , но его якорь остается в притянутом состоянии, поэтому индуктивность обмотки реле остается относительно большой и равной  $L_{p(+)}$ .

После того, как начнется процесс отпускания якоря реле (интервал времени  $t \in [t_{(p)} \dots t_{(-)}]$  временных диаграмм на рисунке 3.6) индуктивность  $L_p$ , а значит и сопротивление  $z_p$ , уменьшатся. Так как величина сопротивления  $z_r$ , определяемая из выражения (3.21), остается неизменной, то напряжение  $U_p$  будет продолжать уменьшаться до тех пор, пока якорь реле не отпустится полностью (второй характерный момент времени  $t_{(-)}$ ).

Далее при  $t > t_{(-)}$  напряжение на обмотке реле не изменяется и его значение находится из выражения (3.24).

Величина сопротивления  $R_2$  и значение коэффициента трансформации  $n$  трансформатора  $TV$  взаимосвязаны между собой и расчет любого из этих параметров не может быть однозначно выполнен при помощи двух выражений (3.30) и (3.31). Критерием выбора параметра  $n$ , определяющего при дальнейшем расчете величину сопротивления  $R_2$ , служит электробезопасность управляющей цепи устройства, а именно наличие нормированной, определяемой условиями техники безопасности и равной  $U_{2 \text{ макс}}$ , величины напряжения на контакте  $S$  при его разомкнутом состоянии.

С учетом (3.24) величина коэффициента трансформации для обеспечения заданного значения  $U_{2\text{ макс}}$  определяется из выражения

$$n = \frac{U_c}{U_{2\text{ макс}}} \left( 1 - \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{\omega^2 \tau_{\mu 1}^2} + \frac{1}{\delta_{L(-)}}}}} \right). \quad (3.37)$$

Величины токов, протекающих в схеме, определяются следующими соображениями.

На временных интервалах  $t \in [0 \dots t_{(3)}]$  или  $t > t_{(-)}$  разомкнутого состояния контакта  $S$  среднее значение тока, протекающего через обмотку реле, определяется напряжением  $U_{p(-)}$  и его величина находится

$$I_{p(-)} = \frac{U_c}{R_p \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{p(-)}^2} \left( 1 + \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{\omega^2 \tau_{\mu 1}^2} + \frac{1}{\delta_{L(-)}^2}}} \right)}, \quad (3.38)$$

где  $\tau_{p(-)} = L_{p(-)} / R_p$  – постоянная времени реле при отпущенном состоянии его якоря.

Максимальное значение тока, протекающего через обмотку реле и соответствующее моменту времени  $t_{(3)}$ , определяется

$$I_{p\text{ макс}} = \frac{U_{\text{ср}}}{R_p \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{p(-)}^2}}, \quad (3.39)$$

и не зависит от напряжения  $U_c$ , а зависит, при прочих равных условиях, от напряжения срабатывания реле  $U_{\text{ср}}$ .

На интервале времени  $t \in [t_{(+)} \dots t_{(p)}]$  притянутого состояния якоря ток через обмотку реле может быть найден из выражения

$$I_{p(+)} = \frac{U_c}{R_p \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{p(+)}^2} \left[ 1 + \delta_R \sqrt{\left( 1 + \frac{1}{\omega^2 \tau_{\mu 2}^2} \right) (1 + \omega^2 \tau_{p(+)}^2)} \right]}. \quad (3.40)$$

Выполненный анализ работы показал, что устройство управления электромагнитным реле переменного напряжения с дистанционным управлением обладает рядом особенностей. К первой из них следует отнести критичность областей устойчивой работы устройства к величинам индуктивности намагничивания  $L_\mu$  развязывающего трансформатора  $TU$ , сопротивления его вторичной цепи  $R_2$  и коэффициента трансформации  $n$ . Наличие переменной, зависящей от положения якоря, индуктивности  $L_p$  обмотки реле  $P$  усложняет процессы работы устройства при переходе его из выключенного состояния реле во включенное и определяет присутствие в схеме импульса тока  $I_{p \text{ макс}}$  в обмотке реле увеличенной, по отношению к установившимся процессам работы, амплитуды. Полученные уравнения позволяют рассчитать основные характеристики схемы и параметры её элементов.

Области применения анализируемой схемы дистанционного управления электромагнитным реле не ограничиваются специализированными устройствами электропитания и энергоснабжения промышленности и железнодорожного транспорта. По существу происходящих в схеме функциональных процессов она является устройством двойного применения. Вторым и существенно отличным применением является использование его в качестве охранного устройства [67, 69], осуществляющего подачу соответствующего сигнала, например, дежурной по станции или диспетчеру, при несанкционированном проникновении человека в служебные помещения. Практически подобное охранный устройство может быть широко использовано на железнодорожном транспорте, в частности на постах ЭЦ, служебных помещениях дежурных по станции, диспетчеров, аппаратуры связи и т.п.

Возможны два варианта реализации охранных устройств. Первый из них предназначен для использования в охраняемом помещении нормально разомк-

нутых охранных контактов, второй – нормально замкнутых. Схемы их приведены на рисунках 3.8 и 3.9 соответственно.

В первой схеме (рисунок 3.8) при разомкнутом состоянии охранных контактов  $S_1...S_i$  индуктивность  $L_{\mu(p)}$  трансформатора  $TV$  со стороны первичной обмотки  $w_1$  велика и равна его индуктивности намагничивания  $L_{\mu}$ , что обуславливает отпущенное состояние якоря охранного реле ОР. Любое, в том числе и кратковременное замыкание охранных контактов вызывает уменьшение индуктивности до величины  $L_{\mu(z)}$  и включение реле ОР. Его контактом  $OP_1$  шунтируется первичная обмотка  $w_1$ , чем исключается влияние контактов  $S_1...S_i$  на дальнейшее состояние реле.

Схема (рисунок 3.9) для приведения охранного устройства в действие (пуск) нажимается кнопка  $S_{\text{пуск}}$ , вследствие чего встает под ток реле ОР. После размыкания охранных контактов  $S_1...S_i$  индуктивность трансформатора  $TV$  со стороны первичной обмотки  $w_1$  увеличивается, что вызывает отпускание якоря реле ОР.

Все расчеты, требующиеся для определения параметров элементов охранных устройств, приведенных на схемах рисунков 3.8 и 3.9, производятся по приведенным выше уравнениям для устройств дистанционного управления, так как электрические процессы, происходящие в схемах обоих устройств идентичны. Это же относится и к выбору параметров элементов.

В целях улучшения электробезопасности во вторичные цепи рассмотренных устройств могут быть включены двухполупериодные выпрямители с применением, если это требуется, сглаживающих конденсаторов. В этом случае на контакты  $S$  будет поступать постоянное напряжение, что снизит степень поражающего влияния электрического тока на организм человека.

Таким образом, анализ, выполненный для рассмотренных устройств двойного применения, показал необходимость выполнения расчетных работ для нахождения значений параметров элементов устройства управления электромагнитными механизмами, так как его функционирование обеспечивается

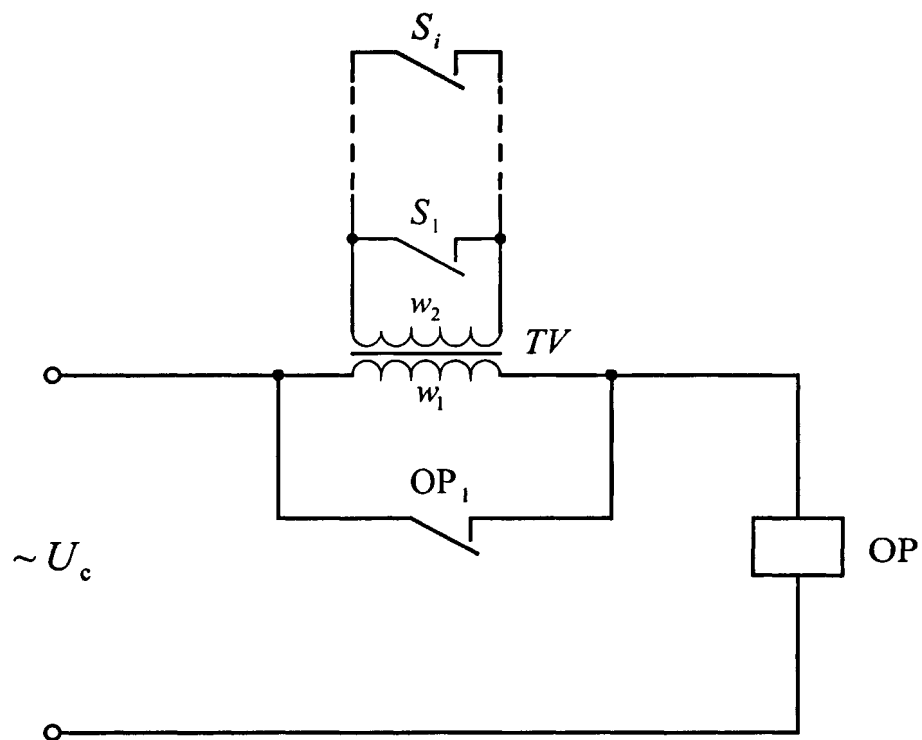


Рисунок 3.8 - Схема охранного устройства с нормально разомкнутыми охранными контактами.

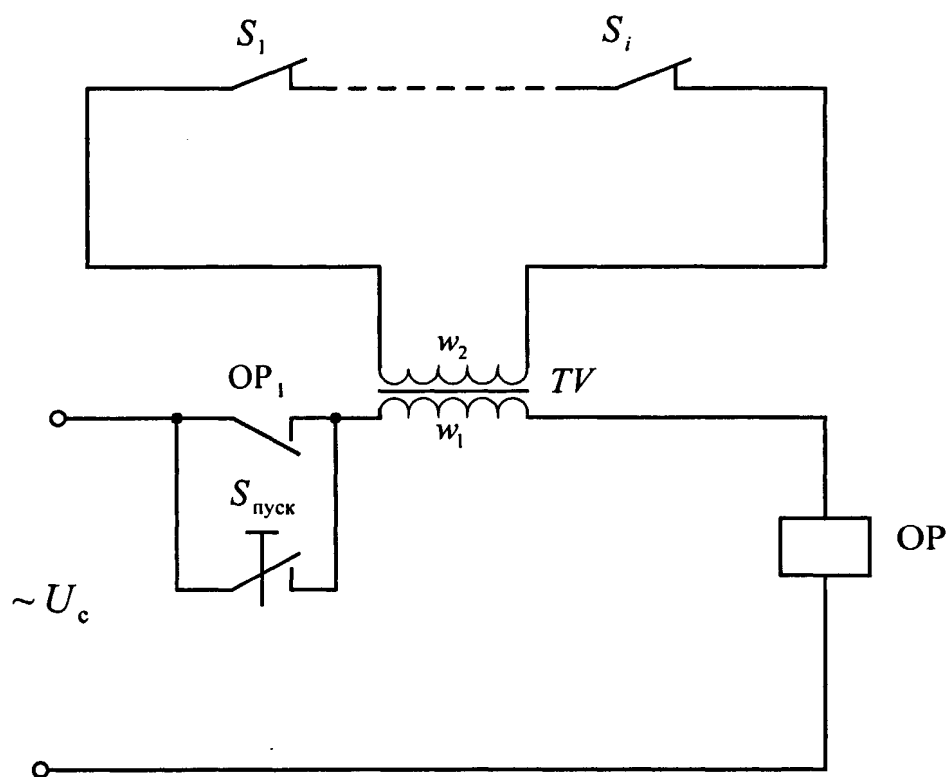


Рисунок 3.9 - Схема охранного устройства с нормально замкнутыми охранными контактами.



только лишь при строго определенных их сочетаниях. Это же относится и ко второму применению схемы – охранному устройству.

Практическое макетирование и испытания опытных образцов показали вполне удовлетворительное совпадение экспериментальных и расчетных данных. Расхождение их составило не более (7...10)% и объяснялось отсутствием достаточно точных данных по требуемым параметрам электромагнитных реле, отсутствующим в нормативных документах.

Из описания и анализа рассмотренного устройства двойного применения следует вывод, что использование его возможно и рационально в самых различных отраслях народного хозяйства, включая железнодорожный транспорт. Полученные расчетные выражения дают возможность определения всех требуемых параметров элементов, входящих в состав устройства.

### **3.3 Исследование устройств для заряда аккумуляторных батарей**

В системах электропитания широкое применение получили зарядные устройства, в которых для регулирования тока заряда применяются активные токозадающие резисторы или транзисторы, работающие в линейном режиме. Их преимуществами являются простота и относительная дешевизна. Однако значительная рассеиваемая мощность препятствует их использованию в мощных зарядных устройствах. Известны также применяющиеся для целей заряда аккумуляторов импульсные преобразователи и стабилизаторы, обладающие относительно высоким КПД. Их недостатком является сложность и высокая стоимость.

Вместе с этим, известно применение конденсаторов переменного напряжения для ограничения и регулирования токов в различных схемах [8, 45, 47, 49]. Этот принцип, реализованный в устройствах для заряда аккумуляторов [70, 71, 100, 101, 106], позволяет существенно повысить их энергетическую эффек-

тивность и увеличить, в соответствии с этим, верхнюю границу диапазона величин токов заряда.

Области применения конденсаторных зарядных устройств сравнительно невелики. В определенной степени это объясняется отсутствием достаточно полного анализа работы этих устройств, что не раскрывает полностью все их положительные свойства - высокая энергетическая эффективность, простота схемы и дешевизна.

Схема одного из наиболее простых устройств заряда аккумуляторов с временными диаграммами работы приведена на рисунке 3.10, а, б. Если напряжение сети переменного напряжения определяется как  $e_c(t) = U_m \sin \omega t$ , то для схемы справедливы соотношения [48]

$$\Theta = \arccos \left( 1 - \frac{2U_n}{U_m} \right), \quad (3.41)$$

$$I_m = \omega C_o U_m, \quad (3.42)$$

$$I_n = 2fC_o U_m (1 + \cos \Theta), \quad (3.43)$$

где  $U_n$  – среднее значение напряжения на аккумуляторной батарее  $GB$  (нагрузке);  $I_n$  – ток нагрузки зарядного устройства (ток заряда  $GB$ );  $\omega = 2\pi f$ .

Как видно из (3.42), амплитуда импульса тока заряда не зависит от напряжения на аккумуляторной батарее, а определяется емкостью конденсатора  $C_o$  и амплитудным значением  $U_m$  напряжения сети. Угловая длительность импульса тока нагрузки равна  $\omega t_n = (\pi - \Theta)$ , а среднее значение тока заряда  $I_n$  зависит от напряжения на  $GB$ , так как величина угла отсечки  $\Theta$ , входящего в выражение (3.43), определяется, как это видно из (3.41), значением  $U_n$ .

Нагрузочная характеристика зарядного устройства описывается следующей функцией

$$U_n = \sqrt{2}U_c - \frac{I_n}{4fC_o}, \quad (3.44)$$

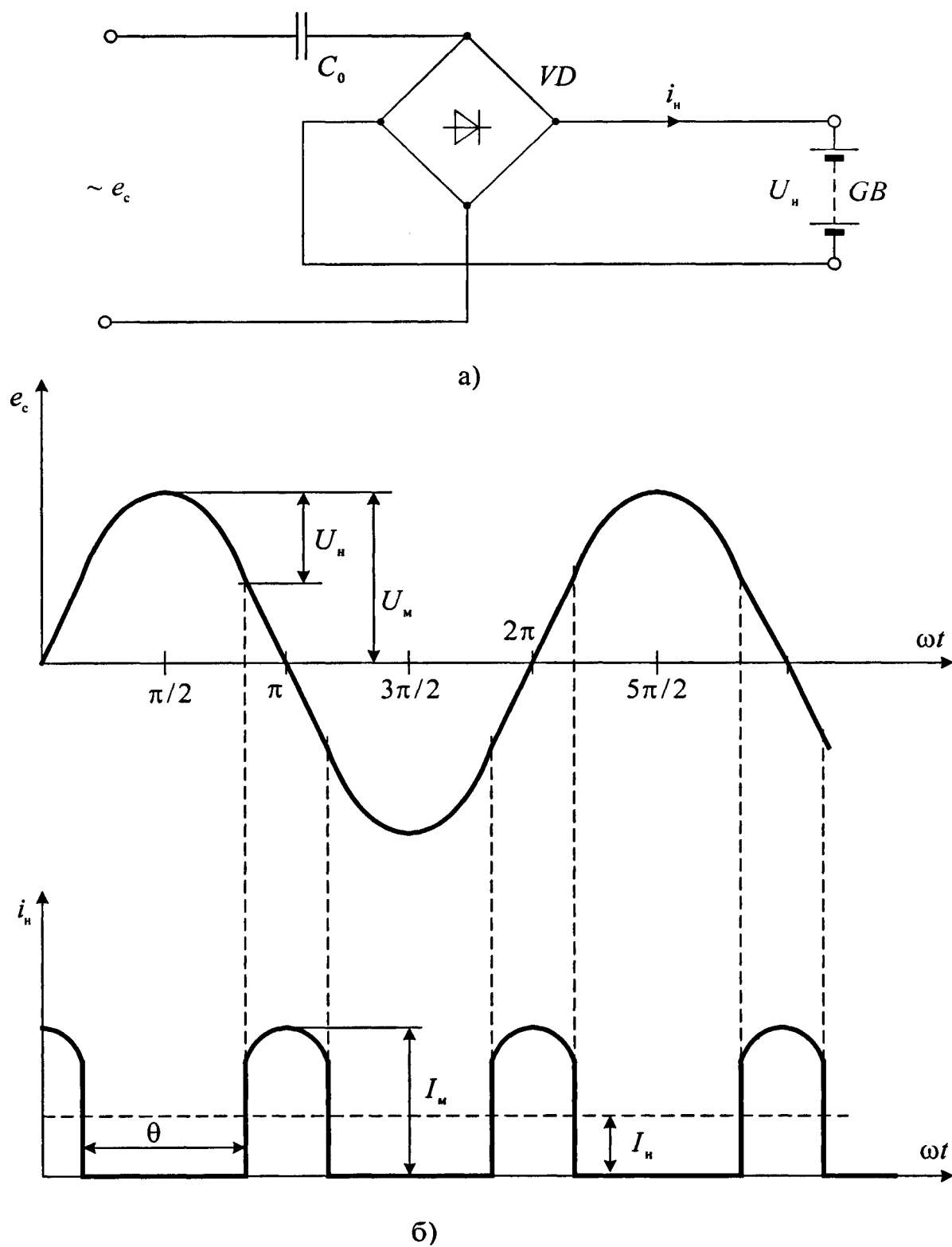


Рисунок 3.10 - Схема простейшего зарядного устройства и временные диаграммы его работы.

где  $U_c = U_m / \sqrt{2}$  – действующее значение переменного напряжения сети. Примеры графического решения функции (3.44) приведены на рисунке 3.11, где для конкретности и наглядности изложения принято, что  $U_n = 50$  В.

Величины токов заряда аккумулятора находятся из (3.44) при подстановке в него значения  $U_n = U_{зар}$ :

$$I_{зар} = 4fC_o(\sqrt{2}U_c - U_{зар}). \quad (3.45)$$

Графики (рисунок 3.11) и выражения (3.44) и (3.45) показывают очевидное преимущество рассматриваемого устройства, заключающееся в принципиальном наличии свойства ограничения тока короткого замыкания, величина которого находится из (3.45) при подстановке в него величины напряжения короткого замыкания  $U_n = 0$ :

$$I_{кз} = 4\sqrt{2}U_c fC_o. \quad (3.46)$$

Графики на рисунке 3.11 показывают, что с увеличением емкости  $C_o$ , когда происходит увеличение тока заряда, разность токов, определяемая как

$$\Delta I_{кз} = I_{кз} - I_{зар} = 4U_{зар} fC_o, \quad (3.47)$$

не зависит от напряжения сети  $U_c$ . Выходное сопротивление зарядного устройства, определяющее угол наклона нагрузочной характеристики, находится из очевидного выражения

$$R_{вых} = \frac{1}{4fC_o}, \quad (3.48)$$

и не зависит от величин напряжений  $U_c$  и  $U_{зар}$ .

В процессе заряда аккумулятора напряжение на нём увеличивается, что приводит к уменьшению тока  $I_{зар}$ . Графическая интерпретация этого фактора приведена на графиках рисунка 3.12 (сплошная линия). Подстановка соответствующих значений токов заряда из выражения (3.45) дает следующее уравнение для определения величин изменения токов заряда

$$\Delta I_{зар} = I_{зар2} - I_{зар1} = 4fC_o(U_{зар2} - U_{зар1}), \quad (3.49)$$

определяющее независимость величины  $\Delta I_{зар}$  от напряжения  $U_c$ .

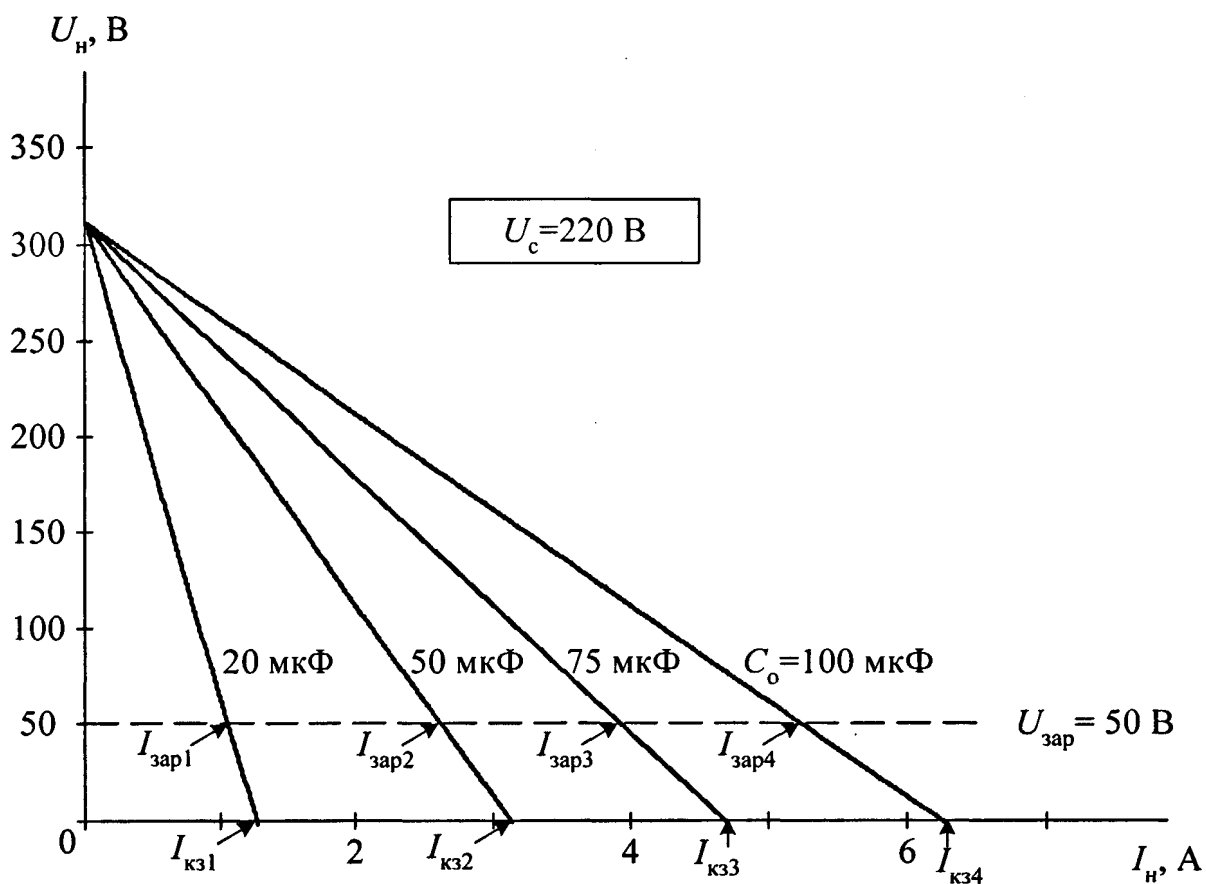


Рисунок 3.11 - Нагрузочная характеристика зарядного устройства.

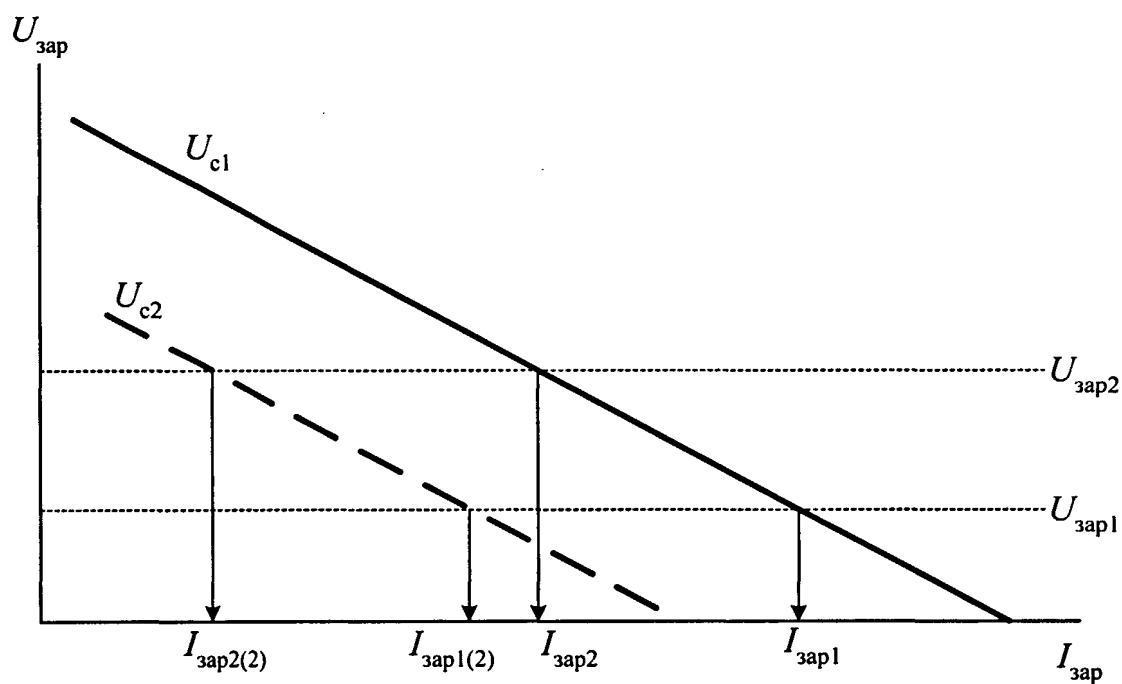


Рисунок 3.12 - Зависимости изменения тока заряда  $I_{зар}$  при изменении напряжения заряда  $U_{зар}$  и напряжения сети  $U_c$

Пунктирной линией на графиках рисунка 3.12 показано изменение значений напряжения  $U_n$  при изменении напряжения сети  $U_c$  при неизменной величине емкости  $C_o$ , что определяет параллельное расположение графиков.

На графиках рисунка 3.13 иллюстрируется свойство зарядного устройства, заключающееся в том, что одно и то же значение тока заряда  $I_{зар}$  может быть получено при различных углах наклона функции  $U_n = \varphi(I_n)$ . Здесь напряжения  $U_{н1}$ ,  $U_{н2}$  и  $U_{н3}$  холостого хода устройства (при  $I_n = 0$ ) определяются напряжением сети, так как  $U_{н1} = \sqrt{2} U_{c1}$ ,  $U_{н2} = \sqrt{2} U_{c2}$  и  $U_{н3} = \sqrt{2} U_{c3}$ . Для любого из значений напряжения  $U_c$  можно определить величину емкости  $C_o$ , требующуюся для получения заданного значения тока  $I_{зар}$ .

$$C_{o(i)} = \frac{I_{зар}}{4f(\sqrt{2}U_{c(i)} - U_{зар})}. \quad (3.50)$$

Обычно, в целях электробезопасности, в зарядных устройствах, питающихся от промышленных сетей переменного напряжения, делают гальваническую развязку между напряжениями  $U_c$  и  $U_n$  ( $U_{зар}$ ), выполняемую при помощи индуктивного трансформатора. Это обстоятельство определяет возможность выбора величины напряжения вторичной обмотки трансформатора. Однако это приводит к необходимости изменения величины емкости ограничивающего конденсатора  $C_o$ .

Известно [72, 97, 98], что за удельный показатель, определяющий с определенной степенью точности массу, габариты и стоимость конденсатора, может быть принято произведение его емкости на рабочее (или максимально допустимое) напряжение –  $CU$ . Достоверность этого показателя увеличивается, если применяемый для конкретного случая и анализируемый диапазон величин емкости и напряжений относится к одному типу конденсаторов.

Для рассматриваемого зарядного устройства это произведение, полученное из (3.50), имеет вид

$$CU = \frac{I_{зар}}{4f(\sqrt{2} - \delta_n)}, \quad (3.51)$$

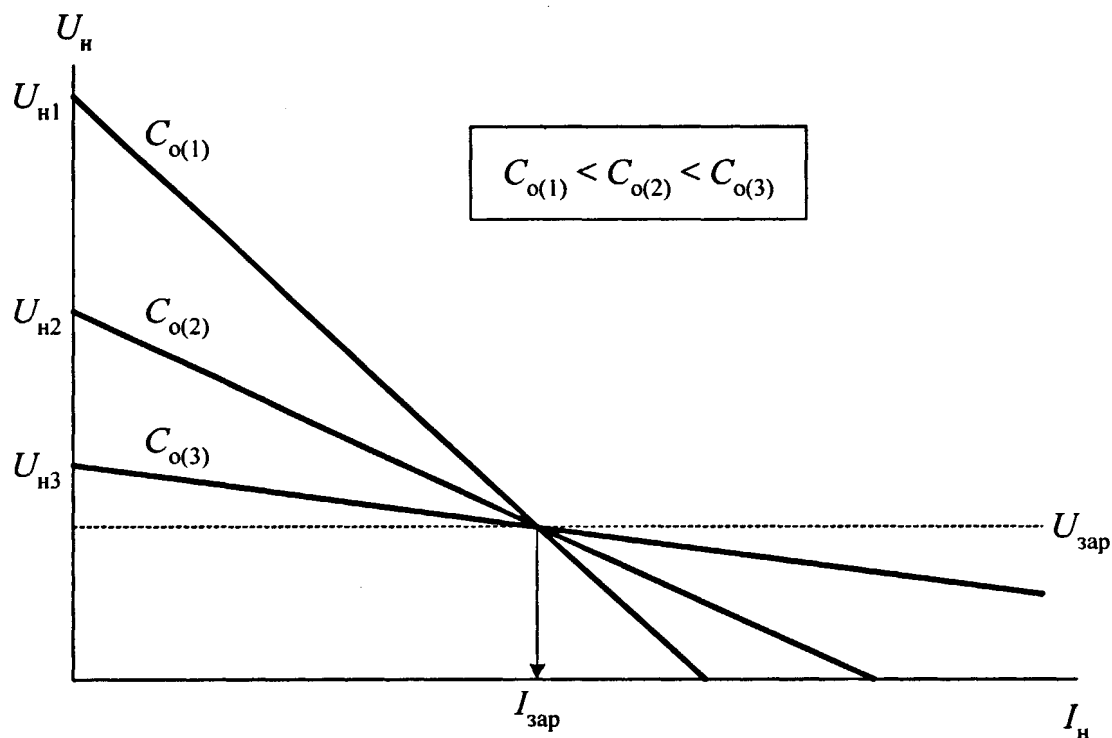


Рисунок 3.13 - График взаимозависимости между величинами емкости  $C_o$  и напряжения сети  $U_c$ .

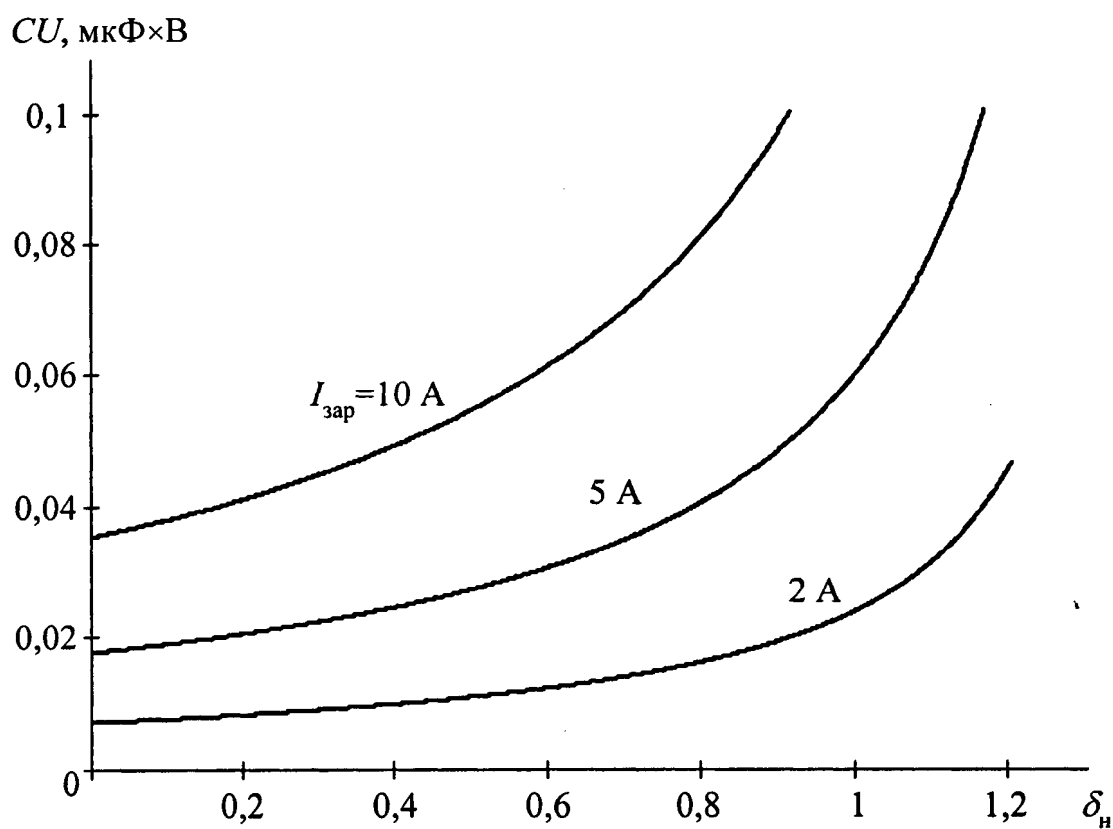


Рисунок 3.14 - График зависимости удельной величины емкости конденсатора  $CU$  от относительной величины напряжения  $\delta_n$ .

где  $\delta_n = U_c / U_{зар}$  – относительное выходное напряжение устройства. Как видно, произведение  $CU$  не зависит от абсолютных величин емкости  $C_o$  и напряжения  $U_c$ . Практически это означает, что изменение напряжения  $U_c$ , приводящее к изменению емкости  $C_o$ , не приведет к изменению его массы, габаритов и стоимости. Таким образом, выбор коэффициента трансформации развязывающего трансформатора будет определяться только дискретностью величин емкости имеющихся в наличии конденсаторов или ряда рабочих (или максимально допустимых) напряжений.

На рисунке 3.14 приведены примеры численного решения функции (3.51) для различных величин тока заряда. Графики показывают существенную нелинейность функции в различных областях изменения аргументов. Например, максимальная степень возрастания параметра  $CU$  для значений токов  $I_{зар} = 5$  и  $2A$  имеет место при  $\delta_n > (0,7 \dots 0,9)$ , в то время как существенное увеличение  $CU$  при токе  $I_{зар} = 10 A$  наблюдается при существенно меньших величинах  $\delta_n$ . Это свойство определяет тот факт, что наиболее рациональным является применение рассматриваемого устройства при малых величинах  $\delta_n$ .

Максимум функции (3.51), равный  $CU = \infty$ , имеет место при  $\delta_n = \sqrt{2}$ . Минимальные значения произведения  $CU$ , соответствующие точке  $\delta_n = 0$ , определяются величинами токов короткого замыкания, которые находятся

$$I_{кз} = \frac{I_{зар}}{1 - \frac{U_{зар}}{\sqrt{2}U_c}}. \quad (3.52)$$

На рисунке 3.15 приведена практическая схема одного из вариантов зарядного устройства с ручным переключателем конденсаторов [70]. На рисунке 3.16 показано зарядное устройство с автоматическим переключением конденсаторов [71], позволяющее автоматизировать и оптимизировать процессы заряда.

Для схем с развязывающим трансформатором уменьшение напряжения вторичной обмотки дает большие возможности в выборе типономинала конденсатора  $C_o$ , однако, ухудшает стабильность тока  $I_{зар}$  при изменении напряже-



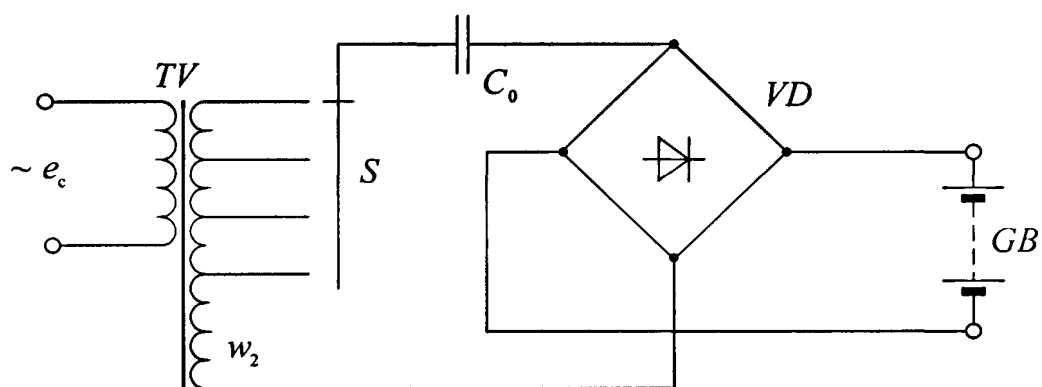


Рисунок 3.15 - Схема переключаемого зарядного устройства.

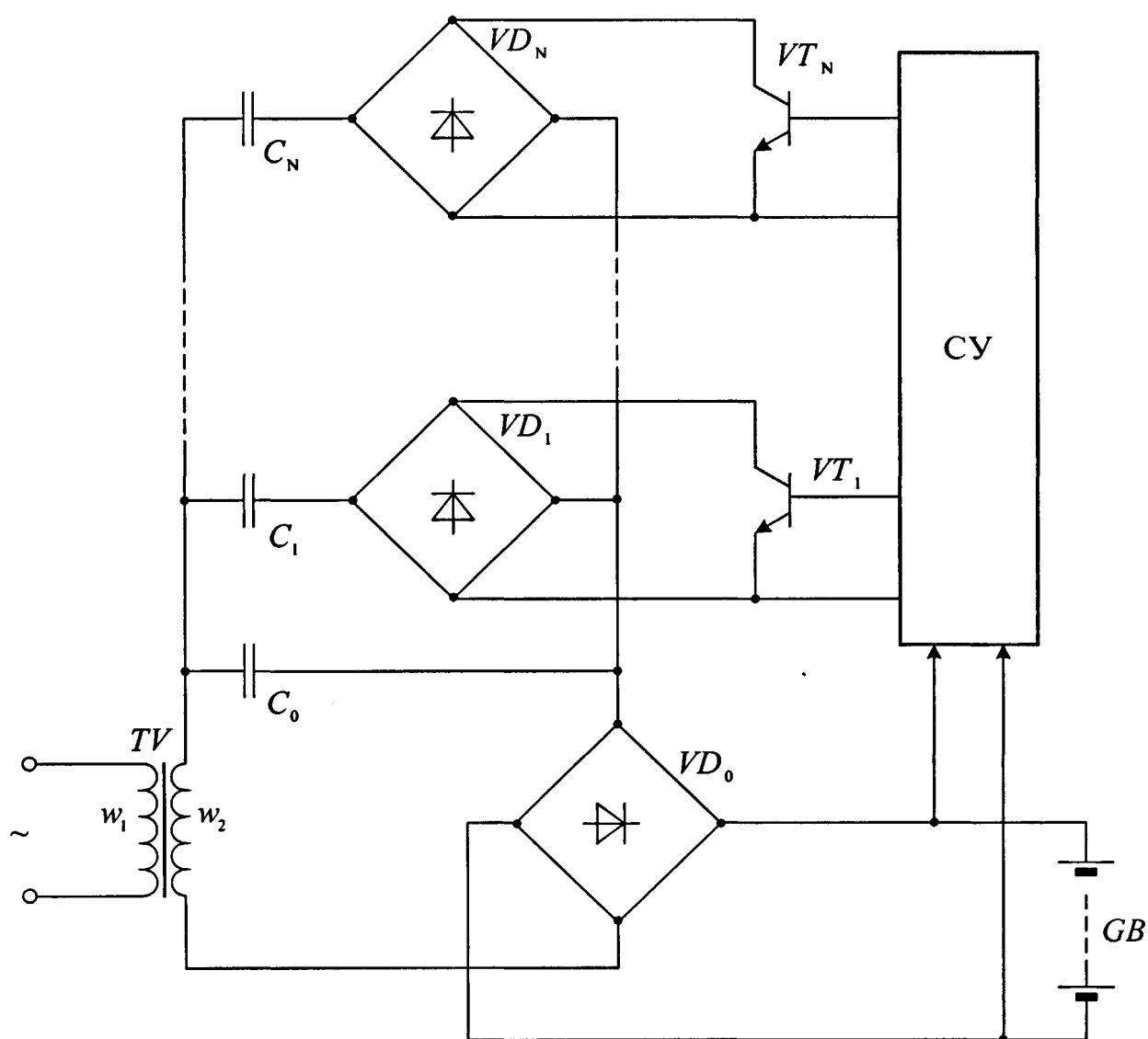


Рисунок 3.16 - Схема автоматического зарядного устройства.

ния на аккумуляторе в процессе его заряда, что видно из графика на рисунке 3.12. Однако для некоторых типов аккумуляторов заряд неизменным током может ухудшить их технико-эксплуатационные показатели [14]. Для таких случаев имеет смысл использовать возможности снижения тока  $I_{\text{зар}}$ , которое выражается уравнением (3.47), с целью оптимизации процессов заряда. Для этого необходимо знать функциональную зависимость  $U_{\text{зар}} = \chi(I_{\text{зар}})$  заряда конкретного типа аккумулятора, осуществить её линейную аппроксимацию и привести в соответствие с уравнением

$$u_{\text{зар}}(t) = \frac{i_{\text{зар}}(t)}{4fC_0}, \quad (3.53)$$

которое в общем виде определяет обратно пропорциональную зависимость напряжения на аккумуляторе от емкости  $C_0$ .

Одновременно с этим, снижение напряжения вторичной обмотки трансформатора обуславливает снижение напряжения  $U_n$  при холостом ходе устройства, что дает возможность избежать введения в схему специальных защитных элементов и функциональных узлов, препятствующих чрезмерному повышению выходного напряжения при отключении аккумуляторов. Это обстоятельство в некоторых случаях может играть решающую роль при разработке зарядного устройства.

Функциональная и схемотехническая простота, отсутствие элементов с большой рассеиваемой мощностью и возможность оптимизации характеристик заряда аккумуляторов определяют подобные устройства как перспективные для применения в различных системах электропитания, в том числе и на железнодорожном транспорте.

По всей вероятности, подобные зарядные устройства могут найти широкое применение и в бытовых целях, например, у автолюбителей для целей заряда и подзаряда автомобильных аккумуляторов или для других приборов, питающихся от автономных, в том числе и переносных, электрохимических источников питания.

Более широкому применению рассматриваемого класса зарядных устройств будет способствовать наличие современных высокоэффективных конденсаторов переменного напряжения, как отечественных, так и зарубежных, обладающих существенно лучшими массогабаритными характеристиками и относительно невысокой стоимостью [99].

### **3.4 Исследование пусковых характеристик источника электропитания**

Электронная аппаратура железнодорожного транспорта работает при чрезвычайно некачественных параметрах первичного электропитания [5, 8]. Это обстоятельство заставляет во многих случаях использовать на практике новые и нетрадиционные для электроники элементы и методы улучшения параметров первичных сетей, например, постоянного напряжения. К одному из подобных элементов относятся импульсные конденсаторы сверхвысокой емкости (ИКЭ) [8, 39-41]. Большая емкость ИКЭ, составляющая единицы – сотни фарад, определяет возможности существенного снижения амплитуды импульсов перенапряжения или просадок в сетях постоянного напряжения, питающих электронную аппаратуру или служащих в качестве первичного напряжения для ИВЭП различного назначения. Использование ИКЭ на железнодорожном транспорте не является новинкой, они применяются, например, на тепловозах для уменьшения установленной емкости аккумуляторных батарей и облегчения пуска дизелей [39-41].

Наравне с положительными свойствами, большая емкость ИКЭ обуславливает некоторые специфические особенности их работы в системах электропитания постоянного напряжения, определяющие определенную сложность их использования. В частности, становится необходимым более тщательно рассматривать вопросы первоначального подключения ИВЭП к первичному источнику (процесс пуска ИВЭП), так как энергетические и временные парамет-

ры этого этапа времени могут стать критическими, вызывать отказы элементов системы электропитания или обусловить невыполнение заданных норм выхода ИКЭ на установившийся режим работы.

На рисунке 3.17 приведена типовая схема, обеспечивающая оптимальный пусковой режим ИВЭП [73]. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу устройства, изображены на рисунке 3.18 [74]. В соответствии с ними выполним поэтапный анализ процессов функционирования схемы.

Для схемы (рисунок 3.17) на интервале времени пуска источника электропитания первичное напряжение  $e_n$  через зарядный резистор  $R_z$  заряжает ИКЭ, отображаемый конденсатором  $C_n$ , обеспечивая нагрузку, подключенную к выводам  $u_n$ , экспоненциально увеличивающимся напряжением, законы изменения которого различны для двух следующих этапов времени. На первом этапе работы тиристор  $VS$  заперт, а управляющий транзистор  $VT$  открыт. По мере заряда ИКЭ падение напряжения на резисторе  $R_z$  уменьшается, что вызывает запирание стабилитрона  $VD_{ст}$ , затем транзистора  $VT$  и последующее включение тиристора  $VS$ , шунтирующего резистор  $R_z$ , исключая его из дальнейших процессов работы устройства, что соответствует концу первого и началу второго этапа работы устройства. Резистор  $R_s$  служит для ограничения тока через тиристор  $VS$  после его включения. Величина сопротивления  $R_s$  сравнительно мала и обычно, в большинстве случаев, он специально в схему не вводится, а его функции выполняют паразитные сопротивления схемы, внутреннее сопротивление первичного источника  $e_n$ , сопротивление тиристора в открытом состоянии и пр.

Интервал времени  $t \in [t_0 \dots t_1]$  соответствует заряду  $C_n$  через резистор  $R_z$  от первичного источника с напряжением  $E_n$  при закрытом состоянии тиристора  $VS$ . Если принять, что мощность, потребляемая нагрузкой, изменяется в соответствии с изменением напряжения  $u_n$  и представляется в виде постоянного, активного резистора сопротивлением  $R_n = p_n / (u_n)^2$ , то закон увеличения напряже-

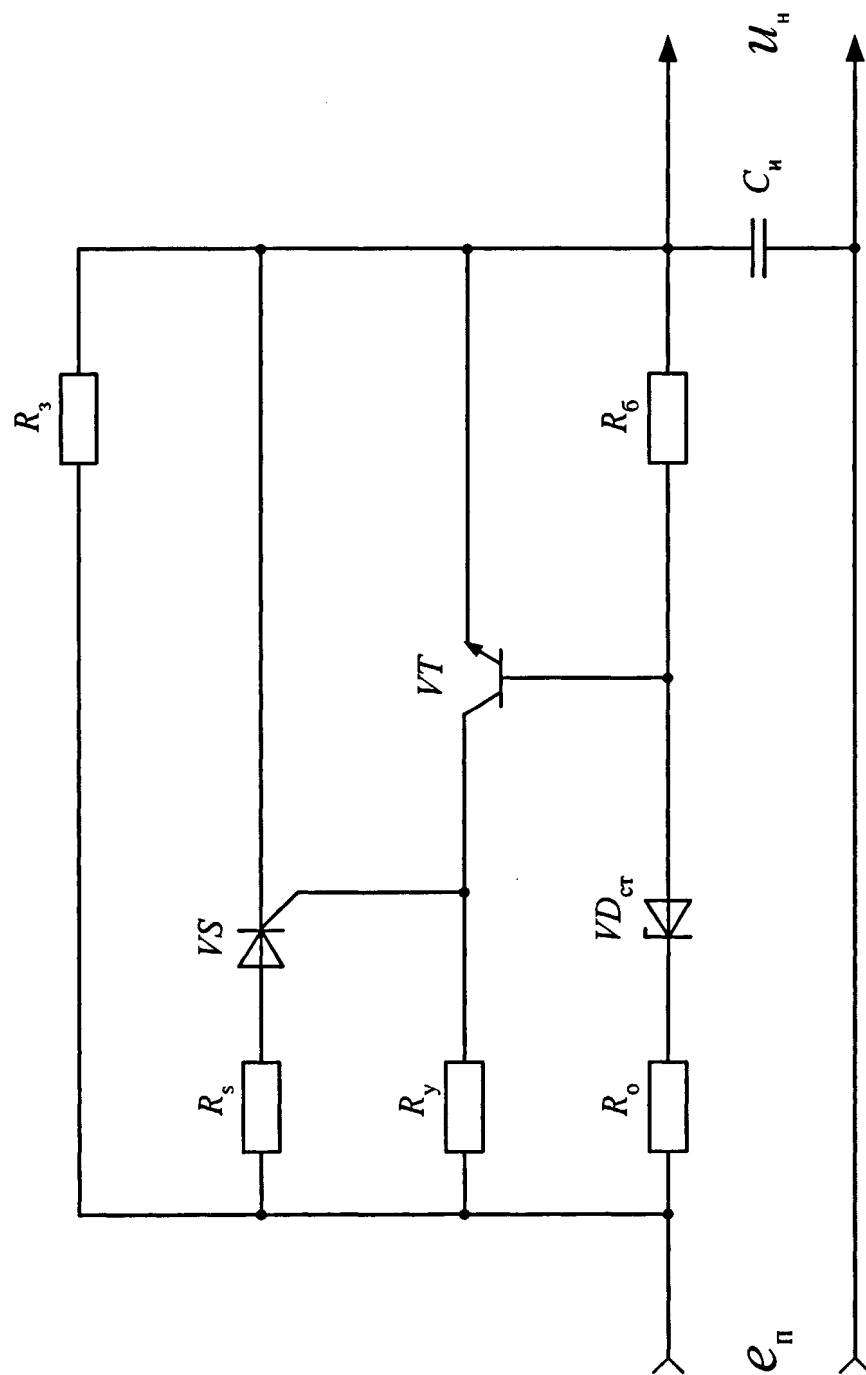


Рисунок 3.17 - Схема устройства для заряда импульсного конденсатора ИКСЭ.

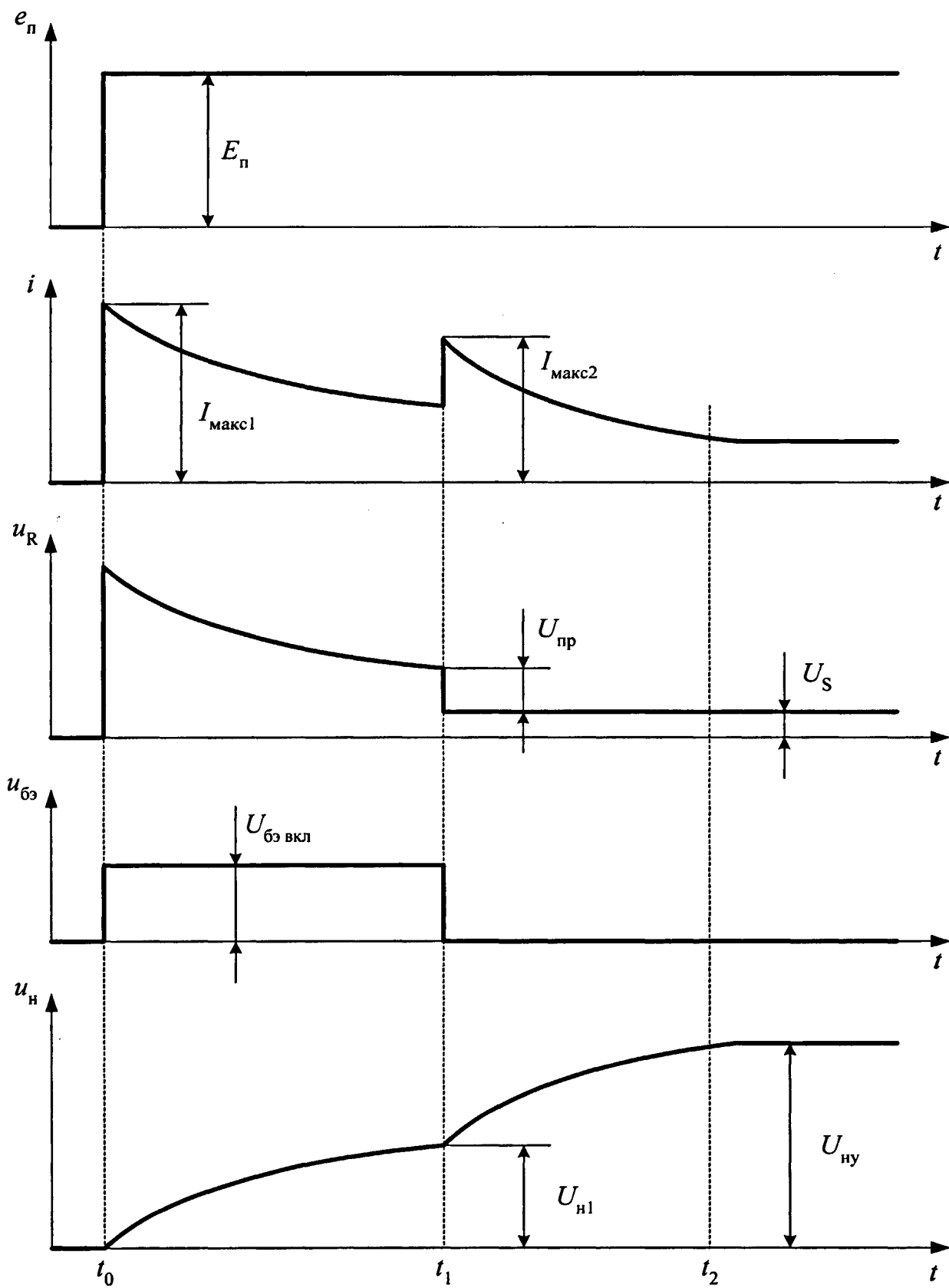


Рисунок 3.18 - Временные диаграммы работы устройства для заряда ИКЭ.

ния на нагрузке (эюра  $u_n$  временных диаграмм на рисунке 3.18) на рассматриваемом этапе времени выражается

$$u_n(t) = \frac{E_n}{1 + \frac{E_n}{R_n I_{\max 1}}} \left[ 1 - \exp \left( - \frac{1 + \frac{E_n}{R_n I_{\max 1}}}{\frac{E_n}{I_{\max 1}} C_n} t \right) \right]. \quad (3.54)$$

Так как падение напряжения на резисторе  $R_3$  равно:  $U_R(t) = E_n - u_n(t)$ , то изменение напряжение, показанное эюрой  $u_R(t)$  временных диаграмм, для того же этапа времени описывается уравнением

$$u_R(t) = E_n \left\{ 1 - \frac{1}{1 + \frac{E_n}{R_n I_{\max 1}}} \left[ 1 - \exp \left( - \frac{1 + \frac{E_n}{R_n I_{\max 1}}}{\frac{E_n}{I_{\max 1}} C_n} t \right) \right] \right\}. \quad (3.55)$$

Функция (3.55) используется как исходная при последующем анализе работы схемы и определении параметров её элементов.

В схеме устройства принято, что приведение (ограничение) величины амплитуды импульса тока заряда конденсатора  $C_n$  к максимально допустимому значению  $I_{\max 1}$  осуществляется зарядным резистором, сопротивление которого находится

$$R_3 = \frac{E_n}{I_{\max 1}}. \quad (3.56)$$

С точки зрения выполнения нормированных режимов работы тиристора и гарантированного функционирования устройства на обоих временных этапах работы требуется выполнение следующих соотношений параметров схемы на рисунке 3.17.

$$u_R(t_{1-}) = U_{\text{пр мин}}, \quad (3.57.1)$$

$$\frac{u_R(t_{1-}) - U_{yз}}{R_y} = I_{\text{спр}}, \quad (3.57.2)$$

$$[i_n(t_1 \dots t_k) + i_c(t_1 \dots t_k)] \geq I_{yд}, \quad (3.57.3)$$

где  $U_R(t_1)$  – падение напряжения на резисторе  $R_3$  в момент времени  $t_1$ , предшествующий включению тиристора  $VS$ ;  $U_{пр\ мин}$  – минимальное прямое напряжение анод-катод тиристора  $VS$ , при котором обеспечивается его включение;  $I_{спр}$  – ток управляющего электрода тиристора, обеспечивающий спрямление его вольтамперной характеристики (управляющий ток включения) при токе его анода равном  $I_{макс2}$ ;  $i_c$  – ток через конденсатор  $C_{и}$ ;  $I_{уд}$  – минимальный ток анода тиристора, обеспечивающий его проводящее (включенное) состояние (ток удержания);  $i_n$  – ток нагрузки устройства. Здесь в выражении (3.57.3) момент времени  $t_k$  означает конец работы устройства (его выключение), когда  $E_n \rightarrow 0$ , условно на временных диаграммах рисунка 3.18 не показанный, так как разряд  $C_{и}$  на сопротивление  $R_n$  является тривиальным процессом и отдельно не рассматривается.

Из (3.57.1) и (3.57.2) величина сопротивления резистора  $R_y$ , при котором обеспечивается гарантированное включение тиристора, находится

$$R_y = \frac{U_{пр\ мин} - U_{уз}}{I_{спр}}, \quad (3.58)$$

где  $U_{уз}$  – падение напряжения на управляющем переходе тиристора. Условие (3.57.1) является исходным для определения величины напряжения стабилизации стабилитрона  $VD_{ст}$ , при котором обеспечивается функционирование устройства, которое после соответствующих преобразований находится

$$U_{ст} \geq (U_{прмин} - U_{бэ} - U_o), \quad (3.59)$$

где  $U_{бэ}$  и  $U_o$  – падение напряжений на открытом переходе база-эмиттер транзистора  $VT$  и на ограничивающем резисторе  $R_o$  соответственно.

Максимальные значения тока через стабилитрон  $I_{ст\ макс}$  и тока базы  $I_{б\ макс}$  транзистора имеют место в момент времени  $t = t_0$ , когда напряжение на резисторе  $R_3$  максимально и равно  $E_n$ . При этом токи в элементах схемы устройства должны соответствовать величинам

$$I_{б\ макс} = \frac{E_n - U_{ст} - U_{бэ}}{R_o}, \quad (3.60)$$



$$I_{\text{ст макс}} = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{ст}} - U_{\text{бз}}}{R_0} + \frac{U_{\text{бз}}}{R_6}. \quad (3.61)$$

Здесь принято, что для обеспечения требуемой стабильности срабатывания устройства в момент времени  $t_1$  через резистор  $R_6$  должен быть задан ток, определяемый соотношением:  $R_6 = U_{\text{бз}} / I_{\text{ст мин}}$ . Этим на рассматриваемом этапе времени обеспечивается протекание через стабилитрон  $VD_{\text{ст}}$  тока, величина которого должна быть не менее минимально допустимого значения -  $I_{\text{ст мин}}$ .

В общем случае на рассматриваемом этапе времени устройство может работать в двух режимах. В первом из них момент выключения транзистора  $VT$  определяется запирающим стабилитроном  $VD_{\text{ст}}$  и прекращением, вследствие этого, базового тока транзистора  $VT$ . Второй режим характеризуется тем, что момент переключения схемы определяется переходом  $VT$  из режима насыщения в линейный режим при соответствующем уменьшении его базового тока за счет снижения напряжения  $u_R(t)$ . Практически, с точки зрения выполнения требуемых точностных характеристик и повышения стабильности работы устройства, наиболее рациональным является первый режим, который и рассматривается далее.

Напряжение  $u_R(t_1) = U_{\text{пр}}$  в конце интервала времени включенного состояния транзистора (см. временные диаграммы на рисунке 3.18) должно быть достаточным для того, чтобы создаваемый им базовый ток обеспечивал нахождение транзистора  $VT$  в насыщенном состоянии. В соответствии, с этим для обеспечения первого режима работы устройства, необходимо, чтобы выполнялись следующие соотношения

$$I_6 \geq N \frac{I_{\text{спр}}(U_{\text{пр}} - U_{\text{бз}})}{H_{213}(U_{\text{пр}} - U_{\text{уз}})}, \quad (3.62)$$

$$I_{\text{ст}} = N \frac{I_{\text{спр}}(U_{\text{пр}} - U_{\text{бз}})}{H_{213}(U_{\text{пр}} - U_{\text{бз}})} + \frac{U_{\text{бз}}}{R_6} \geq I_{\text{ст мин}}, \quad (3.63)$$

где  $N$  и  $H_{213}$  – коэффициенты насыщения и усиления по току, соответственно, транзистора  $VT$  в режиме большого сигнала. Кроме того, как было определено

ранее, для обеспечения надежного включения тиристора необходимо выполнение неравенства

$$U_{\text{пр}} \geq U_{\text{пр мин}} \quad (3.64)$$

Из (3.62) может быть получено следующее выражение для определения сопротивления резистора  $R_o$ , при котором обеспечивается работоспособность схемы,

$$R_o \leq \frac{(U_{\text{пр}} - U_{\text{ст}} - U_{\text{бэ}})(U_{\text{пр}} - U_{\text{уз}})}{\frac{NI_{\text{спр}}}{H_{21э}}(U_{\text{пр}} - U_{\text{бэ}}) + I_{\text{ст мин}}(U_{\text{пр}} - U_{\text{уз}})}, \quad (3.65)$$

в котором практическая реализуемость функционирования устройства обеспечивается только при положительных значениях функции  $R_o$ .

С другой стороны, сопротивление  $R_o$  определяет максимально допустимые токовые нагрузки стабилитрона и тока базы транзистора, что делает необходимым, наравне с (3.65), выполнения следующих неравенств

$$R_o \geq \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{ст}} - U_{\text{бэ}}}{I_{\text{б макс}} + I_{\text{ст мин}}}, \quad (3.66)$$

$$R_o \geq \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{ст}} - U_{\text{бэ}}}{I_{\text{ст макс}}}. \quad (3.67)$$

Уравнения (3.65) – (3.67) предназначены для нахождения не только величин сопротивления  $R_o$ , но и для определения значения напряжения стабилизации  $U_{\text{ст}}$  стабилитрона. Неизвестным параметром этих функций, подлежащим вычислению, является, кроме того, напряжение

$$U_{\text{пр}} = I_{\text{ст мин}} R_o + U_{\text{ст}} + U_{\text{бэ}}. \quad (3.68)$$

куда также входит напряжение  $U_{\text{ст}}$ . Однозначного решения (3.65) – (3.68) для определения переменных  $R_o$  и  $U_{\text{ст}}$  не существует. Это определяет необходимость использования итерационных вычислительных методов при нахождении переменных  $R_o$  и  $U_{\text{ст}}$ .

Алгоритм одного из них заключается в следующем. Вначале предварительно задаются напряжением стабилизации исходя из следующего неравенст-

ва:  $U_{ст} > U_{пр\ мин}$ . Далее из (3.66) и (3.67), также предварительно, находят сопротивление резистора  $R_o$ . Затем, пользуясь (3.65), проверяют положительность функции и определяют уточненное значение  $R_o$ . Если по результатам расчета заданные условия не выполняются, то изменяют величину  $U_{ст}$  и повторяют вычисления.

После нахождения  $R_o$  и  $U_{ст}$  расчетное значение напряжения  $U_{пр}$  может быть найдено из следующего уравнения, полученного из (3.63) и (3.65)

$$U_{пр} = \left( \frac{NI_{спр}}{H_{21э}} + I_{ст\ мин} \right) R_o + U_{ст} + U_{бэ}, \quad (3.69)$$

где принято, что  $U_{бэ} \approx U_{уз}$ . Очевидно, что полученное значение  $U_{пр}$  должно удовлетворять неравенству (3.64). При этом, если неравенство (3.64) выполняется с достаточно большим запасом, то вновь осуществляют проверочный итерационный расчет, но с уменьшенным значением величины напряжения стабилизации  $U_{ст}$  по отношению в первоначально выбранному.

Преобразование (3.55) относительно времени  $\Delta t_1 = t_1 - t_0$  для значения напряжений:  $u_R(t_1) = U_{пр}$  и  $u_H(t_1) = E_H - U_{пр} = U_{H1}$ , дает следующее выражение

$$\Delta t_1 = \frac{R_3 C_H}{1 + \frac{R_3}{R_H}} \ln \left[ \frac{1}{1 - \left( 1 - \frac{U_{пр}}{E_H} \right) \left( 1 + \frac{R_3}{R_H} \right)} \right], \quad (3.70)$$

где  $U_{пр}$  определяется из (3.68) или (3.69), а  $R_3$  – из (3.56).

Уравнение (3.70) показывает, что длительность заряда ИКЭ, при прочих равных условиях, определяется не только очевидной постоянной времени заряда  $\tau_3 = R_3 C_H$ , но и зависит от сопротивления нагрузки  $R_H$ . Причем эта зависимость функционально более сложна, так как параметр  $R_H$  (также как и  $R_3$ ) входит как в множитель перед логарифмом, так и в логарифмическую функцию. Минимум функции (3.70), а именно равенство её нулю, будет при  $\ln[1] = 0$ , что определяет необходимость выполнения для этого следующего условия

$$\left(1 - \frac{U_{\text{пр}}}{E_n}\right) \left(1 + \frac{R_3}{R_n}\right) = 0. \quad (3.71)$$

Оно показывает, что интервал времени  $\Delta t_1 = 0$  будет иметь место при значениях  $U_{\text{пр}} = E_n$ . Отсюда, также, следует очевидный вывод о том, что при заданном значении  $E_n$  длительность  $\Delta t_1$  будет уменьшаться с увеличением напряжения  $U_{\text{пр}}$ .

Учитывая, что режим пуска устройства имеет однократный характер и средняя мощность  $P_{R \text{ ср}}$ , рассеиваемая наиболее теплонагруженным элементом - резистором  $R_3$ , на протяжении работы источника электропитания, достаточно мала, то при дальнейшем анализе и определении электрических параметров элементов схемы необходимо рассматривать импульсную рассеиваемую мощность. Вместе с этим, необходимо учитывать, что относительно малая средняя мощность, рассеиваемая резистором, не означает, что можно не учитывать значительные величины импульсной мощности. Импульсная мощность также ограничивается соответствующими нормативными документами и невыполнение заданных норм может обусловить отказ элемента. В этом случае, для резисторов типичным видом отказа является "выгорание" отдельных участков металлопленочной поверхности с последующей потерей соответствующей проводимости всего резистивного слоя, вследствие чего сопротивление резистора становится равным бесконечности. Практическим примером учета импульсной мощности является установка нескольких параллельно включенных двухваттных резисторов на входе сетевого выпрямителя бестрансформаторных источников электропитания бытовых телевизоров или компьютеров. Вследствие этого, иногда, вместо металлопленочных устанавливаются резисторы типа ПЭВ или аналогичные им. Средняя мощность, рассеиваемая ими, не превышает долей ватта, однако, импульсная мощность велика и составляет десятки-сотни ватт. Она определяется процессами заряда фильтрующих конденсаторов емкостью в сотни микрофарад от напряжения 280...311 В.

Импульсная мощность функционирования пускового устройства на интервале времени  $\Delta t_1$  в общем случае определяется

$$P_R(\Delta t_1) = \frac{1}{\Delta t_1} \int_{t_0}^{t_1} \frac{[u_R(t)]^2}{R_3} dt, \quad (3.72)$$

откуда после соответствующих подстановок аргументов и преобразований получим

$$P_R(\Delta t_1) = E_n^2 \left( \frac{R_n}{R_n + R_3} \right)^2 \frac{C_n}{\Delta t_1} \left( \frac{R_n}{R_n + R_3} \right)^2 \left\{ \frac{R_n + 4R_3}{2(R_n + R_3)} + \frac{R_3^2}{R_n} \frac{\Delta t_1}{\tau_3} - \right. \\ \left. - \frac{2R_3}{R_n + R_3} \exp \left[ - \frac{\Delta t_1}{\frac{R_n \tau_3}{R_n + R_3}} \right] \left[ 1 + \frac{R_n}{4R_3} \exp \left[ - \frac{\Delta t_1}{\frac{R_n \tau_3}{R_n + R_3}} \right] \right] \right\}, \quad (3.73)$$

где  $\Delta t_1$  — находится из (3-70);  $\tau_3 = R_3 C_n$  — условная постоянная времени заряда конденсатора  $C_n$ .

Уравнение (3.73) определяет следующие закономерности поведения функции мощности, которая рассеивается в момент пуска резистором  $R_3$ .

Очевидно, что мощность  $P_R(\Delta t_1)$  увеличивается с увеличением напряжения  $E_n$  и емкости  $C_n$ . Экспоненциальные функции, входящие в выражение (3.73), показывают, что кроме условной постоянной времени  $\tau_3$  на процессы работы схемы оказывает влияние и полная постоянная времени заряда ИКЭ, которая равна

$$\tau_{3\text{полн}} = k\tau_3 = \frac{R_n \tau_3}{R_n + R_3}. \quad (3.74)$$

Она определяет влияние сопротивления нагрузки  $R_n$  на процессы заряда  $C_n$  и показывает, что если  $R_n \gg R_3$ , то влияние на процессы пуска сопротивления  $R_n$  несущественно и им можно пренебречь. При соизмеримости величин этих сопротивлений увеличение  $R_n$  приводит к увеличению длительности процесса пуска.

Мощность, рассеиваемая резистором  $R_y$  на интервале времени  $\Delta t_1$ , может быть определена соотношением

$$P_y(\Delta t_1) = P_R(\Delta t_1) \frac{I_{\text{спр}}(t_{1+})}{I_{\text{макс2}}}, \quad (3.75)$$

где  $I_{\text{спр}}(t_{1+})$  – ток спрямления тиристора  $VS$ , требующийся для его включения при протекании в момент времени  $t_1$  тока анода величиной  $I_{\text{макс2}}$ . Для современных тиристоров величины токов спрямления и рабочего тока (в данном случае ток анода  $I_{\text{макс2}}$ ) соизмеримы, и практическое отношение их лежит в пределах:  $[I_{\text{спр}}(t_{1+}) / I_{\text{макс2}}] = 1 \dots 3$ . Это обстоятельство определяет значительную мощность, рассеиваемую резистором  $R_y$ .

Интервал времени  $t \in [t_1 \dots t_k]$  характеризуется включенным состоянием тиристора  $VS$  и продолжающимся зарядом  $C_n$  через другое сопротивление –  $R_s$ . Законы изменения напряжений  $u_n(t)$  и  $u_R(t)$  описываются уравнениями (3.54) и (3.55) с заменой в них сопротивления  $R_z$  на  $R_s$ . Это же относится и к уравнению (3.56), определяющему для второго этапа работы устройства амплитуду импульса тока  $I_{\text{макс2}}$ , в котором необходимо произвести замену  $E_n$  на  $U_{\text{пр}}$ . Основные закономерности заряда  $C_n$  остаются теми же.

Отличительной особенностью второго этапа работы является то, что после полного заряда  $C_n$  необходимо выполнение обязательного условия

$$I_{n \text{ мин}} \geq I_{\text{уд}}, \quad (3.76)$$

которое непосредственно следует из (3.57.3). Здесь  $I_{n \text{ мин}}$  является минимальным током нагрузки пускового устройства. Это определяет тот факт, что если у источника электропитания, подключенного на выход пускового устройства, в процессе функционирования потребляемый ток становится меньше, чем  $I_{\text{уд}}$ , то при этом возможно выключение тиристора  $VS$ . В дальнейшем, при снижении напряжения  $u_n(t)$  и увеличении тока нагрузки, произойдет рассмотренное выше включение пускового устройства с повторением первого и второго этапов его работы (режим автоколебаний). При этом работоспособность источника элек-

тропитания сохраняется, однако, увеличиваются пульсации напряжения  $u_n(t)$  на выходе пускового устройства.

Процесс увеличения напряжения  $u_n(t)$  заканчивается в момент времени  $t_2$ , а длительность второго этапа работы пускового устройства  $\Delta t_2 = t_2 - t_1$  находится исходя из нового значения постоянной времени заряда  $C_n$  из следующего выражения

$$\Delta t_2 = \frac{3R_n R_S C_n}{R_n + R_S}. \quad (3.77)$$

Так как обычно  $R_3 \gg R_S$ , то на практике выполняется следующее неравенство:  $\Delta t_1 > \Delta t_2$ .

Существенным недостатком пускового устройства по схеме рисунка 3.17 является большая мощность, рассеиваемая резистором  $R_y$ , что следует из выражения (3.75) и соответствующих комментариев к нему. Основной причиной этого, является "недоиспользование" функциональных возможностей тиристора, который дает энергетический выигрыш по управляющей цепи только при включении его импульсным сигналом, а не потенциальным (непрерывным). Это объясняет функциональную причину недостатка устройства по схеме рисунка 3.17.

Принципиальная схема пускового устройства, где реализовано энергетически более выгодное, именно импульсное, управление тиристором  $VS$ , приведена на рисунке 3.19 [74, 75].

Устройство принципиально содержит те же основные силовые элементы: тиристор  $VS$ , зарядный резистор  $R_3$ , ИКЭ -  $C_n$ , а также управляющие: транзистор  $VT_y$  и резистор  $R_y$ . Дополнительно в устройство введена  $VD_\phi, R_\phi, C_y$  цепь, формирующая напряжение для организации импульса тока управления (открывания) тиристора  $VS$ . На протяжении первого этапа времени работы пускового устройства  $t \in [t_0 \dots t_1]$ , когда  $VS$  ещё не открылся, током от источника  $e_n(t)$  заряжается конденсатор  $C_y$ . Его постоянная времени заряда равна  $R_\phi C_y > 3\Delta t_1$ . Управляющий транзистор  $VT_y$  при этом заперт, так как дополнительный тран-

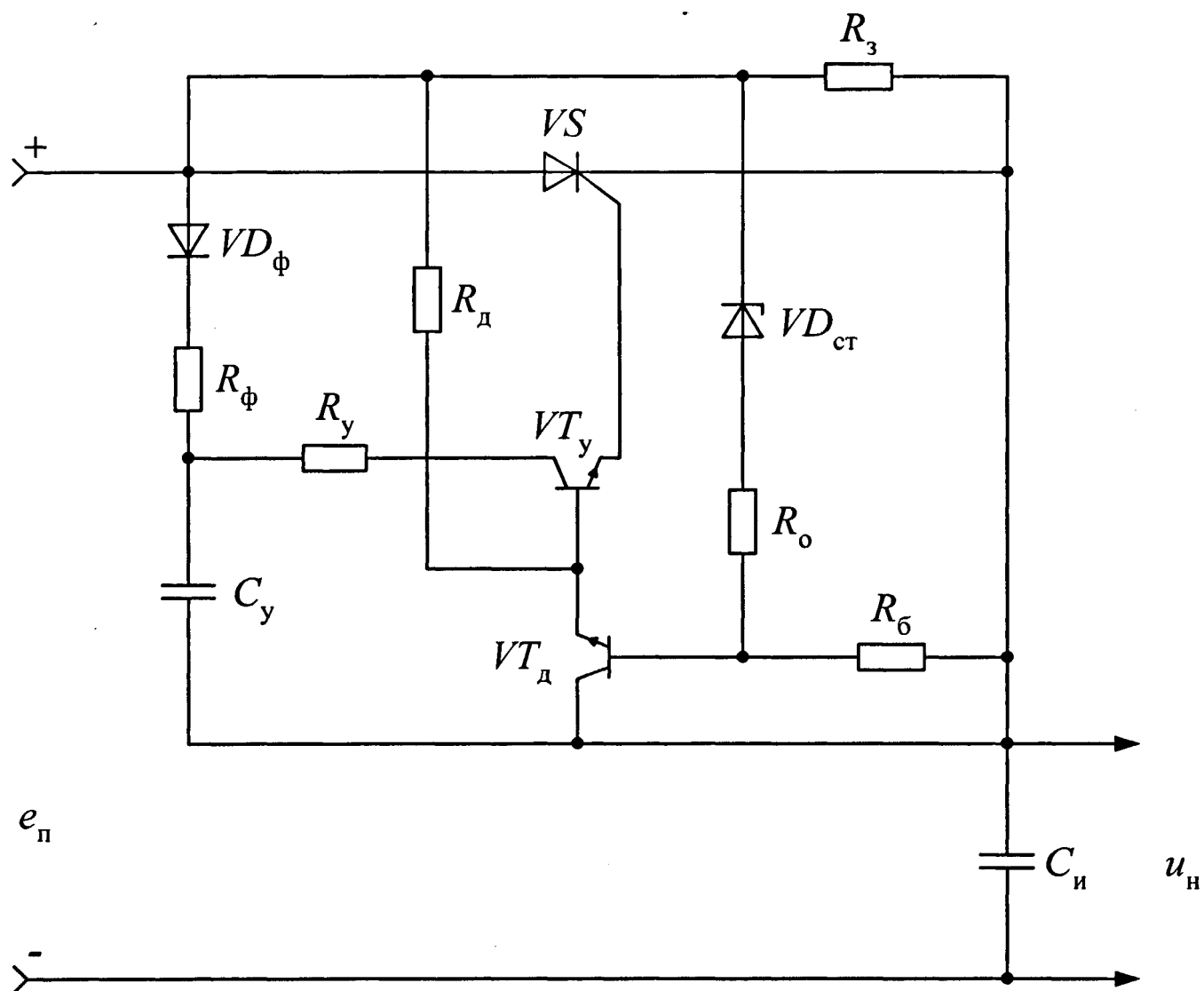


Рисунок 3.19 - Схема пускового устройства с импульсным управлением тиристором.



зистор  $VT_d$  открыт вследствие того, что напряжение стабилизации стабилитрона  $VD_{ст} < u_R(t)$ .

Далее, по мере заряда конденсатора  $C_u$ , напряжение  $u_R(t)$  уменьшается, что приводит к выключению  $VD_{ст}$  и последующему запираанию  $VT_d$ . Базовым током, протекающим через резистор  $R_d$ , открывается транзистор  $VT_y$ . Конденсатор  $C_y$  форсированно разряжается на управляющий электрод  $VS$ , вызывая его открывание. На этом первый этап работы пускового устройства заканчивается. Процессы функционирования второго этапа не отличаются от рассмотренных выше в устройстве по схеме рисунка 3.17.

Для обеспечения надежного включения тиристора  $VS$  устройства по схеме (рисунок 3.19), кроме сформулированных выше условий необходимы новые соотношения между временными и энергетическими параметрами элементов схемы. В частности, величина постоянной времени заряда конденсатора  $C_y$  должна удовлетворять условию

$$3R_\phi C_y \leq \Delta t_1. \quad (3.77)$$

А условие практической реализации постоянной времени его разряда имеет вид

$$R_y C_y \geq 2t_{вкл}, \quad (3.79)$$

где  $t_{вкл}$  - время включения тиристора; а  $R_y$  - определяется как

$$R_y \approx \frac{E_p}{2I_{спр}}. \quad (3.80)$$

Следовательно, в пусковом устройстве по схеме на рисунке 3.19 мощность, рассеиваемая резистором  $R_y$ , определяется энергией, накопленной в конденсаторе  $C_y$  и передаваемой затем на управляющий электрод  $VS$ . Величина этой энергии определяется быстродействием ( $t_{вкл}$ ) тиристора. В частности, для современных тиристорov время включения составляет несколько единиц-десятков микросекунд, что определяет необходимость протекания через  $R_y$  тока примерно такой же длительности. В пусковом устройстве по схеме на рисунке 3.17 длительность протекания тока через резистор  $R_y$  равна интервалу времени

$\Delta t_1$ , который при использовании в качестве  $C_{\text{и}}$  импульсного конденсатора сверхвысокой энергоемкости составляет сотни миллисекунд – единицы секунд. Эти соотношения длительности временных интервалов, при прочих равных условиях, определяют столь же пропорциональный выигрыш по мощности, рассеиваемой резистором  $R_y$ . Учитывая выражение (3.75) и комментарии к нему, можно сделать вывод о том, что применение усложненной схемы пускового устройства, приведенного на рисунке 3.19, рационально, так как энергетический выигрыш может составить единицы-десятки ватт.

Практическая проверка работоспособности устройства пуска и проверка полученных уравнений выполнялись на макете с использованием электролитических конденсаторов емкостью 100000 мкФ, имитирующих реальный ИКЭ. Погрешность расчетов составляла не более 10% и объяснялась принятыми допущениями.

### **3.5 Исследование дистанционных методов контроля нескольких переменных токов**

Довольно часто в системах электропитания применяются контрольные устройства наличия или отсутствия переменных различных токов в электрических цепях. Одно из них, описанное в [79], отличается от известных [83, 84], простотой, возможностью контроля нескольких токов в различных цепях и наличием гальванической развязки контрольной цепи от силовой. Определенным ограничением применения устройства [79] является то, что в нем отсутствует пороговый элемент, осуществляющий измерение величины тока. Однако во многих практических случаях это не является препятствием для его применения в устройствах автоматики железнодорожного транспорта. В частности, подобные устройства используются в путевых точках САУТ для контроля наличия нескольких переменных высокочастотных токов путевых шлейфов. В на-

стоящее время рассматриваются возможности применения подобных устройств в системах электропитания других устройств СЦБ и связи.

Схема устройства контроля  $N$  переменных токов приведена на рисунке 3.20. Здесь контролируемые силовые токи  $I_1, \dots, I_N$  преобразуются трансформаторами тока  $TV_1, \dots, TV_N$  и управляют работой реле  $P$  постоянного напряжения.

Примем обычные допущения, не влияющие в значимой степени на погрешность результатов анализа. Допустим, что падения напряжения  $U_d$  на всех диодах в проводящем направлении равны между собой. Это же относится и к напряжениям  $U_{бэ}$  переходов база-эмиттер транзисторов схемы, их сопротивлениям насыщения  $R_{кн}$  и коэффициентам усиления  $H_{21}$ , в режиме большого сигнала. Примем также, что индуктивности рассеяния обмоток трансформаторов не влияют на процессы работы устройства контроля.

В приведенной схеме источником напряжения, обеспечивающим питание обмотки реле  $P$ , является трансформатор тока  $TV_1$ , преобразующий для этой цели контролируемый силовой ток  $I_1$ . В общем случае в качестве тока питания реле может быть выбран любой из  $N$  контролируемых токов.

Если принять, что пульсации постоянного напряжения на обмотке реле  $P$  и конденсаторе  $C_\Phi$  пренебрежимо малы, то действующее значение переменного напряжения на полуобмотках  $w_{12}$  и  $w_{22}$  трансформатора  $TV_1$  определяется

$$U_{21} = U_{22} = \frac{U_{р ном} + (N-1)I_{р ном}R_{кн} + U_d}{\sqrt{2}}, \quad (3.81)$$

где  $U_{р ном}$  и  $I_{р ном}$  – нормированные номинальные значения напряжения и тока реле  $P$ , обеспечивающие его включенное состояние.

Требуемый коэффициент трансформации трансформатора тока  $TV_1$  находится

$$n_1 = \frac{w_{21}}{w_1} = \frac{w_{22}}{w_1} = \frac{I_{1 ном}}{I_{р ном}} = \frac{I_{1 ном}R_p}{U_{р ном}}, \quad (3.82)$$

здесь  $I_{р ном}$  – значение контролируемого тока  $I_1$ , при котором должно обеспечиваться включенное состояние реле  $P$ , сопротивление обмотки которого –  $R_p$ .

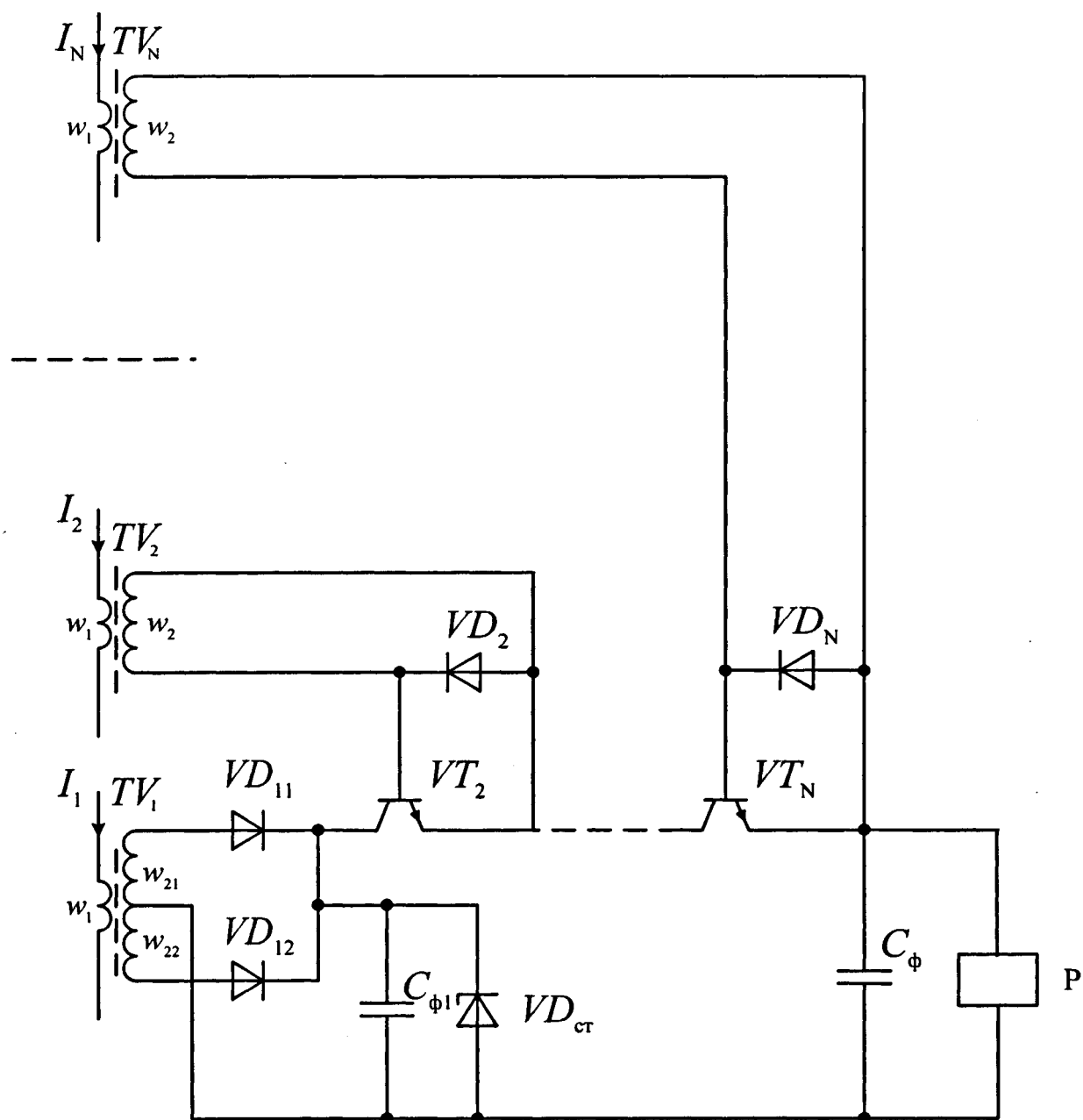


Рисунок 3.20 - Схема устройства контроля  $N$  переменных токов.

Если учесть, что емкости  $C_\Phi$  и  $C_{\Phi 1}$  достаточно велики и выпрямитель вторичной обмотки трансформатора  $TV_1$  и его нагрузка (реле  $P$ ) работают в режиме пикового детектора, то напряжение, трансформируемое из вторичных полуобмоток  $TV_1$  в его первичную обмотку  $w_1$  может быть найдено из выражения

$$U_{11} = I_{\text{рном}} \frac{U_{\text{рном}} + (N-1)I_{\text{рном}}R_{\text{кн}} + U_{\text{д}}}{\sqrt{2}I_{1\text{ном}}}. \quad (3.83)$$

Тогда мощность, отбираемая устройством контроля из цепи силового тока  $I_1$ , являющаяся мощностью потерь, найденная из (3.83), определяется

$$P_{11} = \frac{I_{\text{рном}}}{\sqrt{2}} [U_{\text{рном}} + (N-1)I_{\text{рном}}R_{\text{кн}} + U_{\text{д}}]. \quad (3.84)$$

Как видно из (3.84), мощность  $P_{11}$  не зависит от величины контролируемого тока  $I_1$ , а определяется только параметрами нагрузки трансформатора тока, что является отличительным и позитивным свойством устройства.

В общем случае в качестве реле  $P$  может быть использовано как реле напряжения, так и токовое реле. Если в устройстве контроля применяется реле напряжения, то выражение (3.84) приобретает вид

$$P_{11} = \frac{U_{\text{рном}}^2}{\sqrt{2}R_p} \left[ 1 + (N-1)\frac{R_{\text{кн}}}{R_p} + \frac{U_{\text{д}}}{U_{\text{рном}}} \right]. \quad (3.85)$$

Если же используется токовое реле, то соответствующее преобразование (3.84) дает

$$P_{11} = \frac{I_{\text{рном}}^2 R_p}{\sqrt{2}} \left[ 1 + (N-1)\frac{R_{\text{кн}}}{R_p} + \frac{U_{\text{д}}}{I_{\text{рном}} R_p} \right]. \quad (3.86)$$

Очевидно, что сомножители перед квадратными скобками уравнений (3.85) и (3.86) не зависят от схемы устройства, количества контролируемых параметров и др., а определяются конструктивными характеристиками реле, а именно количеством переключаемых контактных групп, наличием или отсутствием замедления на отпускание и т.д. Поэтому определение рациональности применения реле напряжения или токового реле данных соответствующих ТУ, но и на результатах сравнительного анализа слагаемых в квадратных скобках

рассматриваемых выражений. При этом должны учитываться следующие, важные в данном случае, численные соотношения слагаемых.

Отношение  $R_{\text{кн}}/R_p$  в выражении (3.85) всегда существенно меньше, чем аналогичное отношение в уравнении (3.86), так как сопротивление  $R_p$  для реле напряжения лежит в пределах сотен-тысяч ом, а для токового реле – единицы ом, в то время как сопротивление  $R_{\text{кн}}$  составляет единицы, иногда десятки ом. Другое отношение  $U_d/U_{p \text{ ном}}$  в выражении (3.85) также меньше, чем отношение  $U_d/I_{p \text{ ном}}R_p$  в выражении (3.86). Эти выводы дают основание полагать, что применение в устройстве контроля реле напряжения определяет меньшую мощность потерь  $P_{11}$  по отношению к случаю использования токового реле. С энергетической точки зрения это вполне объяснимо, так как бóльшие токи, потребляемые токовым реле, определяют и бóльшие потери мощности на сопротивлении  $R_{\text{кн}}$  и диодах  $VD_{11}$  и  $VD_{12}$ . Разумеется эти выводы справедливы для случая, когда коэффициент трансформации  $n_1$  трансформатора тока  $TV_1$  соответствует выражению (3.82). Вместе с этим необходимо учитывать, что применение реле напряжения потребует увеличения числа витков полуобмоток  $w_{21}$  и  $w_{22}$  трансформатора  $TV_1$  и возможное увеличение его материалоемкости, массы и габаритов.

На графиках (рисунок 3.21) приведены примеры численного решения функций  $P_{11} = f(N)$ , соответствующих выражениями (3.85) и (3.86) для двух однотипных по конструктивным параметрам (4фт и 4ф) реле типов НМШ4-2400 и токового реле НМШ4-3. Их электрические характеристики соответствуют: для первого реле –  $U_{p \text{ ном}} = 24$  В,  $R_p = 2400$  Ом; для второго –  $I_{p \text{ ном}} = 0,2$  А,  $R_p = 3$  Ом. Мощности, потребляемые ими в номинальном режиме, составляют  $P_{11} = 0,24$  Вт и  $0,12$  Вт соответственно. При расчетах принято, что напряжение  $U_d = 1,0$  В. Для наглядности изображения графики представлены непрерывными линиями, хотя фактически действительные значения функций имеют место лишь при целочисленных величинах параметра  $N \in \{1, \dots, i\}$ .

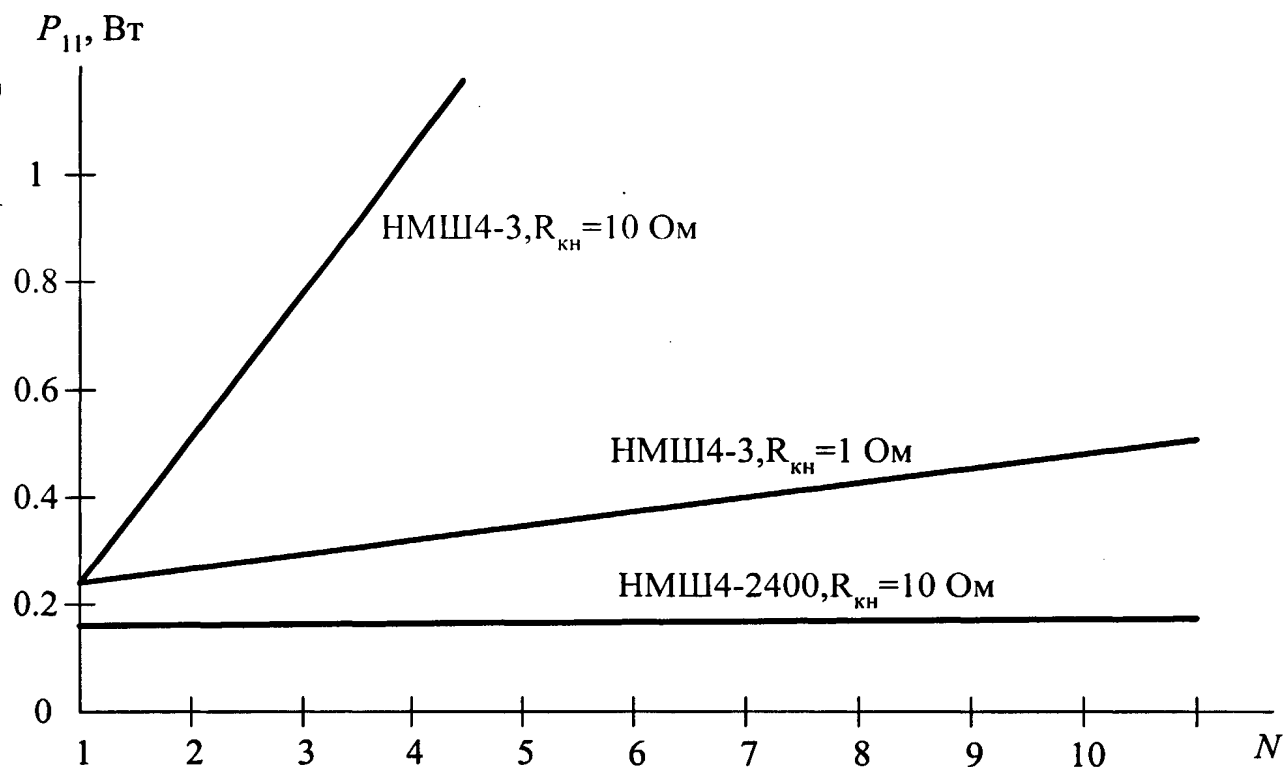


Рисунок 3.21 - График зависимости мощности  $P_{11}$ , потребляемой реле из силовой цепи, в зависимости от числа контролируемых токов  $N$ .

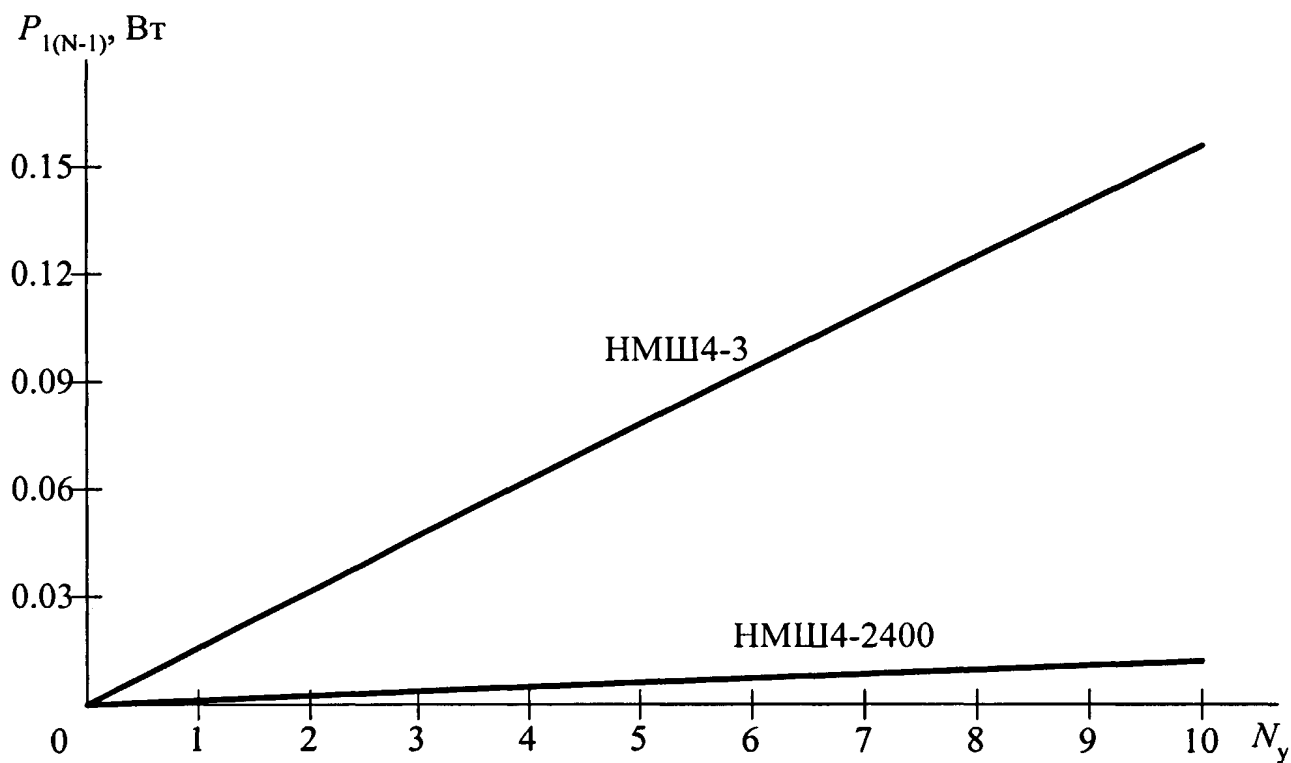


Рисунок 3.22 - График мощности  $P_{1(N-1)}$ , потребляемой из силовых цепей для управления транзисторами, в зависимости от числа контролируемых цепей  $N_y$ .

Графики (рисунок 3.21) определяют следующие закономерности поведения функций (3.85), (3.86) и изменения параметров схемы.

Имеется линейная зависимость мощности  $P_{11}$  от числа контролируемых токов  $N$ . Начальные значения функций (3.85) и (3.86) для  $N = 1$  соответствуют выражениям

$$P_{11(\text{нач})} = \frac{U_{\text{рном}}}{\sqrt{2}R_p} (U_{\text{рном}} + U_d), \quad (3.87)$$

$$P_{11(\text{нач})} = \frac{I_{\text{рном}}^2}{\sqrt{2}} \left( R_p + \frac{U_d}{I_{\text{рном}}} \right). \quad (3.88)$$

Если например, у примененных транзисторов сопротивление насыщения  $R_{\text{кн}} = 10$  Ом, то при использовании реле НМШ4-2400 мощность потерь менее 0,2 Вт при всех значениях  $N$  – от 1 до 10, и более. Применение этих же транзисторов в устройстве с реле НМШ4-3 определяет увеличение мощности  $P_{11}$  до 1 Вт и более, уже при  $N > 4$ . Увеличение тока через диоды  $VD_{11}$  и  $VD_{12}$  приводит к возрастанию мощности потерь, однако, так как в достаточном для практики приближении можно принять, что падение напряжения  $U_d$  не зависит от протекающего по нему тока, то изменением типа диодов достичь значимого снижения мощности  $P_{11}$  невозможно.

Следовательно, для рассматриваемого примера расчета с энергетической точки зрения более рациональной является использование реле напряжения НМШ4-2400.

Рассмотрим вопросы управления транзисторами  $VT_2, \dots, VT_N$ .

В случае применения в схеме реле напряжения насыщение транзисторов обеспечивается при следующем значении коэффициента трансформации трансформаторов тока  $TV_2, \dots, TV_N$

$$n_i = \frac{w_2}{w_1} = \frac{H_{21\beta} I_{li} R_p}{2S_i U_{\text{рном}}}, \quad (3.89)$$

а при использовании токового реле



$$n_i = \frac{w_2}{w_1} = \frac{H_{21\bar{z}i} I_{li}}{2S_i I_{\text{рном}}}, \quad (3.90)$$

где  $S_i$  – коэффициент насыщения  $i$ -го транзистора;  $I_{li}$  – значение тока в  $i$ -ой контролируемой цепи, при котором должно обеспечиваться включение реле  $P$ . Коэффициент 2 в знаменателях выражений (3.89) и (3.90) учитывает наличие синусоидальной формы контролируемого тока и введен для компенсации паузы напряжения на базах транзисторов. Для прямоугольной формы токов этот коэффициент равен 1.

Напряжения, трансформируемые в первичные обмотки трансформаторов тока  $TV_2, \dots, TV_N$ , для случаев применения реле напряжения и токового реле находятся из следующих соответствующих выражений

$$U_{li} = \frac{2U_{\bar{b}zi} S_i U_{\text{рном}}}{H_{21\bar{z}i} I_{li} R_p}, \quad (3.91)$$

$$U_{li} = \frac{2U_{\bar{b}zi} S_i I_{\text{рном}}}{H_{21\bar{z}i} I_{li}}, \quad (3.92)$$

Где принято, что  $U_{\bar{b}zi} = U_d$ .

По аналогии с (3.85) и (3.86) могут быть найдены выражения, определяющие мощности  $P_{li}$ . Суммарная мощность, потребляемая устройством контроля по цепям контролируемых токов  $i \in \{2, \dots, N\}$  находится из следующих двух соответствующих выражений

$$P_{l(N-1)} = \sum_{i=2}^N \frac{2U_{\bar{b}zi} S_i U_{\text{рном}}}{H_{21\bar{z}i} R_p}, \quad (3.93)$$

$$P_{l(N-1)} = \sum_{i=2}^N \frac{2U_{\bar{b}zi} S_i I_{\text{рном}}}{H_{21\bar{z}i}}. \quad (3.94)$$

На графиках рисунка 3.22 приведены примеры расчета функций (3.93) и (3.94) для реле типов НМШ4-2400 и НМШ4-3 при следующих величинах параметров транзисторов:  $H_{21\bar{z}i} = 50$ ,  $S_i = 2$ ,  $U_{\bar{b}zi} = U_d = 1$  В.

Анализ графиков (рисунок 3.22) и выражений (3.93) и (3.94) определяет следующие зависимости энергетических характеристик управляющих цепей транзисторов.

Как и для предыдущего графика, приведенного на рисунке 3.21, здесь имеет место линейная зависимость мощности потерь от числа контролируемых цепей и управляющих транзисторов.

Применение реле типа НМШ4-2400 обуславливает в 20 раз меньшую мощность  $P_{1(N-1)}$ , чем при использовании токового реле типа НМШ4-3. Для обоих типов реле и всех значений  $N$  мощность  $P_{1(N-1)}$  всегда меньше, чем мощность  $P_{11}$ , определяемая из выражений (3.85) и (3.86). Это дает основания полагать, что при расчете энергетических характеристик схемы мощностью  $P_{1(N-1)}$  можно пренебречь.

Таким образом, с энергетической точки зрения, в рассматриваемом устройстве контроля определяющую роль играет электрическая цепь, осуществляющая получение напряжения питания реле  $P$ , то есть энергия, потребляемая трансформатором тока  $TV_1$  из цепи силового тока  $I_1$ .

Рассмотрим влияние индуктивности намагничивания трансформаторов тока на электрические параметры устройства контроля.

Индуктивность намагничивания  $L_{\mu 1}$  определяет её шунтирующее влияние на цепь питания реле  $P$  и приводит к снижению его величины. В общем случае практическое исключение негативного влияния  $L_{\mu 1}$  можно достичь если выполняется неравенство

$$\omega L_{\mu 1} \geq (10 \dots 20 Z_{\text{вх}1}), \quad (3.95)$$

где  $\omega$  - круговая частота контролируемого переменного тока;  $L_{\mu 1}$  - индуктивность трансформатора  $TV_1$ , измеренная со стороны его первичной обмотки  $w_1$ ;  $Z_{\text{вх}}$  - входное сопротивление  $TV_1$  с первичной стороны без учета шунтирующего влияния индуктивности  $L_{\mu 1}$ .

Применительно к рассматриваемому устройству преобразование выражения (3.95) с учетом (3.85) и (3.86) дает следующие уравнения для нахождения

требуемой индуктивности намагничивания при использовании реле напряжения и токового реле соответственно

$$L_{\mu 1} \geq \frac{(10 \dots 20) U_{\text{рном}}^2}{\sqrt{2} \omega R_p I_{1\text{ном}}^2} \left[ 1 + (N - 1) \frac{R_{\text{кн}}}{R_p} + \frac{U_d}{U_{\text{рном}}} \right], \quad (3.96)$$

$$L_{\mu 1} \geq \frac{(10 \dots 20) I_{\text{рном}}}{\sqrt{2} \omega I_{1\text{нно}}^2} \left[ 1 + (N - 1) \frac{R_{\text{кн}}}{R_p} + \frac{U_d}{I_{\text{рном}} R_p} \right]. \quad (3.97)$$

Сравнительный анализ выражений (3.96) и (3.97) определяет следующее. При использовании в устройстве контроля токового реле входное сопротивление трансформатора  $TV_1$  меньше, чем при использовании реле напряжения. В соответствии с этим, очевидно, что в первом случае индуктивность  $L_{\mu 1}$  будет меньше, что определяет меньшую материалоемкость трансформатора  $TV_1$ .

Выполненный анализ процессов работы устройства контроля показал, что применение токового реле обуславливает меньшую материалоемкость трансформатора тока  $TV_1$ . Однако использование реле напряжения более выгодно с энергетической точки зрения. Поэтому окончательный практический выбор типа реле определяется тем, какое из этих условий является определяющим при разработке.

### Выводы

Выполнен анализ новых технических решений, применение которых целесообразно в перспективной аппаратуре СЦБ и получены уравнения для определения их основных электрических характеристик и расчета параметров функциональных и схемотехнических элементов схем.

Определено, что характеристики существующих технических решений, используемых в светофорах со светодиодными матрицами далеки от оптимальных. Предложено созданное на уровне изобретения оригинальное устройство, в котором исключены потери мощности на активных резисторах и энергетическая эффективность которого существенно выше, чем у известных. На основе

выполненных аналитических исследований получены выражения для расчета характеристик и определения параметров элементов схемы. Определены пути совершенствования характеристик рассматриваемого класса светофоров. Выполнена практическая проверка работоспособности принципа реализации светофора.

Рассмотрено простое и дешевое устройство, предназначенное для управления мощными электромагнитными исполнительными механизмами систем энергоснабжения, электропитания. Показано, что оно является устройством двойного применения и может быть использовано не только на железнодорожном транспорте, но и в самых различных отраслях промышленности, различных видах транспорта или в бытовых целях. Анализ показал, что работоспособность устройства обеспечивается только при определенных сочетаниях параметров элементов схемы. Аналитически найдены допустимые области изменения этих параметров и показаны направления оптимизации характеристик.

Выполнен анализ процессов работы незаслуженно забытого класса устройств для заряда аккумуляторных батарей, которые с успехом могут применяться как в стационарных системах электропитания, так и в бортовых. Показано, что по сочетанию свойств дешевизны и КПД эти устройства перспективны для применения, в том числе и в бытовых целях. Рассмотрено несколько вариантов зарядных устройств и получены уравнения для определения их характеристик и параметров элементов.

С целью использования новых элементов силовой электроники – импульсных конденсаторов сверхвысокой энергоемкости (ИКЭ), разработано оригинальное техническое решение, обеспечивающее пусковой режим заряда ИКЭ при обеспечении нормированных характеристик входящих в схему элементов. На основе выполненного анализа предложено новое устройство, в котором мощность управления тиристором существенно снижена по сравнению с известными схемами, а выигрыш по мощности может достигать нескольких де-

сятков ватт. Расчетные выражения для определения характеристик устройства и нахождения параметров элементов доступны для инженерной практики.

Выполнен анализ процессов работы устройства контроля нескольких переменных токов. Получены расчетные уравнения для определения характеристик схемы и её элементов. Показано, что выбор типа электромагнитного реле для реализации практической схемы устройства не может быть определен однозначным решением. С одной стороны, применение реле напряжения повышает энергетическую эффективность схемы, с другой – использование токового реле снижает материалоемкость трансформатора тока.

#### **4 ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ НА ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ СЦБ**

Широкое распространение импульсных методов преобразования энергии в устройствах электропитания поставило в начале-середине 70-х годов проблему защиты электронных приборов от высокочастотных импульсных помех, возникающих при быстродействующей силовой коммутации значительных по величине токов и напряжений. Определенная часть возникших при этом задач решена, что изложено и обобщено в известной литературе по силовой электронике [9, 28, 38, 44, 50, 76, 86, 96, 107].

Вместе с этим, нельзя утверждать, что все вопросы, определяющие причины возникновения помех подобного рода, их распространения и влияния на функционирование электронной аппаратуры, разрешены и проблеме можно считать закрытой.

Многочисленные отечественные и зарубежные научно-технические школы и коллективы по исследованию и разработке импульсных источников электропитания решили и решают различные стороны этой большой, важной и актуальной проблемы. Однако в известной литературе отсутствует достаточно полное и корректное изложение всех причин возникновения помех в импульсных источниках электропитания с указанием конкретных функциональных силовых элементов, которые являются генераторами помехи. Не рассмотрены также вопросы распространения высокочастотных помех в питающих линиях, соединяющих источники электропитания с приборами-потребителями. Недостаточное внимание уделено влиянию высокочастотных помех на внутренние маломощные функциональные узлы источников электропитания, к которым относятся, например, схемы управления силовыми каскадами, являющиеся по существу качественными аналогами внешних электронных приборов. Помехи, определяемые импульсными процессами работы силовых каскадов, представ-

ляют собой сложный электрический сигнал, имеющий вид видеоимпульса с широким частотным спектром, простирающимся в области частот от десятков килогерц до сотен мегагерц. Не синхронность частоты повторения этих импульсов с временными параметрами других сигналов, существующих в системах электропитания, а также несовпадение с тактовыми частотами работы электронных приборов-потребителей, определяют сложность нормирования качества питающих напряжений электронных приборов-потребителей. Этот вопрос рассмотрен в известной литературе недостаточно. Кроме того, отсутствует систематизация причин возникновения, распространения, влияния помех, а также конкретных элементов, являющихся генераторами помех [76].

#### **4.1 Исследование причин и процессов возникновения импульсных помех в источниках электропитания**

Известны различные виды импульсных силовых преобразователей электрической энергии, отличающиеся принципом работы, количеством силовых каскадов и элементов, энергетической эффективностью [8, 9, 25-32, 35-38, 76, 86, 103, 108]. Однако эти различия качественно не влияют на картину электрических процессов возникновения помех, а отличаются только количественными соотношениями. Для выполнения корректного и обобщающего анализа достаточно выполнить анализ процессов работы какого-либо одного типа преобразователя, сделав далее выводы о возможности применения полученных результатов на другие виды преобразовательных устройств силовой электроники. Рассматриваемым в данной диссертационной работе устройством является одноконтурный импульсный преобразователь постоянного напряжения с обратным включением выпрямительного диода (ОПНО), представляющий собой типичный элемент силовой электроники. Анализ, выполненный на основе исследования ОПНО, с достаточной степенью точности распространяется на все наиболее известные типы импульсных преобразователей – двухконтурные или одноконтурные с прямым включением диода.

Структурная схема, отображающая существующие в импульсных источниках электропитания функциональные генераторы помех и показывающая пути снижения уровня помех, приведена на рисунке 4.1.

Схема анализируемого преобразователя приведена на рисунке 4.2. Будем рассматривать преобразователь, работающий в режиме непрерывных токов индуктивности намагничивания трансформатора, так как именно этот режим является наиболее критичным по показателям надежности и создает наибольший уровень помех. Временные диаграммы работы преобразователя, иллюстрирующие процессы его работы и показывающие функционирование генераторов помех, приведенных на структурной схеме рисунка 4.1, приведены на рисунке 4.3. Здесь для наглядности изложения коммутационные процессы переключения полупроводниковых приборов и появления высокочастотных помех для некоторых характерных анализируемых интервалов времени показаны в утрированном и увеличенном виде.

Интервалы времени изменений (коммутации) токов и напряжений, происходящих в силовых элементах схемы преобразователя, которые приводят к появлению высокочастотных помех, показаны на диаграммах (рисунок 4.3) затененными областями.

Интервал времени  $t = [t_1, \dots, t_2]$  характеризуется увеличением тока коллектора  $i_k$  от нуля до значения  $I_{\text{ким}}$ . Длительность этого импульса  $\Delta t_1 = t_2 - t_1$  определяется временем рассасывания зарядов из базы диода  $VD$  (см. схему на рисунке 4.2). Одновременно с этим, происходят изменения других токов и напряжений, что показано на временных диаграммах рисунка 4.3.

В момент времени  $t_3$  происходит восстановление обратного сопротивления диода, что сопровождается чрезвычайно быстрым, длительностью:  $t_{\text{восст}} = (5 \dots 20)$  нс, прекращением протекания через него тока [9].

В момент времени  $t_4$  смены полярности тока базы транзистора  $VT$  изменений в процессах работы силовых элементов преобразователя не происходит. По окончанию времени рассасывания зарядов из полупроводниковой структуры  $VT$   $t_{\text{расс}} = t_5 - t_4$  начинается его запираение, длительность которого равна  $\Delta t_2 =$





Рисунок 4.1 - Структурная схема функциональных генераторов помехи, и основных путей снижения уровня помех.

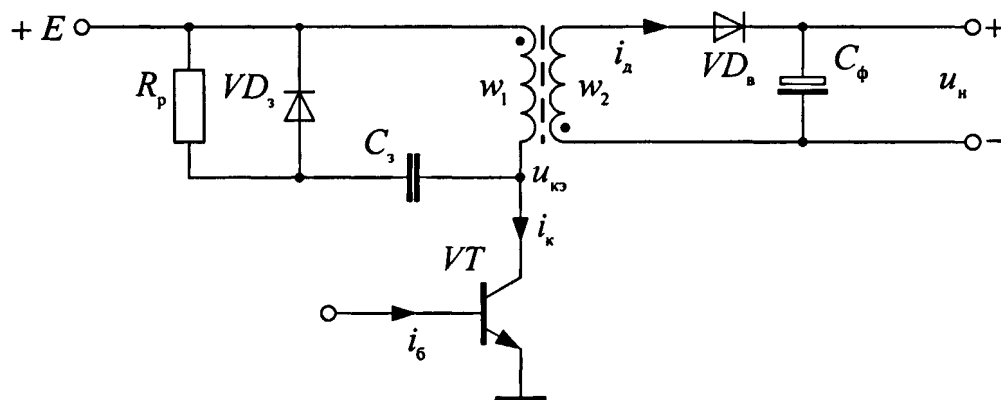


Рисунок 4.2 - Принципиальная схема однотактного импульсного преобразователя с обратным включением выпрямительного диода.

$= t_6 - t_5$ . Происходит соответствующее изменение токов и напряжений. Отличия от этапа времени  $\Delta t_1$  заключаются в том, что ток через диод не изменяет свою полярность и напряжение  $u_{кз}$  увеличивается до величины  $U_{кзм}$ . Бóльшее по отношению к ранее существовавшему напряжению  $U_{кзм}$  импульсное напряжение  $U_{кзм}$  объясняется наличием энергии, накопленной во время открытого состояния  $VT$ , в индуктивности рассеяния трансформатора  $TV$ , которая поглощается демпфирующей цепью, которая для простоты изображения на схеме рисунка 4.2 не показана. Окончание поглощения энергии демпфирующей цепью сопровождается запирающим содержащегося в ней диода, длительность восстановления обратного сопротивления которого также чрезвычайно мала.

Анализ временных диаграмм (рисунок 4.3) определяет следующие функциональные и причинные связи со структурной схемой на рисунке 4.1.

Как показано в [9], одним из наиболее значимых генераторов высокочастотных помех являются силовые диоды (см. схему на рисунке 4.1), что объясняется, как было показано выше, малыми временами восстановления их обратного сопротивления. Малые времена приводят к увеличению верхней границы частот помехи, которая практически составляет десятки-сотни мегагерц. Вторыми по вкладу в суммарную помехообстановку являются силовые транзисторы, фронты и спады напряжений и токов которых лежат в пределах долей-единиц микросекунд. Паразитные индуктивности, создающие резонансные контура, совместно с диодами образуют мощные генераторы помехи. Определенную роль в создании помех оказывают электролитические конденсаторы, обладающие негативным параметром - эквивалентным сопротивлением потерь (ЭПС). Влияние ЭПС показано на временных диаграммах (рисунок 4.3) показано скачками напряжений  $\Delta U_{ни1}$  и  $U_{ни2}$ .

Рассмотренные виды генераторов помех определяют их существенное и многообразное влияние на помехообстановку в ИВЭП и в приборах-потребителях (электронных приборах СЦБ). Наиболее общим и радикальным способом снижения помех, излучаемых ИВЭП и распространяющихся по различными линиям, в том числе и по питающим, является подавление их в месте

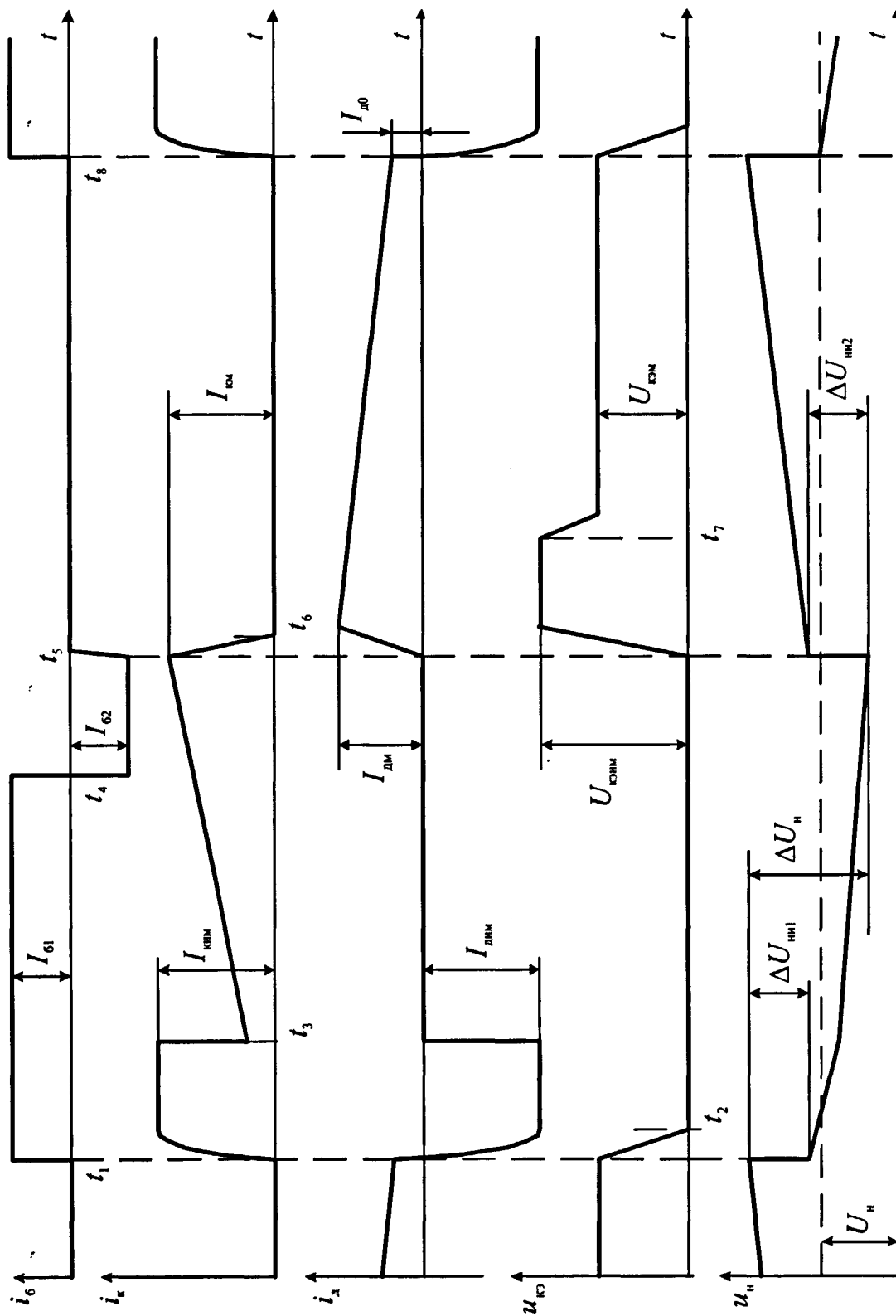


Рисунок 4.3 - Временные диаграммы работы однотактного преобразователя.

возникновения. Однако это не всегда практически выполнимо из-за того, что для этого требуется введение различного рода активных и реактивных элементов, которые уменьшают скорости изменения токов и напряжений и снижают добротность паразитных резонансных контуров. Эти элементы рассеивают значительную мощность и обуславливают снижение энергетической эффективности ИВЭП. Кроме того, введение дополнительных элементов в силовые каскады увеличивает стоимость и материалоемкость, в том числе и части цветных металлов. В частности, для устранения негативного влияния ЭПС требуется введения дополнительных LC фильтров.

В общем случае возникновение помех в исследуемых цепях определяется передачей электромагнитной энергии при помощи как магнитного, так и электрического полей [8, 9, 86].

Рассмотрим вначале процессы возникновения высокочастотных помех, определяемые магнитной связью между генератором помехи и её приёмником. Общие принципы разделения и практически существующих областей существования электромагнитного и электрического полей в реальных конструкциях современных электронных приборов, в том числе и силовых, рассмотрены и определены в [8, 9, 86]. Примем, что для рассматриваемого в данном разделе случая эквивалентная схема, определяющая связи генератора и приемника, будет иметь вид, приведенный на рисунке 4.4,а.

Будем рассматривать случай слабой связи между катушками  $w_{\text{ген}}$  (генератора) и  $w_{\text{пр}}$  (приемника), соответствующий практическому случаю магнитного взаимодействия функциональных элементов монтажа и конструкции, когда коэффициент связи  $k \ll 1$  и общий коэффициент рассеяния  $\sigma \neq 0$ , где

$$\sigma = 1 - k^2, \quad k = \frac{M}{\sqrt{L_{\text{ген}} L_{\text{пр}}}}. \quad (4.1)$$

Здесь обозначения соответствуют:  $M$  - коэффициент взаимоиндукции между катушками  $w_{\text{ген}}$  и  $w_{\text{пр}}$ , индуктивности которых равны  $L_{\text{ген}}$  и  $L_{\text{пр}}$  соответственно.

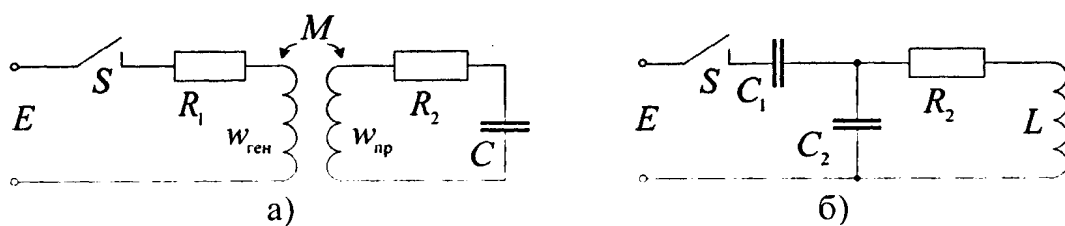


Рисунок 4.4 - Эквивалентные схемы передачи сигналов помехи в приемник.

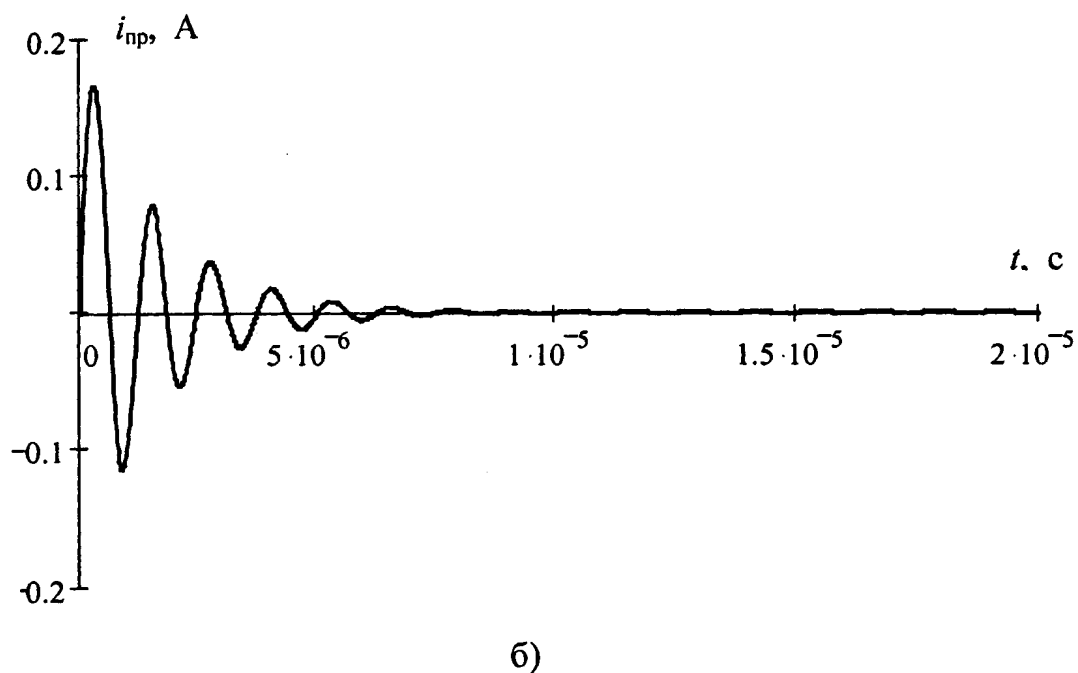
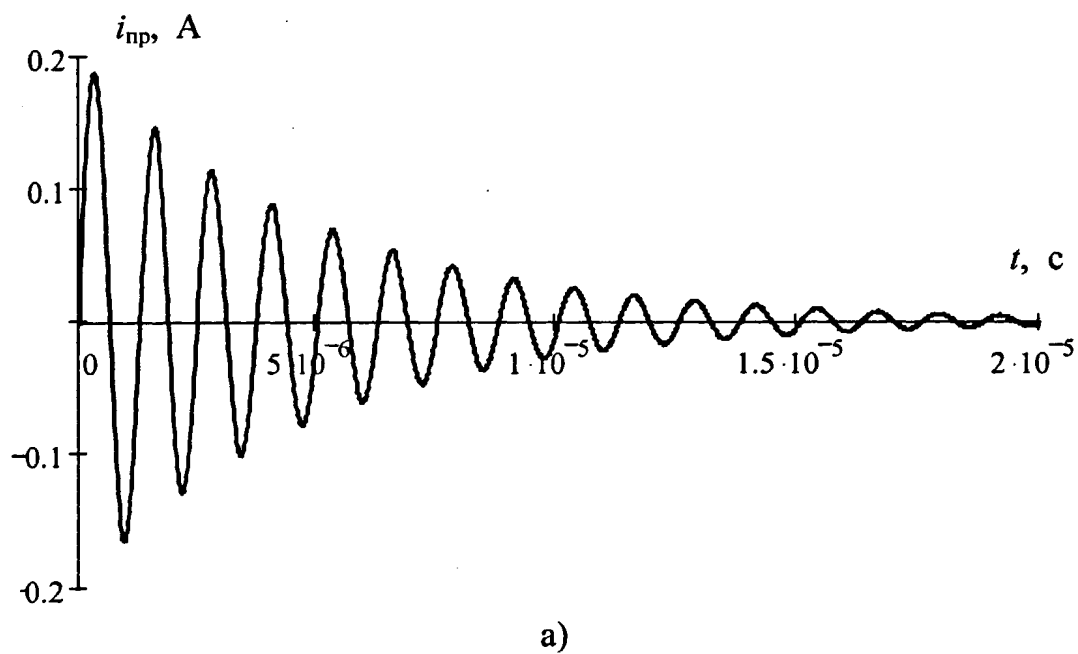


Рисунок 4.5 - Графики тока в приемнике при скачке тока в генераторе.

Тогда для схемы (рисунок 4.4) в результате использования методов теории расчета электрических цепей [87] получим следующее операционное уравнение для изображения тока в обмотке  $w_{\text{пр}}$

$$I_{\text{пр}}(p) = -\frac{MCEp}{L_{\text{ген}}(\sigma L_{\text{пр}} Cp^2 + CR_2 p + 1)}. \quad (4.2)$$

Преобразование его в вид, соответствующий практически возможным для использования аргументам, дает

$$I_{\text{пр}}(p) = -\frac{ME}{\sigma L_{\text{ген}} L_{\text{пр}}} \frac{p}{(p+b)^2 + \omega_0^2}. \quad (4.2.1)$$

Оригинал этой функции имеет вид

$$i_{\text{пр}}(t) = \frac{ME}{\sigma L_{\text{ген}} L_{\text{пр}} \omega_0} \exp(-bt) \sin \omega_0 t, \quad (4.3)$$

где коэффициент затухания:

$$b = \frac{R_2}{2\sigma L_{\text{пр}}}, \quad (4.4)$$

а собственная частота паразитного резонансного контура приемника высокочастотной помехи:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{\sigma L_{\text{пр}} C} - b^2}, \quad b^2 + \omega_0^2 = \frac{1}{\sigma L_{\text{пр}} C}. \quad (4.5)$$

В зависимости от подключения паразитного контура  $L_{\text{пр}}C$  в схеме ИВЭП сигналом помехи, влияющим на его функционирование, могут выступать напряжения на обмотке  $w_{\text{пр}}$ , на конденсаторе  $C$ , или на резисторе  $R_2$ . Величины этих напряжений, при прочих равных условиях, как качественно, так и количественно определяются функцией тока (4.3). Поэтому для наглядности изложения и упрощения дальнейшего анализа имеет смысл рассматривать процессы передачи сигналов помехи относительно функции (4.3), сделав далее соответствующее заключение о корректности сделанных результирующих выводов.

На рисунке 4.5,а,б приведены графики примеров решения функции (4.3) для следующих значений аргументов:  $ME/(\sigma L_{\text{ген}} L_{\text{пр}} \omega_0) = 0,2 \text{ А}$ ;  $\omega_0 = 5 \times 10^6 \text{ 1/с}$  — для обоих графиков, кроме того:  $b = 20 \times 10^4 \text{ 1/с}$  и  $b = 60 \times 10^4 \text{ 1/с}$  для графиков

рисунков 4.5,а и 4.5,б соответственно. То есть данные этих графиков отличаются величинами коэффициента затухания  $b$ .

Как видно из сравнения графиков, увеличение в три раза коэффициента затухания  $b$  существенно снижает длительность видеоимпульса высокочастотной помехи. Это определяет значимость фактора уменьшения добротности паразитного контура  $L_{\text{пр}}C$  приемника помехи за счет увеличения сопротивления  $R_2$  или индуктивности  $L_{\text{пр}}$  при тех же величинах  $R_2$ . Амплитуда функции (4.3) равна

$$I_{\text{прм}} = \frac{ME}{\sigma L_{\text{ген}} L_{\text{пр}} \omega_0}. \quad (4.6)$$

Подстановка сюда значений (4.4) и (4.5) дает следующее выражение

$$I_{\text{прм}} = \frac{2ME}{L_{\text{ген}} R_2 \sqrt{\frac{4\sigma L_{\text{пр}}}{R_2^2 C} - 1}}, \quad (4.7)$$

которое определяет следующие закономерности поведения этой функции в практической области изменений параметров аргументов.

Наибольшую значимость в плане уменьшения амплитуды сигнала помехи играют параметры  $M$  и  $L_{\text{ген}}$ . Влияние величины индуктивности  $L_{\text{пр}}$ , входящей в выражение (4.7) в степени  $1/2$ , имеет меньшее значение. Так как величина напряжения  $E$ , обычно, не может быть изменена, то наиболее радикальное решение проблемы уменьшения уровня высокочастотных помех заключается в уменьшении коэффициента взаимоиндукции  $M$ , что практически реализуется пространственным разнесением генератора и приемника помех или введением между ними ферромагнитного экрана. При этом следует учитывать, что магнитная проницаемость экрана должна быть достаточно высокой на частотах помехи  $\omega_0$ , а потери в нем — достаточно малы. В противном случае ожидаемого эффекта уменьшения амплитуды сигнала  $I_{\text{прм}}$  не произойдет. Одновременно с этим, очевидно, что импульсные источники электропитания с большими величинами напряжения  $E$ , что присуще современным бестрансформаторным

ИВЭП, будут создавать бóльшие уровни помех, возникающих за счет магнитного взаимодействия генератора и приемника.

Рассмотрим процессы передачи сигнала помехи из генератора в приемник, происходящие через электрическое поле. Примем, что эквивалентная схема, соответствующая этим процессам, имеет вид (рисунок 4.4,б), для которой исходное операционное уравнение относительно тока в цепи приемника помехи соответствует

$$I_{\text{пр}}(p) = \frac{EC_1 p}{L(C_1 + C_2)p^2 + R_2(C_1 + C_2)p + 1}. \quad (4.8)$$

Преобразование его к более удобному для дальнейшего анализа виду дает

$$I_{\text{пр}}(p) = \frac{EC_1}{L(C_1 + C_2)} \frac{p}{p^2 + \frac{R_2}{L}p + \frac{1}{L(C_1 + C_2)}}, \quad (4.8.1)$$

оригиналом которого является функция

$$i_{\text{пр}}(t) = \frac{EC_1}{\omega_0 L(C_1 + C_2)} \exp(-bt) \sin \omega_0 t, \quad (4.9)$$

где коэффициент затухания

$$b = \frac{R_2}{L}, \quad (4.10)$$

собственная резонансная частота паразитного контура приемника

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L(C_1 + C_2)} - \frac{R_2^2}{4L^2}}. \quad (4.11)$$

Сравнение функций (4.9) и (4.3) показывает их качественную идентичность, поэтому графики на рисунке 4.5 могут аналогичным и рассмотренным образом характеризовать и процессы, происходящие в схеме рисунка 4.4,б. Количественные соотношения, выражаемые функцией (4.9), определяют следующие закономерности её поведения.

Амплитуда функции (4.9) равна

$$I_{\text{прм}} = \frac{EC_1}{\omega_0 L(C_1 + C_2)}. \quad (4.12)$$



Подстановка (4.11) в (4.12) дает следующее выражение

$$I_{\text{прм}} = \frac{2E}{R_2 \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right) \sqrt{\frac{4L}{R_2(C_1 + C_2)} - 1}}. \quad (4.13)$$

Как видно из (4.13), наиболее значимым фактором снижения амплитуды сигнала помехи является отношение емкостей  $C_1/C_2$ . Практически это означает, что в реальных конструкциях ИВЭП необходимо пространственное разнесение генератора и приемника помехи или введение электростатических экранов, обладающих достаточно малыми потерями на высоких частотах. Вместе с этим существенного ослабления амплитуды помехи можно достичь увеличением емкости  $C_2$ , что зачастую и реализуется в функциональных узлах конструкций ИВЭП путем выполнения силовых проводников в виде печатных дорожек большой площади с малым расстоянием между прямым и обратными проводниками. Одновременно с этим, как видно из (4.11), при этом снижается собственная резонансная частота  $\omega_0$  контура приемника помехи, что также благоприятно сказывается на помехообстановке внутри конструкции ИВЭП.

Наиболее общим средством снижения уровня помех является уменьшение добротности паразитных контуров генераторов и приемников, то есть увеличение их коэффициента затухания  $b$ , что для силовых электронных устройств не всегда является приемлемым из-за получаемых при этом неудовлетворительных энергетических показателей.

#### **4.2 Исследование процессов взаимодействия высокочастотных помех различных генераторов**

В источниках электропитания, как и в электронных приборах, могут присутствовать импульсные высокочастотные помехи, возникающие от функционирования различных генераторов помех. Их амплитудные и временные параметры, в общем случае, не связаны между собой и изменяются в достаточно широких пределах.

В частном случае, в импульсном ИВЭП также имеются несколько генераторов помех, что рассмотрено выше. Например, генератором первого вида является источник передачи сигнала помехи через посредство магнитного поля, а второго вида является источник электрического поля, которые описываются выражениями (4.3) и (4.9) соответственно. Хотя эти источники по существу возникновения сигнала помехи являются синхронными, но начальные условия изменения функций различны и являются несинфазными. Они зависят от активных и реактивных параметров элементов паразитных контуров генератора и приемника и определяются типом переносчика сигнала помехи (магнитное или электрическое поле).

Результирующее взаимодействие подобных сигналов между собой, а также с другими генераторами и приемниками, может как увеличивать амплитуду сигнала помехи, так и уменьшать её [76]. В известных публикациях этот вопрос в достаточной мере не рассматривался, а нормирование уровней помех производилось в предположении наличия в системе электропитания только одного генератора помехи с однозначно заданными параметрами. Для сложных электронных комплексов, связанных между собой не только по информационным каналам, но и по разветвленным питающим линиям этот вопрос становится особо актуальным и определяющим во многих случаях надежность работы электронных приборов. Начальные работы по анализу процессов взаимодействия и результирующего взаимовлияния высокочастотных помех различного вида происхождения приведены в отчете [76].

Кроме того, в известной литературе не рассматривались причины отклонения и существенного искажения сигнала помехи от синусоидальной формы напряжения, которая должна, казалось бы, иметь место в высокочастотных паразитных контурах силовых электронных устройств.

Положим, что на выходах источников электропитания или питающих шинах внутри приборов-потребителей присутствуют два сигнала, форма которых имеет вид экспоненциально затухающей синусоиды. Они описываются непрерывной и составной функциями вида

$$u_{\text{пр1}}(t) = U_{\text{пр1м}} \exp(-b_1 t) \sin \omega_{01} t, \quad (4.14)$$

$$u_{\text{пр2}}(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t = [0, \dots, t_{02}], \\ U_{\text{пр2м}} \exp(-b_2 t) \sin(\omega_{02} t + \varphi_{02}), & \text{при } t \geq t_{02}. \end{cases} \quad (4.15)$$

Здесь условно принято, что первый сигнал  $u_{\text{пр1}}(t)$  имеет нулевые временные и фазовые начальные условия, а второй сигнал  $u_{\text{пр2}}(t)$  в выражении (4.15) рассматривается в качестве наиболее общего случая, когда он имеет и временную  $t_0$  и фазовую -  $\varphi_0$  задержки. В частном случае, если первый и второй сигналы в приемнике помехи синфазны, синхронны и определяются тригонометрической функцией вида  $\sin$ , то будем иметь:  $t_{02} = 0$  и  $\varphi_{02} = 0$ .

Результирующий (суммарный) сигнал, возникающий в приемнике, определяется следующей составной функцией

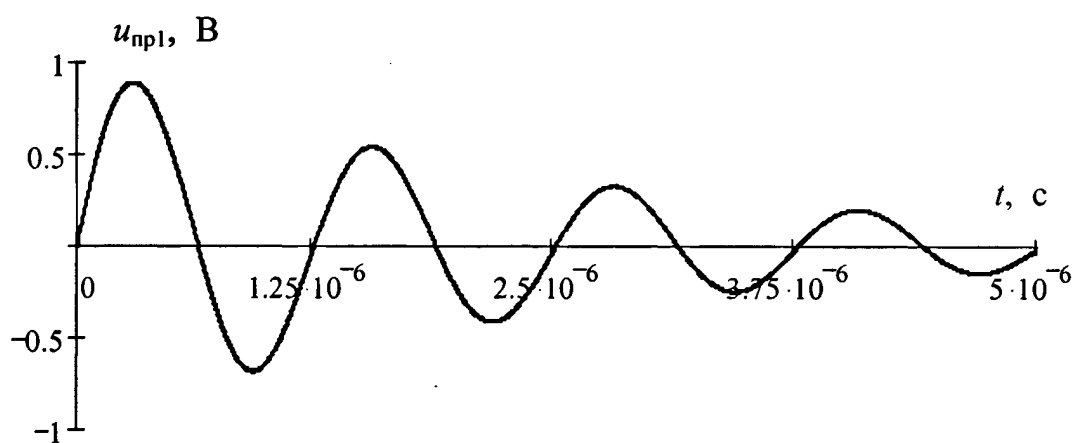
$$u_{\Sigma \text{пр}}(t) = \begin{cases} U_{\text{пр1м}} \exp(-b_1 t) \sin \omega_{01} t, & \text{при } t = [0, \dots, t_{02}], \\ \left[ U_{\text{пр2м}} \exp(-b_2 t) \sin(\omega_{02} t + \varphi_{02}) + \right. \\ \left. + U_{\text{пр1м}} \exp(-b_1 t) \sin(\omega_{01} t) \right], & \text{при } t \geq t_{02}. \end{cases} \quad (4.16)$$

Для преобразования и дальнейших графических построений составную функцию выражений (4.15) и (4.16) в символических операторах математического аппарата Mathcad с учетом временной задержки  $t_{02}$  и для случая  $\varphi_{02} = 0$ , представим в виде

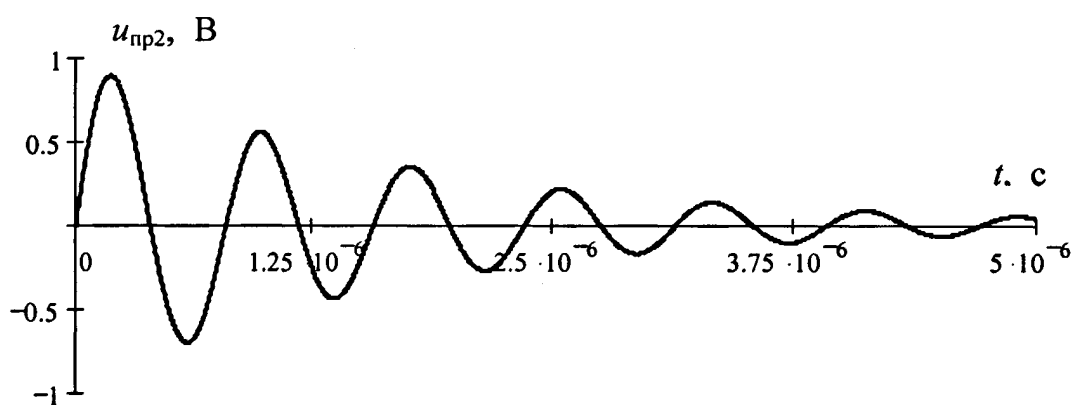
$$f(t) = \text{if} \left\{ \langle t_{02}, 0, e^{b(t-t_{02})} \sin[\omega_{02}(t-t_{02})] \rangle \right\}. \quad (4.17)$$

Численные примеры расчета функций (4.14), (4.15) и (4.16), выполненные при помощи аппарата Mathcad, приведены на графиках рисунков 4.6 и 4.7.

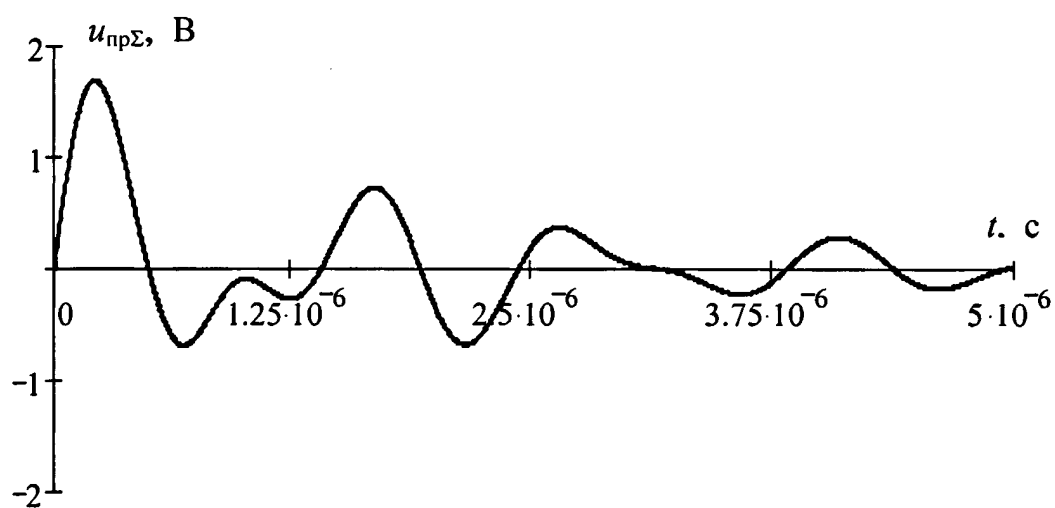
Графики (рисунок 4.6) построены для случая синфазности напряжений первого и второго сигналов, то есть, когда для второго сигнала  $t_{02} = 0$ . Остальные численные значения аргументов функций, принятые при расчетах, составляли:  $U_{\text{пр1м}} = U_{\text{пр2м}} = 1$  В;  $b_1 = 40 \times 10^4$  1/с;  $b_2 = 60 \times 10^4$  1/с;  $\omega_{01} = 5 \times 10^6$  1/с;  $\omega_{02} = 8 \times 10^6$  1/с. Здесь графики на рисунке 4.6,а соответствуют первому сигналу помехи  $u_{\text{пр1}}$ , на рисунке 4.6,б – второму  $u_{\text{пр2}}$ , а на рисунке 4.6,в - результирующему сигналу  $u_{\Sigma \text{пр}}$ , равному сумме напряжений двух сигналов.



а)



б)



в)

Рисунок 4.6 - Примеры расчета напряжений взаимодействия двух синфазных и синхронных сигналов приемника помехи.

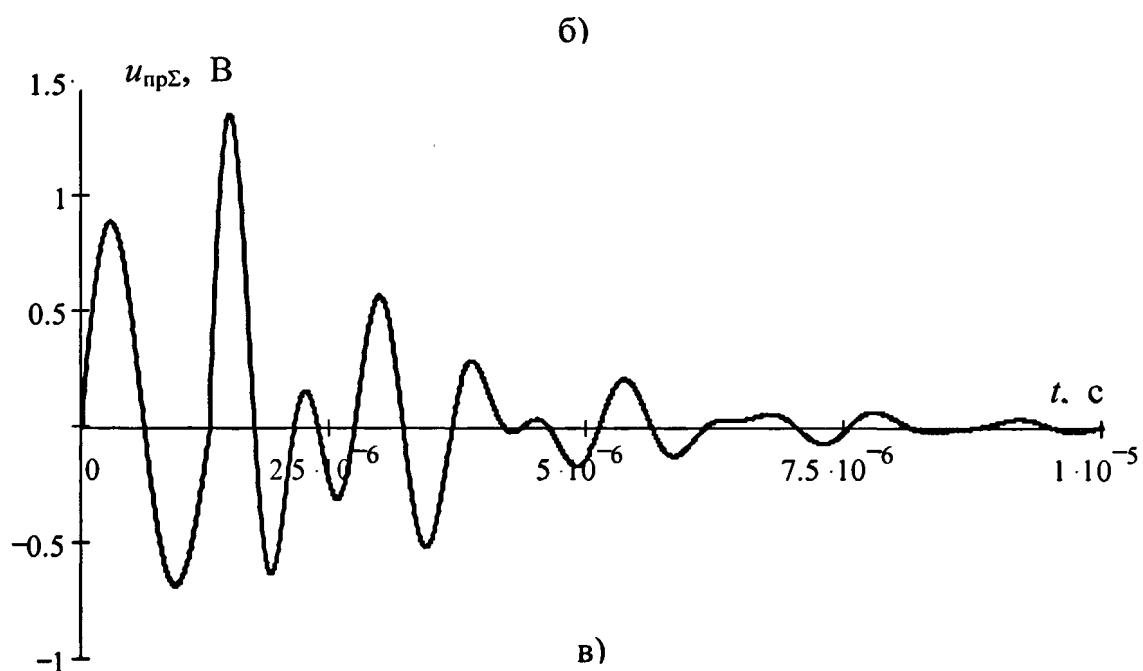
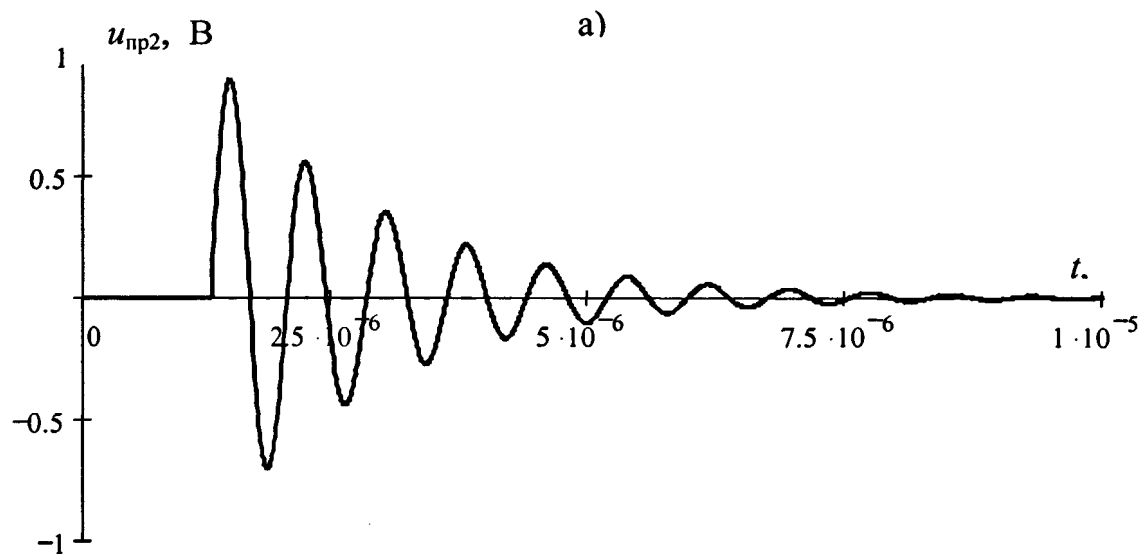
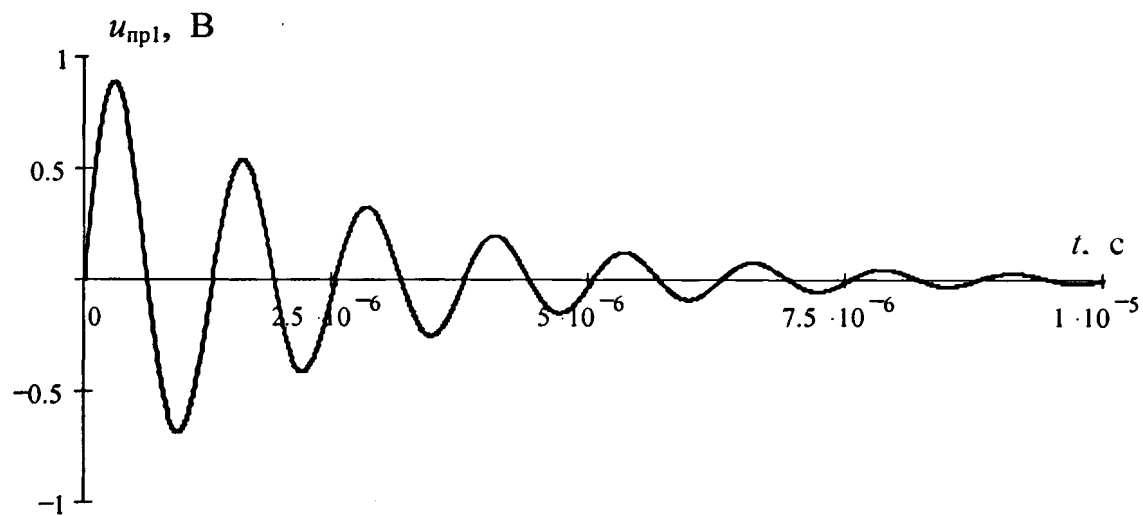


Рисунок 4.7 - Примеры расчета напряжений взаимодействия двух несинфазных сигналов приемника помехи.

Анализ выражения (4.14) и графиков на рисунке 4.6 показывают следующие основные закономерности изменения результирующего напряжения помехи  $u_{\Sigma пр}$ .

В зависимости от соотношения частот  $\omega_{01}$  и  $\omega_{02}$  амплитуда напряжения  $U_{\Sigma прм}$  может быть различна. В частности, максимальное её значение будет при  $\omega_{01} = \omega_{02}$ , что определит величину:  $U_{\Sigma прм} = U_{пр1м} + U_{пр2м}$ . Если сигналы  $u_{пр1}$  и  $u_{пр2}$  синфазны и оба описываются тригонометрической функцией вида  $\sin$ , то коэффициенты затухания  $b_1$  и  $b_2$  оказывают слабое влияние на амплитуду первого полупериода напряжения  $u_{\Sigma пр}$ . Вместе с тем очевидно, что если одно из напряжений описывается тригонометрической функцией вида  $\cos$  с нулевым фазовым сдвигом или функцией  $\sin$ , но со сдвигом фазы на  $90^\circ$ , то амплитуда первого полупериода напряжения  $u_{\Sigma пр}$  снизится и в пределе может быть равна нулю или сменит полярность. Тогда амплитуда сигнала помехи будет определяться фазовыми и амплитудными соотношениями сигналов  $u_{пр1}$  и  $u_{пр2}$  на последующих интервалах времени. Таким образом, при отсутствии точных параметров активных и реактивных элементов высокочастотной системы "генераторы  $\rightarrow$  приемник" невозможно достаточно точно определить помехообстановку в источнике электропитания и приборе-потребителе.

На графиках рисунка 4.7 приведены примеры расчета напряжений в приемнике, выполненные по выражениям (4.14) – (4.17). Здесь принято, что временной сдвиг появления напряжения  $u_{пр2}$  относительно  $u_{пр1}$  равен  $t_{02} = 1,25 \times 10^6$  с, а фазовый сдвиг  $\varphi_{02} = 0$ . Остальные численные значения параметров соответствуют рассмотренному выше примеру, показанному на графиках рисунка 4.6.

В данном случае, как видно из графика на рисунке 4.7,в, максимальная амплитуда сигнала помехи приходится на второй положительный полупериод синусоиды и картина процессов существенно усложняется. Если интервал времени  $t_{02}$  и коэффициент затухания  $b_1$  будут достаточно большими, то не будет иметь места суммирование амплитуд напряжений сигналов  $u_{пр1}$  и  $u_{пр2}$ , что снизит результирующий уровень помех в приемнике.

Рассмотренные процессы взаимодействия двух сигналов помехи не охватывают всех процессов функционирования ИВЭП, требующих выполнения анализа и формулирования на основании этого соответствующих выводов. На практике наиболее общим и, одновременно с этим, реально существующим случаем является наличие трех сигналов помехи, два из которых суммарно и по отдельности рассмотрены выше (частоты  $\omega_{01}$  и  $\omega_{02}$ ), а третьим сигналом помехи является напряжение пульсаций  $u_n(t)$  выходного напряжения, которое обусловлено импульсными процессами силового преобразования ИВЭП. Примем, что периодичность пульсаций напряжения  $u_n(t)$  определяется частотой  $\Omega = 2\pi/T_{np}$ , где  $T_{np}$  – период частоты преобразования. Частота  $\Omega$  существенно ниже, чем  $\omega_{01}$  и  $\omega_{02}$ , что определяет как качественную, так и количественную специфику процессов, что требует выполнения специального анализа и получения требуемых расчетных выражений.

Преобразование выражений (4.14), (4.15) и (4.16) в вид, соответствующий периодичности  $T_{np}$  повторения импульсов высокочастотной помехи, дает следующие непрерывные и составные функции соответственно

$$u_{np1\Omega}(t) = U_{np1m} \exp[-b_1(t - T_{np}N)] \sin[\omega(t - T_{np}N)], \quad (4.18)$$

$$u_{np2\Omega}(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t = [0, \dots, t_{02}], \\ U_{np2m} \exp[-b_2(t - T_{np}N)] \times \\ \times \sin[\omega_{02}(t - T_{np}N) + \varphi_{02}], & \text{при } t \geq t_{02}, \end{cases} \quad (4.19)$$

$$u_{\Sigma np \Omega}(t) = \begin{cases} \{U_{np1m} \exp[-b_1(t - T_{np}N)] \times \\ \times \sin[\omega_{01}(t - T_{np}N)]\}, & \text{при } t = [0, \dots, t_{02}], \\ \left[ \begin{aligned} &U_{np2m} \exp[-b_2(t - T_{np}N)] \times \\ &\times \sin[\omega_{02}(t - T_{np}N)] + \\ &+ U_{np1m} \exp[-b_1(t - T_{np}N)] \times \\ &\times \sin[\omega_{01}(t - T_{np}N)], \end{aligned} \right], & \text{при } t \geq t_{02} \end{cases} \quad (4.20)$$

где  $N$  – целочисленное значение отношения  $[t/T_{\text{пр}}]$ .

Выражение (4.20), преобразованное по аналогии с (4.17) в символические операторы математического аппарата Mathcad, будет иметь вид

$$f_1(t) = U_{\text{пр1м}} \exp(-b_1) [t - (\text{floor}(T_{\text{пр}} N)) T_{\text{пр}}] \times \\ \times \sin[\omega_{01}(t - (\text{floor}(T_{\text{пр}} N)) T_{\text{пр}})], \quad (4.21)$$

$$f_2(t) = U_{\text{пр2м}} \exp(b_2) [t - (\text{floor}(T_{\text{пр}} N)) T_{\text{пр}} - t_{02}] \times \\ \times \sin[\omega_{02}(t - t_{02} - (\text{floor}(T_{\text{пр}} N)) T_{\text{пр}})], \quad (4.22)$$

$$f_3(t) = \text{if}\{[t - (\text{floor}(T_{\text{пр}} N)) T_{\text{пр}}] + t_{02}, 0, f_2(t)\}, \quad (4.23)$$

$$f_4(t) = \text{if}\{[t - (\text{floor}(T_{\text{пр}} N)) T_{\text{пр}} + t_{02}] f_1(t), f_1(t) + f_3(t)\}. \quad (4.24)$$

На графике рисунка 4.8 приведен пример расчета выражения (4.20) для периода частоты повторения импульсов высокочастотной помехи  $T_{\text{пр}} = 5 \times 10^{-4}$  с. Остальные численные значения аргументов были использованы те же, что и при построении приведенных выше графиков на рисунках 4.6 и 4.7.

График (рисунок 4.8) показывает качественную картину процессов повторения импульсов высокочастотных помех. Количественно имеет место несовпадение амплитуды импульсов графика рисунка 4.8 и рисунка 4.7. Это объясняется принципиальным, но объективно существующим недостатком математического аппарата Mathcad, который в силу практических возможностей компьютера производит расчеты пошаговым методом с определенной степенью дискретности расчетов. Возможности аппарата Matchad позволяют выполнять расчеты и строить достаточно точные графические изображения только тех совместно размещаемых на графике функций, масштабы которых соизмеримы между собой и отличаются не более чем в несколько раз. Если разница в масштабах функций составляет несколько порядков, что имеет место в рассматриваемом случае, то их расчет выполняется с дискретностью, определяемой функцией, которая имеет наибольшую длительность рассчитываемого и выводимого на внешние устройства процесса.

Кроме того, аналогично, пошаговым методом производится вывод графической информации на дисплей и принтер. При этом, очевидно, что часть выво-



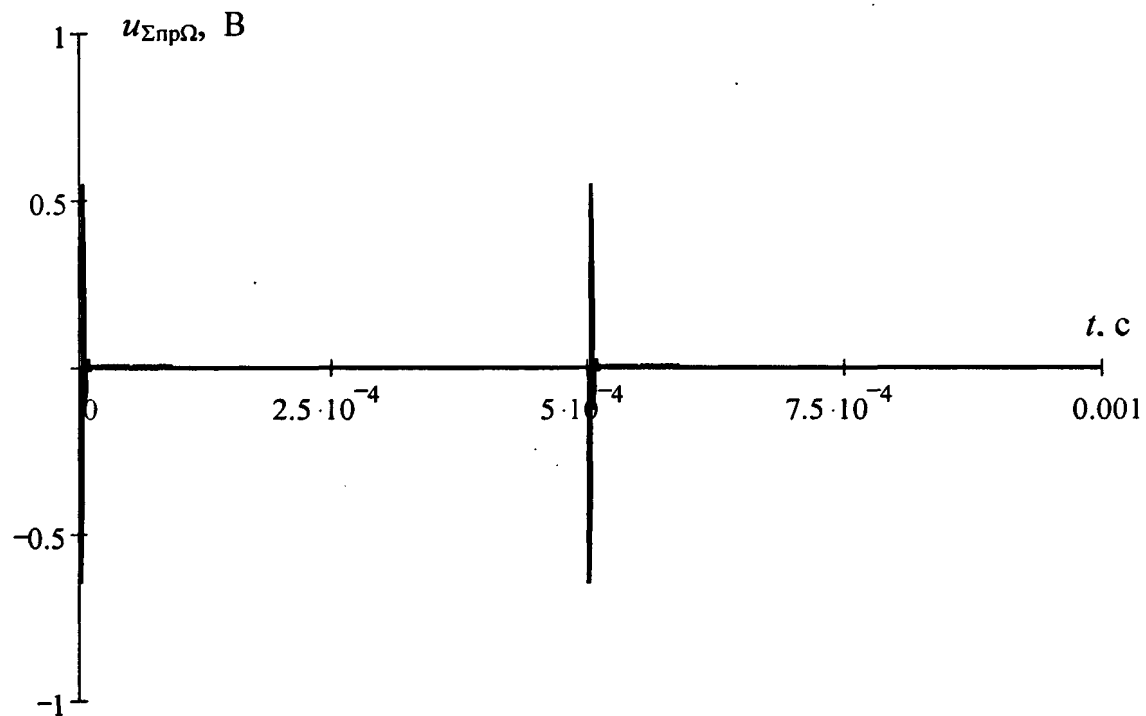


Рисунок 4.8 - График функции повторения высокочастотных помех с периодом повторения  $T_{пр} = 5 \cdot 10^{-4}$ .

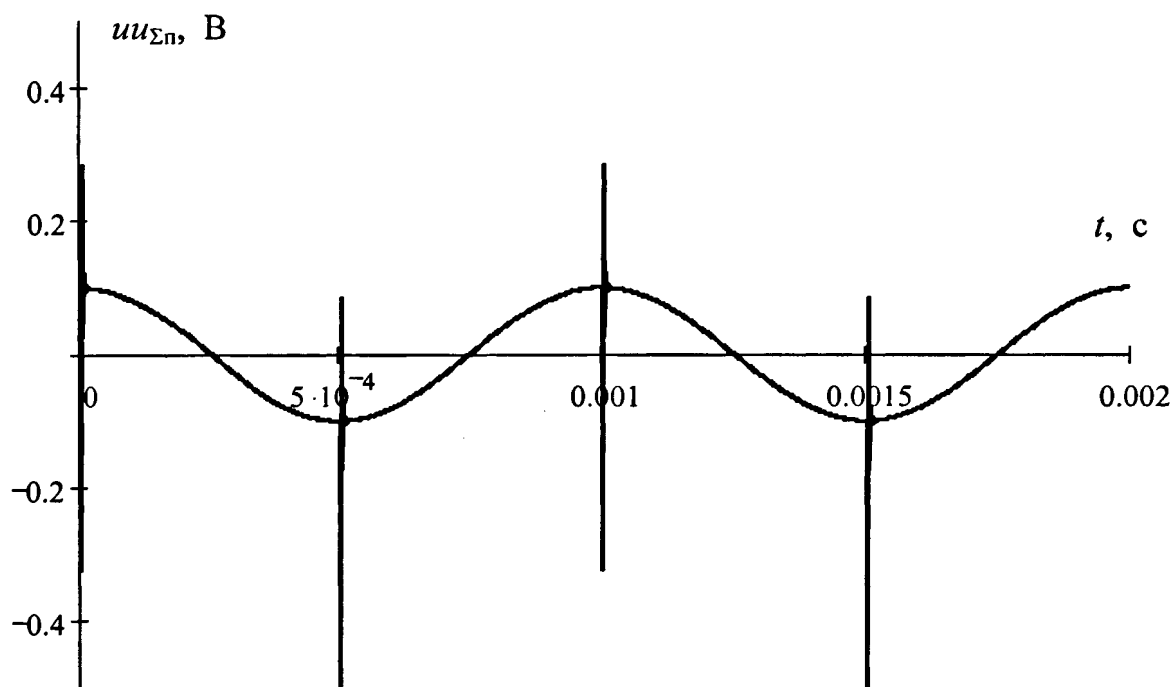


Рисунок 4.9 - График расчета функции высокочастотной помехи, наложенной на пульсации выходного напряжения ИВЭП.

димой на внешние устройства информации теряется. Поэтому полученное графическое изображение процессов лишь ориентировочно определяет количественные характеристики амплитуды импульсов высокочастотных помех. Достаточно точные параметры импульсов могут быть определены из графических изображений на рисунках 4.6 и 4.7.

Вместе с этим, точность результатов, полученных при помощи использования выражений (4.18) – (4.20) сомнению не подвергается, если в них изменить масштаб времени в сторону уменьшения длительности рассчитываемых процессов, что подтверждается графиками на рисунках 4.6 и 4.7.

Примем, что выражение, описывающее функцию, описывающую изменение пульсаций выходного напряжения импульсного ИВЭП, которые определяются принципом работы импульсного преобразователя, имеет вид

$$u_n(t) = U_{nm} \cos(\Omega t + \varphi_n). \quad (4.25)$$

Тогда, после подстановки (4.25) получим, что закон изменения результирующего значения напряжений высокочастотных помех и пульсаций выходного напряжения описывается составным уравнением

$$u_{\Sigma n}(t) = \begin{cases} \left\{ \begin{aligned} & \{U_{np1m} \exp[-b_1(t - T_{np}N)] \times \\ & \times \sin[\omega_{01}(t - T_{np}N)] + \\ & + U_{nm} \cos(\Omega t + \varphi_n)\}, \quad \text{при } t = [0, \dots, t_{02}], \\ & \left[ \begin{aligned} & U_{np2m} \exp[-b_2(t - T_{np}N)] \times \\ & \times \sin[\omega_{02}(t - T_{np}N)] + \\ & + U_{np1m} \exp[-b_1(t - T_{np}N)] \times \\ & \times \sin[\omega_{01}(t - T_{np}N)] + \\ & + U_{nm} \cos(\Omega t + \varphi_n), \end{aligned} \right. \end{aligned} \right. \quad \text{при } t \geq t_{02} \end{cases} \quad (4.26)$$

В соответствии с этим, к символическим операторам (4.21) – (4.24) необходимо добавить функции

$$\begin{aligned} f_5(t) &= U_{nm} \cos(\Omega t + \varphi_n), \\ f_6(t) &= f_4 + f_5. \end{aligned} \quad (4.27)$$

На графике (рисунок 4.9) приведен пример расчета функции (4.26) для ранее принятых значений аргументов и, кроме того, заданы вновь вводимые

параметры:  $\varphi_n = \pi/4$  и  $U_{\text{пм}} = 0,1$  В. Показанная на графике картина процессов является наглядной и типичной для функционирования электронной аппаратуры при наличии импульсных источников электропитания, к которым в частности относятся бестрансформаторные высокочастотные ИВЭП.

Как показывают данные, полученные в результате анализа, при нормировании амплитуды помех различного вида, создаваемых как внешними генераторами, так и импульсными ИВЭП, а также при нормировании качества постоянных напряжений питания электронных приборов, необходимо исходить из того факта, что возможны ситуации, когда на питающих шинах может происходить арифметическое сложение амплитуд всех сигналов, возникающих в приемнике помех.

Это является наихудшим случаем работы электронной аппаратуры, который, на практике, обычно, не учитывается ввиду достаточной сложности прогнозирования появления возникающих сигналов помехи и их воздействия на приемники помехи.

#### **4.3 Исследование влияния параметров питающих линий на уровень высокочастотных помех в электронных приборах**

Отличительной особенностью линий, по которым в электронные приборы подаются постоянные напряжения питания, является их малое активное сопротивление, что требуется для снижения потерь мощности и повышения стабильности напряжений в приборах-потребителях. Вместе с этим, в результирующем полном сопротивлении реактивные параметры питающих линий занимают далеко не последнее место.

Это заставляет рассматривать подобные электротехнические системы как высокочастотные цепи с распределенными параметрами, которые описываются системой телеграфных уравнений [87].

$$\begin{aligned} -\frac{du}{dl} &= Ri + L \frac{di}{dt} \\ -\frac{di}{dl} &= C \frac{du}{dt}, \end{aligned} \quad (4.28)$$

где  $l$  – переменная, выражающая длину линии, вдоль которой происходит распространение электромагнитной энергии;  $R$ ,  $L$  и  $C$  – параметры, отнесенные к длине линии: продольное последовательное сопротивление линии, продольная последовательная индуктивность и емкость между прямым и обратным питающими проводниками соответственно. Здесь в уравнениях (4.28), по отношению к классическому виду телеграфных уравнений, опущен параметр проводимости  $g$ , выражающий активное сопротивление между проводниками питающей линии, ввиду его малости и, в соответствии с этим, практического отсутствия его влияния на силовые процессы передачи энергии к прибору-потребителю. Этим питающая линия по своим свойствам приближается к линии без потерь, схема которой приведена на рисунке 4.10. Её параметры с достаточной степенью точности могут быть определены выражениями [87]

$$\gamma = j\omega\sqrt{L_i C_i}, \quad (4.29)$$

$$\alpha = \omega\sqrt{L_i C_i}, \quad (4.30)$$

$$Z_c = \rho = \sqrt{\frac{L_i}{C_i}}, \quad (4.31)$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}}, \quad (4.32)$$

где  $\omega$  – круговая частота сигнала;  $\gamma$  – коэффициент распространения;  $\alpha$  – коэффициент фазы;  $Z_c$  – характеристическое или волновое сопротивление линии;  $v$  – фазовая скорость;  $\lambda$  – длина волны электромагнитных колебаний, распространяющихся по линии.

Если принять, что скорость распространения электромагнитной волны равна  $v = 3 \times 10^8$  м/с, то частоте помехи, равной, например,  $f_{\text{пом}} = 100$  МГц, будет соответствовать длина волны  $\lambda = 3$  м, а для  $f_{\text{пом}} = 300$  МГц будем иметь  $\lambda = 1$  м. То есть, при достаточно высоких частотах сигнала помехи длина его волны

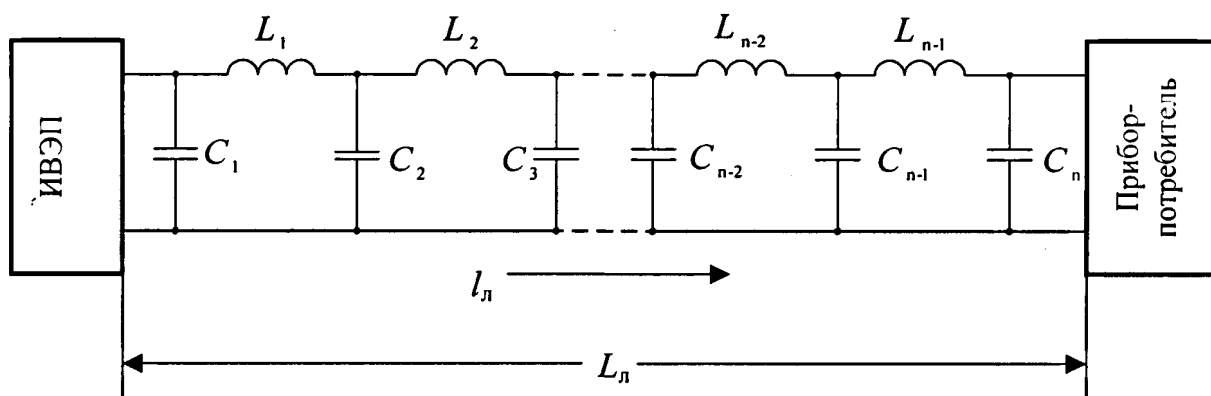


Рисунок 4.10 - Эквивалентная схема питающей линии.

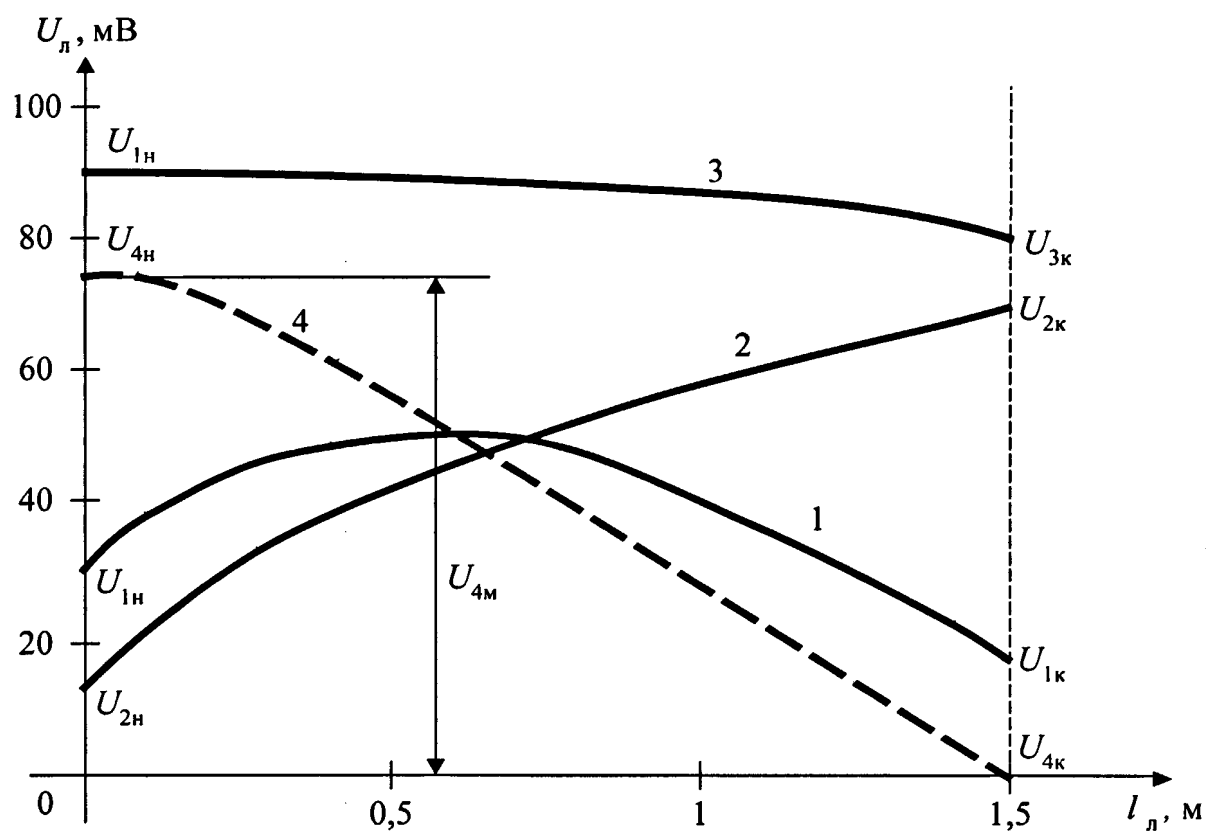


Рисунок 4.11 - Распределение амплитуды напряжения высокочастотного сигнала вдоль длины питающей линии.

становится соизмеримой с длинами практически существующих питающих линий. Это определяет существование в питающей линии стоячих волн, наличие которых определяет определенную специфику распространения высокочастотных электрических сигналов вдоль питающей линии, и может существенно ухудшить помехообстановку в электронных приборах.

Стоячие волны в линии без потерь характеризуются тем, что комплексное значение напряжения в любой точке  $l_n$  линии длиной  $L_n$  складывается из падающей и отражённой волн напряжения, абсолютные значения амплитуд которых находятся в соотношении  $1/|n_2|$  [87], где

$$n_2 = \frac{Z_2 - \sqrt{\frac{L_i}{C_i}}}{Z_2 + \sqrt{\frac{L_i}{C_i}}}. \quad (4.33)$$

Здесь  $Z_2$  – комплексное сопротивление прибора-потребителя на частоте, которая определяет наличие в линии стоячих волн.

Точкам  $l_n + k(\lambda/2)$ , где  $k$  – целое число, удовлетворяющим уравнению

$$\left| \exp\left[j\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_n\right] + n_2 \exp\left[-j\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_n\right] \right| = 1 + |n_2| \quad (4.34)$$

соответствует максимальное значение напряжения  $U_n$ , так как при этом фазы падающей и отраженной волн напряжения совпадают.

На расстоянии  $\lambda/4$  от этих точек падающая и отраженная волны оказываются в противофазе и напряжение достигает минимума. При этом выполняется соотношение

$$\left| \exp\left[j\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_n\right] - n_2 \exp\left[-j\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l_n\right] \right| = 1 - |n_2|. \quad (4.35)$$

Как видно из (4.34) и (4.35) координаты максимумов минимумов напряжения  $U_n$  являются многозначными функциями от параметров  $n_2$  и  $\lambda$ .

Таким образом, кривая значений напряжения вдоль питающей линии имеет вид волнообразной линии, максимумы и минимумы которой тем больше разнятся по величине, чем больше значение  $|n_2|$  приближается к единице.

Расчет распределения амплитуды напряжения  $U_n$  вдоль питающей линии  $l_n$  от ИВЭП до прибора-потребителя теоретически возможен, но практически нерационален по следующим причинам.

Как видно из предыдущего анализа взаимодействия нескольких генераторов помехи, в питающих линиях имеет место несинусоидальная форма высокочастотного напряжения, которая является результирующим воздействием нескольких гармонических колебаний различных частот. Учет этого приводит к необходимости использования при анализе методов интегрального преобразования Фурье, что чрезвычайно усложняет расчетные уравнения и делает их непригодными для использования на практике даже при использовании современных программно-аппаратных средств вычислительной техники.

Кроме того, реактивные параметры питающих линий и входного сопротивления прибора-потребителя на высоких частотах, которые, в основном, определяют причины появления стоячих волн, не могут быть однозначно определены для нескольких линий, ИВЭП, приборов-потребителей и т.п. В зависимости от конструктивного исполнения, воздействия эксплуатационных факторов и др. эти параметры могут отличаться на несколько порядков и отсутствует достаточно точная их воспроизводимость в процессе конструирования и изготовления.

Поэтому представляет интерес на основании изложенных теоретических доводов рассмотреть практические направления работы по снижению уровня высокочастотных помех на входах приборов-потребителей.

Для этого были проведены экспериментальные исследования распределения амплитуды высокочастотного напряжения вдоль питающей линии длиной 1,5 м. Для исследований был выбран импульсный бестрансформаторный ИВЭП с выходным напряжением 5 В, выполненный на основе одноконтурного преобразователя с обратным включением диода. Практически измерение напряжений производилось путем прокалывания последовательно по длине питающего кабеля иглками щупов дифференциального осциллографа с полосой пропуска-

ния 200 МГц. Осциллографирование производилось с применением делителей напряжения со входной емкостью 10 пФ.

При изменении мощности нагрузки от 5 до 45 Вт и в диапазоне изменения величин первичного переменного напряжения от 160 до 240 В картина распределения амплитуды напряжения  $U_n$  существенно изменялась с изменением расположения максимумов  $U_m$  вдоль линии. При этом отсутствовала классическая регулярная волнообразная картина распределения максимумов и минимумов стоячих волн.

Типичная экспериментально определенная картина распределения амплитуды высокочастотного напряжения показана на графиках рисунка 4.11. Из кривых 1, 2 и 3 графиков видно, что при наличии амплитуды пульсаций на выходе ИВЭП (в начале линии)  $U_{1н}$ ,  $U_{2н}$  и  $U_{3н}$  на входе прибора-потребителя (в конце линии) можно получить как меньшие величины напряжений –  $U_{1к}$  или  $U_{3к}$ , так и большие –  $U_{3к}$ .

Достижение минимальных величин напряжения  $U_k$  теоретически возможно путем аналитической оптимизации реактивных параметров линии, комплексного входного сопротивления прибора-потребителя и частот помехи. Однако по указанным причинам это практически нецелесообразно. Существует другой путь уменьшения помех на выходе питающей линии. Он заключается в том, что имеется практическая возможность радикального снижения входного сопротивления. Она реализуется установкой на входе приборов-потребителей высокочастотных, желательно безвыводных, керамических конденсаторов. Полученный при этом положительный эффект показан на графике (рисунок 4.11) кривой 4, у которой  $U_{4к} = 0$ . Аналогично, снижение уровня помех достигается путем установки аналогичных конденсаторов на выходе ИВЭП, однако, при этом следует учитывать, что даже малые величины напряжений  $U_n$  могут привести к существенному увеличению напряжения  $U_k$ . Поэтому, наравне с установкой конденсаторов на выходе ИВЭП, необходимо устанавливать аналогичные конденсаторы и на входе приборов-потребителей.



Анализ приведенных уравнений показывает также, что уменьшение негативного влияния стоячих волн можно достичь путем использования плоских ленточных кабелей, которые широко используются в военной аппаратуре для передачи силовой энергии. При этом существенно увеличивается погонная емкость  $C_i$  питающей линии при одновременном уменьшении погонной индуктивности  $L_i$ .

Таким образом, сложность требуемого анализа распространения высокочастотной энергии вдоль питающих линий может быть преодолена путем применения эмпирических методов, достоверность и корректность которых полностью подтверждается выполненным качественным анализом возникновения и распространения помех.

Эмпирические методы снижения негативного влияния высокочастотных импульсных помех являются наиболее распространенными в практике разработки источников электропитания и электронной аппаратуры.

### Выводы

Выполнено исследование влияния импульсных высокочастотных помех, возникающих в импульсном источнике вторичного электропитания на работу электронной аппаратуры и маломощные функциональные узлы ИВЭП. Выполненный обобщенный анализ взаимодействия нескольких генераторов помех показал, что его результаты распространяются не только на ИВЭП, как генератор помех. Негативное воздействие на работу электронной аппаратуры любых скачкообразных изменений токов или напряжений, возникающих в электротехнических объектах или силовых импульсных функциональных узлах может быть оценено при помощи полученных аналитических выражений.

Подтверждено, что наиболее эффективным методом снижения уровня высокочастотных помех является устранение их в месте возникновения. Однако, так как в импульсных ИВЭП это не всегда выполнимо из-за возрастания мощности потерь и снижения КПД, то показано, что изменением определенных

параметров паразитных контуров приемников можно снизить амплитуду импульсов высокочастотных помех и снизить их частоту. Здесь в качестве приемников помехи могут служить как питающие шины электронных приборов СЦБ, так и непосредственно печатные платы с установленными на них ИМС различного вида.

Гарантированное нормирование уровня помех, которое можно реализовать при помощи расчетов по полученным выражениям, в значительной степени относится к электронным приборам и системам СЦБ, располагаемым в непосредственной близости от релейной аппаратуры и питающейся по первичной сети от одного источника переменного напряжения. Кроме того, специфика железнодорожного транспорта, описанная в Разд.1, определяет существенный уровень помех, включая высокочастотные, влияние которых также может быть учтено при помощи полученных уравнений.

Показано, что характеристики длинных питающих шин, обладающих высокой добротностью, могут определять увеличение амплитуды высокочастотных помех на входах электронных приборов. Это требует принятия соответствующих конструктивных и схемотехнических мер, которые достаточно просто реализуются на практике.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изложенные в диссертационной работе данные определяют получение следующих научно-технических и практических результатов.

1) Определено, что системы электропитания электронной аппаратуры СЦБ железнодорожного транспорта обладают рядом специфических особенностей, которые существенным образом отличают их от сложных компьютерных систем промышленного и военного назначения. К этим особенностям, в первую очередь, следует отнести распределенность и разнесенность в пространстве и наличие мощных генераторов помех, снижающих надежность работы электронной аппаратуры.

2) Выполнен анализ систем электропитания, предложены их эквивалентные схемы, сочетающие в себе как достаточную простоту исследования, так и максимальную и допустимую степень приближения к практике. На основе представления ИВЭП как потребителя неизменной мощности (ПНМ) из эквивалентных схем определено, что анализируемые системы электропитания, состоящие из линейных функциональных звеньев, представляют собой существенно нелинейную электрическую схему. Это влечет за собой появление ряда эффектов, среди которых наиболее важным является свойство неоднозначности напряжения питания ИВЭП. Кроме того, показано, что существенное влияние на характеристики системы электропитания и работоспособность ИВЭП оказывают как отдельные элементы системы, так и их взаимное сочетание. Проанализирована работа, как частных случаев предложенных эквивалентных схем, так и наиболее общих. Получены уравнения для определения и оптимизации характеристик систем электропитания. Разработаны практические рекомендации по обеспечению надежной работы ИВЭП и питаемой ими электронной аппаратуры СЦБ.

3) Выполнена разработка новых технических решений ряда функциональных узлов СЦБ и систем электропитания. На них поданы 4 заявки на пред-

полагаемые изобретения, на 2 из которых получены положительные решения ФИПС РФ.

Разработано техническое решение поездного светофора с применением светодиодных матриц (СДМ). Выполнен анализ процессов работы устройства, показано, что оно обладает высокой энергетической эффективностью и повышенной надежностью работы. Получены уравнения для определения параметров схемы и нахождения наиболее оптимальных её характеристик.

Разработано устройство управления силовыми электромагнитными механизмами, к которым, в частности, могут относиться контакторы переменного напряжения. Показано, что его работоспособность обеспечивается только при определенных сочетаниях параметров элементов схемы. Получены выражения для расчета характеристик элементов и на основании их анализа определены области устойчивой работы устройства. Найдено, что разработанное устройство может найти применение в системах охраны постов ЭЦ, домов связи и т.п.

Проведен сравнительный анализ устройств заряда аккумуляторных батарей от первичного источника переменного напряжения, показано, что они обладают невысокой энергетической эффективностью и сложностью систем стабилизации тока заряда. Показано, что существенно лучшими показателями обладают давно известные практические зарядные устройства с применением ограничивающих конденсаторов переменного напряжения. Выполнено исследование процессов работы таких устройств, на основании которого разработано новое техническое решение. Оно расширяет функциональные возможности применения известного принципа.

Для определения возможности использования в системах электропитания импульсных конденсаторов сверхвысокой энергоемкости (ИКЭ) проведен анализ работы ИВЭП, у которого на входе установлен ИКЭ. Предложены технические решения для реализации пусковых узлов, формирующих плавный выход на режим ИВЭП. Получены выражения для нахождения основных характеристик и параметров элементов схемы, на основании чего определены положительные свойства устройства. Показано, что использование предложенного

устройства потенциально дает выигрыш по мощности потерь в несколько десятков ватт.

Выполнен анализ работы схемы дистанционного контроля нескольких переменных токов. Найдены расчетные выражения для расчета элементов и оптимизации его параметров. Определены энергетические характеристики устройства, влияющие на возможности использования его в схемах контроля систем электропитания электронной аппаратуры СЦБ.

4) Проведено исследование возникновения импульсных высокочастотных помех в ИВЭП. Показаны причины несинусоидальной формы напряжения помех. Выполнен анализ проникновения и влияния высокочастотных импульсных помех на функционирование электронной аппаратуры. Получены основные расчетные уравнения, определяющие величины напряжений в приемниках помехи при нескольких несинфазных и несинхронных генераторов помехи и при наличии на выходе ИВЭП пульсаций напряжения, определяемых основными процессами импульсного преобразования энергии и имеющих существенно более низкую частоту. Проведен анализ свойств длинных высокодобротных питающих линий, на основании которого определено, что в них возможно появление стоячих волн на частотах импульсных высокочастотных помех. Это вызывает увеличение амплитуды уровней напряжения на выходе питающей линии по отношению ко входному напряжению. Разработаны основные практические рекомендации по снижению уровня высокочастотных помех и повышению помехоустойчивости электронной аппаратуры СЦБ.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Мишарин А.С. Информатизация – важнейшее средство повышения эффективности работы отрасли // Железнодорожный транспорт.- 1999.- № 9.- С. 19-21.
2. Козлов П.А. От информационных систем к управляющим // Железнодорожный транспорт.- 1999.- № 9.- С. 26-29.
3. Лапидус Б.С. Экономические процессы и информатизация // Железнодорожный транспорт.- 1999.- № 9.- С. 72-75.
4. Талалаев В.И., Сергеев Б.С., Щиголев С.А. Источники вторичного электропитания для железнодорожного транспорта // Экономика и производство.- 1999.- № 8/9.- С. 29-31.
5. Сергеев Б.С., Наговицын В.В. Электропитание электронной аппаратуры // Железнодорожный транспорт.- 2000.- №3.- С. 35-36.
6. Сергеев Б.С., Наговицын В.В. Проблемы электропитания электронной аппаратуры // Совершенствование информационных систем на железнодорожном транспорте / Межвуз. сб. научн. трудов.- Екатеринбург: УрГУПС.- 2000.- Вып. 10 (98).- С. 3-8.
7. Проблемы с электропитания // Решения-99: Мат. фирмы "American Power Conversion".- 1999.- С.4-5. (<http://www.appc.com>, [www.appc.spb.ru](http://www.appc.spb.ru)).
8. Сергеев Б.С., Чечулина А.Н. Источники электропитания электронной аппаратуры железнодорожного транспорта.- М.: Транспорт, 1998.- 280 с.
9. Сергеев Б.С. Схемотехника источников вторичного электропитания.- М.: Радио и связь, 1992.- 224 с.
10. Колосов В.А., Лукин А.В., Сергеев Б.С. Схемотехника высокочастотных преобразователей напряжения.- М.: АО ВТ и ПП, 1993.- 150 с.
11. Сергеев Б.С., Наговицын В.В. Проблемы электропитания электронной аппаратуры железнодорожного транспорта // Устройства и системы энергетиче-

ческой электроники: Тез. докл. Всероссийской НТК УСЭЭ-2000.- М.: НТФ ЭНЭЛ.- 2000.- С. 18-20.

12. Михайлов А.Ф., Частоедов Л.А. Электроснабжение устройств автоматики и телемеханики железнодорожного транспорта.- М.: Транспорт, 1980.- 240 с.

13. Коган Д.А., Эткин Д.А. Аппаратура электропитания железнодорожной автоматики.- М.: Транспорт, 1987.- 256 с.

14. Тюрморезов В.Е. Источники электропитания устройств железнодорожной автоматики, телемеханики и связи.- М.: Транспорт, 1987.- 223 с.

15. Фельдман А.Б., Частоедов Л.А. Электропитающие устройства связи железнодорожного транспорта.- М.: Транспорт, 1991.- 272 с.

16. Тяговые подстанции / Ю.М.Бей, Р.Р.Мамошин, В.Н.Пупынин, М.Т.Шалимов.- М.: Транспорт, 1986.- 319 с.

17. Дмитриев Р.В., Смирнова В.И. Электропитающие устройства железнодорожной автоматики, телемеханики и связи.- М.: Транспорт, 1983.- 248 с.

18. Багуц В.П., Ковалев Н.П., Костроминов А.М. Электропитание устройств автоматики, телемеханики и связи.- М.: Транспорт, 1991.- 286 с.

19. Герман Л.А., Колкин А.А. Электроснабжение устройств автоблокировки и электрической централизации.- М.: Транспорт, 1974.- 168 с.

20. Сороко В.И., Милюков В.А. Аппаратура железнодорожной автоматики и телемеханики.- Т.1.- М.: НПФ "Планета", 2000.- 960 с.

21. Сороко В.И., Розенберг Е.Н. Аппаратура железнодорожной автоматики и телемеханики.- Т.2.- М.: НПФ "Планета", 2000.- 1008 с.

22. Сергеев Б.С., Чечулина А.Н. Современные источники электропитания электронной аппаратуры / Учебное пособие по дисциплине "Электропитание устройств автоматики, телемеханики и связи на железнодорожном транспорте".- Екатеринбург: УрГУ ПС, 1998.- 122 с.

23. Коссов О.А. Усилители мощности в режиме переключений.- М.: Энергоатомиздат, 1971.- 432 с.

24. Источники вторичного электропитания / Под ред. Ю.И.Конева.- М.: Радио и связь, 1983.- 280 с.
25. Моин В.С., Лаптев Н.Н. Стабилизированные транзисторные преобразователи.- М.: Энергия, 1972.- 512 с.
26. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи.- М.: Энергоатомиздат, 1986.- 376 с.
27. Источники электропитания электронной аппаратуры. Справочник / Под ред. Г.С.Найвельта.- М.: Радио и связь, 1986.- 576 с.
28. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Ромаш Э.М. и др.- М.: Радио и связь, 1986.- 288 с.
29. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники.- М.: Энергоатомиздат, 1992.- 296 с.
30. Колосов В.А. Электропитание стационарной радиоэлектронной аппаратуры.- М.: Радио и связь, 1992.- 160 с.
31. Иванов-Цыганов А.И. Электропреобразовательные устройства радиоэлектронных систем.- М.: Высшая школа, 1991.- 272 с.
32. Березин О.К., Костиков В.Г., Шахнов В.А. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры.- М.: "Три Л", 2000.- 400 с.
33. Шалимов Л.Н., Манько Н.Г., Сергеев Б.С. Проблемы конверсии оборонного предприятия // Экономика и производство.- 2001.- № 7.- С. 14-17.
34. Шалимов Л.Н., Манько Н.Г. НПО Автоматики – конверсия // Современные системы и устройства автоматики, информатики и связи / Межвуз. сб. научн. трудов.- Екатеринбург: УрГУПС, 2001.- Вып. 12(104).- С. 34-39.
35. Энергетическая электроника. Справочное пособие: Пер. с нем.- М.: Энергоатомиздат, 1987.- 464 с.
36. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания: Пер. с англ.- М.: Энергоатомиздат, 1988.- 294 с.



37. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания: Пер. с англ.- М.: Энергоатомиздат, 1990.- 240 с.

38. Готтлиб И.М. Источники питания. Инверторы. Конверторы. Линейные и импульсные стабилизаторы: Пер. с англ.- М.: Постмаркет, 2000.- 560 с.

39. Кошевой В.А., Корнев А.Н., Поляшов Л.И., Радионов Н.И. Применение импульсных конденсаторов сверхвысокой энергоемкости в системах электростартерного пуска дизель-генераторных установок тепловозов // Вестник ВНИИЖТ.- 1996.- №1.- С. 35-39.

40. Долдин В.М., Алексеев Е.Н., Выходцев Л.В. Применение накопителей энергии в системах электропитания // Локомотив.- 1999.- № 12.- С. 40-41.

41. Аникеев И.П., Корнев А.Н. Усовершенствованная схема конденсаторной системы пуска дизеля // Локомотив.- 2000.- № 4.- С. 29.

42. Грубер Дж. Приводы стрелочных переводов // Железные дороги мира.- 1999.- № 9.- С. 63-64.

43. Житенев Ю.А. Ресурсосбережение на новом этапе преобразований в отрасли // Локомотив.- 2000.- № 6.- С. 2-4.

44. Сергеев Б.С. Многоканальные источники вторичного электропитания на основе транзисторных однотактных преобразователей постоянного напряжения: Автореферат дисс. ... докт. техн. наук.- М.: МЭИ, 1993.- 39 с.

45. Курченкова Н.Б. Исследование и разработка конденсаторных источников вторичного электропитания: Автореферат дисс. ... дисс. канд. техн. наук.- М.: МЭИ, 2000.- 19 с.

46. Сергеев Б.С., Курченкова Н.Б. Работа стабилизирующих ИВЭП от источника с большим сопротивлением // Электросвязь.- 1998.- № 8.- С. 33-35.

47. Курченкова Н.Б., Сергеев Б.С. Конденсаторные источники вторичного электропитания // Электричество.- 1999.- № 2.- С. 46-51.

48. Kurchenkova N.B., Sergeyev B.S. Capacitor-Type Secondary Power Supplies // Electrical Technology Russia.- 1999.- № 1.- P. 92-101.

49. Сергеев Б.С. Предельные возможности применения конденсаторных источников вторичного электропитания // Электросвязь.- 1996.- № 2.- С. 38-40.

50. Сергеев Б.С. Схемотехнические способы повышения надежности ИВЭП // Силовые электронные системы и устройства маломощной преобразовательной техники: Мат. I Всесоюзной НТК Ч.2.- М.-Алма-Ата: НИВЦ "Источник", 1990.- С. 118-129.

51. Лисовский М.П. Пути проникновения перенапряжений в аппаратуре СЖАТ // Автоматика, связь, информатика.- 1998.- № 3.- С. 19-23.

52. Лисовский М.П. Приборы защиты систем железнодорожной автоматики и телемеханики от перенапряжений // Автоматика, связь, информатика.- 1998.- № 5.- С. 16-18.

53. Лисовский М.П. Синтез схем защиты от перенапряжений. Критерии эффективности // Автоматика, связь, информатика.- 1998.- № 12.- С. 8-10.

54. Лисовский М.П. Разработка универсальной структуры защиты от перенапряжений // Автоматика, связь, информатика.- 1999.- №12.- С. 14-16.

55. Костроминов А.М. Защита устройств железнодорожной автоматики и телемеханики от помех.- М.: Транспорт, 1995.- 192 с.

56. Сертификация и доказательство безопасности систем железнодорожной автоматики / Под ред. Вл.В.Сапожникова.- М.: Транспорт, 1997.- 288 с.

57. Наговицын В.В., Курченкова Н.Б., Сергеев Б.С. Влияние продольного сопротивления питающих линий на функционирование устройств СЦБ // Транспорт. Наука, управление.- 2001.- № 7.- С. 17-20.

58. Сергеев Б.С., Ромаш Э.М., Наговицын В.В., Курченкова Н.Б. Анализ работы электрической цепи с потребителем неизменной мощности // Электричество.- 2002.- № 2.

59. Наговицын В.В., Курченкова Н.Б., Сергеев Б.С. Влияние продольного сопротивления питающих линий на функционирование устройств СЦБ и связи: Транспорт. Наука, техника, управление / Сб. ВИНТИ РАН.- 2001.- № 7.- С. 16-20.

60. Деев А.М., Зенькович Ю.И., Коган Д.А. и др. Ресурсосберегающие технологии в устройствах управления показаниями светофоров // Автоматика, связь, информатика.- 2000.- № 1.- С. 32-35.
61. Световые сигнальные указатели на базе светодиодов // Железные дороги мира.- 2000.- № 3.- С. 63-65.
62. Применение светодиодов в сигнальных устройствах // Железные дороги мира.- 2001.- № 7.- С. 47-48.
63. Есюнин В.И., Ефрюшкин А.Е. Светодиодные переездные светофоры // Автоматика, связь, информатика.- 1999.- № 12.- С. 25-26.
64. Сергеев Б.С., Щиголев С.А., Любар В.Г. Светодиодные светофоры: Проблемы разработки и применения // Автоматика, связь, информатика.- 2001.- № 5.- С. 19-23.
65. Светодиодный светофор: Заявка на изобретение № 2001124300. МКИ B61L 23/00 / Б.С.Сергеев, С.А.Щиголев, В.В.Наговицын.
66. Сергеев Б.С., Наговицын В.В., Щиголев С.А. Светодиодный светофор // Новые устройства автоматики, информатики и связи / Межвуз. сб. научн. трудов.- Екатеринбург: УрГУПС.- 2001.- Вып. 21 (103).- С. 196-204.
67. Охранное устройство: Заявка на изобретение № 2000122027. МКИ G08B 13/08 / Б.С.Сергеев, В.В.Наговицын.
68. Сергеев Б.С., Наговицын В.В. Анализ работы дистанционно управляемого электромагнитного реле // Электротехника.- 2001.- № 11.- С. 52-56.
69. Сергеев Б.С., Наговицын В.В. Охранное устройство // Новые устройства и системы автоматики, информатики и связи / Межвуз сб. научн. трудов.- Екатеринбург: УрГУПС.- 2001.- Вып. 18 (100).- С. 177-189.
70. Наговицын В.В., Курченкова Н.Б., Сергеев Б.С. Заряд аккумуляторов через ограничивающий конденсатор // Новые устройства и системы автоматики, информатики и связи / Межвуз сб. научн. трудов.- Екатеринбург: УрГУПС.- 2001.- Вып. 18 (100).- С. 98-106.

71. Устройство для заряда аккумулятора: Заявка на изобретение № 2000122025. МКИ H02M 7/155 / Н.Б.Курченкова, В.В.Наговицын, Б.С.Сергеев.

72. Беленький Б.Н. и др. Расчет эксплуатационных характеристик и применение электрических конденсаторов.- М.: Радио и связь, 1988.- 240 с.

73. Источник вторичного электропитания: Авт. свид. СССР № 1739451. МКИ H02M 3/335 / Б.С.Сергеев.- 3 с.

74. . Наговицын В.В., Сергеев Б.С. Анализ работы источника электропитания в пусковом режиме // Новые устройства автоматики, информатики и связи / Межвуз. сб. научн. трудов.- Екатеринбург: УрГУПС.- 2001.- Вып. 18 (100).- С. 107-120.

75. Устройство заряда фильтрующего конденсатора: Заявка на изобретение № 2000115094. МКИ H02M 3/335 / В.В.Наговицын, Б.С.Сергеев, К.Е.Сорокин

76. Анализ систем электропитания устройств СЖАТ, элементной базы и функциональных параметров: Отчет о НИР по договору ЭЛ-3 ВНИИАС МПС. / Исп. Б.С.Сергеев, А.Н.Чечулина, В.В.Наговицын.- Екатеринбург: УрГУПС. Этапы 1, 2, 3 и 4. - 2001.- 324 с.

77. Преобразователь напряжения: Заявка на изобретение № 2000122026. МКИ H02M 7/217 / Наговицын В.В., Сергеев Б.С. Пол. Реш. о выдаче патента РФ от 09.10.01 г.

78. Ромаш Э.М., Наговицын В.В., Курченкова Н.Б. Устройство контроля переменных токов //

79. Устройство контроля переменных токов: Патент РФ № 2109302. МКИ G01R 31/02 / Б.С.Сергеев, К.Г.Красноселов, В.И.Головин.- 3 с.

80. Новоселов В.В., Наговицын В.В. Компенсатор мощности искажений на основе стабилизатора понижающего типа // Новые устройства автоматики, информатики и связи / Межвуз. сб. научн. трудов.- Екатеринбург: УрГУПС.- 2001.- Вып. 18 (100).- С. 107-120.

81. Чечулина А.Н., Наговицын В.В., Сорокин К.Е. Аппаратно-программный комплекс для исследования систем электропитания // Новые устройства и системы автоматики, информатики и связи / Межвуз. сб. научн. трудов.- Екатеринбург: УрГУПС.- 2001.- Вып. 18 (100).- С. 276-279.

82. Сорокин К.Е., Чечулина А.Н. Экспериментальные исследования систем электропитания устройств СЦБ // Новые устройства и системы автоматики, информатики и связи / Межвуз. сб. научн. трудов.- Екатеринбург: УрГУПС.- 2001.- Вып. 18 (100).- С. 198-208.

83. Бушуев В.М. Электропитание устройств связи.- М.: Радио и связь, 1986.- 240 с.

84. Электропитание устройств связи / А.А.Бокуняев, Б.В., Горбачев, В.Е. Китаев и др.; Под ред. В.Е. Китаева.- М.: Радио и связь, 1988.- 280 с.

85. Каталог изделий Санкт-Петербургского Электротехнического завода.- С-Пб.: ЭТЗ, 1997.- 172 с.

86. Князев А.Д., Кечиев Л.Н., Петров Б.В. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместности.- М.: Радио и связь, 1989.- 224 с.

87. Атабеков Г.И. Теория линейных электрических цепей.- М.: Сов. Радио, 1960.- 712 с.

88. Гумберт Г.-Дж. Электромагнитная совместимость подвижного состава // Железные дороги мира.- 2001.- № 11.- С. 4150.

89. Курченкова Н.Б., Наговицын В.В., А.Н.Чечулина. Современное состояние проблем источников вторичного электропитания // Современные информационные технологии, электронные системы и приборы / Межвуз. сб. научн. трудов.- Екатеринбург: УрГУПС.- 2001.- Вып. 21 (103).- С.103-109.

90. Наговицын В.В., Сергеев Б.С. Исследование систем электропитания с реальным потребителем неизменной мощности // Современные информационные технологии, электронные системы и приборы / Межвуз. сб. научн. трудов.- Екатеринбург: УрГУПС.- 2001.- Вып. 21 (103).- С. 116-123.

91. Ромаш Э.М., Наговицын В.В., Курченкова Н.Б. Устройство контроля переменных токов // Современные информационные технологии, электронные системы и приборы / Межвуз. сб. научн. трудов.- Екатеринбург: УрГУПС.- 2001.- Вып. 21 (103).- С. 163-172.

92. Сергеев Б.С., Наговицын В.В., Щиголев С.А. К вопросу выбора критерия пропускной способности перегонов // Современные информационные технологии, электронные системы и приборы / Межвуз. сб. научн. трудов.- Екатеринбург: УрГУПС.- 2001.- Вып. 21 (103).- С. 211-223.

93. Сорокин К.Е., Чечулина А.Н. Экспериментальные исследования средств вычислительной техники // Современные информационные технологии, электронные системы и приборы / Межвуз. сб. научн. трудов.- Екатеринбург: УрГУПС.- 2001.- Вып. 21 (103).- С. 228-237.

94. Щиголев С.А., Сергеев Б.С. Технические и учебно-методические аспекты повышения качества эксплуатации устройств СЦБ // Современные информационные технологии, электронные системы и приборы / Межвуз. сб. научн. трудов.- Екатеринбург: УрГУПС.- 2001.- Вып. 21 (103).- С. 307-319.

95. Сизых Г.Н. Электропитание устройств связи. - М.: Радио и связь, 1982.- С. 288.

96. Барнс Дж. Электронное конструирование : методы борьбы с помехами. - М.: Мир, 1990.- С. 238.

97. Ануфриев Ю.А., Гусев В.Н., Смирнов В.Ф. Эксплуатационные характеристики и надежность электрических конденсаторов. - М.: Энергия, 1976.- С. 224.

98. Лернер М.Н. Выбор конденсаторов для электронных устройств. - М.: Энергия, 1970.- С. 152.

99. Конденсаторы для пуска однофазных двигателей; для улучшения коэффициента мощности светильников: Каталог / АО "Электроинтер" Завод конденсаторного оборудования.- М.:, 2001.- С.8.

100. Здрок А.Г. Выпрямительные устройства стабилизации напряжения и заряда аккумуляторов. - М.: Энергоатомиздат, 1988.- С. 144.
101. Макаров В.Л., Петров В.А., Попов С.Г. Стабилизированные выпрямители с емкостным фильтром. - Л.: Энергия, 1975.- С. 136.
102. Кадель В.И. Силовые электронные системы автономных объектов. - М.: Радио и связь, 1990.- С. 224.
103. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА.- М.: Радио и связь, 1989.- С. 160.
104. Мкртчян Ж.А. Основы построения устройств электропитания ЭВМ.- М.: Радио и связь, 1990.- С. 208.
105. Бас А.А., Миловзоров А.П., Мусолин А.К. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом. - М.: Радио и связь, 1987.- С. 160.
106. Булатов О.Г., Иванов В.С., Панфилов Д.И. Полупроводниковые зарядные устройства емкостных накопителей энергии. - М.: Радио и связь, 1986.- С. 160.
107. Быков Ю.М., Василенко В.С. Помехи в системах с вентильными преобразователями. - М.: Энергоатомиздат, 1986.- С. 152.
108. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты. - М.: Энергоатомиздат, 1987.- С. 184.
109. Китаев В.Е., Бокуняев А.А. Расчет источников электропитания устройств связи. - М.: Связь, 1979.- С. 216.
110. Эраносян С.А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями. - Л.: Энергоатомиздат, 1991.- С. 176.
111. Белов Г.А. Высокочастотные тиристорно-транзисторные преобразователи постоянного напряжения. - М.: Энергоатомиздат, 1987.- С. 120.