

Бекиров Э.А.

ВОЗОБНОВЛЯЕМАЯ ЭНЕРГЕТИКА

Симферополь
ИТ «АРИАЛ»
2016

УДК 621.3(075.8)

ББК 31.2

Б 42

*Рекомендовано к печати Ученым советом
ФГАОУ ВО КФУ имени В.И. Вернадского»
(протокол № 1 от 02 февраля 2016 г.)*

Рецензенты:

Олейников А.М., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой «Судовое электрооборудование», лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники;

Сафонов В.А., д.т.н., профессор кафедры «Возобновляемые источники энергии и электрические системы и сети».

Бекиров Э.А.

Б 42 Возобновляемая энергетика / Э.А. Бекиров. – Симферополь : ИТ «АРИАЛ», 2016. – 384 с.

ISBN 978-5-906813-66-4

В монографии получили дальнейшее развитие метода анализа сетей низкого напряжения при генерировании электроэнергии энергоустановками возобновляемой энергетике с использованием математических моделей. Проведен анализ электрических параметров. Определены количественные и качественные характеристики влияния параметров нагрузки и сети на значения показателей качества электроэнергии. Рассмотрены вопросы оптимизации при работе энергоустановок возобновляемой энергетике с существующими электрогенерирующими станциями и совместная работа на общую энергосистему. Предложены ряд схмотехнических решений по преобразователям, осуществляющим контроль электрических параметров, измерение, защиты и управления электрогенерирующими установками возобновляемой энергетике.

Для научных и инженерно-технических работников, занимающихся вопросами контроля качества электроэнергии, разработчикам электроизмерительной аппаратуры. Может быть полезной студентам специальностей электроэнергетика и электротехника, а также магистрантам возобновляемой энергетике.

УДК 621.3(075.8)

ББК 31.2

© Бекиров Э.А., 2016

© ИТ «АРИАЛ»,

оформление, дизайн, 2016

ISBN 978-5-906813-66-4

ОГЛАВЛЕНИЕ

Основные условные обозначения и сокращения	6
Предисловие.....	8
Введение.....	11
Глава 1. ХАРАКТЕРИСТИКА ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ	14
Глава 2. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ОСОБЕННОСТИ ПРОБЛЕМЫ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ.....	20
2.1. Причины возникновения отклонений и колебаний напряжения и их влияние на электроприемники и технологическое оборудование	20
Глава 3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАГРУЗОК ПОСТОЯННОГО ТОКА СОЛНЕЧНОЙ ЭЛЕКТРОСТАНЦИИ С УЧЕТОМ ПАРАМЕТРОВ СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ, НАГРУЖЕННЫХ НА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНУЮ ПОДСТАНЦИЮ	41
3.1. Увеличение энергетического потенциала Крыма при использовании возобновляемых источников энергии	45
3.2. Прогнозирование, проектирование, расчет и анализ, и использование ветроагрегатов в Крыму	53
3.3. Перспективы развития гидроэнергетики в Крыму	89
3.4. Расчет параметров солнечной электростанции.....	101
Глава 4. ОСОБЕННОСТИ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ТОКОВЫХ КАНАЛАХ ФОТОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПРИ РАЗВИТИИ НЕУСТОЙЧИВОСТЕЙ.....	114
4.1. Синергетический метод анализа динамических процессов в пространственно распределенных системах, модели которых описываются уравнениями в частных производных.....	114
4.2. Модель формирования пространственно неоднородных структур при развитии возмущений электротепловых параметров в токовых каналах фотопреобразователей с плоской геометрией.....	118
4.3. Модель формирования пространственно неоднородных структур при развитии возмущений электротепловых параметров в токовых каналах фотопреобразователей с круговой геометрией	123
4.4. Особенности развития неустойчивостей в токовых каналах фотопреобразователей с пространственно неоднородным рас- пределением амплитуды и волнового вектора возмущений.....	129
4.5. Динамические процессы и их устойчивость в системах «фотобатарея – нелинейная нагрузка».....	135

4.5.1.	Динамические процессы и их устойчивость в системе параллельно-последовательно связанных фотопреобразователей	136
4.5.2.	Динамические процессы и их устойчивость в системе «фотобатарея – активно-реактивная нагрузка».....	141
4.5.3.	Неустойчивости в системе «фотобатарея – температурно-зависимая нагрузка».....	150
4.5.4.	Динамические процессы в системах «фотобатарея – электромеханическая нагрузка» на примере двигателей постоянного тока	156
4.6.	Анализ работы фотопреобразователей – солнечных батарей на нагрузку при наличии возмущений и неустойчивостей.....	166

Глава 5. КАЧЕСТВО ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ, ГЕНЕРИРУЕМОЙ СОЛНЕЧНОЙ ЭЛЕКТРОСТАНЦИЕЙ В ЭНЕРГОСИСТЕМУ **173**

5.1.	Использование математических методов в технико-экономических расчетах возобновляемых источников энергии.....	191
5.2.	Технико-экономические расчеты по выбору генерируемого напряжения.....	195

Глава 6. ФОРМИРОВАНИЕ КВАЗИСИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ **198**

6.1.	Аналитические преобразования дискретизированного квазисинусоидального напряжения в непрерывное синусоидальное напряжение	198
6.2.	Новые технические решения по структуре вторичных источников электропитания для фотобатарей	203
6.3.	Гармонический анализ дискретно заданных сигналов и его численная реализация	222
6.4.	Метод неопределенных коэффициентов в теории приближения сигналов.....	225
6.5.	Гармонический анализ периодических сигналов переменного тока.....	226
6.6.	Методы и способы преобразования энергии высших гармонических составляющих	231

Глава 7. ОПТИМИЗАЦИЯ РЕЖИМОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ НАГРУЗКИ В СОВМЕЩЕННОЙ СИСТЕМЕ С ВОЗОБНОВЛЯЕМЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ЭНЕРГИИ **234**

Глава 8. ФОРМИРОВАНИЕ КВАЗИСИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ **246**

8.1.	Применение расчетно-аналитического метода при формировании квазисинусоидального напряжения.....	246
------	---	-----

8.2.	Способы улучшения работы генераторов синусоидального напряжения.....	250
8.3.	Принцип действия инвертора при формировании квазисинусоидального сигнала	272

Глава 9. СИНХРОНИЗАЦИЯ НАПРЯЖЕНИЙ СЕТИ И ГЕНЕРАТОРА. МЕТОДЫ И СИСТЕМЫ СОГЛАСОВАНИЯ ВТОРИЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИСТОЧНИКОВ С СЕТЬЮ	280	
9.1.	Принцип фазовой синхронизации и схема его реализации	280
9.2.	Принцип действия устройства синхронизации генератора с сетью по частоте	297
9.3.	Системы контроля электрических параметров вторичных преобразователей энергии и их защиты.....	306
9.4.	Взаимодействие синусоиды напряжения сети с синусоидой напряжения генератора, не соответствующей нормам	318
9.4.1.	Построение синусоид напряжения 380 В с разницей в частоте колебания напряжения: 45; 47; 49; 49,5 Гц и сложение ее с синусоидой сети	319
9.4.2.	Построение синусоид напряжения 380 В с разным начальным углом сдвига фаз: 5, 10, 15, 20 градусов и с разницей частоты колебания напряжения: 45; 47; 49; 49,5 Гц и сложение ее с синусоидой сети.....	320
9.4.3.	Применение математического аппарата для анализа полученных осциллограмм.....	321
9.5.	Анализ работы электрогенерирующих систем при нестационарных режимах в реальном времени	322
9.5.1.	Частотная и фазовая модуляция	324

Глава 10. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

УСТРОЙСТВА	331	
10.1.	Устройства для измерения периода колебаний	331
10.2.	Устройство для измерения инфранизких частот	335
10.3.	Аналитические методы расчета потерь при совместной работе суперконденсаторов и аккумуляторов с солнечными батареями. Разработка схемотехнических решений.....	342
10.4.	Методика определения блуждающих токов. Измерение, анализ, экспериментальное определение.....	366

ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	372
------------------------	------------

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	376
-------------------------------	------------

ОСНОВНЫЕ УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

ВЭ – возобновляемая энергетика
ВИЭ – возобновляемые источники энергии
НВИЭ – нетрадиционные возобновляемые источники энергии
ВЭС – ветровая электростанция
ВЭУ – ветроэнергетическая установка
СЭС – солнечная электростанция
СБ – солнечная батарея
ФЭП – фотоэлектрический преобразователь
ПКЭ – показатели качества электроэнергии
ЭМС – электромагнитная совместимость
ЭДС – электродвижущая сила
ГЭС – гидроэлектростанция
ТЭС – тепловая электростанция
АЭС – атомная электростанция
ТЭР – топливно-энергетические ресурсы
ВЛ – воздушные линии
ЛЭП – линия электропередачи
КПД – коэффициент полезного действия
АМ – асинхронная машина
СМ – синхронная машина
СГ ПМ – синхронные генераторы с постоянными магнитами
АГ – асинхронный генератор
И – инвертор
РУ – релейное управление
НД – нормативные документы
ФЭ – фотоэлементы
ВАХ – вольт-амперная характеристика
ТР – трансформатор
ФП – фотопреобразователь
ДПТ – двигатель постоянного тока
БДК – блок дискретизации по времени
БГЧ – блок генерации частот
ФСИН – формирователь сетевых импульсов напряжения
НИП – нетрадиционный источник питания
БМВ – блок мостовых выпрямителей
TV – условное обозначение трансформатора
VT – транзистор
ДА – аналоговой микросхемы
ДД – логический элемент
VS – оптопреобразователь
VD – диод
ШИМ – широтно-импульсный модулятор
ФМИУ – формирователь модулированных импульсов управления
ИСН – импульсный стабилизатор напряжения
УТЗ – устройство токовой защиты
ИКСН – инвертор квазисинусоидального напряжения

АПЧГСН – автоматическая подстройка частоты генератора синусоидального напряжения
ГИКСН – генератор или инвертор квазисинусоидального напряжения
БС – блок синхронизации
УПТ – усилитель постоянного тока
УКН – устройства контроля напряжения
УГР – устройство гальванической развязки
БИ – биполярный источник
ДН – делитель напряжения
В – выпрямитель
Ф – фильтр
СН – стабилизатор напряжения
ФНЧ – фильтр низких частот
ФВЧ – фильтр верхних частот
БЛОС – блок логической обработки сигнала
Т – триггер управления
ГЭЧ – генератор эталонной частоты
К – компаратор
БП – буферная память
ДШ – дешифратор
ОУ – отсчетное устройство-индикатор
АЧХ – амплитудная частотная характеристика
У – усилитель
ФПИ – формирователь прямоугольных импульсов
СИ – счетчик импульсов
БПН – блок постоянных напряжений
Б «З-Р» – блок «заряд-разряд»
БФ «З» – блок формирования заряда
БФ «Р» – блок формирования разряда
СК – суперконденсатор
Кл. «З» – ключ заряда суперконденсатора
Кл. «Р» – ключ разряда суперконденсатора
АБ – аккумуляторные батареи
БО «З-Р» – блок определения «заряд-разряд»

ПРЕДИСЛОВИЕ

Монография посвящена проблеме совместной работы электрогенерирующих установок возобновляемой энергетики ВЭС, СЭС при работе на общую электрическую сеть. В настоящее время в условиях насыщенности электрических сетей объектами с нелинейными электроприемниками, как бытовая и компьютерная техника, энергоемкими нагрузками, работающими в импульсном и импульсно-реверсивном режиме, наличие несимметричных нагрузок, изменение энергетических параметров электрических сетей по напряжению, частоте и фазе приводит к ухудшению качества электроэнергии в энергосистемах, воздействует на энергоустановки малой мощности при генерировании электроэнергии, а также к ряду недопустимых и аварийных ситуаций. В монографии некоторые теоретические положения, идеи и разработки, которые были изложены в ранних публикациях авторов, получили дальнейшее развитие. Это относится к разработке новых методов анализа и усовершенствование моделей преобразовательных устройств, теоретическим и экспериментальным исследованиям электрогенерирующих энергоустановок возобновляемой энергетики, разработки новых схемотехнических решений по контролю и измерению энергетических параметров в сетях низкого напряжения.

Предлагаемая работа является обобщением серии статей автора, опубликованных за последние 10 лет. Закончены исследования рассмотрением более совершенных моделей.

Первая глава монографии посвящена показателям качества электроэнергии. Однозначно определять по мощности воздействие на электрооборудование и сети ухудшение качества электроэнергии будет не совсем корректным, если не учитывать продолжительности, периоды действия и частоту факторов, ухудшающих качество электроэнергии.

Во второй главе проводится оценка современного состояния электроэнергетических систем, анализ погрешности измерений реактивной мощности в трехфазных сетях при наличии высших гармоник и вычислить максимальную погрешность измерения реактивной мощности в трехфазных цепях для всех способов включения ваттметров.

Третья глава посвящена определению нагрузок постоянного тока солнечной электростанции с учетом параметров солнечных батарей, нагруженных на преобразовательную подстанцию. Рассмотрены вопросы увеличения энергетического потенциала Крыма при использовании возобновляемых источников энергии; прогнозирования, проектирования, расчеты и анализ использования ветрогенераторов в Крыму.

Согласно расчетному гидроэнергетическому потенциалу Крыма показаны перспективы развития гидроэнергетики. Приведена методика расчета параметров солнечной электростанции.

В четвертой главе монографии рассмотрены особенности динамических процессов в токовых каналах фотопреобразователей при развитии неустойчивостей. Приведен синергетический метод анализа динамических процессов в пространственно распределенных системах, модели которых описываются уравнениями в частных производных. Характеристики фотобатарей и солнечных коллекторов не являются постоянными, а имеют определенные спектры флуктуаций, существенно снижающих их надежность и ресурс. Поэтому показаны особенности развития неустойчивостей в токовых каналах фотопреобразователей с пространственно неопределенным распределением амплитуды и волнового вектора возмущений. Фотобатареи представляют собой систему модулей и очевидным является анализ динамических процессов и их устойчивость в системах «фотобатарея – нелинейная нагрузка», «фотобатарея – активно-реактивная нагрузка», «фотобатарея – температурно-зависимая нагрузка», «фотобатарея – электромеханическая нагрузка». Проведен анализ работы фотопреобразователей – солнечных батарей на нагрузку при наличии возмущений и неустойчивостей.

Пятая глава монографии посвящена анализу качества электроэнергии, генерируемой солнечной электростанцией в энергосистему. Рассмотрены амплитудный спектр сетевого тока мостового преобразователя, частотные и фазовые значения при генерации электрической энергии на солнечных электростанциях. Использование математических методов в технико-экономических расчетах возобновляемых источников энергии. Показаны технико-экономические расчеты по выбору генерируемого напряжения.

В шестой главе монографии приведено теоретическое обоснование по формированию квазисинусоидального напряжения. Для

увеличения степени приближения формы кривой любого сигнала к синусоидальной, оцениваемое значением коэффициента нелинейных искажений, рассмотрена зависимость коэффициента нелинейных искажений как функция числа ступенек для многоступенчатой функции, приближающей синусоиду, показаны аналитические преобразования дискретизированного квазисинусоидального напряжения в непрерывное синусоидальное напряжение. Разработаны новые технические решения по структуре вторичных источников электропитания для фотобатарей.

Седьмая глава монографии посвящена оптимизации режимов распределения нагрузки в совмещенной системе с возобновляемыми источниками энергии. Для вывода уравнения оптимизации применено необходимое условие максимума или минимума функции при ограничениях параметров с использованием метода множителей Лагранжа.

В восьмой главе рассмотрено формирование квазисинусоидального напряжения с применением расчетно-аналитического метода. Уделено большое значение способам улучшения работы генераторов синусоидального напряжения. Представлены функциональные блок-схемы и принципиальные схемы разработанных автором с улучшенными техническими характеристиками.

В девятой главе рассмотрены вопросы по синхронизации напряжений сети и генератора, методы и системы согласования вторичных источников питания фотоэлектрических источников с сетью. Показаны принципы фазовой синхронизации и схемы его реализации.

Проанализированы режимы электрических сетей при работе энергоустановок с общей сетью, возникновение амплитудно-частотной модуляции в электрических сетях и биений.

Десятая глава посвящена измерительным и преобразовательным устройствам. Приведены разработанные автором новые схемотехнические решения для измерения периода колебаний, устройство для измерения инфранизких частот. Приведены аналитические методы расчета потерь при совместной работе суперконденсаторов и аккумуляторов с солнечными батареями. Разработана схема управления аккумулялирующим устройством. Разработано устройство формирователя импульсов управления, синхронизированных с сетью.

ВВЕДЕНИЕ

Обеспечение требуемых значений показателей качества электрической энергии (ПКЭ) нормируемым значениям является одной из важнейших проблем электроэнергетики. Проблема качества электроэнергии (ПКЭ) или более общего определения электромагнитной совместимости (ЭМС) потребителей, имеющих как линейные, так и нелинейные элементы и при воздействии изменяющихся энергетических параметров – напряжения, тока, времени их действия, частоты и фазовых соотношений между напряжениями и токами, имеющих место при переходных процессах в электроэнергетических установках, используемых в возобновляемых источниках энергии (ВИЭ) является одной из актуальнейших проблем современной электроэнергетики при использовании в качестве электрогенерирующих и электропотребляющих устройств энергоустановки с нетрадиционными возобновляемыми источниками энергии. От решения этих проблем во многом зависит решение проблемы повышения эффективности использования электроэнергии и надежности энергообеспечения потребностей.

Проблема повышения энергоэффективности энергоустановок с использованием возобновляемых видов энергии остается одной приоритетных среди задач, которые решаются в энергетике. Разработка основных направлений повышения энергоэффективности генерирующих систем и систем электроснабжения связана определением причин нерационального использования электроэнергии, резервов энергосбережения – его потенциала. Обеспечение мероприятий по энергосбережению в системах электроснабжения, содержащих значительное количество нелинейных, нестационарных и резкопеременных нагрузок потребителей, предусматривает обеспечение качества электроэнергии в системах в пределах нормированных значений и электромагнитной совместимости ее элементов.

Снижение качества электроэнергии в системах электроснабжения приводит к нарушению технических режимов, к сбоям в системе автоматики, сигнализации и защиты систем автоматического управления и регулирования, возрастанию уровней потребления активной и реактивной мощностей, потерям активной энергии, со-

кращению срока службы электрических аппаратов, кабелей и снижению коэффициента мощности системы и к производительности электрического оборудования. При дефиците генерирующих мощностей возрастание уровней высших гармоник тока и напряжения, влияние отклонений и несимметрии напряжения на работу электроприемников и технологических установок в системах электропитания приводит к еще большему увеличению проблемы электромагнитной совместимости элементов системы.

Проблема обеспечения качества электрической энергии в электрических сетях общего и специального назначения вызвана широким внедрением новых прогрессивных технологических процессов и систем, непрерывным ростом числа и мощности нелинейных, несимметричных и резкопеременных потребителей электроэнергии, соответствующими режимными изменениями потокораспределения в электрических сетях. Положение с качеством электроэнергии ухудшается из-за недостаточной пропускной способности электрических сетей, устаревших методов их проектирования и эксплуатации; не учитывающих требуемых значений показателей качества электроэнергии; отсутствия современных средств измерения показателей качества электроэнергии и эффективных средств его улучшения. Это необходимо для обеспечения эффективной работы электротехнического и электроэнергетического оборудования с разными характеристиками, устранения их взаимного влияния.

Проблема несинусоидальности токов и напряжений, несимметрий напряжений, колебаний напряжения особенно остро проявляется и имеет свои особенности в сетях низкого напряжения. В последнее время в низковольтных сетях бытовых, жилых и общественных зданий широко распространены и непрерывно возрастают в количестве сравнительно маломощные нелинейные электроприемники: современные бытовые электроприборы, средства компьютерной техники, телекоммуникационная аппаратура и т.д. Массовое применение большого количества даже при небольшой мощности каждого из этих потребителей электроэнергии вносит существенное искажение синусоидальности кривых напряжений в сетях низкого напряжения.

При генерации электрической энергии энергоустановками на основе возобновляемых видов энергии – солнечными электростанциями, ветроэлектростанциями, имеющие нелинейные элементы форма напряжения и тока может отличаться от синусоидальной, то есть в кривых напряжения и тока могут присутствовать высшие гармоники. При незначительной мощности таких электрогенерирующих систем они не вызывают значительных искажений формы напряжения и тока общей энергосистемы, в которую происходит генерация, но если мощности этих электрогенерирующих систем возрастает и в некоторой степени становится соизмеримой с мощностью общей энергосистемы, то это вызывает искажение формы напряжения и тока в общей сети. Существующие модели не учитывают в полной мере параметры основных элементов электрической сети и не позволяют определить уровни высших гармоник токов и напряжений на зажимах отдельных электроприемников, подключенных к сети электроснабжения. Поэтому анализ энергетических параметров при работе энергоустановок с возобновляемыми видами энергии, дальнейшее развитие научных исследований по разработке эффективных моделей и методик в целях определения количественных и качественных характеристик токов и напряжений, а также разработка на основе результатов исследований способов, технических решений и средств обеспечения электромагнитной совместимости в электрических сетях с нелинейными генерирующими системами и нелинейными потребителями являются одним из актуальнейших задач современной электроэнергетики.

Глава 1.

ХАРАКТЕРИСТИКА ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Показатели качества электроэнергии образуют количественные характеристики медленных (отклонения) и быстрых (колебания) изменений значения напряжения, его формы и симметрии в трехфазной системе, изменения частоты. Энергетические службы предприятий, объектов и зданий жилищно-коммунального хозяйства не могут влиять на уровень частоты в сети низкого напряжения, но при генерировании напряжения от энергоустановок на основе возобновляемых источников энергии, солнечными и ветровыми электростанциями можно регулировать частоту, согласовывая ее с частотой сети.

При нормировании качества электроэнергии согласно ГОСТ 13109-97 «Нормы качества электрической энергии у ее приемников, присоединенных к электрическим сетям общего назначения» основными факторами являются напряжение и частота, но при этом необходимо принимать во внимание и фазовые соотношения, которые могут оказать существенное воздействие при генерировании электрической энергии от автономных источников энергии в общую сеть.

Основным фактором, характеризующим качество электроэнергии в литературе [1–22] уделено большое внимание. Одним из показателей качества по напряжению, имеющего энергетический смысл, является мощность искажения. Эту мощность выделить, определить и оценить задача довольно трудоёмкая, так как указанная мощность определяется кривой напряжения, ее частотными и фазовыми соотношениями и ее можно представить в виде следующего выражения

$$T = \sqrt{\sum_{i=2}^k S_i^2 - \sum_{i=2}^k P_i^2 - \sum_{i=2}^k Q_i^2}, \quad (1.1)$$

где T – мощность искажения,

S, P, Q – полная, активная и реактивная мощность,

i – номер гармоники.

Оценить мощность искажения можно по степени отрицательного воздействия на электрооборудование, электрические аппараты и

элементы, технологические процессы и по технико-экономическому воздействию на электроэнергетическое оборудование. Выделить эту мощность искажения и бороться с ней, когда она уже присутствует в электрических сетях довольно сложно, так как необходимо рассчитывать и ставить специальные фильтры и компенсирующие элементы, поэтому эту мощность необходимо выделять у источника, который ее генерирует и блокировать в самом источнике. Эта мощность возникает при наличии переходных процессов в системах электропитания с нелинейными элементами и при электромагнитной помехе, которые обусловлены разнообразием генерирующих систем и электроприемников, которые могут быть как относительно мощными (силовыми) – асинхронные, синхронные электрические машины, статические, электронные преобразователи, инверторы и другие энергоемкие электротехнологические установки, небольшой мощности – электробытовые приборы, средства вычислительной, информационно-измерительной, компьютерной и электропреобразовательной техники небольших мощностей, которые при значительном количестве могут оказывать воздействие на показатели общей сети энергосистемы. Все перечисленные потребители объединены сетью электропитания, что приводит к необходимости определения степени воздействия на сеть электромагнитных помех и искажений, возникающих в результате работы отдельных электроприемников. Показатели качества электроэнергии по напряжению трехфазного тока образуют отклонения напряжения ΔU , размах изменения напряжения δU , коэффициент искажения формы кривой напряжения $K_{нс}$, коэффициенты обратной ε_2 и нулевой ε_0 последовательностей напряжения. Значения показателей качества электроэнергии (ПКЭ) должны находиться в допустимых пределах с интегральной вероятностью 0,95 за установленный период времени.

Отклонения напряжения определяются разностью между действительным U и номинальным $U_{ном}$ значениями напряжения

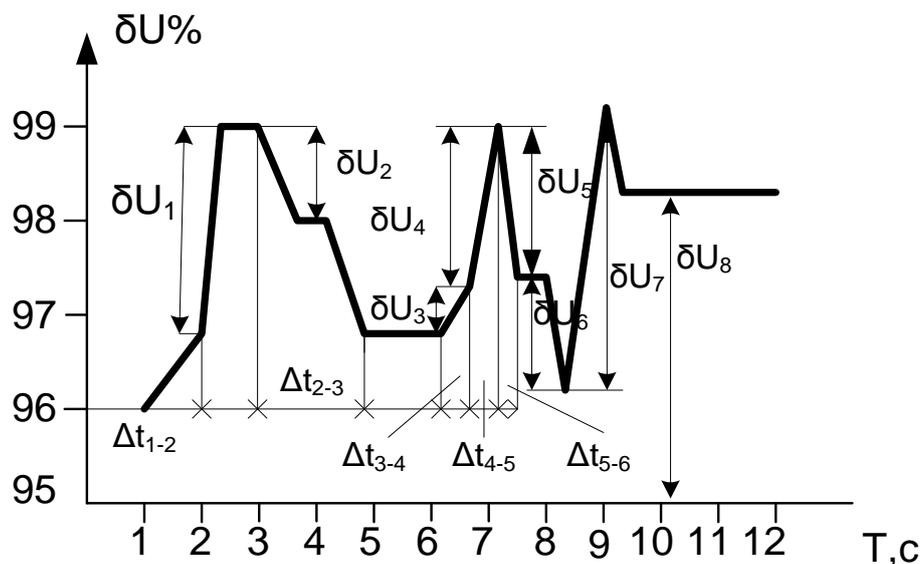
$$\Delta U = U - U_{ном} \quad (1.2,а)$$

или в процентном отношении

$$\Delta U \% = \frac{U - U_{ном}}{U_{ном}} \cdot 100 \quad (1.2,б)$$

В качестве действительного напряжения U в трехфазных электрических сетях принимается напряжение прямой последовательности основной частоты. Отклонения напряжения на зажимах электродвигателей и пуско-регулирующей аппаратуры допускаются в пределах 5-10 % номинального, светильников рабочего освещения и прожекторных установок – в пределах 2,5 – 5 % номинального.

Колебания напряжения характеризуются размахом изменения напряжения δU , частотой изменения напряжения F и интервалом между следующими друг за другом изменениями напряжения Δt_{kj} (рис.1.1)



**Рис.1.1. Колебания напряжения
(восемь размахов изменения напряжения за 12 сек.)**

Размах изменения напряжения определяется разностью между следующими друг за другом экстремумами огибающей действующей значений напряжения

$$\delta U = U_{max} - U_{min} \quad (1.3,а)$$

или

$$\delta U = \frac{U_{max} - U_{min}}{U_{ном}} \quad (1.3,б)$$

Частота изменений напряжения при числе их m за время T (1/с):

$$F = \frac{m}{T} \quad (1.4)$$

При расчете F учитываются только изменения напряжения со скоростью более $1\%/с$. Два изменения напряжения рассматриваются как одно, если интервал между ними составляет менее 40 мс.

Оценка допустимости колебаний напряжения производится с помощью кривой зависимости допустимых размахов колебаний от частоты или интервала между последующими изменениями $\delta U, \% = f(F)$.

Несимметрия напряжений трехфазной сети характеризуется коэффициентом обратной последовательности напряжений $\mathcal{E}_2, \%$, определяемым соотношением напряжения обратной последовательности U_2 к номинальному напряжению:

$$\mathcal{E}_2 = \frac{U_2}{U_{ном}} \cdot 100 \quad (1.5)$$

Значения \mathcal{E}_2 в пределах до 2% длительно допустимо на зажимах любого трехфазного симметричного приемника электрической энергии.

Коэффициент нулевой последовательности напряжений определяется отношением напряжения нулевой последовательности основной частоты к номинальному фазному напряжению $U_{ном.ф.}, \%$:

$$\mathcal{E}_0 = \frac{U_0}{U_{ном.ф.}} \cdot 100 \quad (1.6)$$

Несинусоидальность напряжения характеризуется значением коэффициента искажения кривой напряжения $K_{нс}, \%$, который определяется отношением действующих значений высших гармоник напряжения U_v к напряжению основной частоты U_1 или номинальному напряжению $U_{ном}$:

$$K_{нс} = \frac{\sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} U_v^2}}{U_1} \cdot 100 \approx \frac{\sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} U_v^2}}{U_{ном}} \cdot 100, \quad (1.7)$$

где U_v – действующее значение v -той гармоники, В;
 n – номер последней из учитываемых гармоник.

Допустимое значение $K_{нс}$ составляет 5% .

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения K_n , %:

$$K_n = \frac{\sqrt{\sum_{v=1}^n U_v^2}}{U_{ном}} \cdot 100, \quad (1.8)$$

где U_v и $U_{ном}$ – действующее значение переменной составляющей пульсирующего напряжения и его номинальное значение.

Значение K_n на зажимах электрических двигателей постоянного тока не должно превышать 8%.

Согласно принятому в электротехнической практике уровню значимости допустимая погрешность при оценке $K_{нс}$ и K_n не превышает 5%.

ГОСТ 13109 – 2007 предусматривает, что значения показателей качества электроэнергии должны находиться в допустимых пределах с интегральной вероятностью 95% за установленные стандартом периоды времени. Показатели качества электроэнергии, выходящие за допустимые пределы с интегральной вероятностью не более 0,05, должны, в случае необходимости, ограничиваться по значению и продолжительности нормами по согласованию с министерством энергетики.

При наличии факторов, ухудшающих показатели качества электроэнергии, можно предложить оценочный расчет по погрешностям

$$\delta_{\Sigma} = \delta_{кол.} + \delta_{откл.} + \delta_{несим.} + \delta_{несинус.}, \quad (1.9)$$

где δ_{Σ} - суммарная погрешность,

$\delta_{кол.}$ – погрешность от колебаний напряжения,

$\delta_{откл.}$ – погрешность, вызванная отклонениями напряжения,

$\delta_{несим.}$ – погрешность, вызванная несимметрией напряжения,

$\delta_{несинус.}$ – погрешность от высших гармоник.

Если две первые погрешности не зависят от изменения фазы, то при определении погрешностей $\delta_{несим.}$ и $\delta_{несинус.}$ необходимо учитывать и фазовые соотношения, так как на высших гармониках могут возникать резонансы и если не принимать их во внимание, то на

высших гармониках обратной последовательности – 2, 5, 8, 11 гармоники мощность их может оказывать существенное воздействие на электроприемники, элементы электрических сетей, электрооборудование и электрические аппараты. С учетом перечисленных факторов для полной мощности можно записать

$$S = \delta_{\Sigma U} \cdot \delta_{\Sigma I} \cdot U \cdot I \quad (1.10)$$

Активная и реактивная мощности:

$$P = \sum_{k=1}^n \delta_{\Sigma U_k} \cdot U_k \cdot \delta_{\Sigma I_k} \cdot I_k \cdot \cos \varphi_k, \quad (1.11)$$

$$Q = \sum_{k=1}^n \delta_{\Sigma U_k} \cdot U_k \cdot \delta_{\Sigma I_k} \cdot I_k \cdot \sin \varphi_k, \quad (1.12)$$

Абсолютную и относительную погрешности по активной мощности можно определить по формулам:

$$\Delta_p = P_1 - P_k = U_1 I_1 \cos \varphi_1 - \sum_{k=2}^n \delta_{\Sigma U_k} \cdot U_k \cdot \delta_{\Sigma I_k} \cdot I_k \cdot \cos \varphi_k \quad (1.13)$$

$$\delta, \% = \frac{\Delta}{P_1} \cdot 100 \quad (1.14)$$

Но однозначно определить по мощности воздействие на электрооборудование и сети ухудшение качества электроэнергии будет не совсем корректным, если не учитывать продолжительности, периоды действия и частоту факторов, ухудшающих качество электроэнергии. Поэтому целесообразно иметь данные по энергии. Если колебания, отклонения имеют кратковременный характер, то несимметрия и искажение формы кривой напряжения и тока более продолжительны во времени.

При работе электроэнергетических систем и сетей необходима и привязка к базовой, более мощной генерирующей системе как по напряжению, так и по частоте. Это является необходимым и обязательным условием, так как при отключении базовой генерирующей системы частота на электрогенерирующих системах начинает изменяться и может привести к аварийным режимам.

Глава 2.

СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ОСОБЕННОСТИ ПРОБЛЕМЫ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ.

2.1. Причины возникновения отклонений и колебаний напряжения и их влияние на электроприемники и технологическое оборудование.

Электрогенерирующие установки, сети и электроприемники составляют целостную систему. При подключении к такой системе электрогенерирующей установки, мощность которой на один или два порядка меньше мощности всей системы напряжение и токи генерирующей системы качественно изменяют общую картину напряжений и токов. В случае, если, подключаемые электрогенерирующие станции соизмеримы с мощностью энергетических систем, то при включении в общую систему даже при небольшой величине не согласованных по частоте и фазе напряжений с напряжением общей сети, в системе могут возникать переходные процессы, которые приводят к появлению отклонений и колебаний напряжения сети, а также могут привести к возникновению несимметрии напряжений и к ухудшению формы напряжений. Такое же ухудшение показателей качества электроэнергии может возникать при подключении к сетям энергоемких нелинейных потребителей, короткие замыкания, что может привести к провалам напряжений в одной или двух фазах трехфазной электроэнергетической системы [1–4].

Как было отмечено ранее [5] отклонения напряжения для электродвигателей и пускорегулирующей аппаратуры допускаются в пределах 5–10%, а для систем освещения 2,5–5 % от номинального. Отклонения напряжения в пределах $\pm 5\%$ допускаются в Италии, Великобритании; $\pm 10\%$ – Австрии, Бельгии, Голландии; $+15\%$ – в Турции; $+2\%$ – в Швеции.

При отклонениях напряжения на зажимах асинхронного электродвигателя изменяются частота вращения ротора, а также значение активных потерь и потребляемой реактивной мощности. Изменения активных потерь в асинхронных электродвигателях при от-

клонении напряжения в пределах 5–10% $U_{\text{ном}}$ невелики, не более $0,03 \Delta P_{\text{ном}}$ [5], однако они оказываются того же порядка, что и потери в питающих сетях. Для двигателей мощностью от 20 до 100 кВт в диапазоне допустимых отклонений напряжения изменение напряжения на 1% приводит к изменению потребляемой реактивной мощности с ростом напряжения, что объясняется повышенным расходом ее на намагничивание стали машин. При положительных отклонениях напряжения усиливается электромагнитная связь между полями статора и ротора, что приводит к уменьшению скольжения и увеличению частоты вращения ротора. При отрицательных отклонениях напряжения ослабляется электромагнитная связь между полями статора и ротора, и приводит к увеличению скольжения, а значит к уменьшению частоты вращения ротора. Для вентиляторных, компрессорных механизмов момент сопротивления пропорционален квадрату частоты вращения, изменение частоты сопровождается изменением производительности. Отклонения напряжения влияют на значение электрических потерь в электродвигателях, тепловой износ изоляции зависит от отклонений напряжения и загрузки электродвигателя. Согласно [4], при положительных отклонениях напряжения срок службы изоляции t_c по сравнению со значением t_n при номинальных значениях напряжения и нагрузки изменяется обратно пропорционально квадрату коэффициента загрузки m :

$$t_c = \frac{t_n}{m^2} \quad (2.1)$$

При $m < 1$ тепловой износ изоляции уменьшается. При отрицательных отклонениях напряжения срок службы изоляции сокращается и определяется уравнением [5]:

$$t_c = \frac{t_n}{[47U^2 - 7,55U + 1] \cdot m^2} \quad (2.2)$$

Для синхронных электродвигателей при наличии отклонений напряжения в сети изменяется реактивная мощность, определяемая тепловой нагрузкой: при повышении напряжения снижается, вследствие увеличения насыщения магнитопровода машины и потерь в стали. Потери активной мощности в синхронной машине увеличиваются с возрастанием напряжения в сети и загрузки двигателя по реактивной мощности.

Колебания напряжения оцениваются с помощью зависимости допустимых размахов изменений напряжения в зависимости от частоты или интервала между изменениями напряжения. Допустимые значения средней мощности колебаний уменьшаются со снижением частоты колебаний, так как отдельные быстрые изменения становятся различимыми. В осветительных приборах степень влияния колебаний напряжения на зрение зависит от скорости изменения напряжения и абсолютного значения этого изменения – размаха изменений. В этом случае это приводит к неблагоприятному психологическому эффекту – «фликкер-эффекту» («доза» миганий). Под дозой понимается одно- или несколько значений квадрата относительного размаха синусоидального колебания частотой 10 Гц, соответствующей максимуму зрительного анализатора. Согласно ГОСТ 13109–97 это значение составляет $(0,4\%)^2 \cdot \text{мин}$. Колебания напряжения возникают в сетях с мощными энергоемкими нагрузками с нетрадиционными резкопеременными режимами нагрузки – электродуговые печи, сварочные технологические режимы, электроосаждение металлов в электролитических производствах при питании электродов электролизных ванн выпрямительными установками с нестационарным режимом работы – импульсными и импульсно-реверсивными токами.

Несимметрия напряжений. Несимметричные режимы в многофазной системе могут быть вызваны как несимметрией источников, так и потребителей электроэнергии, в том числе трехфазных, длительно работающих в несимметричном режиме. Подключение несимметричных потребителей к сети вызывает в ней несимметрию напряжений и токов, что отрицательно сказывается на работе всех звеньев электрической цепи, приводит к появлению дополнительных потерь в электрооборудовании и электрических аппаратов, сокращению сроков службы осветительных ламп и электрических машин, снижению надежности и экономичности систем электроснабжения. Допустимая несимметрия напряжений у электроприемников, присоединенных к электрическим цепям общего назначения, ограничивается 2% согласно ГОСТ 13109–2007. В некоторых странах эти нормы еще более жесткие.

Наиболее подробно в настоящее время исследованы методы и средства симметрирования без частотного преобразования токов и напряжений обратной последовательности. К ним относятся:

Фильтры напряжения обратной последовательности – электрические машины и вентили.

Компенсаторы напряжения обратной последовательности – трансформаторы с пофазным регулированием напряжения и добавочные сопротивления в линейных проводах [5].

Компенсаторы токов обратной последовательности с электрическими и электромагнитными связями, выполненные на реактивных и трансформаторных элементах.

Электрохимические вставки – трехфазный двигатель – однофазный генератор.

В настоящее время большое внимание уделяется симметрирующим устройствам с частотным преобразованием. К ним относятся:

Циклические симметрирующие устройства – выпрямители, непосредственные преобразователи частоты.

Компенсаторы токов обратной последовательности: выпрямитель – инвертор.

Фильтры напряжения обратной последовательности.

Реализация методов расчета симметричных трехфазных цепей применительно к несимметричным режимам их работы сопряжена со значительными трудностями. В связи с этим для анализа погрешности измерения реактивной мощности в условиях несимметрии трехфазной цепи целесообразно воспользоваться методом симметричных составляющих [23]. Суть метода заключается в том, что несимметричная система векторов напряжения (тока) трехфазной цепи может быть представлена тремя симметричными системами векторов, каждая из которых в дальнейшем может быть рассмотрена отдельно.

Для того, чтобы неравномерную нагрузку вторичных обмоток распределить более равномерно между фазами первичной сети и даже при неравномерной нагрузке сохранить магнитное равновесие, применяют соединение в зигзаг. Соединение в зигзаг – звезду дороже соединения в звезду, так как требует большего числа витков. При последовательном соединении двух половин обмотки, расположенной на одном стержне, их ЭДС складываются алгебраически, то есть удваиваются [4]. При соединении обмоток, расположенных на разных стержнях, ЭДС складываются геометрически под углом 120° и дают ЭДС в $\sqrt{3}$ раз больше одной из них. Чтобы

получить ЭДС той же величины при соединении в зигзаг – звезду, нужно на 15% больше витков, чем при соединении в звезду.

Если нагрузка соединена звездой и фазные токи I_A, I_B, I_C , составляющая нулевой последовательности токов звезды имеет вид

$$I_0 = \frac{1}{3} (\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C)$$

Для систем векторов фазных напряжений прямой, обратной и нулевой последовательностей имеем соответственно:

$$\begin{aligned} \dot{E}_{a_1} &= E_{0_1}, & \dot{E}_{a_2} &= E_{0_2}, \\ \dot{E}_{b_1} &= E_{0_1} e^{j 240^\circ}, & \dot{E}_{b_2} &= E_{0_2} e^{j 120^\circ}; & E_{a_0} &= E_{b_0} = E_{c_0} \\ \dot{E}_{c_1} &= E_{0_1} e^{j 120^\circ}, & \dot{E}_{c_2} &= E_{0_2} e^{j 240^\circ} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Комплексы $e^{j 120^\circ}$ и $e^{j 240^\circ}$ обозначаются как a и a^2 и записаны в виде:

$$\begin{aligned} a &= e^{j 120^\circ} = 1(\cos 120^\circ + j \sin 120^\circ) = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}; \\ a^2 &= e^{j 240^\circ} = 1(\cos 240^\circ + j \sin 240^\circ) = -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2}; \\ a^3 &= 1; a^4 = a; 1 + a^2 + a = 0; a - a^2 = -j\sqrt{3}; \\ 1 - a^2 &= \frac{3}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}; 1 - a = \frac{3}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Представляя симметричные составляющие через комплексы фазовых напряжений, получаем:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{A_0} &= \frac{1}{3} (E_A + E_B + E_C) \\ \dot{E}_{A_1} &= \frac{1}{3} (E_A + aE_B + a^2E_C) \\ \dot{E}_{A_2} &= \frac{1}{3} (E_A + a^2E_B + aE_C) \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

При соединении обмоток генератора треугольником:

$$\left. \begin{aligned} I_a &= I_B - I_C \\ I_b &= I_C - I_A \\ I_c &= I_A - I_B \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

где I_A, I_B, I_C – токи в обмотках генератора;

I_a, I_b, I_c – линейные токи.

Составляющая нулевой последовательности токов звезды согласно (2.5) и (2.6) равна

$$I_{a_0} = \frac{1}{3}(I_A + I_B + I_C) - \frac{1}{3}(I_B - I_C + I_C - I_A + I_A - I_B) = 0 \quad (2.7)$$

Из (2.5) следует, что ток нулевой последовательности в нагрузке трехфазной цепи, соединенной треугольником, всегда отсутствует, что можно объяснить тем, что для протекания токов нулевой последовательности необходима нейтральная цепь. Таким образом, напряжения треугольника не содержат составляющую нулевой последовательности, а напряжения звезды в принципе имеют ее в своем составе.

Проведем анализ погрешности измерения активной мощности в несимметричных цепях. Рассмотрение этого вопроса сводится к получению формул для расчета погрешности измерения реактивной мощности с помощью ваттметров в асимметричных трехфазных цепях без нулевого провода. Учитывая, что реактивная мощность может быть измерена одним, двумя тремя ваттметрами, а также двумя ваттметрами с искусственной нулевой точкой, проанализируем все эти варианты, используя метод симметричных составляющих.

Измерение реактивной мощности одним ваттметром (рис. 2.1,а). При полной симметрии реактивная мощность определяется путем умножения показаний ваттметра на $\sqrt{3}$:

$$Q_{\text{изм.}} = P_W \cdot \sqrt{3}, \quad (2.8)$$

где P_W – показание ваттметра.

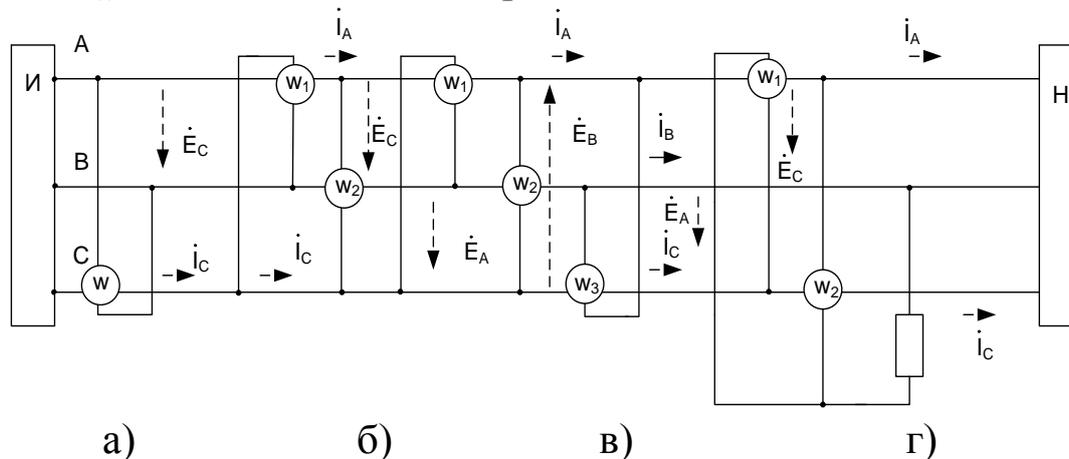


Рис. 2.1. Схема измерения реактивной мощности между источником (И) и нагрузкой (Н) различными методами.

Определим погрешность измерения реактивной мощности одним ваттметром при наличии асимметрии цепи.

$$P_w = \operatorname{Re} \left(\dot{E}_c \cdot I_c^* \right), \quad (2.9)$$

где $\dot{E}_c = \dot{E}_B - \dot{E}_A$;

Выразим E_B, E_A, I через симметричные составляющие:

$$\begin{aligned} \dot{E} \cdot I^* &= (\dot{E}_B - \dot{E}_A) \cdot I_c^* = (\dot{E}_{a_0} + a^2 \dot{E}_{a_1} + a \dot{E}_{a_2} - \dot{E}_{B_0} - \dot{E}_{A_1} - \dot{E}_{A_2}) \times (I_{a_0}^* + \\ &+ a^2 I_{a_1}^* + a I_{a_2}^*) = [\dot{E}_{a_1}(a^2 - 1) + \dot{E}_{a_2}(a - 1)](I_{a_0}^* + a^2 I_{a_1}^* + a I_{a_2}^*) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Так как нулевой провод отсутствует, то $I_{a_0} = 0$ и выражение (2.10) после преобразования запишется в виде

$$\begin{aligned} \dot{E}_c \cdot I^* &= [\dot{E}_{a_1}(a^2 - 1) + \dot{E}_{a_2}(a - 1)](a^2 I_{a_1}^* + a I_{a_2}^*) = j\sqrt{3}[E_{a_1} \cdot I_{a_1}(\cos \varphi_{11} + \\ &+ j \sin \varphi_{11}) - E_{a_2} I_{a_2}(\cos \varphi_{22} + j \sin \varphi_{22}) + \left(\frac{3}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}\right) \cdot E_{a_2} I_{a_1}(\cos \varphi_{21} + \\ &+ j \sin \varphi_{21}) + \left(\frac{3}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2}\right) \cdot E_{a_1} I_{a_2}(\cos \varphi_{12} + j \sin \varphi_{12})], \end{aligned} \quad (2.11)$$

где $\varphi_{11}, \varphi_{22}$ – разность симметричных составляющих напряжений и токов прямой и обратной последовательности соответственно;

φ_{12} – разность фаз между составляющими напряжений прямой последовательности и составляющими токов обратной последовательности;

φ_{21} – разность фаз между составляющими напряжений обратной последовательности и составляющими токов прямой последовательности.

Согласно формулам (2.8), (2.11) получаем:

$$\begin{aligned} Q_{\text{изм}} &= \sqrt{3}P_w = \sqrt{3} \operatorname{Re} \left(\dot{E}_c \cdot I_c^* \right) = \sqrt{3}(-\sqrt{3}E_{a_1} \cdot I_{a_1} \cdot \sin \varphi_{11} + \\ &+ \sqrt{3}E_{a_2} \cdot I_{a_2} \cdot \sin \varphi_{22} + \frac{3}{2}E_{a_2} \cdot I_{a_2} \cdot \cos \varphi_{21} - \frac{\sqrt{3}}{2}E_{a_2} \cdot I_{a_1} \cdot \sin \varphi_{21} + \\ &+ \frac{3}{2}E_{a_1} \cdot I_{a_2} \cdot \cos \varphi_{12} + \frac{\sqrt{3}}{2}E_{a_1} \cdot I_{a_2} \cdot \sin \varphi_{12} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Погрешность измерения реактивной мощности равна

$$\beta = \pm \frac{Q_{\text{изм}} - Q}{Q} \cdot 100\%, \quad (2.13)$$

где $Q_{\text{изм}}$ – измеренное значение реактивной мощности,
 Q – действительное значение.

Действительное значение реактивной мощности трехфазной цепи определяется выражением:

$$Q = 3E_{a_0}I_{a_0} \sin \varphi_0 + 3E_{a_1}I_{a_1} \sin \varphi_1 + 3E_{a_2}I_{a_2} \sin \varphi_2 = Q_0 + Q_1 + Q_2, \quad (2.14)$$

где $\varphi_0, \varphi_1, \varphi_2$ – разность фаз симметричных составляющих фазовых напряжений ($E_{a_0}, E_{a_1}, E_{a_2}$) и соответствующих симметричных составляющих фазовых токов ($I_{a_0}, I_{a_1}, I_{a_2}$).

Q_0, Q_1, Q_2 – реактивные мощности составляющих напряжений и токов нулевой, прямой и обратной последовательностей.

Для фазовых напряжений имеем:

$$\begin{aligned} \dot{E}_A &= \dot{E}_{a_0} + \dot{E}_{a_1} + \dot{E}_{a_2} \\ \dot{E}_B &= \dot{E}_{a_0} + a^2 \dot{E}_{a_1} + a \dot{E}_{a_2} \\ \dot{E}_C &= \dot{E}_{a_0} + a \dot{E}_{a_1} + a^2 \dot{E}_{a_2}. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Для сопряженных комплексных токов:

$$\begin{aligned} I_A^* &= I_{a_0}^* + I_{a_1}^* + I_{a_2}^* \\ I_B^* &= I_{a_0}^* + a I_{a_1}^* + a^2 I_{a_2}^* \\ I_C^* &= I_{a_0}^* + a^2 I_{a_1}^* + a I_{a_2}^* \end{aligned} \quad (2.16)$$

Поскольку $I_{a_0} = 0$, то из (2.14) имеем:

$$Q = 3E_{a_1}I_{a_1} \sin \varphi_{11} + 3E_{a_2}I_{a_2} \sin \varphi_{22} \quad (2.17)$$

С учетом формул (2.12), (2.13) и (2.17), получаем:

$$\beta = \pm \frac{Q_{\text{изм}} - Q}{Q} \cdot 100\% = \pm \frac{-3E_{a_1}I_{a_1} \sin \varphi_{11} + 3E_{a_2}I_{a_2} \sin \varphi_{12} - \frac{3}{2}E_{a_2}I_{a_1}(\sqrt{3} \cos \varphi_{21} - \sin \varphi_{21}) - \frac{3}{2}E_{a_1}I_{a_2}(\sqrt{3} \cos \varphi_{12} + \sin \varphi_{12}) - 3E_{a_1}I_{a_1} \sin \varphi_{11} - 3E_{a_2}I_{a_2} \sin \varphi_{22}}{3E_{a_1}I_{a_1} \sin \varphi_{11} + 3E_{a_2}I_{a_2} \sin \varphi_{22}} \cdot 100\% \quad (2.18)$$

Максимальное значение погрешности соответствует условиям $\varphi_{22} = \frac{\pi}{2}$; $\varphi_{12} = \varphi_{21} = 0$. Выражение для β_{\max} получим разделив числитель и знаменатель (2.18) на $E_{a_1}I_{a_1}$. В результате имеем:

$$\beta_{\max} = \frac{6\frac{E_{a_2}I_{a_2}}{E_{a_1}I_{a_1}} + 1,5\sqrt{3}\frac{E_{a_2}}{E_{a_1}} + 1,5\sqrt{3}\frac{I_{a_2}}{I_{a_1}}}{3(\sin \varphi_{11} + \frac{E_{a_2}I_{a_2}}{E_{a_1}I_{a_1}})} \cdot 100\% \quad (2.19)$$

Учитывая, что степень несимметрии напряжений и токов оценивается коэффициентом несимметрии, равным отношению составляющих обратной последовательности к составляющим прямой последовательности и обозначив коэффициенты несимметрии напряжений и токов через λ_U и λ_I :

$$\lambda_U = \frac{E_{a_2}}{E_{a_1}}; \quad \lambda_I = \frac{I_{a_2}}{I_{a_1}} \quad (2.20)$$

получаем

$$\beta_{\max} = \pm \frac{2\lambda_U\lambda_I + \frac{\sqrt{3}}{2}\lambda_U + \frac{\sqrt{3}}{2}\lambda_I}{\sin \varphi_{11} + \lambda_U\lambda_I} \cdot 100\% \quad (2.21)$$

Принимая во внимание, что $2\lambda_U\lambda_I \ll \frac{\sqrt{3}}{2}(\lambda_U + \lambda_I)$ и $\lambda_U\lambda_I \ll \sin \varphi_{11}$, полагая, что $\varphi_{11} \approx \varphi$ (фазовый угол, определяемый как $\varphi = \arcsin \frac{Q}{S}$), получаем упрощенную формулу для определения максимальной погрешности измерения реактивной мощности одним ваттметром:

$$\beta_{\max} = \pm \frac{\lambda_U + \lambda_I}{\sin \varphi} \cdot 100\% \quad (2.22)$$

Измерение реактивной мощности двумя ваттметрами (рис. 2.1, б). Реактивная мощность определяется по показаниям ваттметров:

$$Q_{\text{изм}} = \frac{\sqrt{3}}{2} (P_{W_1} + P_{W_2}), \quad (2.23)$$

где P_{W_1}, P_{W_2} – показания ваттметров.

Показания ваттметров равны:

$$P_{W_1} = \text{Re}(\dot{E}_A \cdot I_A^*); P_{W_2} = \text{Re}(\dot{E}_C \cdot I_C^*), \quad (2.24)$$

где $E_A = E_C - E_B; E_C = E_B - E_A$.

Максимальная погрешность измерения реактивной мощности двумя ваттметрами:

$$\beta_{\text{max}} = \pm \frac{0,4(\lambda_U + \lambda_I)}{\sin \varphi} \cdot 100\% \quad (2.25)$$

Измерение реактивной мощности тремя ваттметрами (рис. 2.1, в).

$$Q_{\text{изм}} = \frac{1}{\sqrt{3}} (P_{W_1} + P_{W_2} + P_{W_3}) \quad (2.26)$$

Показания ваттметров

$$P_{W_1} = \text{Re}(\dot{E}_A \cdot I_A^*); P_{W_2} = \text{Re}(\dot{E}_B \cdot I_B^*); P_{W_3} = \text{Re}(\dot{E}_C \cdot I_C^*), \quad (2.27)$$

где $E_A = E_C - E_B; E_B = E_A - E_C; E_C = E_B - E_A$.

Максимальная погрешность измерения реактивной мощности:

$$\beta_{\text{max}} \approx \pm \frac{2\lambda_U \lambda_I}{\sin \varphi} \cdot 100\% \quad (2.28)$$

Измерение реактивной мощности двумя ваттметрами с искусственной нулевой точкой (рис. 2.1, г). Реактивная мощность по показаниям ваттметров определяется по формуле:

$$Q_{\text{изм}} = \sqrt{3} (P_{W_1} + P_{W_2}) \quad (2.29)$$

$$P_{W_1} = \text{Re}(\dot{E}_A \cdot I_A^*); P_{W_2} = \text{Re}(\dot{E}_C \cdot I_C^*)$$

Максимальная погрешность измерения реактивной мощности:

$$\beta_{max} = \pm \frac{2\lambda_U \lambda_I}{\sin \varphi} \cdot 100\% \quad (2.30)$$

Из рассмотренных схем измерения реактивной мощности отсутствие дополнительной погрешности при простой асимметрии для схем 2.1, в; рис. 2.1г.

Высшие гармоники в сетях электроснабжения. Характерной особенностью дискретно-линейных цепей, к которым относится значительная группа реальных электротехнических и электронных устройств с нелинейными элементами, являются возникающие после каждой коммутации переходные процессы, при этом часто начавшийся переходный процесс, как правило, не успевает закончиться до очередной коммутации. Начальные условия нового переходного процесса определяются переменными состояниями в момент прерывания предыдущего переходного процесса. В результате поочередных коммутаций в цепи возникает многоступенчатый переходный процесс. Если коммутации в цепи имеют циклический (периодический) характер, многоступенчатый переходный процесс будет периодически повторяться, то есть будет иметь место квазиустановившийся процесс [24-29]. В преобразовательных устройствах энергоустановок возобновляемой энергетики такие явления имеют место при разряде используемых суперконденсаторов, запаасающих накопленную электроэнергию и их последовательном разряде на нагрузку, управляемых быстродействующим коммутирующим устройством.

Разнообразие существующих электроприемников, которые могут быть как относительно мощными (силовыми) – синхронные и асинхронные машины, статические и машинные преобразователи, электротехнологические установки, так и небольшой единичной мощности – средства компьютерной, вычислительной, информационной техники, электробытовые и осветительные приборы вызывают в системах электроснабжения электромагнитную помеху. Все потребители объединены сетью электроснабжения, что вызывает необходимость определения степени воздействия на сеть электромагнитных помех, возникающих в результате работы отдельных электроприемников.

По характеру протекания процесса во времени различают помехи одиночные, периодические и шумы. Одиночные помехи вызваны коммутацией сетей и электроприемников, короткими замыканиями, разрядами или другими процессами, вызывающими кратковременные независимые друг от друга возмущения тока и напряжения в сети. Периодические помехи связаны в основном с импульсно-циклическим характером нагрузки мощных электроприемников. Гармонические помехи (высшие гармоники) возникают с частотой сети или кратной ей и вызываются в основном мощными нелинейными электропотребителями при ограниченной мощности питающей сети. Гармонические и периодические помехи приводят к возникновению несинусоидального напряжения [11–13,18–22].

Причины возникновения высших гармоник на разных участках сети различны. В высоковольтных сетях появление высших гармоник обусловлено с воздействием мощных нелинейных электроприемников короткими разрядами, грозowymi явлениями и аварийными режимами линий электропередачи. В низковольтных сетях они обусловлены преимущественно нестационарными процессами и нелинейными характеристиками отдельных электроприемников. Причиной нарушения качества электроэнергии может являться недопустимое ухудшение любого из его параметров, вызванные свойствами одного из потребителей либо их группы при совместной эксплуатации. Обычно качество электроэнергии ухудшает каждый из потребителей и, при некотором их количестве такое ухудшение достигает граничного значения, вызывающего сбои и отказы аппаратуры. Конкретного виновника очень тяжело обнаружить, если не провести по каждому конкретному электрооборудованию исследования его технических и энергетических характеристик. При этом сложно привести пример электроприемника, являющегося по отношению к сети чисто активной нагрузкой. Даже обычная лампа накаливания создает при включении заметные перегрузки. Явно искажающими сетевое напряжение электроприемников являются сварочные аппараты, управляемый электропривод, компьютерная, вычислительная и электронная техника, коммутирующие и преобразовательные устройства. Значительная часть этих потребителей генерирует в сеть высшие гармоники, обостряя ситуацию с качеством электроэнергии в низковольтных сетях [24–28]. Поэтому в условиях насыщенности сетей нелинейными электропотребителями и электрогенерирующими

энергоустановками небольшой мощности фактором ухудшения качества электроэнергии становится несинусоидальность токов и напряжений.

Наличие несинусоидальности напряжений и токов на работу электрооборудования приводит к увеличению потерь напряжения и мощности в сетях: уменьшению их пропускной способности; к нарушению нормальной работы и уменьшению срока службы электрооборудования; снижению производительности труда, а также количества и качества выпускаемой продукции. Известно [5], что при допустимых значениях несимметрии напряжения 2% и несинусоидальности 5% срок службы асинхронных двигателей сокращается на 21%, синхронных – на 32%, трансформаторов – на 8%, конденсаторов на 40%.

Следствием характера тока, потребляемого импульсной нагрузкой, является искажение кривой напряжения на ее зажимах. Форма напряжения становится плоской, так как в момент импульса тока увеличивается падение напряжения на продольном сопротивлении сети.

В энергоустановках возобновляемых источников энергии используются импульсный стабилизатор напряжения. Напряжение плоской формы, воздействуя на импульсный преобразователь напряжения, снижает уровень выпрямленного напряжения, увеличивает тепловыделение в элементах импульсного преобразователя и снижает его устойчивость к кратковременным провалам напряжения. В импульсных преобразователях предусмотрена система стабилизации выходного напряжения. Поэтому снижение уровня входного напряжения в допустимых пределах за счет плоской формы его кривой не вызовет снижения уровня выходного постоянного напряжения. Снижение входного напряжения вызовет увеличение длительности импульсов тока высококачественного преобразователя по отношению к длительности пауз. Это означает увеличение тока, потребляемого высокочастотным преобразователем, в среднем за период и увеличение скорости разряда конденсатора. Большой ток, потребляемый высокочастотным преобразователем, увеличивает тепловые потери в элементах импульсных преобразователей напряжения. Так, снижение входного напряжения на 10% вызовет увеличение тока на 11%, а тепловых потерь – на 23% [5]. В случаях, когда мощность нелинейных потребителей не превышает 10-15% суммар-

ной мощности нагрузки сети, каких-либо особенностей в эксплуатации систем электроснабжения, как правило, не возникает [12]. При превышении указанного предела следует ожидать появления различных проблем в эксплуатации. В низковольтных сетях, имеющих долю нелинейной нагрузки свыше 25%, приводит к увеличению высших гармонических составляющих в кривых напряжения и тока. В результате высшие гармоники приводят к отказам систем регулирования, управления и автоматики, к сбою компьютерных сетей и цифровых систем обработки и передачи информации, что приведет к значительному ущербу. Высшие гармоники являются причиной нарушений телевизионных изображений, вызывают нарушения в работе люминесцентных ламп и сокращают срок службы ламп накаливания [11–17]. Негативное влияние оказывают высшие гармоники и на бытовые приборы, вызывающих акустические помехи в устройствах с высококачественным воспроизведением звука. Высшие гармоники могут вызвать нарушения режимов работы контрольно-измерительного и защитного оборудования из-за искажений формы кривой измерительных напряжений и токов на вторичных обмотках измерительных трансформаторов [18–22]. Высшие гармоники приводят к возникновению ложных срабатываний защитных реле на трансформаторных подстанциях [15].

Наличие гармоник, генерируемых нелинейными нагрузками, приводят к дополнительным потерям в распределительных трансформаторах, трансформаторах для устройств преобразовательной техники, магнитных усилителях. Потери в магнитопроводах электромагнитных аппаратов – статические и динамические, обусловленные гистерезисом, пропорциональны частоте, а вихревыми токами – ее квадрату. В синусоидальных режимах потери на вихревые токи невелики и составляют в среднем 5% номинальных потерь короткого замыкания трансформатора. В случае протекания токов высших гармоник дополнительные потери резко возрастают и могут достигать 30–50% потерь короткого замыкания.

Потери в трансформаторе возрастают с увеличением мощности трансформатора и увеличение сечения проводников обмоток [41]. Существенный рост потерь наблюдается при работе трансформатора на случайную нелинейную нагрузку при наличии нулевого провода, нагруженного токами гармоник нулевой последовательности. В ре-

зультате, при работе трансформатора на симметричные однофазные выпрямители потери больше, чем при работе этого же трансформатора на схему Ларионова. Это связано с наличием в первом случае гармоник тока, кратных трем, которые увеличивают потери в обмотках трансформатора.

При несинусоидальности тока ухудшаются условия работы батарей конденсаторов, предназначенных для компенсации реактивной мощности нагрузки. Так как сопротивления элементов сети имеют индуктивный характер, то при применении статических установок компенсации реактивной мощности и наличии нелинейных электропотребителей могут возникать резонансные режимы на отдельных элементах.

При несинусоидальности напряжения происходит ускоренное старение изоляции электрических машин, трансформаторов, конденсаторов, кабелей. В конденсаторах потери энергии пропорциональны частоте, поэтому высшие гармоники в кривой тока приводят к их перегреву. Старение изоляции проводников и кабелей обусловлено протеканием несинусоидального тока, приводящего к повышенному нагреву наружной поверхности жил кабеля вследствие поверхностного эффекта и эффекта близости. В работе [42] показано, что при коэффициенте искажения синусоидальности кривой напряжения в пределах 6–8,5% (пятая и седьмая гармоники) токи утечки возросли: через 2,5 года эксплуатации кабелей в среднем на 36%, а через 3,5 года – на 43%.

При несинусоидальных режимах возрастает уровень дополнительных потерь активной мощности [43], вызванные перетоками мощности искажения, обусловленной высшими гармониками.

Сечение нулевого провода в четырехпроводных сетях обычно меньше сечения фазных проводов. Поэтому в кабелях для четырехпроводных сетей три жилы толще, а одна, предназначенная для нулевого провода, тоньше. Такой кабель обозначается, например, так 3×16+1×10 (три жилы сечением 16 мм² и одна – сечением 10 мм²). Однако на практике нередко возникает необходимость увеличить сечение нулевого провода.

На рис. 2.2 показаны три группы I, II, III ламп аварийного освещения, питающиеся в нормальном режиме от вторичной обмотки трансформатора TV (контактор К включен). При исчезновении

напряжения переменного тока контактор отключается и лампы автоматически переключаются на аккумуляторную батарею АБ. При этом к проводу 1 (который ранее был нулевым) присоединяется «минус», а к трем проводам 2, 3 и 4 (которые были фазными) присоединяется «плюс». Пока лампы питались от трансформатора TV в проводе 1 был небольшой ток, равный геометрической сумме токов в проводах 2, 3 и 4. Когда же лампы переключились на аккумуляторную батарею АБ, ток в проводе 1 стал равен арифметической сумме токов, то есть превысил ток в проводе 2, 3 или 4 примерно в 3 раза. Значит сечение провода 1 должно быть не меньше, а значительно больше сечения провода 2, 3 или 4.

При питании люминесцентных ламп по четырехпроводной схеме даже при совершенно равномерной нагрузке фаз по нулевому проводу проходят токи высших гармоник, в основном ток третьей гармоники. Этот ток столь значителен, что сечение четвертой жилы обычного четырехжильного кабеля оказывается недостаточным. Токи третьих гармоник совпадают по фазе. Поэтому в нулевом проводе они арифметически суммируются и может даже превысить ток в фазном проводе.

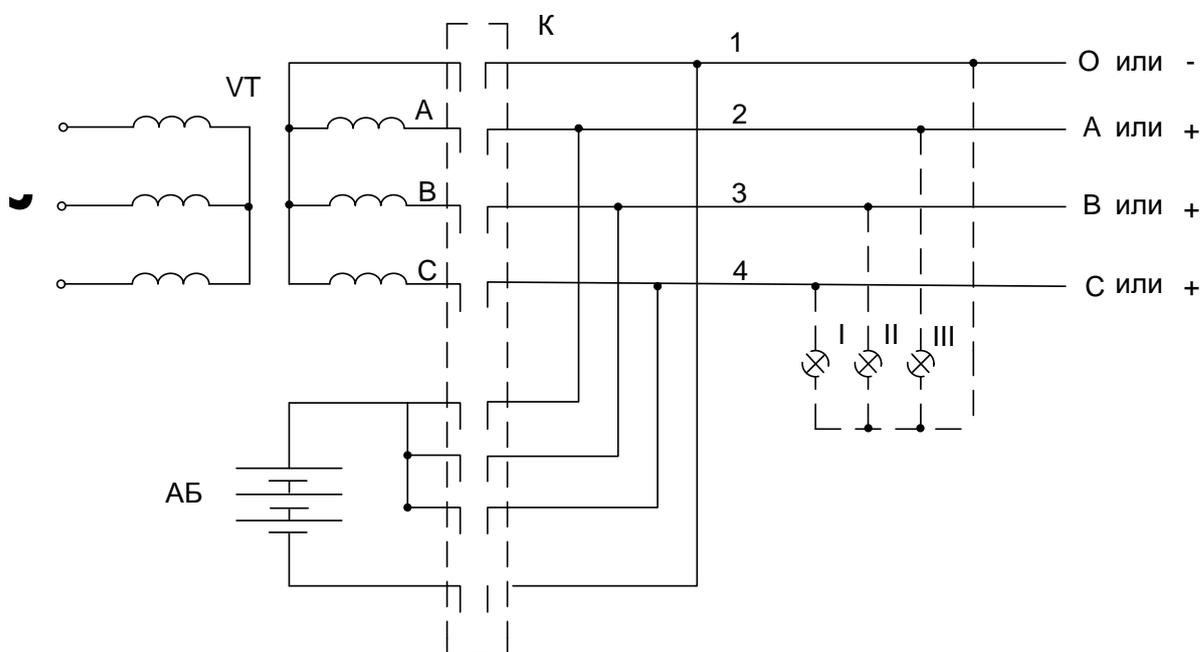


Рис. 2.2. Сечение нулевого провода в схеме аварийного освещения, переключаемого с переменного тока на постоянный, должно быть больше сечения фазного провода.

В то же время согласно ПУЭ нулевой провод не защищается от перегрева автоматическими выключателями либо предохранителями. Системы электроснабжения проектируются с учетом линейной нагрузки, когда напряжение и ток содержат лишь основную гармонику (50 Гц). Ток в нулевом проводе не может превышать ток в наиболее загруженной фазе, то есть защита на фазных проводах одновременно защищает от перегрева и нулевой провод. Когда токи в нулевых проводах превосходят токи фазных проводов, а защита от токовых перегрузок в цепях нулевых проводов не предусмотрена, возможен перегрев и разрушение нулевых проводов кабельных линий вследствие их перегрузки токами нулевой последовательности.

Несинусоидальные токи, содержащие нечетные гармоники, преимущественно третью и пятую, наиболее часто встречаются в электроустановках, содержащих стальные сердечники. Третьи гармоники трех фаз совпадают по фазе, то есть достигают нулевых и максимальных значений соответственно одновременно. Совпадение по фазе третьих гармоник в трехфазной системе приводит к арифметическому суммированию их в нейтральном проводе; в трехстержневом (Ш-образном магнитопроводе) трансформатора магнитные потоки, созданные токами третьих гармоник фаз А, В и С, во всех трех стержнях направлены навстречу. Следовательно, они не могут, сходясь в ярме, уравновеситься и вынуждены замыкаться через кожух трансформатора. Они уравновешивают друг друга, то есть сходясь в ярме, дают нуль, подобно тому, как токи трех фаз, геометрически суммируясь, дают нуль в нейтральном проводе. Переменные магнитные потоки третьих гармоник замыкаются через кожух трансформатора и наводят на нем вихревые токи, которые нагревают кожух. На нагревание расходуется энергия, и потому, что чем горячее кожух, тем меньше отводится тепла от обмоток и магнитопровода трансформатора. Перегретые обмотки вызывают порчу изоляции. Обмотки нагреваются током из-за того, что они имеют активное сопротивление. Магнитопровод нагревается как вихревыми токами, возбуждаемыми в нем переменным магнитным потоком, так и вследствие преодоления задерживающей (коэрцитивной) силы при перемагничивании. При допустимых температурах изоляция проводов имеет высокое сопротивление и эластична. Но даже небольшой перегрев резко снижает

качество изоляции – она становится хрупкой. При температуре в 1,5 раза превышающей допустимую, изоляция обугливается, то есть становится электропроводной.

Повышенная частота высших гармоник создает условия для возникновения резонанса, что может привести к увеличению тока и значительному повышению напряжения. Повышенная амплитуда фазных ЭДС из-за наличия высших гармоник ухудшает условия работы изоляции фазных обмоток трансформаторов и потребителей, включенных на фазное напряжение. Речь идет о третьих и кратных трем гармониках в фазных ЭДС. При симметричной нагрузке в линейных ЭДС третьих гармоник не бывает ни при соединении генератора или трансформатора в звезду, ни при соединении в треугольник. Действительно, при соединении в звезду линейные ЭДС (напряжения) определяются геометрическим вычитанием ЭДС (напряжений) двух фаз, но для третьих гармоник это арифметическая разность и, следовательно, она равна нулю. При соединении в треугольник под действием ЭДС третьей гармоники в замкнутом контуре обмоток возникает ток третьей гармоники. Он создает в каждой обмотке падение напряжения, равное и противоположное ЭДС третьей гармоники. Поэтому потенциалы вершин треугольника для третьих гармоник относительно друг друга равны нулю.

Чтобы неравномерную нагрузку вторичных обмоток трансформатора распределить более равномерно между фазами первичной сети и даже при неравномерной нагрузке сохранить магнитное равновесие, применяют соединение в зигзаг [44].

Высшие гармоники напряжения и тока сказываются также на значениях коэффициента мощности и вращающего момента электродвигателей. Гармонические составляющие токов и напряжений обратной последовательности (2, 5, 8, 11 – гармоники) создают магнитное поле в электрических машинах, вращающееся в обратную сторону по сравнению с направлением вращения основного поля. Снижение коэффициента мощности и вращающегося момента даже при коэффициенте искажения формы кривой напряжения 10–15% оказывается весьма небольшим. Уровень дополнительных активных потерь от высших гармоник в основных сетях электрических систем составляет несколько процентов от потерь при синусоидальном напряжении.

Во многих электрических сетях различных напряжений с источниками гармоник батареи конденсаторов по существу не работают или отключаются вследствие перегрузки по току (и мощности), или за короткий срок выходят из строя в результате вспучивания. В условиях промышленных предприятий конденсаторы в ряде случаев оказываются в режиме резонанса токов на частоте какой-либо из гармоник, что приводит к опасной перегрузке их по току.

Анализ погрешности измерений реактивной мощности в трехфазных цепях при наличии высших гармоник.

Реактивная мощность несинусоидального тока равна сумме реактивных мощностей отдельных гармоник

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \sin \varphi_k, \quad (2.31)$$

где U_k, I_k – действующие значения напряжения и тока k -той гармоники, φ_k – угол сдвига фаз между ними.

Измерение реактивной мощности несинусоидального тока в трехфазных цепях даже, если они симметричны, сопровождается появлением погрешности, источником которой являются высшие гармоники. Наличие их приводит к появлению напряжений, токов обратной и нулевой последовательности, то есть вносит асимметрию. Чтобы установить это, рассмотрим несинусоидальные периодические напряжения в трех фазах системы:

$$E_A = f(t); E_B = f\left(t - \frac{T}{3}\right); E_C = f\left(t + \frac{T}{3}\right), \quad (2.32)$$

где T – период основной частоты.

Напряжение k -той гармоники функции $f(t)$ в трех фазах могут быть представлены выражениями:

$$\begin{aligned} E_{A_k} &= E_{K_m} \sin(k\omega t + \varphi_k) \\ E_{B_k} &= E_{K_m} \sin\left[k\omega\left(t - \frac{T}{3}\right) + \varphi_k\right] = E_{K_m} \sin\left(k\omega t + \varphi_k - \frac{2\pi k}{3}\right) \\ E_{C_k} &= E_{K_m} \sin\left[k\omega\left(t + \frac{T}{3}\right) + \varphi_k\right] = E_{K_m} \sin\left(k\omega t + \varphi_k + \frac{2\pi k}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.33)$$

Из последнего выражения (2.33) следует, что напряжения гармоник, кратных трем ($k = 3n$, n – целое число), для всех фаз одинаковы, то есть гармоники 3, 6, 9, 12... образуют систему напряжений нулевой последовательности.

При $k = 3n + 1 = 1, 4, 7, 10, 13...$ гармоники образуют систему прямой последовательности.

При $k = 3n - 1 = 2, 5, 8, 11, 14...$ гармоники образуют симметричную систему напряжений обратной последовательности.

Таким образом, наличие высших гармоник приводит к асимметрии трехфазной цепи.

Определим влияние высших гармоник на точность измерения реактивной мощности для схемы рис. 2.1, а – измерение одним ваттметром. Рассмотрим результат измерения реактивной мощности 1-ой и 2-ой гармоники (для трехпроводной системы мощности гармоники нулевой последовательности отсутствуют). Показания ваттметра определяются выражениями:

для первой гармоники

$$P_{W_1} = \operatorname{Re} \left(E_{C_1} I_{C_1}^* \right) = E_{C_1} I_{C_1} \cos \alpha_1 = E_{C_1} I_{C_1} \cos(90^\circ - \varphi_1) = E_{C_1} I_{C_1} \sin \varphi_1, \quad (2.34)$$

для второй гармоники

$$P_{W_2} = \operatorname{Re} \left(E_{C_2} I_{C_2}^* \right) = E_{C_2} I_{C_2} \cos \alpha_2 = E_{C_2} I_{C_2} \cos(90^\circ + \varphi_2) = E_{C_2} I_{C_2} \sin \varphi_2, \quad (2.35)$$

где P_{W_1}, P_{W_2} – показания ваттметра при измерении мощности первой и второй гармоники соответственно.

Как видно из (2.35), гармоники обратной последовательности приводят к отрицательным показаниям ваттметра.

На основании показаний ваттметра реактивная мощность определится из формулы:

$$Q_{\text{изм}} = Q_1 + Q_2 = \sqrt{3}(P_{W_1} - P_{W_2}), \quad (2.36)$$

где Q_1, Q_2 – реактивная мощность первой и второй гармоники соответственно.

Учитывая реакцию ваттметра на гармоники обратной последовательности (2, 5, 8, 11, 14...), получим обобщенную формулу для расчета погрешности измерения реактивной мощности в трехпроводных системах с несинусоидальными токами и напряжениями.

Измеренное значение реактивной мощности:

$$Q_{\text{изм}} = 3E_1 I_1 \sin \varphi_1 - 3E_2 I_2 \sin \varphi_2 + 3E_4 I_4 \sin \varphi_4 - 3E_5 I_5 \sin \varphi_5 + 3E_7 I_7 \sin \varphi_7 - -3E_8 I_8 \sin \varphi_8 + \dots, \quad (2.37)$$

где $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_4, \varphi_5, \varphi_7, \varphi_8 \dots$ - фазовые углы между током и напряжением отдельных гармоник.

Действительное значение реактивной мощности:

$$Q = 3E_1 I_1 \sin \varphi_1 + 3E_2 I_2 \sin \varphi_2 + 3E_4 I_4 \sin \varphi_4 + 3E_5 I_5 \sin \varphi_5 + 3E_7 I_7 \sin \varphi_7 + 3E_8 I_8 \sin \varphi_8 + \dots \quad (2.38)$$

Погрешность измерения определим по формуле:

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{Q_{\text{изм}} - Q}{Q} \cdot 100\% = \frac{-6E_2 I_2 \sin \varphi_2 - 6E_5 I_5 \sin \varphi_5 - 6E_8 I_8 \sin \varphi_8 - \dots}{3(E_1 I_1 \sin \varphi_1 + E_2 I_2 \sin \varphi_2 + E_4 I_4 \sin \varphi_4 + \dots)} = \\ &= \frac{-2(E_2 I_2 \sin \varphi_2 + E_5 I_5 \sin \varphi_5 + E_8 I_8 \sin \varphi_8 + \dots)}{E_1 I_1 \sin \varphi_1 + E_2 I_2 \sin \varphi_2 + E_4 I_4 \sin \varphi_4 + \dots} \cdot 100\% \end{aligned} \quad (2.39)$$

Введем коэффициенты, характеризующие относительное содержание гармоник:

$$v_{2U} = \frac{E_2}{E_1}; v_{4U} = \frac{E_4}{E_1}, \dots; v_{2I} = \frac{I_2}{I_1}; v_{5I} = \frac{I_5}{I_1}, \dots \quad (2.40)$$

Подставляя (2.40) в (2.39), получаем

$$\gamma = -\frac{2}{\sin \varphi_1} (v_{2U} v_{2I} \sin \varphi_2 + v_{5U} v_{5I} \sin \varphi_5 + v_{8U} v_{8I} \sin \varphi_8 + \dots) \cdot 100\% \quad (2.41)$$

Если предположить, что $\sin \varphi_2 = \sin \varphi_5 = \dots = 1$, то погрешность γ принимает максимальное значение

$$\gamma_{\text{max}} \approx \pm \frac{200}{\sin \varphi} (v_{2U} v_{2I} + v_{5U} v_{5I} + v_{8U} v_{8I} + \dots) \quad (2.42)$$

Приведенная формула (2.42) позволяет вычислить максимальную погрешность измерения реактивной мощности в трехфазных цепях для всех способов включения ваттметров.

Глава 3.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАГРУЗОК ПОСТОЯННОГО ТОКА СОЛНЕЧНОЙ ЭЛЕКТРОСТАНЦИИ С УЧЕТОМ ПАРАМЕТРОВ СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ, НАГРУЖЕННЫХ НА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНУЮ ПОДСТАНЦИЮ.

Солнечная электрическая станция содержит солнечные батареи, включенные последовательно и параллельно, для получения необходимых значений напряжений и токов, соединительных линий и подключение этих линий в сборки для подачи требуемых значений напряжений и токов на инверторную установку с целью преобразования постоянного напряжения в переменное синусоидальное напряжение и через повышающий трансформатор включенные в единую промышленную энергосистему. В солнечных электрических станциях (СЭС) прямого действия электропередачи постоянного тока на шинах переменного тока, через которые осуществляется связь с системой, установлены резонансные фильтры высших гармонических, настроенные на частоту высших гармоник, а также широкополосный фильтр. В результате этого напряжение на шинах становится синусоидальным, симметричным и взаимное влияние мостов исчезает. В этом случае мосты преобразовательной подстанции работают независимо друг от друга.

Благодаря действию системы автоматического регулирования сохраняется идентичность режима отдельных мостов. Следовательно, для удобства расчетов параметров режима целесообразно вести на один мост, имея ввиду, что параметры передачи в целом является суммой параметров отдельных мостов.

Рассмотрены нагрузки преобразовательных подстанций постоянного тока с учетом изменения напряжения на солнечных батареях в зависимости от разброса технических параметров солнечных батарей (выходной мощности, напряжения и тока), неодинаковости вольт-амперных характеристик.

Энергия постоянного тока со сборок солнечных батарей по двухпроводной линии подается на преобразовательные устройства. Так как солнечные батареи (СБ) могут быть на значительном рас-

стоянии от преобразовательных устройств необходимо проанализировать электрические цепи и определить потери по постоянному току.

На рис. 3.1 приведена эквивалентная электрическая схема подключения солнечных батарей (СБ) в сборки и подключение сборок к инверторной установке. Э.д.с. E и сопротивление R модулей солнечных батарей. $R_{л}$ – сопротивления линий от СБ до сборки.

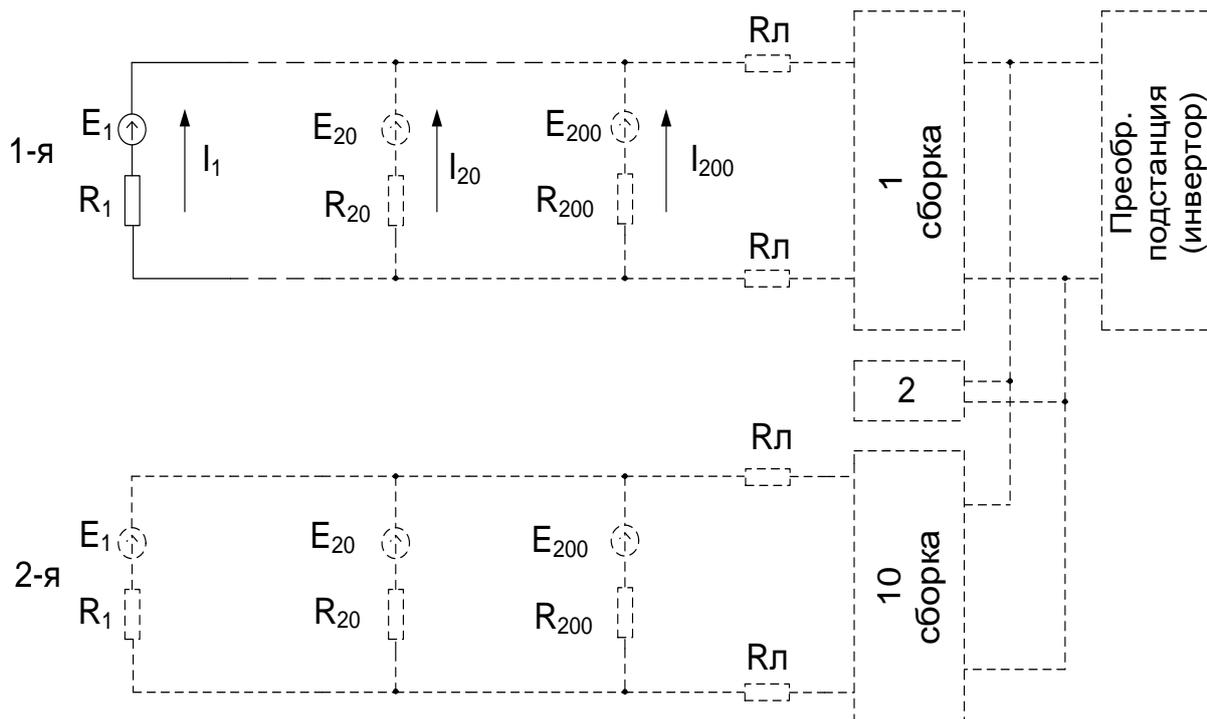


Рис. 3.1. Электрическая схема включения солнечных батарей в сборке и к преобразовательной установке – инвертору.

Проведем анализ работы схемы на рис. 3.2. Для эквивалентной схемы двухпроводной линии передачи электрической энергии длиной L (рис. 3.1.). В начале линии включен источник энергии с э.д.с. E и внутренним сопротивлением r_b , а в конце линии присоединен приемник энергии, сопротивление которого r_2 . Следовательно, схему рис. 3.1 можно в упрощенном виде представить эквивалентной схемы (рис. 3.2).

Напряжения на приемнике меньше напряжения в начале линии на падение напряжения в сопротивлении проводов линии. Ток

В конце линии меньше тока источника на ток утечки между проводами линии.

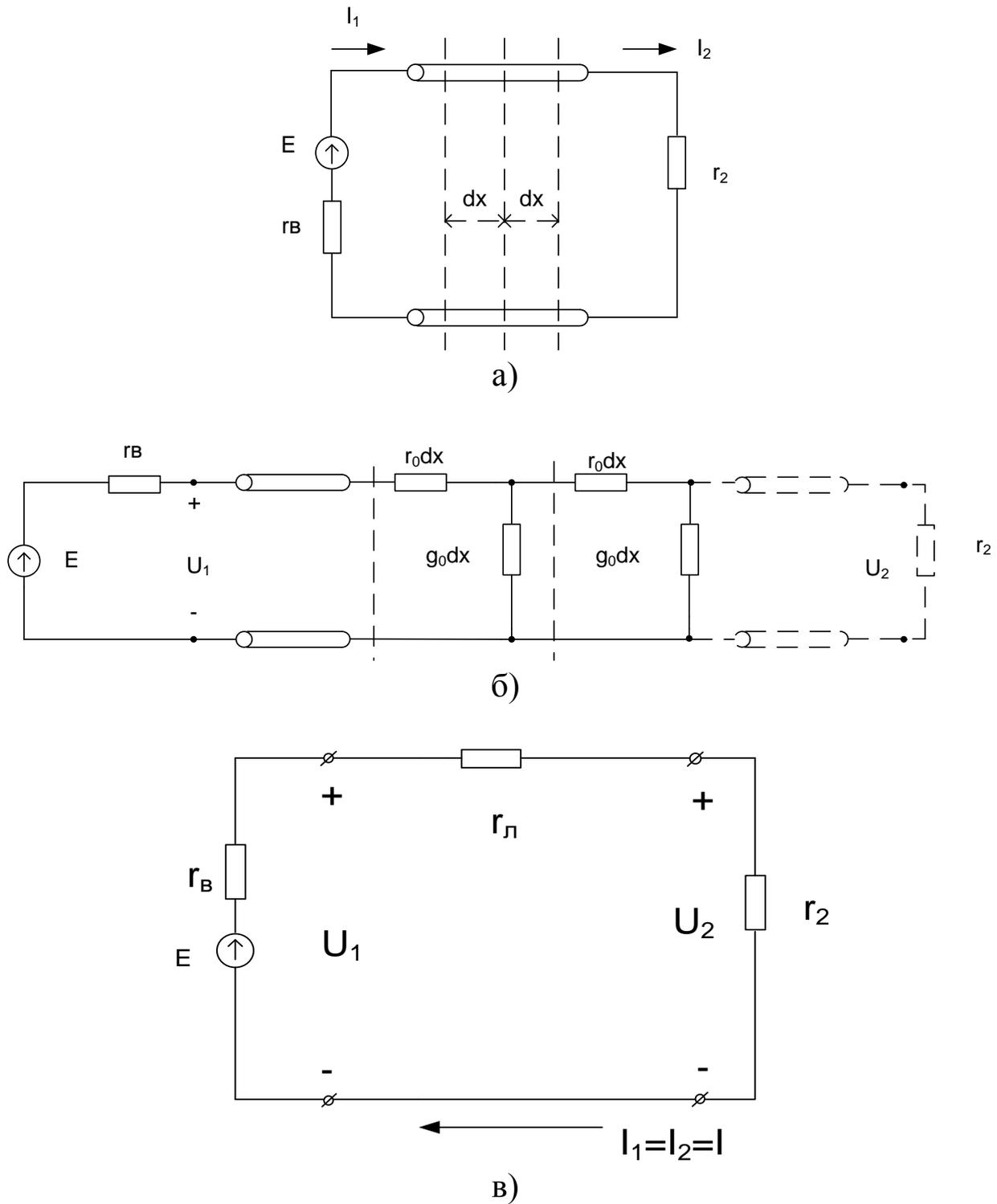


Рис. 3.2. Эквивалентная схема двухпроводной линии передачи электрической энергии.

Сопротивление нагрузки Z_l изменяется от нуля (короткое замыкание) до бесконечности (обрыв). Э.Д.С. и внутренне сопротив-

ление солнечных батарей, входящих в сборку равны, то есть солнечные батареи выбраны с одинаковыми энергетическими параметрами: $E_1 = E_2 = \dots = E_{10}$; $r_1 = r_2 = \dots = r_{10}$; сопротивление линии медных жил R .

Предельные значения напряжения U и тока I при коротком замыкании ($Z_i = 0$) и холостом ходе ($Z_i = \infty$) рассматриваемой ветви (на входе четырехполюсника).

При одновременном изменении сопротивлений в двух ветвях напряжения и токи любых ветвей связаны соотношением, составленным на основании теоремы о компенсации

$$Z = a + bx + cy, \quad (3.1)$$

где a, b, c – постоянные определяемые опытным или расчетным путем; z, x, y – изменяющиеся токи или напряжения.

Если сопротивление R соединительной линии от модулей солнечной батареи (СБ) до преобразовательной подстанции определяется по данным измерения его длины l и диаметра d и вычисляется по формуле:

$$R = \rho \frac{4l}{\pi d^2}, \quad (3.2)$$

где $r' = \rho \frac{4}{\pi}$.

Тогда средняя квадратическая ошибка определяется выражением

$$\delta_R = \sqrt{\left(\frac{r'}{d^2}\right)\delta_l^2 + \left(-\frac{2r'l}{d^3}\right)^2 \delta_d^2} \quad (3.3)$$

$$\frac{\delta_r}{R} = \sqrt{\left(\frac{\delta_l}{l}\right)^2 + \left(\frac{2\delta_d}{d}\right)^2}, \quad (3.4)$$

где δ_l и δ_d - средние ошибки измерения величин l и d .

Если диаметр измерен с относительной ошибкой 0,5 % и требуется получить результат, для R , относительная ошибка которого не превышает 1,5%, то при измерении длины достаточно не превысить ошибку

$$\frac{\delta_{\ddot{a}}}{l} = \sqrt{1,5^2 - (2 \cdot 0,5)^2} = 1,11\% \quad (3.5)$$

3.1. Увеличение энергетического потенциала Крыма при использовании возобновляемых источников энергии

Для успешного развития экономики Крыма особенно важным является энергообеспеченность и энергосбережение, что характеризуется зависимостью от топливно-энергетической базы с необходимостью положительной динамики в деятельности предприятий. Запасы топлива ресурсов традиционных источников в Крыму небольшие. Перспектива ускоренного развития возобновляемых источников энергии обусловлена не только небольшими природными запасами, а экономическими целесообразными условиями эксплуатации установок по использованию возобновляемых источников энергии.

Энергетическая проблема в последние годы превратилась из сугубо экономической в наиглавнейший вопрос национальной безопасности, поэтому одним из перспективных направлений повышения энергетического потенциала Крыма является использование нетрадиционных возобновляемых источников энергии.

Возобновляемые источники энергии (ВИЭ) в настоящее время являются одним из перспективных направлений получения электрической и тепловой энергии, обусловленное экологической чистотой преобразования солнечной энергией, энергией ветра, геотермальной энергией и энергией биомасс, большим сроком службы, небольшими затратами на обслуживание.

Построение электро- и энергогенерирующих систем на основе использования возобновляемых источников энергии не требует чрезвычайно больших материальных средств и финансирования, а введенные в эксплуатацию системы и станции небольшого количества обслуживающего персонала.

Тенденция развития преобразующих устройств солнечной, ветровой энергии, улучшение технологии изготовления, повышение коэффициента полезного действия, увеличение выходной мощности позволяет находить все более широкое применение воз-

обновляемых источников энергии, использование которых является альтернативой традиционным источникам энергии в электроэнергию.

Для успешного развития экономики Крыма особенно важным является энергообеспеченность и энергосбережение, что характеризуется зависимостью от топливно-энергетической базы. Запасы топлива ресурсов традиционных источников в Крыму небольшие. Перспектива ускоренного развития возобновляемых источников энергии обусловлена не только небольшими природными запасами, а экономически целесообразными условиями эксплуатации установок по использованию возобновляемых источников энергии.

Крым выбран инвесторами не случайно, так как регион характеризуется наилучшими показателями инсоляции, в Крыму существует ощутимый дефицит электроэнергии. Общая электрогенерация солнечными электростанциями в регионе составляет 330 МВт при пиковом мощности 1,5 ГВт.

В Крыму на 20 месторождениях (на суше) подсчитаны балансовые запасы газа в количестве 16,458 млрд. м³. На 4 месторождениях подсчитаны запасы нефтегаза в количестве 0,349 млрд. м³. Балансовые запасы нефти (суша + шельф) на 13 нефтяных, нефтегазовых и газовых месторождениях в количестве 11,494 млн. т. Газовый конденсат, подсчитанный на 4 объектах суши в количестве балансовых запасов 1,486 млн. т. Запасы конденсата двух морских месторождений составляют 0,689 млн. т.

В промышленной разработке месторождений в стадии разведки – 27, в консервации – 1, подготовлены к промышленному освоению – 5. Кроме того, в границах территории Крыма и шельфа в наличии 42 (14 – на суше, 28 – шельф) нефтегазовых объектов с перспективными ресурсами газа – 288,957 млрд. м³, из них: на суше – 24,23 млрд. м³, на шельфе – 264,727 млрд. м³, нефти – 3,532 млн. т. (суша) и 0,631 млн. т. – шельф. Перспективы развития нефтегазодобывающей отрасли в Крыму связаны с акваториями Черного и Азовского морей – имеются 12 морских добывающих платформ. На 15 месторождениях шельфа запасы природного газа составляют 48,693 млрд. м³.

Прогнозная динамика добычи природного газа и нефти представлена в таблице 3.1.

Таблица 3.1

Прогнозная динамика добычи

Ресурс	2012	2013	2014	2015	2020
Природный газ, м ³	19,447	19,778	19,958	20,098	20,1397
Нефть и газовый конденсат, млн. т.	3,21	3,2305	3,439	3,255	3,298

В таблице 3.2 приводятся данные потребления топливно-энергетических ресурсов и собственная генерация в Крыму.

Таблица 3.2

Потребление топливно-энергетических ресурсов и собственная генерация (добыча топливно-энергетических ресурсов) в 2010 г.

Ресурс	Потребление энергетических ресурсов	Собственная генерация (добыча топливно-энергетических ресурсов)	Соотношение потребления и добычи (генерация),%
Природный газ, млрд. м ³	1,6757	1,2114	73,6
Нефть, тыс. т.	-	10,1	-
Нефтепродукты, тыс. т.	361,3	-	-
Бензин, тыс. т.	160	-	4,2
Диз.топливо, тыс. т.	180	-	12,1
Мазут, тыс. т.	21,3	-	1,7
Уголь, тыс. т.	76,1	-	6,0
Электроэнергия, млрд. кВт·ч	3,2	563,21 млн. кВт·ч Крым ТЭЦ Ветроэлектростанциями 28,74 млн. кВт·ч Солнечными электростанциями 121,4 млн. кВт·ч	17,6 - 14,37 21,2

Структура потребления энергетических ресурсов в Крыму за 2010 год составляет: промышленностью – 40,2%, сельским хозяйством – 3,9%, населением – 46,2%, социальной сферой – 2,3%, прочими – 7,4%.

При использовании возобновляемой энергетики годовой техниче-ски достижимый потенциал в Крыму показан в таблице 3.3.

Таблица 3.3

Использование нетрадиционных источников энергии

	2008	2009	2010
Всего по Крыму, т.у.т.	14760	14335	17055
Ветроагрегаты, всего			
Количество	520	520	544
Производство электроэнергии, кВт/год	35281000	33936000	40604000
Условная экономия, т.у.т.	11466	11029	13196
В том числе: ГП «Донузлавская ВЭС»			
Количество	101	101	101
Производство электроэнергии, кВт/год	3852000	2274000	2299000
Условная экономия, т.у.т.	1352	798	807
Сакская ВЭС			
Количество	179	179	181
Производство электроэнергии, кВт/год	12009000	1271000	14865000
Условная экономия, т.у.т.	4215	4553	5218
Тарханкутская ВЭС			
Количество	130	130	132
Производство электроэнергии, кВт/год	13229000	12020000	12881000
Условная экономия, т.у.т.	4299	3907	4186
Гелиоколлекторы			
Площадь гелиополя, м ²	17961	18051	22014
Условная экономия, т.у.т.	2502	2514	3066
Мини ГЭС			
Номинальная мощность, кВт	262	262	262
Производство электроэнергии, кВт/год	1432600	1432600	1432600
Условная экономия, т.у.т.	503	503	503
Родниковская СЭС			
Номинальная мощность, кВт			7500
Производство электроэнергии, кВт/год			1500000
Условная экономия, т.у.т.			520

Для Крыма наиболее перспективным является использование энергии ветра и солнца и экономически целесообразный энергетический потенциал возобновляемых источников энергии представлен в таблице 3.4.

Таблица 3.4

Экономически-целесообразный энергетический потенциал возобновляемых источников энергии в Крыму

Направления освоения ВИЭ	Экономически-целесообразный энергетический потенциал, тыс. у.т.					
	2010-2014	2010	2011	2012	2013	2014
Солнечная энергетика	518,0	10,0	57,0	143,0	150,0	158,0
Ветроэнергетика	4251,0	109,0	863,0	1041,0	1093,0	1145,0
Малая гидроэнергетика	2,1	-	0,3	0,6	0,6	0,6
Геотермальная энергетика	11,2	0,5	0,5	3,2	3,4	3,6
Биоэнергетика	140,1	-	22,8	37,2	39,1	41,0
Энергетика окружающей среды	16,4	1,0	3,1	3,9	4,1	4,3
Всего ВИЭ	4938,8	120,5	946,7	1228,9	1290,2	1352,5
		(2,8%)	(22,4%)	(29%)	(30,5%)	(32%)

На рисунке 3.3 представлена структура энергетического баланса Крыма в 2014 году.

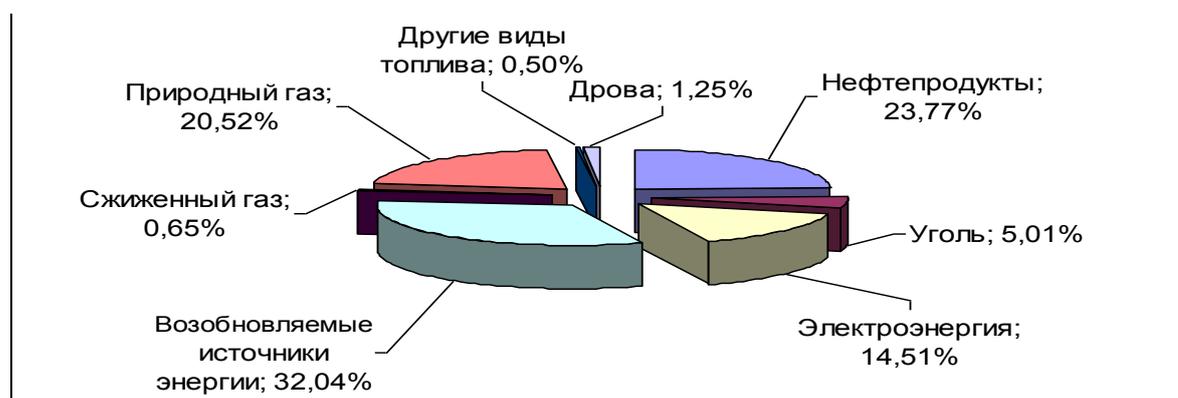


Рис. 3.3. Прогноз структуры энергетического баланса Крыма в 2014 году

За счет внедрения мероприятий по энергосбережению в Республике Крым в период 2012-2014 гг. прогнозные объёмы экономики ТЭР (тыс. т.у.т.) имеют вид (рис. 3.4).

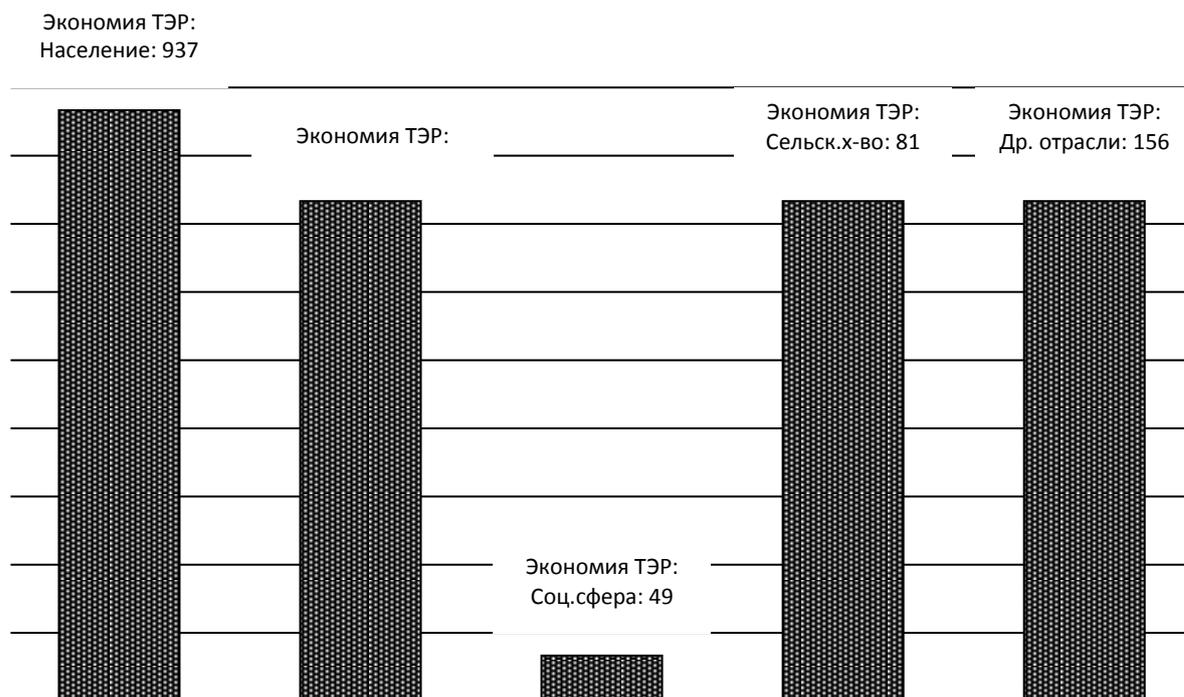


Рис. 3.4. Прогноз объемов экономии топливно-энергетических ресурсов

В результате реализации мероприятий программы, экономия топливно-энергетических ресурсов (ТЭР) представлены в таблице 3.5.

Расчетный гидроэнергетический потенциал Крыма составляет 756 МВт и в ближайшие годы предполагается освоить 18 МВт с суммарной выработкой электроэнергии около 63 млн. кВт·ч. Из этой энергии на долю рек придется 30%, водохранилищ – 53%, а оставшиеся 17% - малые ГЭС, устанавливаемые на напорных трубопроводах систем водоснабжения и канализации.

Наибольшие перспективные гидроэнергетические потенциалы соответствуют рекам западной части северного макросклона Крымских гор: Кокказка – 10,6 МВт, Альма – 9,19 МВт, Кача – 5,82 МВт, Черная – 5,34 МВт, Бельбек – 4,27 МВт. Реки этой группы характеризуются большими падениями и высокими для Крымских рек расходами, поэтому и представляют наибольший интерес для строительства мини-ГЭС. Но величина гидроэнергетического потенциала еще не является мощностью малой ГЭС на реке. Необходимо учесть коэффициенты полезного действия гидротурбины и электрогенератора, потери энергии водотока. Весь гидроэнергетический потенциал нельзя использовать одной малой ГЭС, так как при расчете гидроэнергетического потенциала реки принимают падений всей реки, от

истока до устья, что приводит к невозможности на одной станции получить всю высоту падения реки.

Таблица 3.5

Экономия топливно-энергетических ресурсов в результате реализации мероприятий Программы

№ п/п	Перечень мероприятий	Объемы экономии ТЭР, тыс. т. у.т.					
		2010-2014	2010	2011	2012	2013	2014
1.	Мероприятия энергосбережения						
1.1.	Население	973,118	78,2	156,3	234,5	246,23	257,95
1.2.	Промышленность	846,29	68,0	136,0	203,9	214,10	224,29
1.3.	Социальная сфера	48,56	3,9	7,8	11,7	12,29	12,87
1.4.	Сельское хозяйство	80,93	6,5	13,0	19,5	20,48	21,45
1.5.	Другие отрасли	156,46	12,6	25,1	37,7	39,59	41,47
Всего		2105,42	169,2	338,2	507,3	532,67	558,03
2.	Освоение энергии возобновляемых источников						
2.1.	Развитие солнечной энергии	516,52	9,58	56,85	142,8	149,94	157,08
2.2.	Развитие ветроэнергетики	4249,28	108,94	862,7	1040,52	1092,55	1144,57
2.3.	Развитие малой гидроэнергетики	1,89	-	0,26	0,517	0,54	0,57
2.4.	Развитие геотермальной энергетики	11,01	0,48	0,48	3,19	3,35	3,51
2.5.	Развитие биоэнергетики	139,98	-	22,8	37,2	39,06	40,92
2.6.	Освоение энергии окружающей среды	16,30	0,98	3,07	3,888	4,08	4,28
Всего		4934,97	120,26	946,16	1228,12	1289,53	1350,93
Вместе		7040,39	289,46	1284,36	1735,42	1822,19	1908,96

В декабре 2010 года введен в эксплуатацию пилотный проект использования теплонасосной установки мощностью 40,4 кВт для Дворца культуры в Сакском районе. Для отопления здания теплонасосная установка использует низкопотенциальное тепло грунта. Экономический эффект от внедрения составляет 59 т.у.т. на сумму

171,7 тыс. грн. На реализацию проекты было затрачено 881,3 тыс. грн.

В селе Родниковом Симферопольского района с октября 2010 года работает солнечная электростанция на солнечных батареях на базе поликристаллического кремния с общей мощностью 7,5 МВт. На 1.01.2011 г. станцией было выработано 1,5 млн. кВт·ч электроэнергии. Строительство станции осуществлялось за счет инвесторов.

В Красноперекопском, Красногвардейском и Бахчисарайском районах введены в действие линии с производством топливных брикетов из биомассы (рисовая и подсолнечная музга (солома, виноградные обрезки, отходы древесины) приблизительной мощностью 5000 т.

Крым имеет остродефицитную энергосистему с годовым приростом потребления на уровне 5%. Собственная генерация полуострова составляет и покрывает лишь 6-7% нужд потребителей.

В настоящее время в Крыму введены в эксплуатацию 4 солнечных электростанций мощностью 227,3 МВт. С момента эксплуатации за период с 2010 по 2012 г. выработано электроэнергии 335 млн. кВт·ч. Строится солнечная электростанция с планируемой мощностью 110 МВт. В последующем общая мощность солнечных парков с учетом нового строительства будет доведена до 500 МВт. В Крыму действуют 7 ветроэлектростанций с общей мощностью 64,7 МВт.

Экономия традиционных топливно-энергетических ресурсов за счет реализации мероприятий программы в период с 2010–2014 годы составит 7040,4 тыс. т.у.т., в том числе за счёт мероприятий по энергосбережению 2105,42 тыс. т.у.т., освоения энергии возобновляемых источников – 4934,97 тыс. т.у.т.

Фотоэлектрические преобразователи и реализованные на их основе солнечные батареи при использовании новых полупроводниковых материалов, повышение их коэффициента полезного действия, удешевление стоимости и качественно улучшенных характеристик позволяет их широкое применение.

Развитие фотоэлектрических систем электроснабжения является особенно важным для Крыма благодаря благоприятным климатическим условиям – интегральная величина энергии солнечного излучения колеблется в диапазоне 1000-1500 кВт·ч/м² в год при перемещении по широте.

При генерировании электрической энергии в единую систему генерирующими системами могут быть солнечные электростанции (СЭС), ветроэлектростанции (ВЭС), тепловые электростанции (ТЭС).

3.2. Прогнозирование, проектирование, расчет и анализ, и использование ветроагрегатов в Крыму

Крым является энергодефицитным регионом, и электроснабжение республики осуществляется от двух основных источников: от энергосистемы по протяженным линиям электропередачи 220кВ, которые обеспечивают 90% спроса автономии на электроэнергию, и от тепловых станций, находящихся в Крыму. Энергоснабжение Крыма от питающих центров приводит к значительным потерям в сетях и делает практически невозможным увеличение потребления электроэнергии на перспективу. Строительство дополнительных высоковольтных линий в Крым невозможно из-за отсутствия свободных коридоров. Кроме того, существующие высоковольтные линии значительно выработали свой ресурс и нуждаются в длительной реконструкции.

В настоящее время из 187 энергоблоков, имеющих на вооружении тепловых станций, в осенне-зимние периоды электроэнергию волнообразно вырабатывают в лучшем случае две трети. Остальные же по причине ветхости и отсутствия средств на капремонт элементарно бездействуют. А другого от них и ожидать трудно – большинство ТЭС построено в середине прошлого столетия. Котловое и турбинное оборудование по оценке самих специалистов Минтопэнерго отработало расчётные 100 тысяч часов эксплуатации и трудится в изматывающем режиме.

Ещё более удручающую картину представляет состояние трансформаторных подстанций и ЛЭП. Ни ремонту, ни реконструкции не подлежат 30 тысяч таких подстанций и 75 тысяч километров линий электропередач. А поскольку из эксплуатации не изымаются, то аварии могут возникнуть в любой момент.

Сектор энергетики Крыма, как составная часть энергетики страны, характеризуется: наличием морально и физически устаревшего оборудования; отсутствием оборудования, предотвращающего загрязнение окружающей среды; недостаточным уровнем оплаты за потребленную электроэнергию; недостаточным уровнем технического обслуживания и размерами капитальных вложений в транспортные и распределительные инфраструктур и т.д.

По расчетам специалистов для устойчивого и стабильного электроснабжения крымских потребителей доля собственных генерирующих источников в Крыму в балансе мощности должна составлять

порядка 70 %. То есть в ближайшие годы необходимо строительство новых электростанций мощностью 600-700 МВт.

Государственным предприятием "Крымские генерирующие системы", в состав которого входят Симферопольская, Севастопольская, Камыш-Бурунская ТЭЦ и Сакские тепловые сети, разработана программа реконструкции и технического перевооружения электростанций Крыма.

Данная программа предусматривает постепенную замену старых и строительство новых энергоблоков на базе существующих станций с общей установленной мощностью 1024 МВт. Эта работа требует привлечения значительных средств, что в нынешних условиях возможно только с привлечением мощного стратегического инвестора.

Поэтому особенно актуальной является проблема повышения эффективности использования, существующих ВЛ. Ее решение возможно за счет использования современных технологий компенсации реактивных параметров сетей и реактивной мощности. Исследования и расчеты этой работы рассчитаны на повышение пропускной способности на 200МВт и нормализацию уровней напряжения за счет оптимального выбора и установки приборов адаптивного регулирования реактивной мощности, а так же систем гибкой передачи переменным током (ГПЗС), то есть приборов поперечной и продольной компенсации. Но хочется отметить, что повышение пропускной способности ЛЭП не решает проблему энергозависимости Крыма.

Одним из путей решения проблемы является развитие нетрадиционных источников энергии в Крыму и увеличения за счет них генерирующих мощностей. Территория Республики Крым обладает достаточно большим ветровым потенциалом и рассматривается как наиболее перспективный район для строительства установок по его использованию и выработке дополнительной электроэнергии. Анализ ветроэнергетических ресурсов Крыма показывает, что среднегодовые значения скорости ветра на территории полуострова колеблются в пределах от 3 до 6 м/с, причем максимальные вероятности $v=3,5$ м/с (более 60%) отмечаются на Южном берегу Крыма, Керченском полуострове и в районе горного массива Ай-Петри. Развитие ветроэнергетики в Крыму обусловлено следующими причинами:

- дефицитностью традиционных природных невозобновляемых топливно-энергетических ресурсов, критическим состоянием собственных генерирующих источников и неустойчивой работой крымской энергосистемы в целом;

- высокими экологическими требованиями к энергопроизводящим и топливо-потребляющим источникам, связанным с развитием в регионе индустрии отдыха и туризма;

- удачным географическим положением Крыма и его уникальными природно-климатическими возможностями;

- наличием свободных земельных площадей, пригодных для размещения объектов ветроэнергетики;

- наличием свободных трансформаторных мощностей с низким коэффициентом использования, особенно в зимний период года (зона Северо-Крымского канала).

Использование ветровой энергии на территории Крымского региона предусматривается по двум основным направлениям:

- строительство ветроэнергетических установок и их комплексов - ветроэлектрических станций (ВЭС) мощностью 100 кВт и выше и работа в параллельном режиме с общей энергосистемой;

- строительство ветроустановок небольшой мощности от 4 кВт и выше для питания относительно небольших отдельных объектов (ферм, арендных хозяйств, жилых и общественных зданий и пр.) и работа их в автономном режиме.

В настоящее время в Крыму действуют 5 ветроэлектростанций - Донузлавская, Тарханкутская, Сакская, Судакская и Восточно-Крымская суммарной задействованной мощностью около 70 МВт. (табл.3.6)

Таблица 3.6

	Ветросервис. Отпуск с шин				
	Донузлавская	Восточно Крымская	Тарханкутская	Сакская	ВСЕГО
месяц	кВтч	кВтч	кВтч	кВтч	кВтч
Январь	1022409	0	1637850	2074743	4735002
Февраль	588899	0	1596850	1476652	3662401
Март	811167	0	1622050	2001997	4435214
Апрель	215760	0	511430	432510	1159700
Май	135911	0	529070	389540	1054521
Июнь	532598	0	652687	1387745	2573030
Июль	236410	0	800945	688608	1725963
Август	400588	0	905111	1285985	2591684
Сентябрь	216140	0	757544	962848	1936532
Октябрь	187999	0	892788	813480	1894267
Ноябрь	594486	0	1745531	2799078	5139095
Декабрь	303066	0	1060088	1717449	3080603
ВСЕГО	5245433	0	12711944	16030635	33988012

Данные ОАО «Крымэнерго»

Новый проект по своим масштабам не имеет аналогов ни в Восточной Европе, ни в странах СНГ. Это первый и пока единственный в Крыму проект строительства ВЭС, финансируемый на основе частных инвестиций. Единичная мощность ветроагрегатов - не менее 2 мегаватт.

Планируемые ветроэлектростанции (ВЭС) планируются разместить на двух крымских площадках - в Черноморском районе - 100 турбин общей мощностью 200 МВт, и в Ленинском районе - 50 турбин общей мощностью 100 МВт. Выбор площадок обусловлен оптимальными условиями подключения (инфраструктура ЛЭП) и хорошими ветровыми характеристиками, для оценки которых были привлечены национальные и международные эксперты.

По оценкам ученых за счет строительства ВЭС можно будет покрыть до 25% от общей потребности страны в электроэнергии. Всего до 2030 года планируется построить ВЭС, суммарная мощность которой должна составить около 3 700 МВт (*в соответствии с региональной программой строительства ВЭС в Крыму*).

1. Перспективные районы для строительства ВЭС в Крыму

Данные проекты увеличат генерирующие мощности в Крыму только на 300 МВт, тогда как необходимая собственная выработка должна составлять около 600 – 700 МВт. Карта розы ветров Крыма (рис.3.5) показывает, что скорости ветра в других районах так же пригодны для строительства ВЭС. Наиболее перспективные участки отображены на рис. 3.5 на карте видно, что наиболее перспективными являются:

Побережье Сиваша

Район города Севастополь (мыс Фиолент)

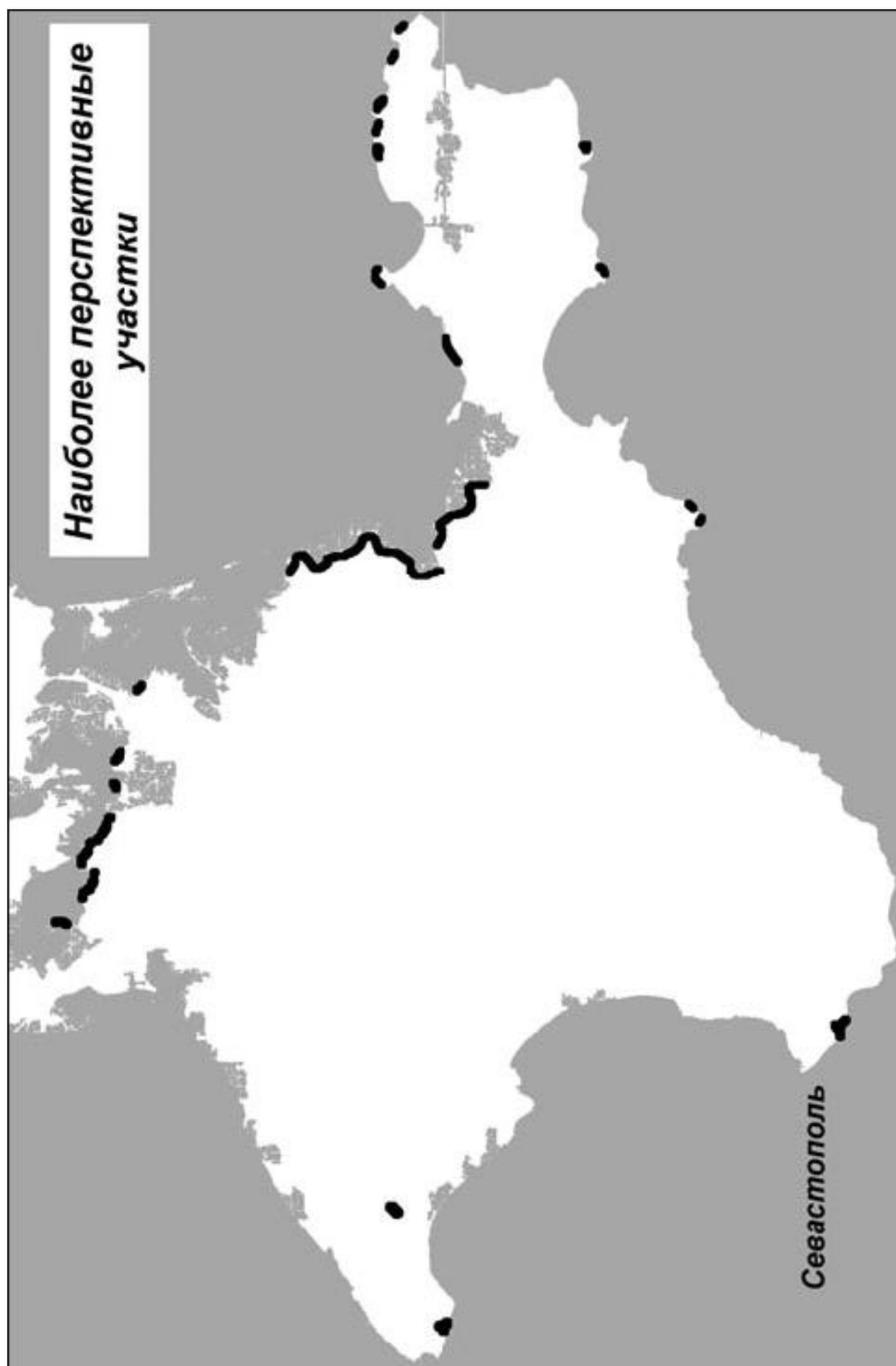
Побережье Гнилого моря

Район г.Судак (Мыс Меганом)

Керченский полуостров (Мысы Казантип, Зюк, Хрони, Чауда и Опук)

Ветрогенератор (ветроэлектрическая установка или сокращенно ВЭУ) — устройство, преобразующее вращательное движение ротора ветроустановки в электрическую энергию.

Расчетная скорость ветра для больших ВЭУ обычно принимается на уровне 11-15 м/с. Вообще, как правило, чем больше мощность агрегата, тем на большую скорость ветра он рассчитывается. Однако в связи с непостоянством скорости ветра большую часть времени ВЭУ вырабатывает меньшую мощность. Считается, что если среднегодовая скорость ветра в данном месте не менее 5-7 м/с, а эквивалентное число часов в году, при котором вырабатывается номинальная мощность не менее 2000, то такое место благоприятно для установки крупной ВЭУ и даже ветровой фермы.



Автономные установки киловаттного класса, предназначенные для энергоснабжения сравнительно мелких потребителей, могут применяться и в районах с меньшими среднегодовыми скоростями ветра.

Ветряные электрогенераторы с 2-3 лопастями считаются быстроходными и имеют более высокий КПД и частоту вращения, но при этом низкий стартовый момент ротора. Потому быстроходные ВГ выгодно использовать с электрическим генератором по установленной мощности

ВЭУ малой мощности (установленная мощность к 100кВт)

ВЭУ средней мощности (установленная мощность от 100 до 1000кВт)

ВЭУ мегаваттного класса или ВЭУ большой мощности (установленная мощность больше 1000кВт).

На рис. 3.5–3.7 показаны подключение ветрогенераторов к нагрузке (рис. 3.5) и генерирование электроэнергии в общую электрическую сеть (рис. 3.6, 3.7).

Автономное обеспечение объекта (с аккумуляторами).

Объект питается только от ветроэнергетической установки.

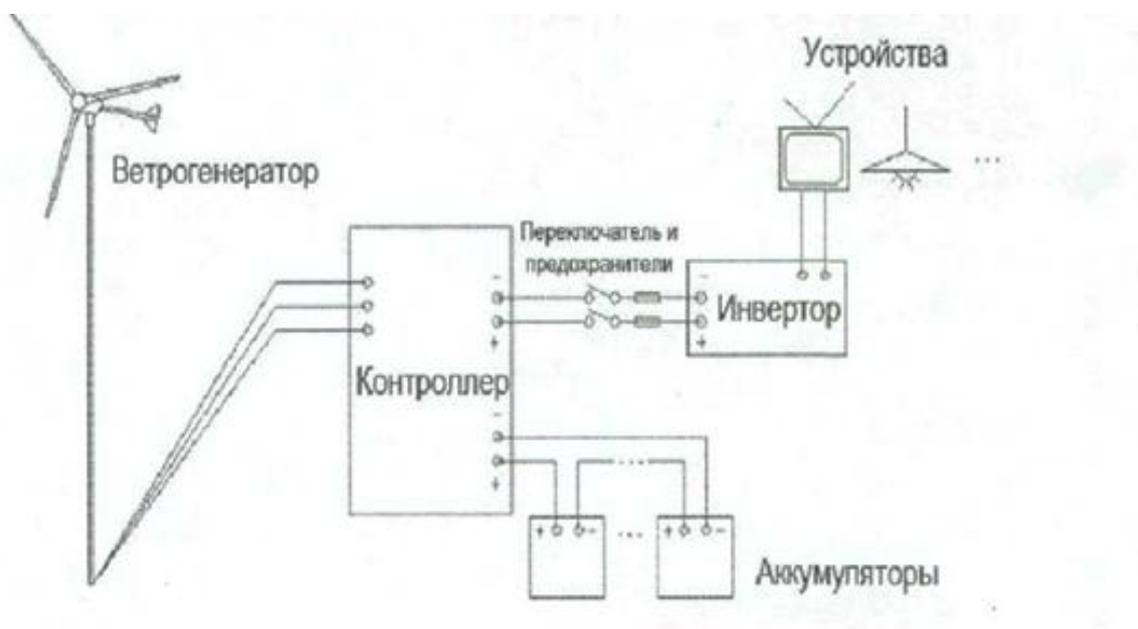


Рис. 3.5. Схема включения ветрогенератора к индивидуальному потребителю

Ветрогенератор (с аккумуляторами) и коммутации с сетью.

АВР позволяет переключить питание объекта при отсутствии ветра и полном разряде аккумуляторов на электросеть. Эта же схема может использоваться и наоборот – ветрогенератор, как резервный источник питания. В этом случае АВР переключает вас на аккумуляторные батареи ветрогенератора при потере питания от электросети.

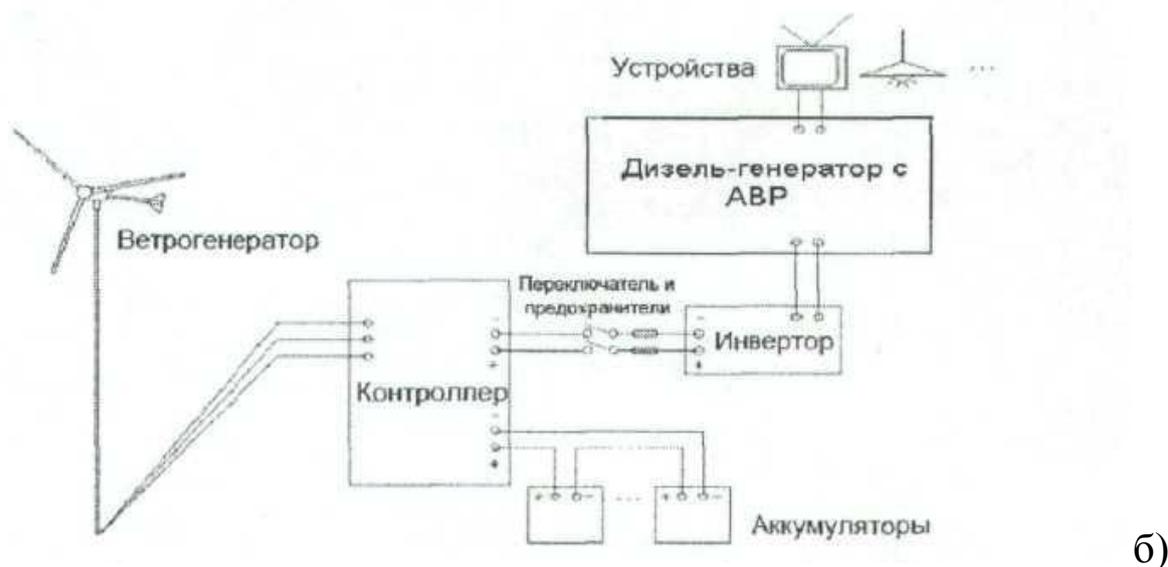


Рис. 3.6. Схема включения ветрогенератора в общую электросеть (а) и при подключении резервного источника (б)

Ветрогенератор (без аккумуляторов) и коммутация с сетью.

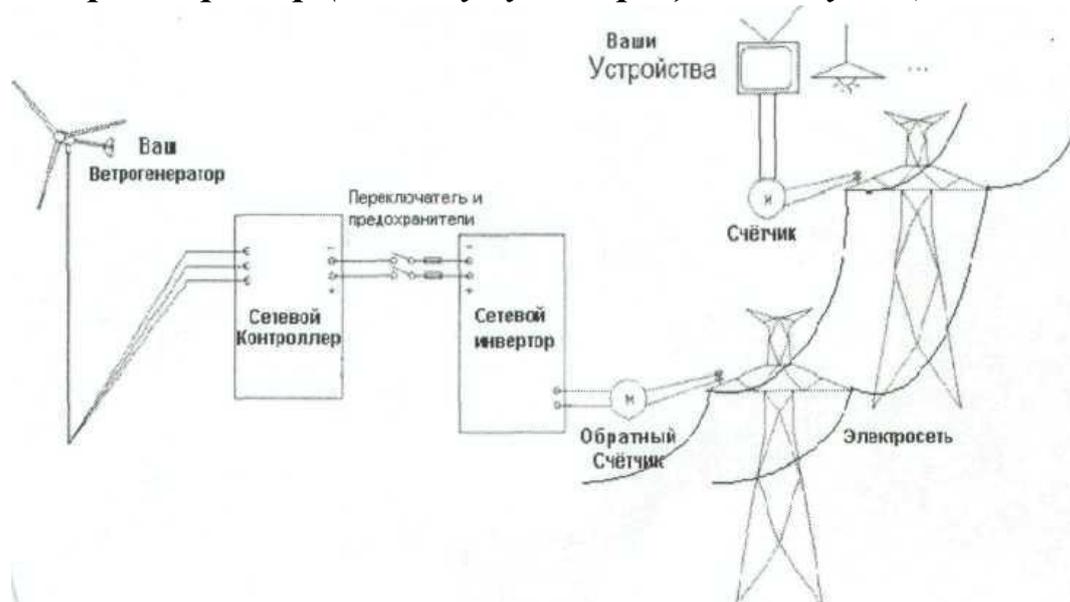


Рис. 3.7. Генерирование электроэнергии ветрогенератором в общую энергосистему

Разновидности электрических генераторов для ВЭУ

Общественная электросеть используется вместо аккумуляторных батарей - в неё уходит вся выработанная электроэнергия и из неё потребляется. Вы платите только за разницу между выработанной и потреблённой электроэнергией.

Из всех возможных классов электромеханических преобразователей энергии практическое применение находят только индуктивные преобразователи, в которых преобразование энергии происходит за счет изменения индуктивности (потокосцеплений) обмоток, расположенных на двух основных частях - статоре и роторе. При этом преимущественно цилиндрический вращающийся ротор располагается внутри статора, также имеющего форму полого цилиндра. В отдельных установках ротор, имеющий форму кольца, располагают снаружи статора, и такие машины называют машинами с внешним ротором.

По роду тока они разделяются на:

Машины переменного тока

Машины постоянного тока

Машины переменного тока делятся на:

Синхронные машины

Асинхронные (несинхронные) машины

Коллекторные машины переменного тока

$$f = \frac{pn}{60} \quad (3.6)$$

В асинхронных машинах угловые скорости Ω_p и Ω_1 не равны между собой, при этом в генераторном режиме работы $\Omega_p > \Omega_1$

$$f_1 = \frac{pn}{60}(1-s) \quad (3.7)$$

$$s = \frac{\Omega_p - \Omega_1}{\Omega_p} \quad (3.8)$$

В синхронных машинах угловая скорость вращения ротора Ω_p , и угловая скорость вращения магнитного поля статора Ω_1 равны между собой. Частота генерируемых в статоре ЭДС и токов определяется скоростью вращения ротора n и числом пар полюсов p его обмотки возбуждения:

Коллекторные машины отличаются от синхронных и асинхронных тем, что имеют механический преобразователь частоты и числа фаз - коллектор, который соединен с обмоткой статора или ротора. Машины постоянного тока также имеют на роторе коллектор, выполняющий функцию механического выпрямителя в генераторах и механического инвертора в двигателях.

Если в электрической машине вращается только один элемент - ротор, то она называется одномерной.

Электромагнитный момент в машине, создаваемый в результате взаимодействия магнитных полей и токов в обмотках, в равной степени действует на статор и ротор. Возможны поэтому исполнения, когда вращаются в противоположные стороны и статор, и ротор. В этом случае электрическая машина является двухмерной (ее называют еще биротативной).

Ротор электрической машины переменного тока может не иметь обмоток возбуждения. В таких машинах магнитное поле возбуждения создается постоянными магнитами, и они называются генераторами с постоянными магнитами.

Большинство названных типов электрических машин - синхронные, асинхронные, с постоянными магнитами, индукторные - находят широкое применение в качестве генераторов в ветроустановках.

Хорошую перспективу имеют также и генераторы торцового исполнения, в которых статор и ротор выполняются в форме дисков и в которых преобразование энергии осуществляется в воздушном промежутке между этими дисками.

Типовые схемы генерирования электрической энергии ветроустановками

В настоящее время разработано и применяется значительное количество схем для преобразования энергии ветра в электрическую энергию постоянного или переменного напряжения или для выполнения механической работы.

Возможные технологические схемы эффективного получения электрической энергии за счет энергии ветра для автономной и сетевой работы ВЭУ представлены на рис. 3.8.



Рис. 3.8. Схемы генерирования и использования электроэнергии при автономной (а) и сетевой (б) работе ВЭУ.

Генерирование постоянного тока осуществляется в настоящее время практически только на малых ВЭУ мощностью не более 1-10 кВт. В этом случае не требуется постоянная частота вращения ветродвигателя и обычно применяются аккумуляторные батареи.

В современных ВЭУ преобразование энергии ветра осуществляется в основном только в схемах с генерированием переменного тока. Частота вращения ветродвигателя в этом случае не обязательно должна быть постоянной. Применение выпрямительных устройств дает возможность получить постоянное напряжение, которое может быть использовано непосредственно или же после его инвертирования в переменное напряжение постоянной частоты.

Система с асинхронной машиной. Для преобразования механической энергии ВЭУ в электрическую энергию переменного напряжения постоянной частоты в схеме генерирования используют синхронный генератор, работающий параллельно с сетью, при этом мощность энергосистемы намного больше мощности ВЭУ и электрическая машина находится в синхронизме с сетью в широком диапазоне мощности, развиваемой ветродвигателем.

К недостаткам такой схемы относится то, что при определенных ветровых условиях синхронная машина может переходить в двигательный режим и потреблять энергию из сети, а при резких порывах ветра появляется вероятность ее выпадения из синхронизма.

На рис. 3.9. в качестве примера приведен вариант с синхронной тиристорной машины, которая состоит из статора 1 с обмотками V, U, W, ротора 2, представляющего собой постоянный магнит, и индикатора 3 углового положения ротора, присоединенного к схеме 4 включения тиристоров.

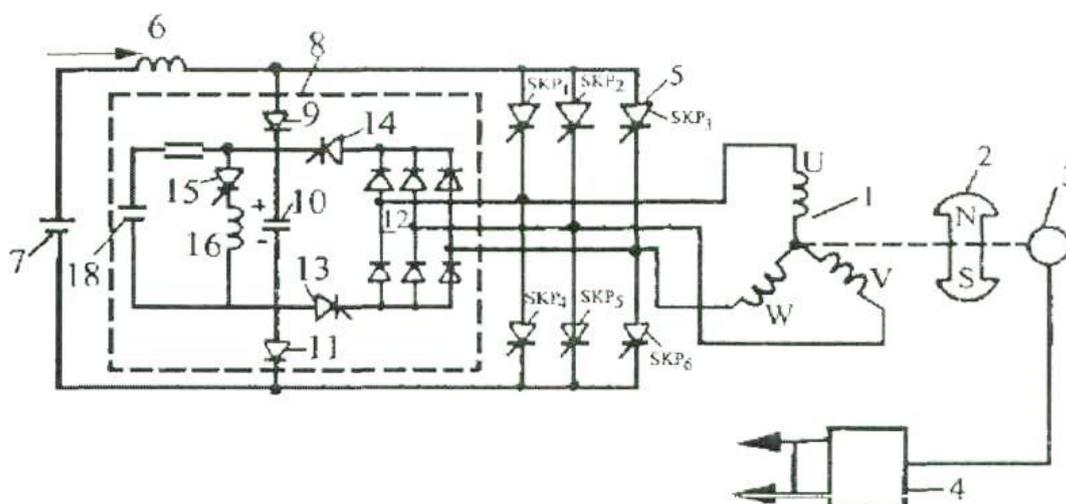


Рис. 3.9. Схема тиристорной синхронной машины

Статорные обмотки машины присоединены к источнику 7 постоянного тока через трехфазный тиристорный преобразователь 5 и сглаживающий дроссель 6. В блок управления введена схема 8 принудительной коммутации, состоящая из трехфазного диодного моста 12, вспомогательных тиристоров 13, 14, 15, источника постоянного тока 18, конденсатора 10, индуктивной катушки 16, резистора 17 и диодов 9, 11.

Схема включения 4 открывает тиристор 13 одновременно с тиристорами SCR1, SCR2, SCR3 преобразователя 5, тиристор 14 - одновременно с тиристорами SCR4, SCR5 и SCR6, а тиристор 15 включается при каждом включении преобразователя 5. В результате такой коммутации конденсатор 10 резонансного контура с индуктивной катушкой 16 и вспомогательным тиристором 15 подключается к тому тиристорному преобразователю 5, который должен переходить в непроводящее состояние. В эти моменты конденсатор 10 заряжен до напряжения источника постоянного тока 18, которое прикладывается к силовым электродам соответствующего тиристора в обратном направлении.

Из других схем с синхронным генератором представляет также интерес преобразовательная схема с выходным напряжением, модулированным низкой частотой. В этой схеме напряжение возбуждения синхронного генератора переменное с частотой 50 Гц. Выходное напряжение, модулированное синусоидальными колебаниями, выпрямляется и подается на фильтр для получения на выходе переменного напряжения с частотой 50 Гц.

Синхронные генераторы с возбуждением от постоянных магнитов (СГПМ)

применяются в основном в автономных установках электропитания. К преимуществам генераторов с постоянными магнитами относятся высокая надежность, простота конструкции и обслуживания, связанные с отсутствием скользящих контактов и вращающейся обмотки, автономность, т. к. не требуется постоянный ток для возбуждения, меньший нагрев благодаря отсутствию потерь на возбуждение. Вместе с тем СГПМ обладают рядом недостатков, наиболее существенными из которых являются сложность регулирования и стабилизации напряжения, ограниченная предельная мощность из-за сравнительно небольшой удельной энергии постоянных магнитов, повышенная масса у генераторов сред-

ней мощности. Вместе с тем современные технологии производства высококоэрцитивных магнитов позволяют создать бесконтактные генераторы с повышенным КПД для надежной работы в тяжелых условиях эксплуатации ВЭУ.

Большинство СГПМ, применяемых в настоящее время, имеет магнитную систему с вращающимися постоянными магнитами. Поэтому магнитные системы отличаются др. от др. в основном конструкцией ротора (индуктора).

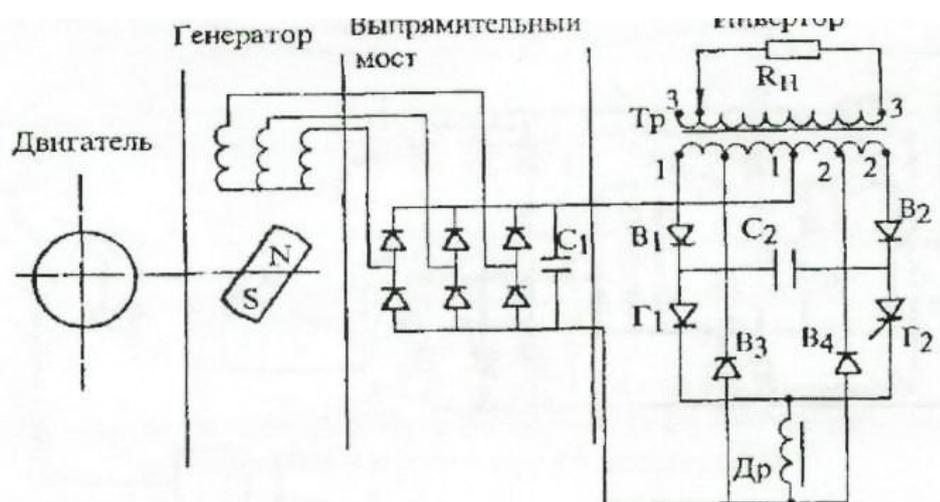


Рис. 3.10. Принципиальная схема синхронного генератора с постоянными магнитами и инвертором

На рис.3.10, показана принципиальная схема генератора с постоянными магнитами и преобразователем. При допустимости прямоугольной формы выходного напряжения на частоте 50 Гц возможен вариант преобразования на этой частоте, что дает возможность применения генератора в трехфазном исполнении, имеющего по сравнению с однофазным меньший габарит и более высокий КПД. В ряде случаев оправдан переход на частоту 400 Гц, что дает возможность при использовании электронного преобразователя со звеном постоянного тока. В качестве преобразователя может быть применен полумостовой инвертор или инвертор типа «Мак-Мори», обладающий устойчивой коммутацией при инвертировании и допускающий возможность регулирования напряжения на выходе. В качестве звена постоянного тока возможно использовать трехфазную схему выпрямления акад. А. Н. Ларионова.

Работает инвертор следующим образом. Постоянное напряжение с выпрямительного моста подается на среднюю точку 1.2 трансформатора, тиристоры T_1 и T_2 попеременно открываются импульсами со схемы управления. При открытии, например, тиристора T_1 конденсатор C_2 разряжается и запирает тиристор T_2 , и наоборот. При этом во вторичной обмотке трансформатора T_p индуцируется переменное напряжение.

Система с асинхронным генератором. Применение асинхронного генератора (АГ) в качестве преобразователя энергии ветрового потока в электрическую энергию весьма перспективно. Достоинства АГ - простота конструкции, достаточно простые схемы включения на параллельную работу с сетью и др. источниками энергии. Широкому использованию АГ в ВЭУ способствует также то, что в качестве генераторов могут применяться обычные асинхронные двигатели.

Как известно, асинхронная машина, подключенная к трехфазной сети переменного тока при частоте вращения $n_2 > n_1$ (n_2 - частота вращения ротора, n_1 - частота вращения магнитного поля статора), автоматически переходит в генераторный режим. При этом реактивную мощность, необходимую для создания вращающегося магнитного поля, машина получает из сети.

Работа асинхронной машины в качестве автономного генератора может быть обеспечена, если подавать в обмотку статора реактивную мощность от батареи конденсаторов (рис.3.11). В этом случае к выходу АГ, приводимого во вращение ветродвигателем, параллельно нагрузке Z_H в каждую фазу подключают конденсатор C . При активной нагрузке реактивная мощность Q_c , поступающая от конденсатора C , должна быть равна реактивной мощности генератора Q_G , необходимой для создания магнитного потока. При активно-индуктивной нагрузке мощность Q_c должна покрывать также реактивную мощность Q_h нагрузки.

Самовозбуждение АГ возможно при наличии потока остаточного намагничивания $\Phi_{ост}$ в ферромагнитной части магнитной цепи, который при вращении ротора АГ наводит в обмотке статора ЭДС остаточного поля $E_{ост}$. Обычно при шихтованном роторе $E_{ост} = (0,02-0,03) U_{НОМ}$. Под влиянием $E_{ост}$ в цепи параллельной емкости возникает емкостной (опережающий) ток, который и подмагничивает машину.

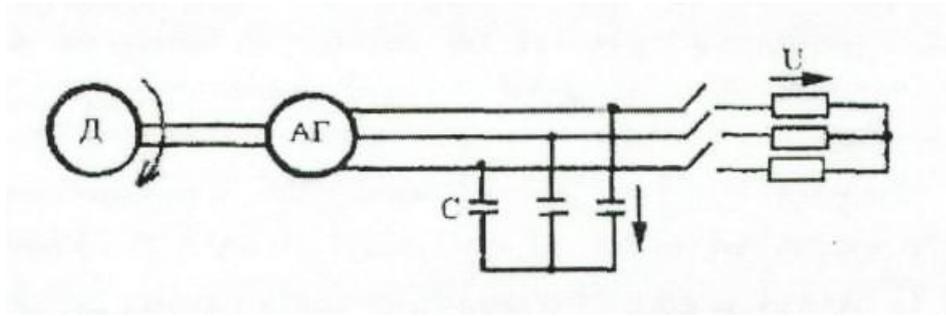


Рис. 3.11. Принципиальная схема асинхронного генератора с конденсаторным возбуждением

Главное преимущество асинхронного генератора состоит в том, что напряжение на его выходе имеет постоянную частоту при изменении частоты вращения ротора в некоторых пределах и ему свойственна большая устойчивость при работе на сеть, чем у синхронной машины. Последнее обстоятельство крайне важно в связи с тем, что ВЭУ становятся все более мощными.

Недостатком этой схемы является то, что при одном и том же ветровом режиме она вырабатывает меньше энергии, чем синхронная машина, и связано это с меньшим коэффициентом мощности, обусловленным большими токами намагничивания которые приблизительно пропорциональны квадрату напряжения. Следует также отметить, что последний недостаток компенсируется снижением затрат на механизмы системы регулирования, поскольку в случае использования асинхронного генератора допускается менее точное поддержание частоты вращения ветроколеса.

Система с коллекторным генератором переменного тока (рис.3.12). Достоинством этой системы является то, что частота напряжения на выходе генератора равна частоте напряжения возбуждения независимо от частоты вращения ротора.

В этом отношении коллекторная машина переменного тока подобна машине постоянного тока. Если возбуждение машины осуществляется током с частотой 50 Гц, машина будет генерировать переменное напряжение той же частоты.

Конструктивно эта машина достаточно проста, ее якорь подобен якору машины постоянного тока. Стоимость коллекторного генератора переменного тока близка к стоимости генератора постоянного тока.

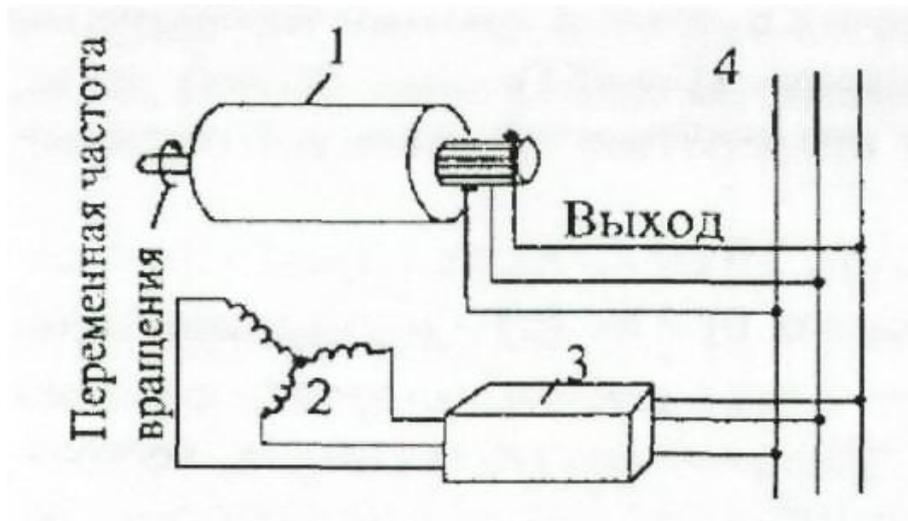


Рис. 3.12. Конструктивная схема коллекторного генератора переменного тока: 1 - ротор генератора; 2 - обмотка возбуждения; 3 - блок управления; 4 - сеть

Асинхронный генератор с питаемым ротором (рис.3.13). Этот генератор подобен асинхронному генератору с фазным ротором и с контактными кольцами, что дает возможность питания обмоток ротора от дополнительного генератора, вырабатывающего напряжение с частотой скольжения. При этом как величина, так и фаза указанного напряжения могут изменяться, что позволяет повысить коэффициент мощности генератора, а, следовательно, и экономичность этой схемы в целом.

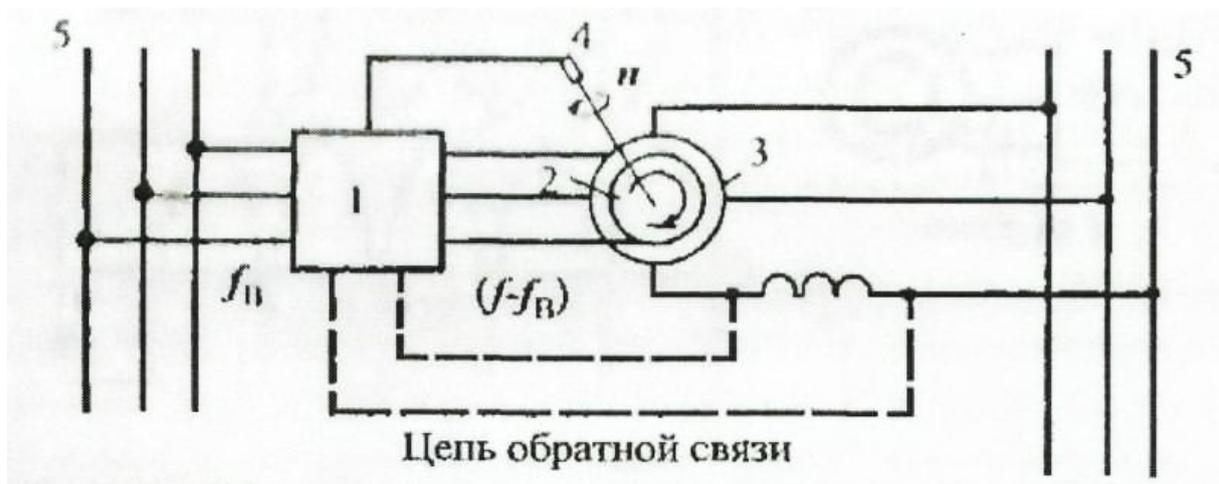


Рис. 3.13. Схема асинхронного генератора с питаемым ротором: 1 - генератор, вырабатывающий напряжение с частотой скольжения; 2,3 - ротор и статор АГ; 4- датчик частоты вращения; 5 - сеть

Преимущество такого асинхронизированного генератора состоит в том, что напряжение на его выходе имеет неизменную частоту при изменении частоты вращения ротора в некоторых пределах и ему свойственна большая устойчивость, чем у синхронной машины. Последнее обстоятельство особенно важно для ВЭУ большой мощности.

Асинхронный генератор с вентильным возбуждением. Альтернативой конденсаторному возбуждению АГ ВЭУ большой мощности является вентильное возбуждение генератора. При этом использование автономного инвертора (АИН) позволяет ограничиться для возбуждения АГ конденсаторами меньшей емкости.

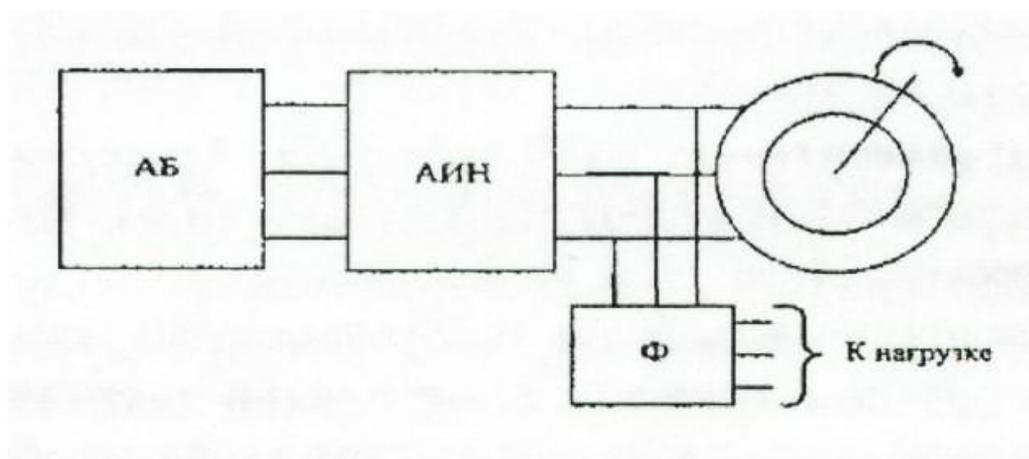


Рис. 3.14. Общая схема генерирования ВЭУ с асинхронным генератором с вентильным возбуждением

На рис. 3.14 показана схема, в которой в качестве управляющих ключей АИН использованы тиристоры, а инвертор обеспечивает прямоугольную форму выходного напряжения. КПД такой схемы выше, чем конденсаторной, следовательно, увеличивается ресурс аккумуляторной батареи (АБ), питающей инвертор. Регулировка величины напряжения производится углом открывания тиристоров.

Рассмотренные варианты систем генерирования электроэнергии ВЭУ не исчерпывают всего их многообразия. Разработаны и применяются синхронные генераторы с продольно-поперечным возбуждением, генераторы с вращающимися выпрямителями и совмещенными обмотками, индукторные генераторы с разноимен-

ной полярностью, асинхронные генераторы с фазным ротором и др.

Применение генераторов постоянного тока в ВЭУ ограничивается его большой стоимостью и сложностью эксплуатации коллекторно-щеточного узла, засорением электрической машины угольной пылью, образующейся при срабатывании щеток.

Опыт эксплуатации генераторов с постоянными магнитами показал, что они обладают определенным преимуществом по сравнению с рассмотренными системами в части обеспечения высокого КПД, но это реализуется в основном в ВЭУ малых мощностей.

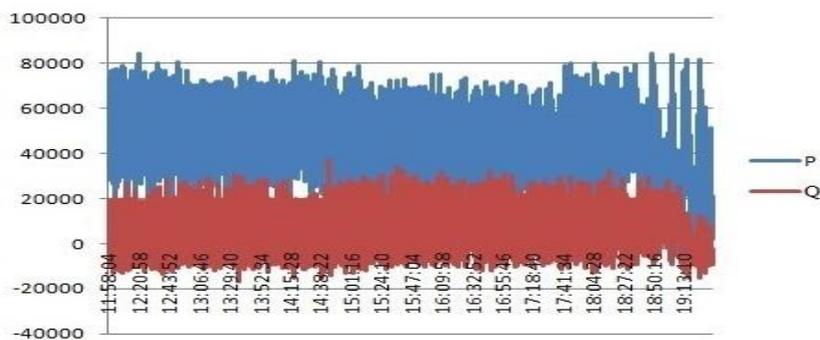
Крым традиционно считается регионом, благоприятным для ветроэнергетики. На полуострове энергию ветра превращают в электрическую пять ВЭС: Донузлавская, Судакская, Сакская, Тарханкутская и Восточно-Крымская. С момента их запуска (на момент ввода в эксплуатацию Мирновской ВЭС) выработано более 86,6 миллиона кВт/ч электроэнергии. Наиболее крупная из станций — Сакская. В ее состав входят Мирновский и Воробьевский участки. На первом, уже полностью сданном в эксплуатацию, установлены 155 малых ВЭУ и 3 больших ВЭУ (мощностью 18,46 МВт). По прогнозам специалистов Сакская ВЭС сможет вырабатывать около 12 миллионов кВт/ч в год.

По экспериментальным данным, снятым при работе ветроагрегата необходимо рассчитать следующие энергетические параметры: найти активную составляющую; реактивную составляющую; определить коэффициент мощности; проанализировать в какие дни и как меняется коэффициент мощности; рассчитать когда ветростанция отключается имеется ли потребление реактивной мощности; определить от каких параметров зависит коэффициент мощности.

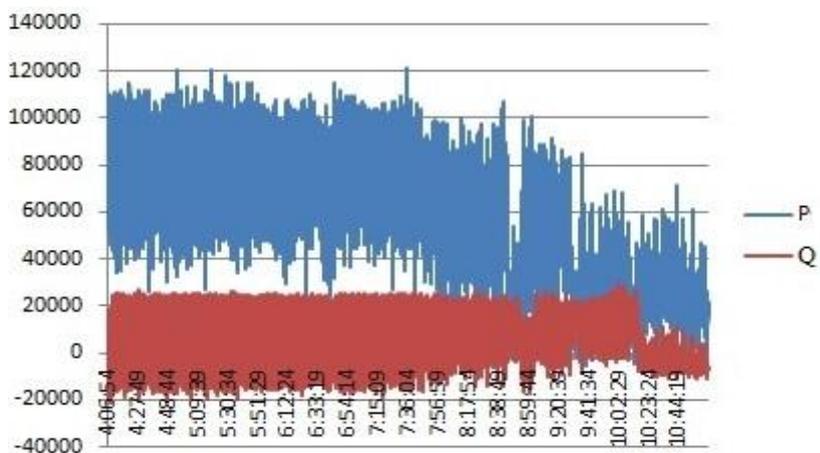
Исследование и анализ ВЭС

На Мирновской ВЭС работают 155 ветроагрегатов USW 56 – 100 и 3 агрегата Т600—48.

При работе ветроагрегата USW 56-100 были сняты экспериментальные значения активной и реактивной мощностей (рис. 3.15) при работе в летний (рис. 3.15, а) и весенний период (рис. 3.15, б).



а)



б)

Рис. 3.15, а. Осциллограммы энергетических параметров генерируемых ветроагрегатами USW 56-100, в летний период (июнь).

Рис. 3.15, б. Осциллограммы энергетических параметров генерируемых ветроагрегатами USW 56-100, в весенний период (март) работы.

Реактивная мощность в электрических сетях вызывает дополнительные активные потери (на покрытие которых расходуется энергия на электростанциях) и потери напряжения (ухудшающие условия регулирования напряжения). В некоторых электрических установках реактивная мощность может быть значительно больше активной. Это приводит к появлению больших реактивных токов и вызывает перегрузку источников тока. Для устранения перегрузок и повышения коэффициента мощности электрических установок осуществляется компенсация реактивной мощности. Реактивная мощность может быть как положительной величиной (если нагрузка имеет активно-индуктивный характер), так и отрицательной (если нагрузка имеет активно-ёмкостный характер). Данное обстоя-

тельство подчёркивает тот факт, что реактивная мощность не участвует в работе электрического тока. Отрицательное значение активной мощности нагрузки характеризовало бы нагрузку как генератор энергии. Активное, индуктивное, ёмкостное сопротивления не могут быть источниками постоянной энергии.

За последние 2–3 года установленная мощность каждой из четырех крупнейших ветроэлектрических станций (ВЭС) превысила 10 МВт, а на Сакской ВЭС достигла 19 МВт. Промышленные ВЭС построены на основе серийных ветроэлектрических установок (ВЭУ) USW 56-100 с асинхронными генераторами АГВ280М4ОМ2 с короткозамкнутым ротором. В состав ВЭУ входят две конденсаторные батареи мощностью 40 и 20 квар для компенсации реактивной мощности генератора. Система управления ВЭУ коммутирует батареи в зависимости от вырабатываемой активной энергии генератором (1-я ступень – 40 квар включается сразу при включении генератора в сеть, а 2-я – через 4,5 минуты после достижения активной мощности генератора 40 кВт). До настоящего времени проектные решения электрической части ВЭС не предусматривали установку компенсации реактивной электроэнергии для станции в целом, однако опыт эксплуатации ветроэлектрических станций свидетельствует о значительных объемах потребления реактивной электроэнергии.

Для определения причин потребления реактивной мощности проведем анализ по векторной диаграмме асинхронного генератора в двигательном и генераторном режимах (рис.3.16).

Как видно, изменение знака активной составляющей тока статора при переходе в генераторный режим означает, что механическая мощность преобразуется в электрическую и отдается в сеть. Из той же диаграммы следует, что реактивная составляющая тока статора (I_{1p}) и реактивная мощность (Q_1) при таком переходе сохраняют свои знаки, поскольку:

$$\left. \begin{array}{l} I_{1p} = I_1 \sin \varphi_1 > 0 \\ Q_1 = m_1 I_{1p} \sin \varphi_1 > 0 \end{array} \right\} \text{ при } \varphi_1 > 90^\circ, \text{ и при } \varphi_1 < 90^\circ \quad (3.9)$$

Таким образом, асинхронная машина при работе в двигательном и генераторном режимах потребляет из сети реактивную мощ-

ность и индуктивный ток, который ей необходимы для создания вращающего магнитного поля.

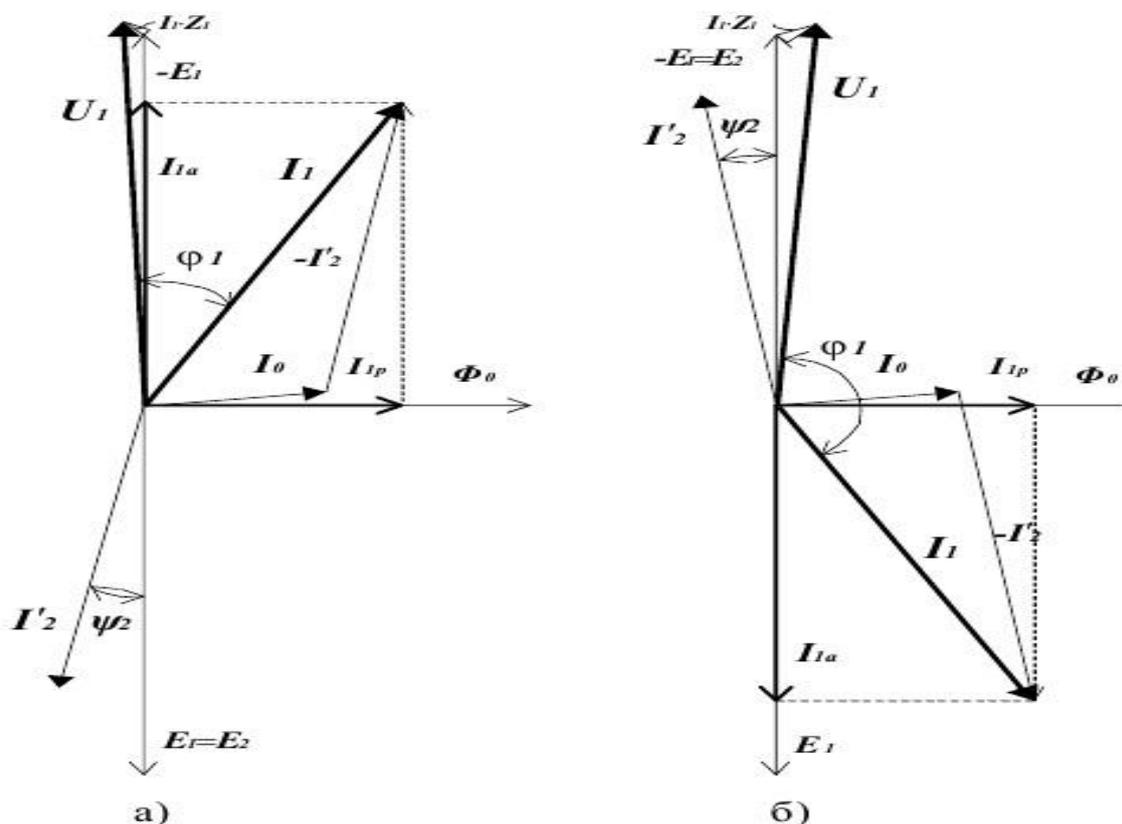


Рис.3.16. Векторная диаграмма асинхронного генератора АГВ280М4Об2 ВЭУ USW56-100 в двигательном (а) и генераторном (б) режимах

Параллельная работа ВЭС при функционировании в условиях энергорынка регулируется нормами качества электроэнергии [35] согласно ГОСТ 13109-97 [35], правилами проектирования ВЭС [35] и техническими условиями (ТУ) на присоединение ВЭС к энергосистеме. В соответствии с этими документами при работе ВЭС необходимо обеспечивать непрерывную компенсацию реактивной мощности при генерировании активной мощности в полном диапазоне изменения скорости ветра, при соблюдении условий обеспечения рабочей мощности. На рис. 3.17 показаны графики нагрузки активной и реактивной мощности на Мирновской ВЭС.

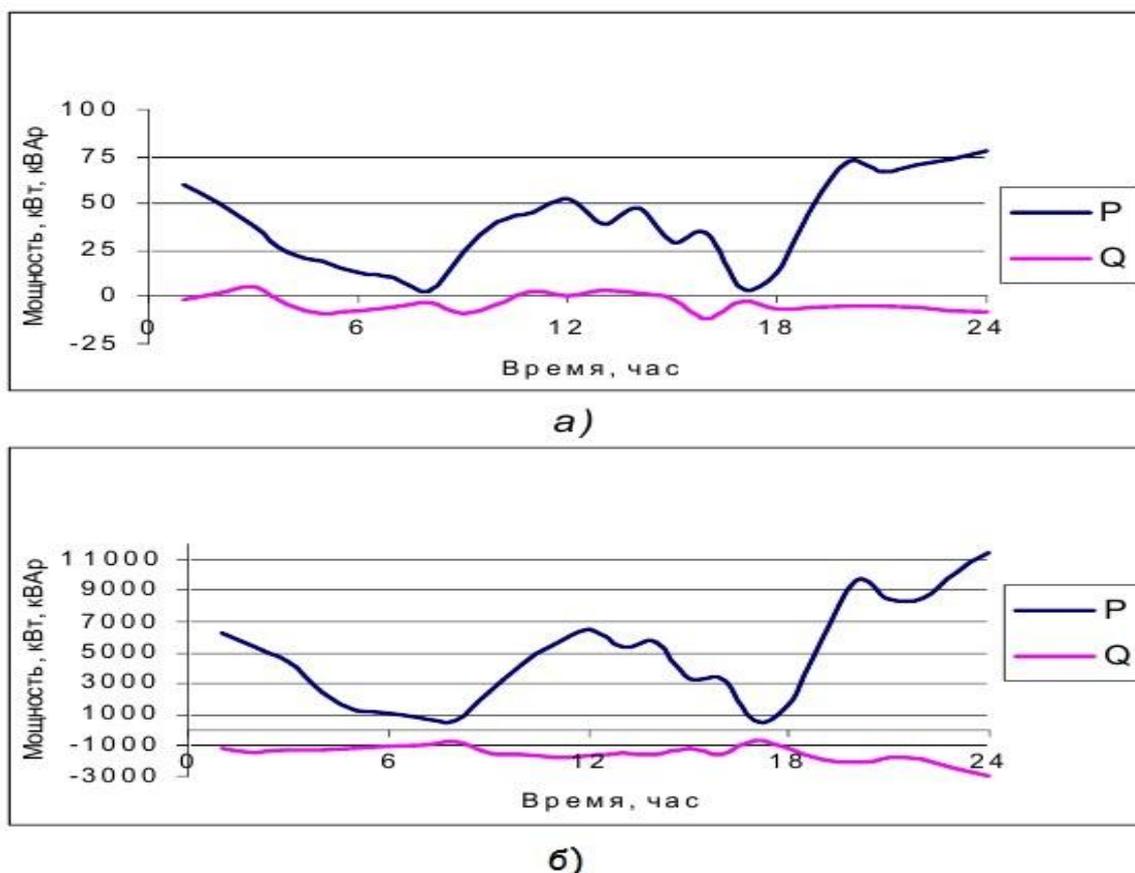


Рис. 3.17. Графики нагрузки активной и реактивной мощности на Мирновской ВЭС: а) одной ВЭУ USW56-100; б) ВЭС в целом из группы ВЭУ – 155 штук.

Ветроэлектрическая установка с подключением конденсаторных батарей согласно алгоритму управления при генерации активной мощности ($P+$) в диапазоне $0...40$ кВт потребляет реактивную мощность величиной $8...12$ кВАр (условно назовем эту зону №1). В диапазоне $P+ = 40...70$ кВт – генерирует реактивную мощность величиной $0...8$ кВАр (зона №2), а при генерации активной мощности свыше 70 кВт снова потребляет реактивную мощность в диапазоне $0...34$ кВАр (зона №3). На рисунке 3.17 изображен график нагрузки для одной и для 155 ВЭУ, входящих в состав станции. График синхронизирован по времени и интегрирован по часовым промежуткам времени. Рассматривая его можно увидеть зоны, в которых происходит переток реактивной энергии.

Анализируя графики на рисунке 3.17, можно сделать вывод, что основная причина заключается в недостаточной мощности компенсации. Потребляемая реактивная энергия составляет $50...90$ % от генерируемой активной энергии. Необходимая величина до-

полнительной компенсирующей мощности составляет 12...14 кВАр на одну ВЭУ.

В работе [34] был предложен способ компенсации реактивной энергии ВЭС, который заключается в использовании на ВЭУ конденсаторных батарей только для компенсации реактивной мощности контура намагничивания генератора, а компенсацию остальной реактивной мощности осуществлять конденсаторными батареями, включенными на входных шинах станции. Такой способ с технической точки зрения является наиболее рациональным, т.к. помимо достижения полной компенсации перетока реактивной мощности на шинах ВЭС, будет уменьшена величина перенапряжения на ВЭУ, что в свою очередь приведет к повышению надежности эксплуатации.

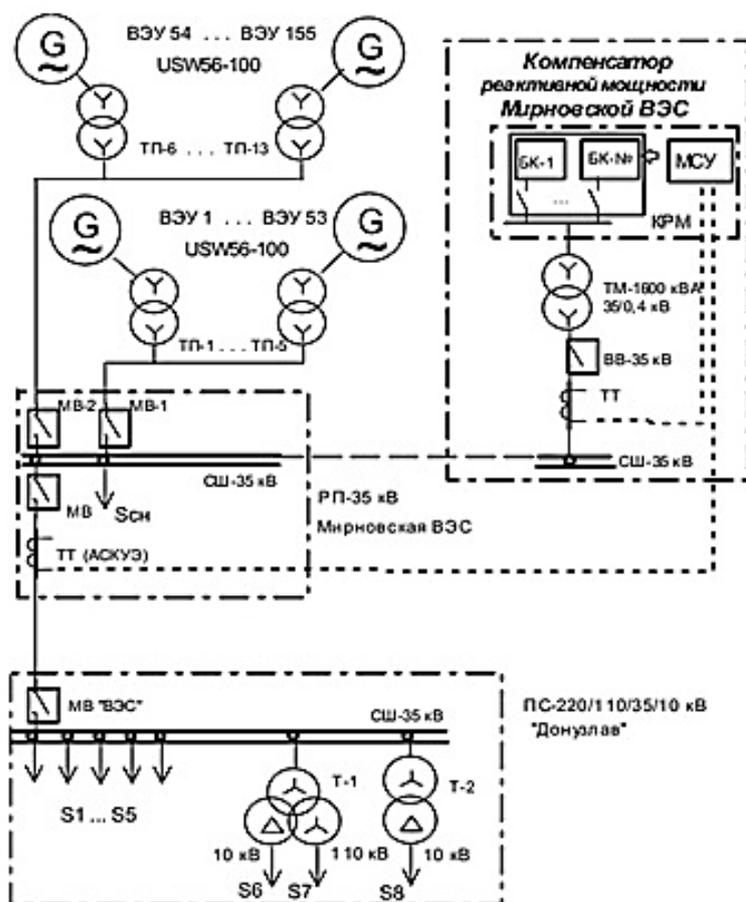


Рис. 3.18. Упрощенная схема включения Мирновской ВЭС в энергосистему; S – мощность потребителей; КРМ – компенсатор реактивной мощности; МСУ – микропроцессорная система управления.

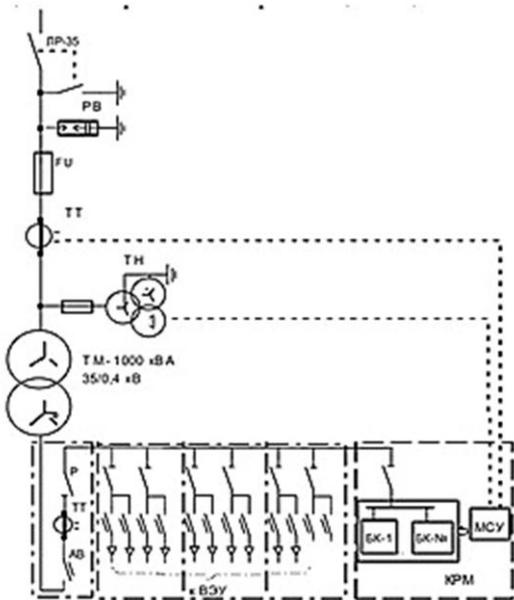


Рис. 3.19. Схема включения модульного компенсатора реактивной мощности в схему существующей трансформаторной подстанции Мирновской ВЭС

Схематическое решение данного способа предложено институтом «Укрэнерго-сетьпроект» (г. Харьков) и показано на рис. 3.19.

На рис. 3.19 изображена схема включения модульного компенсатора реактивной мощности на одной из существующих трансформаторной подстанции Мирновской ВЭС – нулевого перетока на шинах выдачи мощности ветровой электростанции в целом.

К преимуществам данного проектного решения можно отнести следующее:

- удешевление стоимости реализации полной компенсации потребления реактивной мощности ВЭС более чем в 3 раза;
- возможность поэтапного внедрения компенсаторов и реализации постепенного снижения потребления реактивной мощности ВЭС.

Недостатком данной схемы является повышение перенапряжения на шинах ВЭУ при включении конденсаторов к шинам 0,4 кВ трансформаторной подстанции, и как следствие, ухудшение качества электроэнергии. Поэтому реализация этой схемы включения компенсатора реактивной мощности возможна при условии увеличения коэффициента трансформации силового трансформатора ТП по сравнению со стандартным еще на 5%.

Рассмотрим также организационно – экономические аспекты проблемы перетока реактивной электроэнергии ВЭС. Методика сводится к тому, чтобы компенсировать убытки энергопередающих организаций связанные с затратами активной электроэнергии на передачу реактивной. Сама плата за реактивную электроэнергию состоит из двух частей: основная плата, которая зависит от объема

потребленной и генерированной электроэнергии и надбавка за недостающее оснащение электрической сети потребителя средствами компенсации, которая зависит от отношения потребленной реактивной электроэнергии к потребленной активной. Однако для ВЭС потребление реактивной электроэнергии и потребление активной электроэнергии происходит в разных временных отрезках. Если основное потребление реактивной электроэнергии происходит в период генерации активной, то потребление активной – происходит в период безверия, когда реактивная электроэнергия потребляется только силовыми трансформаторами на холостом ходу.

В настоящее время для промышленной ветроэлектростанции, состоящей из серийных ВЭУ USW56-100, плата за переток реактивной электроэнергии составит 20...22 % от стоимости выработанной активной, если эту плату исчислять по выше указанной методике в том виде, как она есть. Если учитывать, что основное потребление реактивной электроэнергии происходит при генерации активной, т.е. при расчете надбавки за недостающее оснащение средствами КРМ, основанном на определении $\text{tg}\varphi$, применять отношение потребленной реактивной электроэнергии к сумме генерируемой и потребленной активной электроэнергии, то плата за переток реактивной электроэнергии будет составлять 5,3...5,8 % от стоимости выработанной активной. Следовательно, методика исчисления платы за переток реактивной электроэнергии не учитывает особенностей работы промышленной ВЭС с асинхронными генераторами и нуждается в соответствующих доработках.

Важным вопросом интеграции ветроэнергетических станций (ВЭС) в электроэнергетическую систему является оптимизация схемных решений электрической части ВЭС. Экономическая эффективность ВЭС может обеспечиваться путем эксплуатации ВЭУ с переменной частотой вращения с низкими номинальными скоростями. На современном этапе развития ветроэнергетики можно выделить три основных типа ВЭУ получивших распространение: ВЭУ с постоянной частотой вращения ветроколеса (ВЭУ постоянной скорости), ВЭУ с частотой вращения ветроколеса изменяющейся в узких пределах (ВЭУ полу - переменной скорости), ВЭУ с частотой вращения ветроколеса изменяющейся в широких пределах (ВЭУ переменной скорости). Каждому типу ВЭУ соответствует определенный тип электрического генератора. Так на ВЭУ постоянной

скорости используются асинхронные генераторы с короткозамкнутым ротором, на ВЭУ полу - переменной скорости используются асинхронизированные синхронные генераторы и генераторы с изменяемым сопротивлением обмотки ротора, ВЭУ переменной скорости применяются кольцевые синхронные генераторы совместно с преобразователем по схеме переменная частота, переменное напряжение - стабилизированное напряжение, фиксированная частота.

Существует две принципиально различные концепции в построении схем электрических соединений генераторов ВЭУ на ВЭС - на переменном и постоянном (выпрямленном) токе. Если ВЭС строится на базе ВЭУ с генераторами следующих типов: асинхронные генераторы с короткозамкнутым ротором, асинхронные генераторы с технологией OptiSlip, асинхронизированные синхронные генераторы, то существует возможность построения схем соединения ВЭС на переменном токе, для последующего соединения ВЭС с электроэнергетической системой. В случае прибрежных ВЭС, когда ветропарки удалены на достаточное расстояние от берега и потери в кабелях переменного тока достигают значительных величин рассматриваются варианты построения схем ВЭС на постоянном токе. В случае применения на ВЭС синхронных генераторов кольцевого типа существует возможность построения схем соединения ВЭС, так называемого кластерного типа, отличающихся тем, что несколько генераторов соединяются между собой на генераторном напряжении, затем устанавливается преобразователь переменного тока переменной частоты в переменный ток фиксированной частоты со стабилизацией напряжения и повышающий трансформатор для последующего соединения ВЭС с электроэнергетической системой.

Были проанализированы различные варианты электрических схем ВЭС, построенных на переменном токе, произведены оптимизационные электротехнические расчеты по выявлению наиболее рациональных схем соединения. Оценены потери энергии для различных вариантов схем. Произведено технико-экономическое сравнение различных вариантов схем с учетом факторов надежности.

Проведенные исследования схемных решений электрической части ВЭС доказали нецелесообразность сооружения на ВЭС РУ на пониженном напряжении 0,69 кВ.

Следует учитывать, что низкий коэффициент мощности потребителя приводит:

- к необходимости увеличения полной мощности трансформаторов и электрических станций, а также к увеличению сечения питающих линий электропередач;

- к понижению коэффициента полезного действия вырабатывающих и трансформирующих элементов цепи;

- к увеличению потерь мощности и напряжения в проводах. При одних и тех же значениях мощности и напряжения уменьшение коэффициента мощности сопровождается увеличением тока в проводах, вследствие чего возрастают потери на нагрев, что, в свою очередь, приводит к падению напряжения в сети.

Чем меньше коэффициент мощности сети, тем менее загружена сеть активной мощностью и тем меньше коэффициент полезного действия использования сети. В связи с этим необходимо, чтобы как можно большую часть в полной мощности составляла именно активная мощность, а не реактивная, в этом случае коэффициент мощности будет ближе к единице.

Рассмотрим причины низкого коэффициента мощности:

- недогрузка асинхронных электродвигателей. Потребляемая активная мощность уменьшается пропорционально нагрузке, а реактивная мощность изменяется меньше;

- неправильный выбор типа электродвигателя. Двигатели быстроходные и большой мощности имеют более высокий коэффициент мощности, чем тихоходные и маломощные;

- повышение напряжения в сети. Ведет к увеличению намагничивающего тока индуктивных потребителей реактивной составляющей полного тока.

- для увеличения коэффициента мощности можно:

- изменить мощность и тип устанавливаемых электродвигателей;

- увеличить загрузку электродвигателей в процессе работы;

- уменьшить время работы в холостом режиме оборудования потребляющего индуктивную мощность;

- установить установку компенсации реактивной мощности с конденсаторами

- вынужденное потребление реактивной мощности приводит к следующим негативным последствиям:

- дополнительные потери по причине увеличения тока;

- падает пропускная способность электрораспределительной сети;
- ухудшение качества сети, отклонение напряжения от номинала (падение напряжения в результате увеличения реактивной составляющей электрического тока питающей сети, или повышенный номинал в связи с большой потребляемой мощностью).

Исходя из вышесказанного, можно сделать определенный вывод, что наличие реактивной составляющей – фактор паразитный, неблагоприятный как для потребителя, так и для сети в целом. Избавиться от нее невозможно, поэтому нужна компенсация реактивной мощности.

Постройка одной турбины на 2 МВт в хорошем для нее месте позволит покрыть издержки электроэнергии в 2000 домашних хозяйств. Стоимость ветровой установки зависит от многих факторов, включая расходы на установку, которые могут достигать 40% от стоимости самого ветряка.

В настоящее время в Крыму введены в эксплуатацию и генерируют электрическую энергию в общую энергосистему 7 ветроэлектростанций с суммарной мощностью 67,5 МВт.

Ветровой поток встречает на встречном пути лопасти и отдает энергию ветроколесу. В результате аэродинамических потерь ветроколесо использует только часть мощности ветрового потока. При этом в результате постоянной смены мгновенной скорости скорости ветра в значительной мере меняется энергия ветрового потока, и как следствие мощность, которая создается ветроколесом.

Особенности расчета эффективности работы ВЭУ связаны с вероятным характером источника энергии (ветрового потока и получаемой мощности). Одним из основных критериев эффективности ВЭУ является коэффициент использования установленной мощности ветродвигателя

$$K = \frac{(N_{cp} \cdot T)}{(N_y \cdot T)} = \frac{N_{cp}}{N_y} , \quad (3.7)$$

где N_{cp} , N_y – средняя и установленная (номинальная) мощности ветродвигателя за период времени T .

Данные опыта использования ВЭУ показывают, что коэффициент K использования установленной мощности приблизительно

0,35. Многогодовой опыт работы ВЭУ пропеллерного типа в ведущих странах показывает, что они работают по 4 – 6 часов в сутки. Возобновляемые источники энергии не имеют необходимой стабильности мощности, которая снимается требует для стабильной работы подключение аккумуляторных устройств.

Эффективность работы ВЭУ заключается в том, что использование энергии ветра по сравнению с другими видами энергии уменьшает количество выбросов вредных веществ в атмосферу, уменьшает негативное влияние на флору и фауну, приводит к существенной экономии традиционных источников энергии, уменьшает потери электроэнергии при использовании локальных источников энергии.

В настоящее время известно большое количество разработок по методам предварительной оценки потенциала выработки электроэнергии генерирующими системами с использованием возобновляемых источников энергии (ВИЭ). Ведутся работы по изучению распределения скоростей ветра, распределения солнечной радиации.

Форма кривых распределения скорости ветра и интенсивности солнечной радиации позволяет судить о том, что экстремумы графиков находятся примерно в одних временных промежутках (в течении года), но в интервале максимальной инсоляции скорость ветра принимает минимальные значения и наоборот.

На основании заданных параметров нагрузки и параметров распределения скорости ветра, инсоляции можно сделать рекомендации по выбору целесообразного, с точки зрения обеспечения выработки электроэнергии наиболее приближенной к потреблению автономной системы электроснабжения с резервным источником, состава генерирующих мощностей. Проанализировав нагрузки среднестатистического дома можно определить потребление электроэнергии в зависимости от сезона. Для зоны с умеренным климатом выделяют два характерных периода: с марта по октябрь и с ноября по апрель. Для января месячное потребление заданного дома составляет 1000кВт·час, для июля – 500кВт·час.

Характер распределения скорости ветра для сравниваемых географических координат приведен на рис.3.20. Вероятность скорости ветра по градациям определена на основе справочных данных по действующим метеорологическим станциям. Для получе-

ния расчетной скорости необходимо пересчитать данные метеостанции на высоту ротора проектируемой ветроустановки.

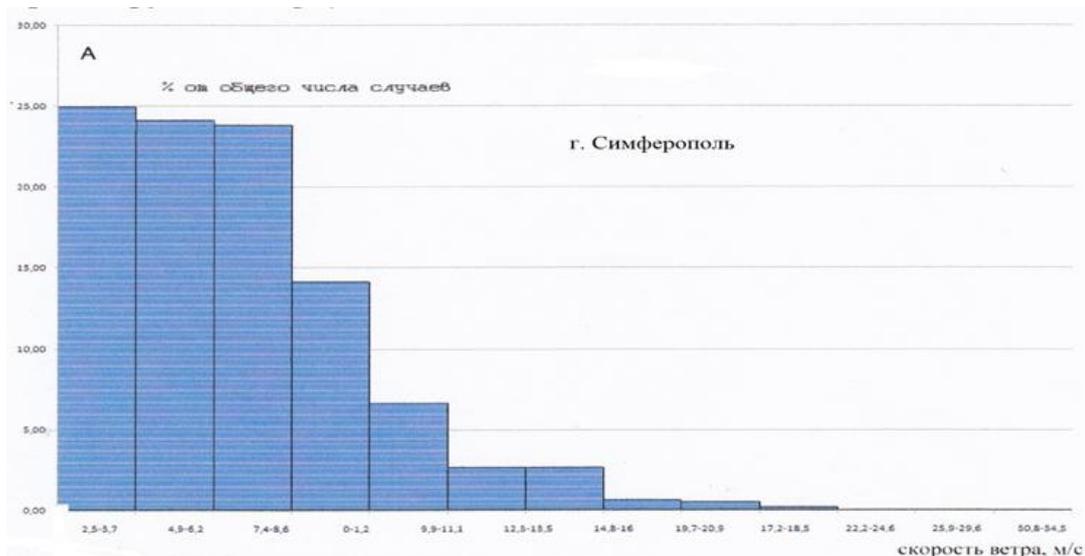


Рис.3.20. Характер распределения скорости ветра в г. Симферополе

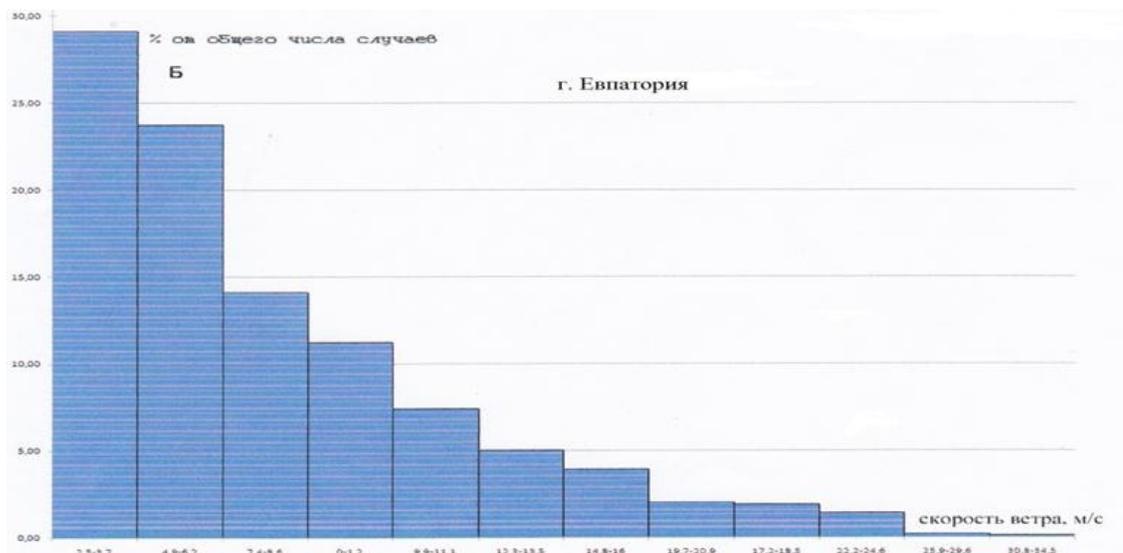


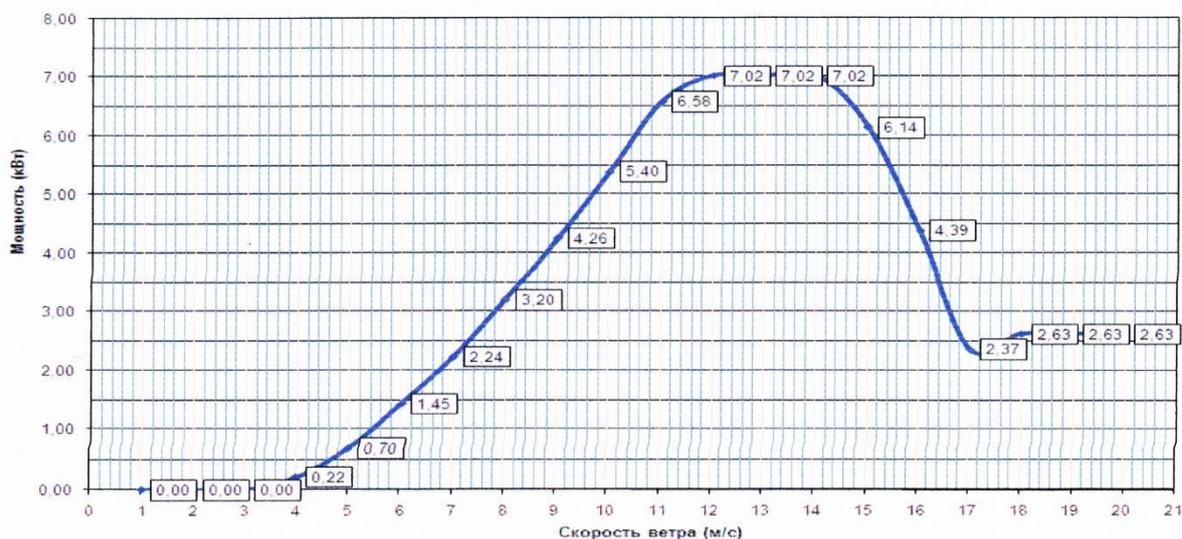
Рис.3.21. Характер распределения скорости ветра в г. Евпатория.

Вероятность скоростей ветра по градациям, % от общего количества случаев, на высоте ротора ветротурбины (24м) (показана на рис.3.21.)

При пересчете скорости по высоте воспользуемся формулой:

$$V_1 = V_0 \cdot \left(\frac{H_1}{H_0}\right)^k \quad (3.10)$$

Показатель k прием равным 0,3. Для ветротурбины USW 56-100 зависимость выработки от скорости ветра представлены на рис.3.22. В табл. 3.7 приведены значения выработки для заданных координат.



На рис.3.22 представлена мощностная характеристика ветротурбины USW 56-100.

Таблица 3.7

Месячная генерация ветроустановки USW 56-100 для заданных координат, кВт·час

Месяц	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Евпатория	1425	1457	1276	891	643	559	460	421	612	855	1282	1357
Саки	836	919	920	686	594	426	370	368	311	494	709	782

Как видно из рис. 3.21 зимнее энергопотребление для Евпатории полностью обеспечивается ветрогенератором, для Симферополя более чем на 70%, поэтому рассмотрим соотношение параметров для летнего периода.

Выполним полиномиальную регрессию графиков месячных сумм генерации фотопреобразователей и ветроустановки. В результате получится два аппроксимирующих уравнения – для распределения генерации фотопреобразователя и ветроустановки, в течение периода март – октябрь.

Сумма полученных выражений характеризует суммарную генерацию ФЭП совместно с ветроагрегатом. Сравним полученное выражение генерации электроэнергии с потреблением электроэнергии на основании метода наименьших квадратов, основываясь на том, что генерация и потребление имеют одинаковую размерность.

Рассмотрим полученные результаты для Евпатории.

$$W_1 = 0.71x^4 - 16.12x^3 - 170.8x^2 - 1029x + 3118 \quad (3.11)$$

$$W_2 = 1.14x^4 - 31.77x^3 - 305.9x^2 - 1195x + 1828, \quad (3.12)$$

где W_1 , W_2 – аппроксимирующий полином для выработки ветроагрегата и выработки фотопреобразователя.

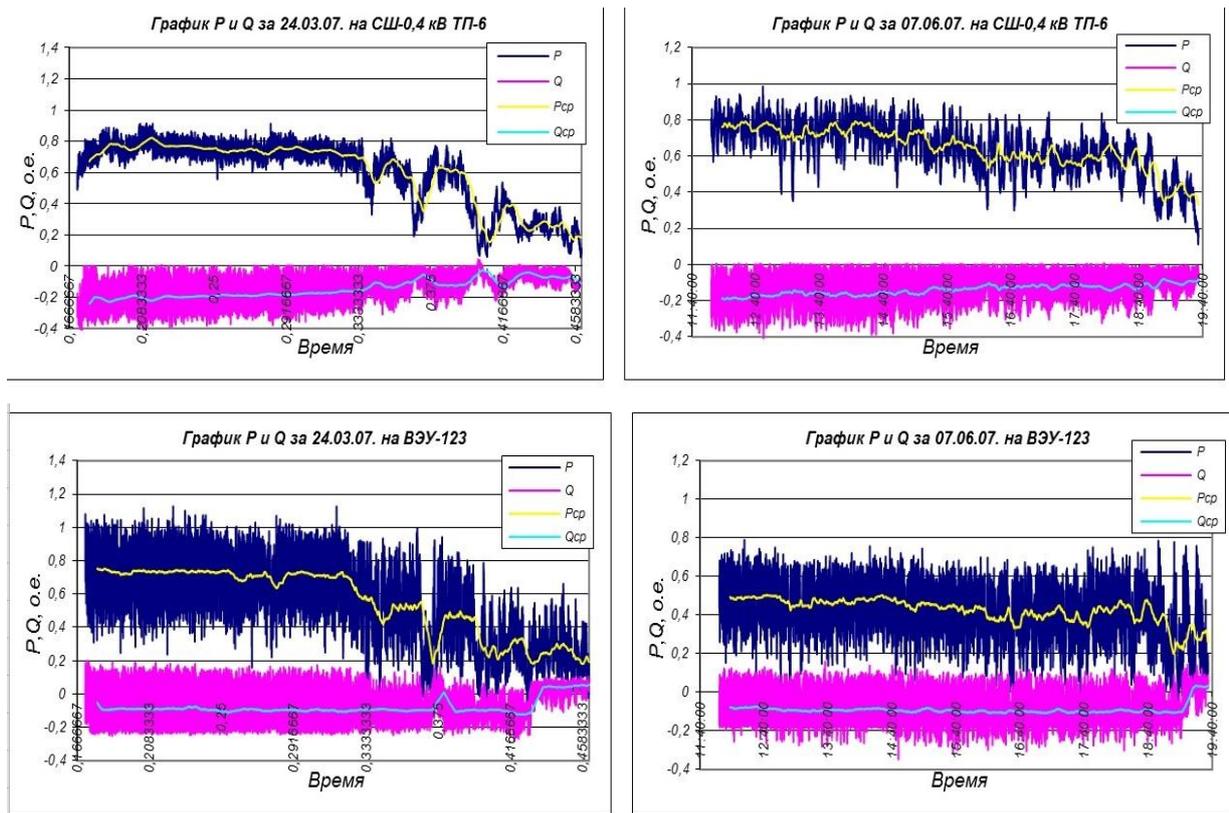
Суммарная выработка системы будет равна:

$$W_{\Sigma} = \sum W_i, \quad (3.13)$$

Дисперсия суммарной генерации электроэнергии относительно потребления в данном случае непрерывно увеличивается с ростом площади фотоэлементов (начиная с наименьшей мощности), следовательно, мощность ветроагрегата для данной местности выбрана больше необходимой для обеспечения выработки приближенной к потреблению.

Вырабатываемая ВЭУ заявленная мощность в основном производится при номинальной скорости воздушного потока $V_{ном} = 12$ м/с, но есть образцы с заявленной номинальной скоростью 8 м/с. Большинство ВЭУ начинают работать при скорости ветра 1,5 – 2 м/с. Как правило, начиная со скорости ветра в 6 – 8 м/с выходная мощность ВЭУ остается постоянной. На рис. 3.23 показана зависимость стоимости 1 кВт установленной мощности ВЭУ от величины заявленной номинальной мощности ВЭУ для американских фирм – изготовителей 1 – «Galvert Enterprises»; 2 – «We Power»; 3 – «Urban Green Energy» и голландской фирмы 4 – «Turby».

Необходимо учесть, что объявленная цена не включает в себя стоимость мачты (башни), доставки агрегатов и монтажа ВЭУ. Необходимо отметить, что стоимость 1 кВт установленной мощности как для ВЭУ с вертикальной осью вращения, так и для ВЭУ с горизонтальной осью вращения ещё выше.



Осциллограмма активной и реактивной мощностей ВЭС за 07.06.07.

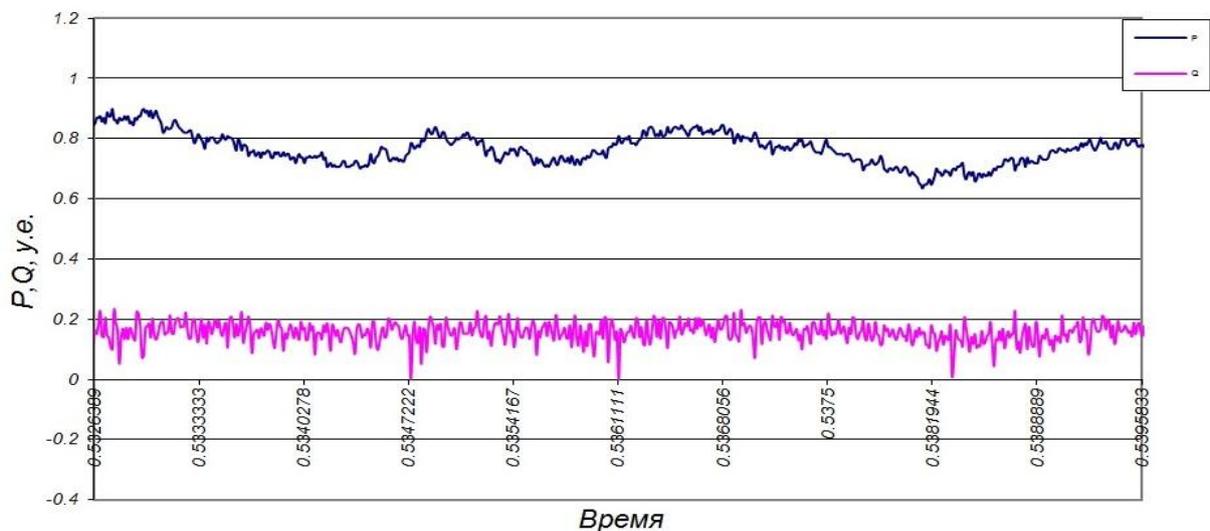


Рис. 3.23. Осциллограммы активной и реактивной мощностей и стоимость 1 кВт установленной мощности ВЭУ.

При работе ВЭС мощностью 16,585 МВт (155 турбин по 107 кВт) наблюдается потребление реактивной мощности, которое может достигать до 18 % от общей мощности, т.е. почти 3 МВАр. При работе ВЭС коэффициент мощности составляет:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{Q}{P} = 0,179. \quad \varphi = 10,2^\circ$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{275,062225 + 8,8804} = \sqrt{283,942625} = 16,8506 \text{ МВА};$$

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = 0,984.$$

Из осциллограмм видно, что реактивная мощность отрицательна, т.е. ветроагрегаты потребляют реактивную мощность из сети.

На осциллограмме показано изменение генерируемой мощности и реактивной мощности. Уменьшение генерируемой мощности P приводит к уменьшению мощности Q , величина которой определяется индуктивными параметрами генератора ВЭУ.

Если полная мощность S определенная по формуле:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}, \quad (3.14)$$

равна 16,8506 МВА, процент соотношения реактивной энергии к генерируемой составляет почти 18%.

На осциллограммах показаны токи фаз А, В, С, при коротком замыкании. Длительность тока короткого замыкания фазы А, В составляет 125 мс, фазы С – 175 мс. В эти моменты в кривых напряжений фаз А, В, С, наблюдается посадка напряжения.

Изменение знака активной составляющей тока статора при переходе в генераторный режим означает, что механическая мощность преобразуется в электрическую и отдается в сеть. Из той же диаграммы следует, что реактивная составляющая тока статора (I_{1p}) и реактивная мощность (Q_1) при таком переходе сохраняют свои знаки, поскольку:

$$\left. \begin{array}{l} I_{1p} = I_1 \sin \varphi_1 > 0 \\ Q_1 = m_1 I_{1p} \sin \varphi_1 > 0 \end{array} \right\} \text{ при } \varphi_1 > 90^\circ, \text{ и при } \varphi_1 < 90^\circ \quad (3.15)$$

Таким образом, асинхронная машина при работе в двигательном и генераторном режимах потребляет из сети реактивную мощность и индуктивный ток, который ей необходимы для создания вращающего магнитного поля.

В работе [34] был предложен способ компенсации реактивной энергии ВЭС, который заключается в использовании на ВЭУ конденсаторных батарей только для компенсации реактивной мощности контура намагничивания генератора, а компенсацию остальной реактивной мощности осуществлять конденсаторными батареями, включенными на входных шинах станции. Такой способ с технической точки зрения является наиболее рациональным, т.к. помимо достижения полной компенсации перетока реактивной мощности на шинах

ВЭС, будет уменьшена величина перенапряжения на ВЭУ, что в свою очередь приведет к повышению надежности эксплуатации. Недостатком этого решения является его дороговизна.

Использование энергии ветра в конкретных условиях имеет целью уменьшить выработку электроэнергии на ТЭС, сжигающих органические виды топлива и ухудшающих экологическую обстановку. Поэтому введение рабочей мощности комплекса всех ВЭС Украины в покрытие графика нагрузки имеет следствием вытеснение из процесса генерации соответствующей мощности ТЭС.

Основываясь на этом положении, рассмотрим детально условия обеспечения нормального режима совместной генерации ВЭС и других электростанций, участвующих в регулировании покрытия суточного графика нагрузки.

Мощность ТЭС в режиме генерации можно изменять практически на 100 %. Однако возможности снижения мощности блоков ТЭС ограничены и не превышают, в среднем, 23 % полной мощности (диапазон регулирования $d=0,3$). При более глубоком снижении требуется полная остановка отдельных блоков на 2 – 4 часа в сутки, а при возрастании нагрузки – их новый пуск. Такой режим является крайне нежелательным как с технической, так и с экономической точки зрения. Работа тепломеханического оборудования в режиме ежесуточного цикла «пуск – останов» вызывает интенсивный износ оборудования, повышает его аварийность и затраты на ремонт, а также приводит к значительному перерасходу топлива по сравнению с нормальным режимом работы блоков в зоне технически допустимого диапазона регулирования.

Обычно (при отсутствии ВЭС) исходной позицией графика для определения графика для определения мощности блочных ТЭС, участвующих в суточном регулировании, является точка минимальной нагрузки N_{min} . Эта точка обуславливает предельно допустимый уровень снижения мощности ТЭС на данные сутки P_{Tmin} :

$$P_{Tmin} = N_{min} - Б, \quad (3.16)$$

где N_{min} – минимальная нагрузка;

$Б$ – мощность базисной генерации.

Максимальная рабочая мощность ТЭС на данные сутки P_{Tmax} находится из (3.15) исходя из величины технически допустимого диапазона регулирования d :

$$P_{Tmax} = (N_{min} - Б) \frac{1}{(1-d)}, \quad (3.17)$$

Или при $d = 0,23$

$$P_{Tmax} = 1,3 (N_{min} - Б). \quad (3.18)$$

В часы полупиковой и пиковой нагрузки вся часть графика, лежащая выше линии P_{Tmax} , должна покрываться мощностью генерации $P_{ген}$. Такая ситуация невозможна из-за недостатка мощностей ТЭС. Поэтому к режиму максимальной нагрузки энергосистемы ежедневно привлекаются до 10 – 15 энергоблоков ТЭС в неэкономичном цикле «пуска-останова».

Случайными величинами в энергетике являются такие важные параметры режима, как спрос электрической мощности и энергии, отклонения частоты и напряжения в электрических сетях от номинальных значений, располагаемая мощность электростанций, мощность агрегатов в аварийном ремонте и т.д. знание таких закономерностей изменения этих случайных величин необходимо как при проектировании, так и при эксплуатации энергетических систем. Основой для их изучения является статистический материал и методы теории вероятности.

Энергопотребление среднестатистической семьи, то есть одного домашнего хозяйства, составляет 100 – 300 кВт/ч в мес., что равно в среднем около 2400 кВт/ч (2,4 МВт/ч) в год. Отсюда видно, что суммарная мощность одновременно работающих электроприборов в одном домашнем хозяйстве в среднем составляет около 275 Вт. Таким образом, одна ВЭУ USW-56-100 может использоваться для энергоснабжения 365 домашних хозяйств, или около 1100 жителей. При большем населении соответственно увеличивается количество ВЭУ. Так, например, при населении 2000 жителей потребуется 2 ВЭУ USW-56-100.

Стоимость ВЭУ USW-56-100 с монтажом составляет 23,62 тыс. долл. США. С учетом дополнительных расходов стоимость сооружения составит 23,7 тыс. долл. Годовые эксплуатационные издержки по ВЭУ в различных источниках принимаются в пределах 1,3 - 2,5% от стоимости ВЭУ. Примем среднее значение, тогда эксплуатационные издержки составят 474 долл. в год. С учетом того, что рассматриваемое мероприятие целесообразно осуществлять в районах со значительным ветропотенциалом, дальнейший расчет произведен для района со средней скоростью ветра около 7 м/с. При такой скорости ветра, согласно техническим характеристикам ВЭУ USW-56-100, годовая производительность ВЭУ составит 175,2 МВт/ч. Эта величина покрывает 18,6 % годовой потребности населения в электроэнергии, так как учитывается период стояния ВЭУ, во время которого энергоснабжение населенного пункта будет осуществляться только от общей электросети.

Если приобретение, монтаж и эксплуатация ВЭУ ведутся за счет инвестиций населения, то в расчете на 1 чел. показатели эффективности будут иметь следующий вид. Начальное вложение составит 21,5 долл. Преимущество рассматриваемой схемы энергоснабжения в том, что 18,6% необходимой электроэнергии (в среднем 159 кВт/ч в год) будет получено бесплатно (если не считать небольшой суммы эксплуатационных издержек – 19 коп. в мес.). Годовая экономия по расходам на электроэнергию составит примерно 21 грн. на чел. Через 5,5 лет (срок окупаемости) суммарная экономия составит 114 грн., то есть окупятся первоначальные вложения, а через 20 лет работы (срок службы ВЭУ) суммарная экономия составит 416 грн. на чел. Необходимо также отметить, что такое использование ВЭУ позволит экономить 18,6% бюджетных средств, предназначенных для оплаты льгот и субсидий по населенным пунктам, оснащенным ВЭУ.

Стоимость всего ветрокомплекса составит около 237 тыс. дол. Годовые эксплуатационные издержки по ВЭУ в различных источниках принимаются равными примерно от 1,3% до 2,5% стоимости ВЭУ. Поэтому в данном случае они принимаются равными среднему округленному значению – 2%, что составляет 4,7 тыс. дол. Годовая производительность ВЭУ USW-56-100 при средней скорости ветра 7 м/с, согласно ее техническим характеристикам, составляет 175,2 МВт ч. Соответственно, годовая производительность всего ветрокомплекса составит 1752 МВт ч. Эта величина составляет 18,6 % годовой потребности в электроэнергии, так как учитывается период стояния ВЭУ, во время которого энергоснабжение объекта осуществляется только от общей электросети. В 2004 г. цена электроэнергии для промышленности составляла 4,56 цента за 1 кВт ч, то есть 45,6 дол. за 1 МВт ч. Таким образом, использование ветрокомплекса позволяет экономить на электроэнергии 80 тыс. дол. в год. За вычетом эксплуатационных издержек (4,7 тыс. дол.) экономия на электроэнергии составит 75,3 тыс. дол. в год. Снижение издержек на эту сумму приведет к соответствующему увеличению прибыли. Теперь можно рассчитать срок окупаемости как отношение стоимости ветрокомплекса (237 тыс. дол.) к годовой экономии (75,3 тыс. дол.).

56'Перспективы развития гидроэнергетики в Крыму

Расчетный гидроэнергетический потенциал Крыма составляет 756 МВт, и в ближайшие годы предполагается освоить 18 МВт с суммарной выработкой электроэнергии около 63 млн. кВт*ч. Из этой энергии на долю рек придется 30%, водохранилища дадут 53%, а

оставшиеся 17% - малые ГЭС, устанавливаемые на напорных трубопроводах систем водоснабжения и канализации.

Наибольшие перспективные гидроэнергетические потенциалы соответствуют рекам западной части северного макросклона Крымских гор: Коккозка – 10,6 МВт, Альма – 9,19 МВт, Кача – 5,83 МВт, Черная – 5,34 МВт, Бельбек – 4,27 МВт. Реки этой группы характеризуются большими падениями и высокими для Крымских рек расходами, поэтому и представляют наибольший интерес для строительства мини-ГЭС. Но величина гидроэнергетического потенциала еще не является мощностью малой ГЭС на реке. Необходимо учесть коэффициенты полезного действия гидротурбины и электрогенератора, потери энергии водотока. Весь гидроэнергетический потенциал нельзя использовать одной малой ГЭС, так как при расчете гидроэнергетического потенциала реки принимают падение всей реки, от истока до устья, что приводит к невозможности на одной станции получить всю высоту падения реки.

Обработка результатов наблюдений с учетом современных данных для проектирования малой ГЭС в верховьях р.Бельбек. Река Бельбек (длина 55 км, площадь бассейна 505 км²) – наиболее многоводная река Крыма. Среднегодовой расход воды (у с. Фруктовое) равен 2,08 м³/с, что составляет 65,5 млн. м³ за год. Верховья Бельбека находятся на северо-западных склонах Главной гряды Крымских гор. Река образуется у села Счастливое (бывш. Бююк-Озенбаш) слиянием рек Бююк-Узенбаш и Манаготра.

Внутригодовое распределение стока в процентах, рассчитанное по данным гидрометрических наблюдений, для рек западной части северного макросклона Крымских гор, и пересчитанные на соответствующие значения месячных расходов воды реки Бельбек при 75% обеспеченности стока, представлены в таблице 3.8.

Таблица 3.8

Внутригодовое распределение стока (год Р=75%)

месяцы	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII
%	12,07	19,6	24,16	15,95	9,16	4,81	2,16	0,91	0,63	1,26	3,45	5,78
м ³ /с	0,343	0,557	0,687	0,454	0,261	0,137	0,061	0,026	0,018	0,036	0,098	0,164

Зная расчетный расход воды 75% обеспеченности, $Q_p = 0,237 \frac{м^3}{с}$ для строительства ГЭС и анализируя внутригодовое распределение стока реки Бельбек можно сделать выводы, что при данном расчетном расходе, эффективность работы ГЭС будет приходиться на период с

декабря по июнь месяц, т. е. около 5-6 месяцев в год. Известно, что вторым основным параметром ГЭС является напор, как говорилось ранее, реки этого гидрологического района характеризуются большими падениями, конкретно, в верховьях уклон реки Бельбек составляет 32 м/км, что характерно для строительства ГЭС.

Мощность ГЭС определяется по следующей формуле:

$$N = 9,81 \cdot Q \cdot H \cdot \eta, \quad (3.19)$$

где Q – расход воды, H – расчетный напор, η - коэффициент полезного действия агрегатов.

При данных гидроэнергетических параметрах мощность ГЭС будет составлять до 30 кВт.

Анализ гидроэнергетических параметров показывает, что возможно сооружение микро-ГЭС на реках северо-западных склонах Крымских гор мощностью до 30 кВт.

Гидроэнергетические расчеты

Данный расчет выполнен с целью определения проектной расчетной годовой выработки электроэнергии.

Для проведения расчетов использованы отчетные данные службы эксплуатации Счастливленского водохранилища о фактических расходах и напорах в самотечном водоводе от водохранилища до г. Ялта за двух летний период. В зависимости от объемов воды в водохранилище, определяем среднемесячные геометрические напоры (разница между отметками воды в водохранилище и отметкой воды в северном портале), с помощью морфометрических характеристик водохранилища.

За расчетный напор гидроэлектростанции принимается средне-взвешенный напор нетто:

$$H_{\text{ср.взв}} = \frac{\sum H_i \cdot N_i \cdot t_i}{\sum N_i \cdot t_i} \quad (3.20)$$

Мощность гидроэлектростанции в каждый момент времени t_i определяется по формуле:

$$N_i = 9,81 \cdot H_i \cdot Q_i \cdot \eta_a, \quad (3.21)$$

где H_i - напор в момент времени, м

Q_i - расход гидроэлектростанции, м³/с

η_a - среднеэксплуатационный КПД гидроагрегата, для малых ГЭС.

Анализ статистических и расчетных данных позволяет выделить следующие исходные данные:

1) среднегодовой геометрический напор:

$$H_{\text{ср.взв}} = 38,5 \text{ м}$$

2) среднегодовая подача воды

$$W_{\text{ср.год}} = \frac{\Sigma Q_{2013} + \Sigma Q_{2014}}{2}, \quad (3.22)$$

где ΣQ - сумма расходов воды на водоснабжение по месяцам за 2013 и 2014 годы.

$$W_{\text{ср.год}} = \frac{21833 + 13409}{2} = 17621 \text{ тыс.м}^3$$

2) расчетный расход в трубопроводе:

$$Q_p = 0,558 \text{ м}^3/\text{с}$$

3) потери напора в трубопроводе для расчетной подачи $Q=0,558 \text{ м}^3/\text{с}$ составляют 0,5 м;

5) среднегодовое количество рабочих часов (с учетом високосных годов) – 8784 часа;

б) среднегодовой рабочий напор на колесе турбины:

$$H_p = H_{\text{ср.взв}} - H_{\text{пот}}, \quad (3.23)$$

где $H_{\text{ср.взв}}$ - средневзвешенный напор;

$H_{\text{пот}}$ - потери напора в трубопроводе.

$$H_p = 38,5 - 0,5 = 38 \text{ м}$$

7) расчетная мощность на валу турбины:

$$N = 9,81 \cdot H_p \cdot Q_p \cdot \eta, \quad (3.24)$$

где H_p - среднегодовой расчетный напор, м;

Q - расчетный расход, $\text{м}^3/\text{с}$;

η - КПД агрегата.

$$N = 9,81 \cdot 38 \cdot 0,558 \cdot 0,9 = 187,2 \text{ кВт}$$

8) расчетная годовая выработка электроэнергии:

$$\mathcal{E} = N \cdot T, \quad (3.25)$$

где T – число часов в год.

$$\mathcal{E} = 187,2 \cdot 8784 = 1644365 \text{ кВт}\cdot\text{ч}$$

Анализ исходных данных для проектирования

Исходные данные:

минимальный напор – 27 м.

максимальный напор – 44 м.

Минимальный расход – $0,013 \text{ м}^3 / \text{с}$

Максимальный расход – $1,17 \text{ м}^3 / \text{с}$

Номинальное напряжение трехфазного тока – 380/220 В.

Номинальная частота тока – 50 Гц.

Определяем максимальную, минимальную и расчетную мощность водного потока, кВт:

$$N_{\max} = 9,81 \cdot Q_{\max} \cdot H_{\max}, \quad (3.26)$$

где Q_{\max} - максимальный расход

H_{\max} - максимальный напор

$$N_{\max} = 9,81 \cdot 1,17 \cdot 44 = 505 \text{ кВт.}$$

Определяем минимальную расчетную мощность

$$N_{\min} = 9,81 \cdot Q_{\min} \cdot H_{\min}, \quad (3.27)$$

где Q_{\min} - максимальный расход

H_{\min} - максимальный напор.

$$N_{\min} = 9,81 \cdot 0,013 \cdot 27 = 3,44 \text{ кВт}$$

Определяем расчетную мощность водного потока

$$N_p = 9,81 \cdot Q_p \cdot H_p, \quad (3.28)$$

где Q_p - расчетный расход

H_p - расчетный напор.

$$N_p = 9,81 \cdot 0,558 \cdot 38 = 208 \text{ кВт}$$

Определяем расчетную мощность на валу турбины, кВт:

$$N_{ep} = N_p \cdot \eta, \quad (3.29)$$

где η - КПД турбины.

Принимаем предварительное значение КПД для радиально-осевой турбины 0,88...0,9

$$N_{ep} = 208 \cdot 0,9 = 187,2 \text{ кВт}$$

Определяем ожидаемую выработку электроэнергии в течение года, кВт·ч:

$$\mathcal{E} = 8760 \cdot N_{ep}$$

$$\mathcal{E} = 8760 \cdot 187,2 = 1639872 \text{ кВт·ч}$$

Определение основных параметров гидротурбины

Линейная расходная характеристика представляет собой сечение главной универсальной характеристики прямой, отвечающей условию $n_1 = const$. Из главной универсальной характеристики снимаем Q_1' , $\eta_{z.m.}$ при $n_1 = 65$ об/мин. На этой линии наносим точек и для каждой вычисляем необходимые параметры по следующим несколько формулам:

$$\text{КПД турбины} \quad \eta = \eta_{z.m.} + \Delta\eta_z - \Delta\eta_{m.o.} \quad (3.30)$$

$$\text{Расход} \quad Q = Q_1' \cdot D_1^2 \sqrt{H} \quad (3.31)$$

$$\text{Мощность} \quad N = 9,81 \cdot Q \cdot H \cdot \eta \quad (3.32)$$

Результаты расчетов сведены в табл. 3.9.

Таблица 3.9

Расчетные значения расходной характеристики

$Q_1', \text{ м}^3/\text{с}$	0,47	0,5	0,53	0,56	0,59	0,62	0,65	0,68	0,71
$\eta_{z.m.}$	0,8	0,815	0,828	0,84	0,86	0,87	0,88	0,89	0,90
$Q, \text{ м}^3/\text{с}$	0,463	0,493	0,523	0,552	0,582	0,612	0,641	0,671	0,7
η	0,783	0,798	0,811	0,823	0,843	0,853	0,863	0,873	0,883
$N, \text{ кВт}$	135,1	146,7	158,1	169,3	182,9	194,6	206,2	218,4	230,4

По результатам расчетов строим расходную характеристику.

Расходная характеристика представлена на рис. 3.24.

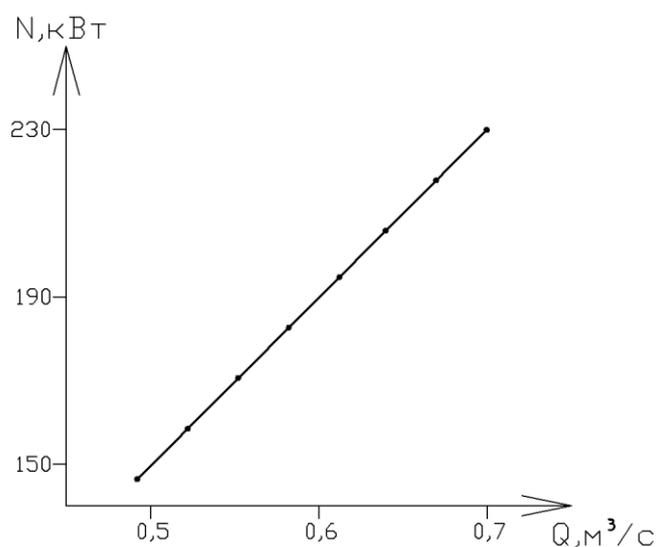


Рис. 3.24. Расходная характеристика

Линейная напорная характеристика представляет собой сечение главной универсальной характеристики линией $a_0 = const$. Из главной универсальной характеристики снимаем Q_1' , $\eta_{г.м.}$, n_1' при $a_0 = 40$ мм. На этой линии наносим несколько точек и для каждой вычисляем необходимые параметры по следующим формулам:

$$\text{Гидравлический КПД} \quad \eta_g = \eta_{г.м.} + \Delta\eta_g. \quad (3.33)$$

$$\text{Напор} \quad H = \frac{(nD_1)^2}{(n_1')^2} \frac{\eta_g}{\eta_{г.м.}}. \quad (3.34)$$

$$\text{Расход} \quad Q = Q_1' \cdot D_1^2 \sqrt{H}. \quad (3.35)$$

$$\text{КПД турбины} \quad \eta = \eta_{г.м.} + \Delta\eta_g - \Delta\eta_{м.о.}. \quad (3.36)$$

$$\text{Мощность} \quad N = 9,81 \cdot Q \cdot H \cdot \eta. \quad (3.37)$$

Результаты расчетов сведены в табл. 3.10

Таблица 3.10

Расчетные значения напорной характеристики

$\eta_{г.м.}$	0,8	0,82	0,84	0,86	0,87	0,88	0,89	0,9
$Q_1', м^3 / с$	0,68	0,685	0,69	0,697	0,7	0,705	0,708	0,71
n_1'	81	79	76,5	73,5	71,5	69	67	65
$\eta_{г.м.}$	0,798	0,818	0,838	0,858	0,868	0,878	0,888	0,898
$H, м$	24,33	25,57	27,27	29,55	31,23	33,53	35,56	37,78
$Q, м^3 / с$	0,537	0,554	0,576	0,606	0,626	0,653	0,675	0,698
η	0,783	0,803	0,823	0,843	0,853	0,863	0,873	0,883
$N, кВт$	100,3	111,6	126,8	148,1	163,6	185,4	205,6	228,4

По результатам расчетов строим напорную характеристику. Напорная характеристика представлена на рис. 3.25.

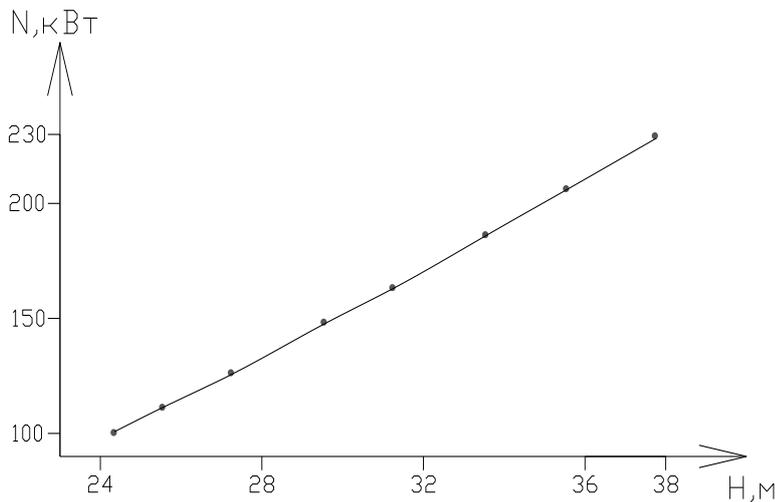


Рис. 3.25. Напорная характеристика

Эксплуатационная характеристика турбины представляет собой сечение главной универсальной характеристики прямой, отвечающей условию $n_1' = const$. Из главной универсальной характеристики снимаем Q_1' , $\eta_{г.м.}$ при $n_1' = 65$ об/мин. На этой линии наносим несколько точек и для каждой вычисляем необходимые параметры по следующим формулам:

$$\text{КПД турбины} \quad \eta = \eta_{г.м.} + \Delta\eta_2 - \Delta\eta_{м.о.} \quad (3.38)$$

$$\text{Напор} \quad H = \left(\frac{N}{9,81 \cdot D_1^2 \cdot Q_1' \cdot \eta} \right)^{\frac{2}{3}} \quad (3.39)$$

Расход $Q = Q_1' \cdot D_1^2 \sqrt{H}$ (3.40)

Результаты расчетов сведены в табл. 3.11.

Таблица 3.11

Расчетные значения эксплуатационной характеристики

$Q_1', \text{м}^3/\text{с}$	$\eta_{г.м.}$	η	$N = 110 \text{кВт}$		$N = 160 \text{кВт}$		$N = 210 \text{кВт}$		$N = 260 \text{кВт}$	
			H	Q	H	Q	H	Q	H	Q
0,47	0,8	0,783	33,68	0,436	43,3	0,495	51,59	0,542	59,94	0,582
0,5	0,815	0,798	31,9	0,452	41,01	0,512	49,21	0,561	56,77	0,603
0,53	0,828	0,811	30,35	0,467	39,01	0,529	46,82	0,58	54,02	0,623
0,56	0,84	0,823	28,97	0,482	37,24	0,547	44,68	0,599	51,55	0,643
0,59	0,86	0,843	27,54	0,495	35,39	0,561	42,45	0,615	48,98	0,661
0,62	0,87	0,853	26,4	0,51	33,95	0,578	40,75	0,633	47,01	0,68
0,65	0,88	0,863	25,4	0,524	32,64	0,594	39,17	0,651	45,19	0,699
0,68	0,89	0,873	24,44	0,538	31,43	0,61	37,71	0,668	43,5	0,717
0,71	0,9	0,883	23,57	0,551	30,3	0,625	36,35	0,685	41,95	0,736

По результатам расчетов строим эксплуатационную характеристику. Эксплуатационная характеристика представлена на рис. 3.26.

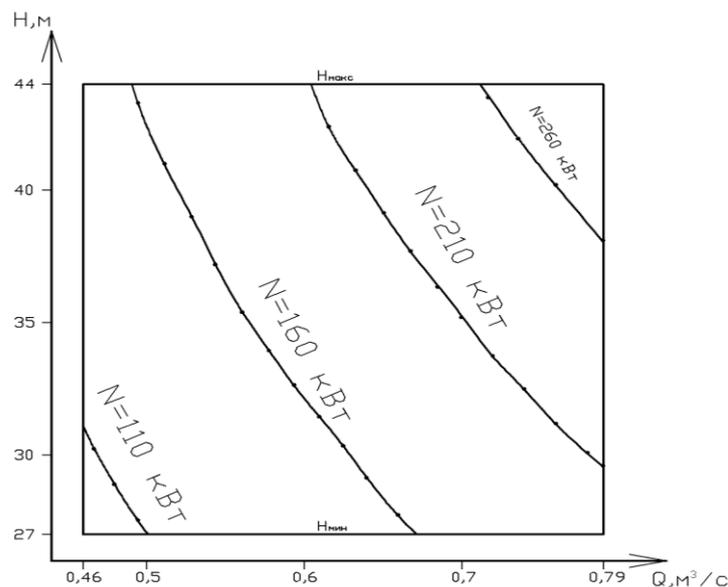


Рис.3.26. Эксплуатационная характеристика гидроагрегата с радиально-осевой турбиной.

Анализируя данные расчета выбираем гидротурбину типа ФГ-2б фирмы Мини гидро г.Харьков с техническими характеристиками:

$$Q = 0,4 - 0,9 \text{ м}^3 / \text{с}$$

$$H = 30 - 52 \text{ м}$$

$$N = 100 - 400 \text{ кВт}$$

$$n = 1000 \text{ об / мин}$$

Пуск гидроагрегата.

Исходное положение перед запуском гидроагрегата должно быть, как правило, следующим:

1. Задвижки в башне водохранилища открыты полностью, затвор Ø1000 в гидроузле перед проектируемым зданием открыт на величину, соответствующую расходу воды на водоснабжение г.Ялта, затвор Ø800 в машзале открыт полностью. Затвор Ø1000 перед турбиной, направляющий аппарат турбины и задвижка Ø1000 на выходе из турбины закрыты. Вода поступает в смеситель по байпасному трубопроводу минуя турбину.

2. Открыть пробку в верхней точке корпуса турбины для выпуска воздуха из турбины и заполнения ее водой.

3. Открыть полностью затвор Ø1000 перед турбиной

4. Включить стробоскоп. На валу или соединительной муфте гидроагрегата должны быть нанесены краской 4 черты через $\frac{1}{4}$ оборота ротора.

5. Постепенно открывать направляющий аппарат, наблюдая в стробоскопическом освещении за чертой на вращающемся валу. Открытие направляющего аппарата производить до частоты вращения ротора гидроагрегата близкой к 1000 1/мин. Черта на вращающемся валу в стробоскопическом освещении будет казаться остановившейся.

6. Включить генератор в сеть

7. Закрыть затвор Ø800 на байпасном трубопроводе

8. Увеличить открытие направляющего аппарата до требуемого расхода на водоснабжение или требуемой нагрузки (мощности) турбины.

Остановка гидроагрегата.

1. Прикрыть направляющий аппарат до снижения до нуля нагрузки генератора (контролируется по амперметру на щите управления);

2. Отключить генератор от сети;

3. Открыть затвор Ø800 мм на байпасном трубопроводе на величину, обеспечивающую требуемый расход на водоснабжение.

4. Полностью закрыть направляющий аппарат. Остановить гидроагрегат.

Среднегодовая выработка электроэнергии мини ГЭС составляет 1640 тыс. кВт·ч.

Определяем стоимость вырабатываемой электроэнергии в год:

$$S = \mathcal{E} \cdot C, \quad (3.41)$$

где \mathcal{E} – среднегодовая выработка электроэнергии

C - установленная стоимость за 1 кВт·ч.

$$S=1484 \text{ тыс. руб.}$$

Распределение затрат в малые ГЭС (мировые данные):

- строительная часть – 15%
- турбина и генератор – 39%
- вспомогательное оборудование (электрическое) – 11%
- прочее оборудование – 5%
- проектно-изыскательские работы – 20%
- увеличение затрат за период строительства – 10%

Капиталовложения в строительство гидроэлектростанции составляют 2170 тыс. руб.

Ежегодные издержки электростанции I складываются из эксплуатационных издержек $I_{\mathcal{E}}$ и амортизационных издержек I_a :

$$I = I_{\mathcal{E}} + I_a \quad (3.42)$$

Эксплуатационные издержки $I_{\mathcal{E}}$ – это расходы на заработную плату персонала, материалы и текущий ремонт.

Дополнительно эксплуатационного персонала для обслуживания мини ГЭС не предусматривается, обслуживание ее вменяется существующему эксплуатационному персоналу.

$$I_{\mathcal{E}}=65,1 \text{ тыс. руб.}$$

Основной составляющей годовых издержек на ГЭС являются амортизационные отчисления – 80...85%

Определяем амортизационные отчисления:

$$I_a = \frac{p}{100} K_a, \quad (3.43)$$

где p – норма амортизационных отчислений, %; для ГЭС $p = 2\%$.

$$I_a = 11,9 \cdot 3,1 = 36,89 \text{ тыс. руб.}$$

Смысл амортизационных отчислений в том, что основные фонды, являющиеся общегосударственной собственностью, постепенно изнашиваются и их стоимость переходит на стоимость произведенной продукции. К концу срока службы за счет амортизационных отчислений в госбюджете накапливается сумма, достаточная для восстановления (реновации) износившегося оборудования и сооружений за вычетом средств, истраченных за счет этих же отчислений на капитальные ремонты. Норма отчислений по отдельно рассматриваемому оборудованию составляет 3-6%, что связано с его более интенсивным износом по сравнению с сооружениями.

Определяем ежегодные издержки:

$$I = 102 \text{ тыс. руб.}$$

Определяем себестоимость электроэнергии одного кВт·ч генерируемой мощности мини ГЭС:

$$s = \frac{I}{\mathcal{E}}, \quad (3.44)$$

где I – ежегодные издержки,

\mathcal{E} – среднегодовая выработка электроэнергии.

$$s = \frac{10200000}{1640000} = 6,22 \text{ коп/кВт} \cdot \text{ч}$$

Ежегодная прибыль мини ГЭС составит 573,5 тыс. руб.

Определяем срок окупаемости капиталовложений K за счет прибыли «нетто»:

$$T = \frac{K}{m}, \quad (3.45)$$

где K – капиталовложения,

m – прибыль «нетто».

$$T = \frac{2170000}{573500} = 3,78 \text{ года}$$

Критерием для технико-экономической оценки выступает нормативный общий (абсолютный) срок окупаемости.

Определяем нормативный сравнительный срок окупаемости:

$$T_n = \frac{1}{p}, \quad (3.46)$$

где p – средний банковский процент (по депозитам или по кредитам), $p=0,17$.

$$T_n = \frac{1}{0,17} = 5,88 \text{ года}$$

Как видно из расчетов, срок окупаемости ниже нормативного, что свидетельствует о целесообразности строительства мини гидроэлектростанции.

3.4 Расчет параметров солнечной электростанции

По количеству и установленной мощности ветровых (ВЭС) и солнечных (СЭС) электростанций Республика Крым (РК) занимает ведущее место. Актуальность разработки и введения в действие нормативных документов (НД) по проектированию СЭС, аналогичных проектированию ВЭС, показывает тот факт, что установленная мощность СЭС только РК к 2013 году превысила 200 МВт – табл.3.12 [27].

Таблица 3.12

Мощность и занимаемая площадь солнечных электростанций в Крыму

№ п/п	Наименование электростанции	Установленная мощность, МВт	Занимаемая площадь, га
1	Родниковое	7,5	10
2	Митяево	31,5	40
3	Охотниково	80,0	110
4	Перово	100,0	130

Хотя ВЭУ и фотоэлектрические преобразователи (ФЭП) в составе СЭС представляют различные энергоагрегаты с точки зрения первичного энергоносителя, – в первом случае ветра, во втором –

солнечного излучения, порядок расчетов основных параметров СЭС, таких, как выбор площадки станции, анализ метеоусловий, выбор параметров ФЭП, расчет реализуемой мощности и фактической выработки электроэнергии для ВЭС и СЭС на конкретной площадке сооружения станции должен быть, по-видимому, однотипным и определяться нормативными документами по проектированию СЭС.

Такой расчет должен включать расчет по данным метеоизмерений среднесуточной мощности солнечной радиации по месяцам, Вт/м^2 (в связи со значительным регулярным изменением этой величины как в течение суток, так и в течение года,) и расчет среднего количества солнечных дней и часов солнечного сияния за год при этой мощности на площадке СЭС. Использование данных метеоизмерений по мощности солнечного излучения φ_i , Вт/м^2 в течение суток в отличие от суточных сумм энергии солнечного излучения W_i , $\text{кВт}\cdot\text{час}/\text{м}^2$ [40] наиболее удобно для последующих расчетов мощности ФЭП, установленной и фактической мощности СЭС.

Определенные отличия в расчете параметров мощности СЭС должны состоять в различии оценок вероятностных характеристик первичных энергоносителей. Для сравнения расчетов характеристик ВЭС и СЭС в части вероятности мощностей первичных энергоносителей, приведем для метеоусловий Крыма удельные значения реальной выходной мощности ВЭУ ВЭС - $P_{\text{ВЫХ.ВЭУ}}$, и выходной мощности ФЭП СЭС - $P_{\text{ВЫХ.ФП}}$ (Вт/м^2), в одних относительных единицах ($1 \text{ о.е.} = 100 \text{ Вт/м}^2$) – рис. 3.27 [36]. Средние значения удельной мощности $P_{\text{ВЫХ.ВЭУ}}$ в течение года находятся в пределах от 0,18 до 0,35 о.е. и мало меняются в течение суток. Средние значения удельной располагаемой мощности $P_{\text{ВЫХ.ФП}}$ изменяются существенно в течение года, причем поквартально различие $P_{\text{ВЫХ.ФП}}$ составляет от 0,25 до 0,92 о.е. В связи с этим, расчет таких параметров СЭС, как размещение панелей ФЭП на площадке с учетом взаимного затенения, расчет реализуемой мощности ФЭП, расчет выработки электроэнергии СЭС и средней величины КИУМ СЭС, целесообразно выполнять не только за год, но и поквартально, что позволит точнее учитывать реальную мощность СЭС, например, для суточного графика покрытия нагрузок сети.

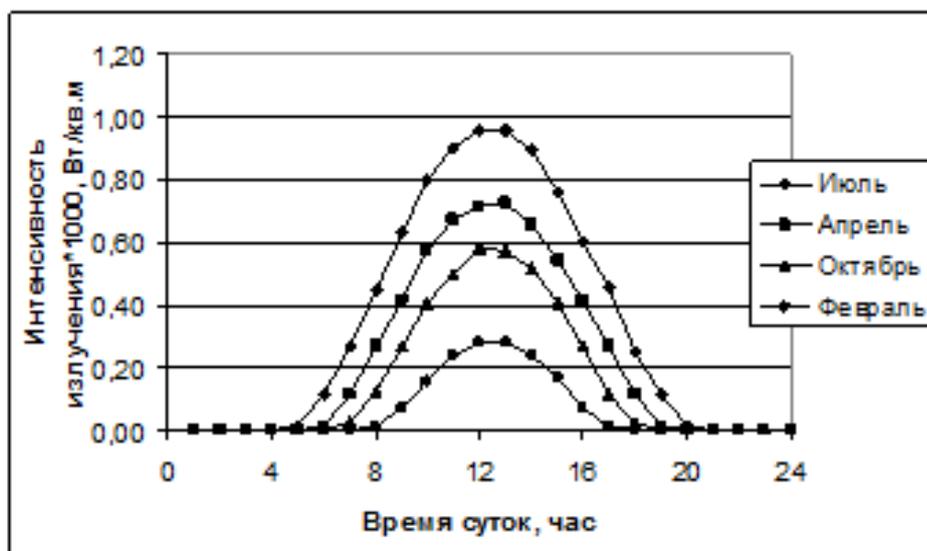


Рис. 3.27. Интенсивность солнечного излучения.

Расчет среднесуточной интенсивности солнечного излучения и среднего числа солнечных дней за год. Если до сооружения СЭС известны только данные метеонаблюдений по мощности суммарного солнечного излучения φ_i , и по числу ясных солнечных дней d_i и часов h_i солнечного сияния за год, то предварительные расчеты должны содержать, по-видимому, расчет среднесуточной мощности солнечной радиации по месяцам, среднего количества солнечных дней и часов солнечного сияния за год при этой мощности на площадке СЭС. Порядок осреднения величин, и должен устанавливаться нормативными документами (НД) аналогично тому, как устанавливается порядок расчета скоростей ветра на площадке ВЭС. Для примера на рис. 3.27 по данным [36] приведен график изменения по месяцам года (в предположении, что вероятность распределения φ_i по часам и дням соответствует нормальному закону). Характерные для Крыма значения составляют от 150 до 600 Вт/м², величины от 280 до 320 дней, значения от 8 до 16 часов в сутки.

Выбор типа фотоэлемента (ФЭ). При выборе типа ФЭ в составе ФЭП, следует исходить из того, что внутренняя схема СЭС должна содержать цепь преобразования напряжения постоянного тока ФЭ в стандартный вид для сетей линий передачи ОЭС по числу фаз, частоте тока и величине напряжения. Очевидно, что для этой цели должен применяться трехфазный мостовой инвертор (И)

[30,31] с выходным разделительным трансформатором (ТР), вторичное (выходное для сети) напряжение которого $U_{Л2}$ должно соответствовать стандартным величинам линейных напряжений сетей (0,69 кВ; 10 кВ; и т.д.) – рис. 3.28. Для указанного типа инвертора И соотношение между средним значением входного напряжения постоянного тока $U_{ФП}$ от фотопанели (ФП), объединяющей группу фотоэлементов ФЭ, включенных последовательно и параллельно, и действующим значением выходного фазного напряжения И - $U_{Ф1}$ равно [40]

$$U_{ФП}(\bar{\varphi}_{ji}) = \frac{6\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{2} U_{Ф1} \sin \frac{\pi}{6} \cos \beta + \Delta U_{\gamma}(I) + \Delta U_{IGBT}, \quad (3.45)$$

где β – угол включения IGBT- модулей,
 γ – угол коммутации IGBT- модулей,
 I – среднее значение тока инвертора,
 ΔU_{IGBT} – падение напряжения за счет процесса коммутации тока I ,
 ΔU_{IGBT} – падение напряжения на IGBT- модулях.

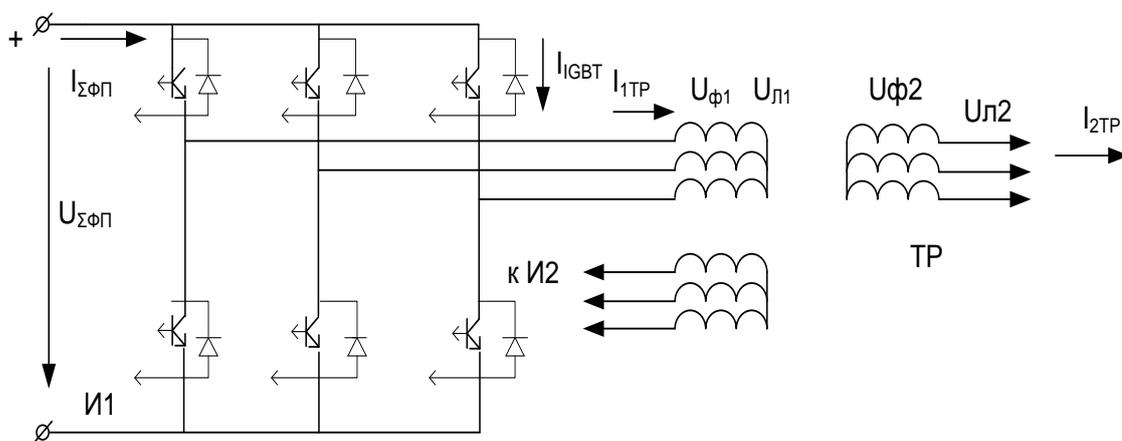


Рис. 3.28. Электрическая схема одного преобразовательного элемента в составе СЭС: И1, И2 – инверторы, ТР – выходной трехфазный трехобмоточный трансформатор.

Известно, что ФЭ выпускаются с различными вольтамперными характеристиками (ВАХ) [40]. При форме ВАХ, близкой к режиму источника тока, зависимость $U_{ФП}(\bar{\varphi}_{ji})$ от величины $\bar{\varphi}_{ji}$ ми-

нимальна, что наиболее удобно для применения таких ФЭ в схеме И. В случае коммутации тока ФЭ значения угла γ сравнительно невелики из-за малой индуктивности цепи коммутации, поэтому для предварительных расчетов величины $U_{\phi 1}$ можно принимать $\Delta U_{\gamma}(I)$ и ΔU_{IGBT} равными нулю.

Для передачи в сеть $U_{\phi 1}$ со стандартным допуском при значительном изменении $U_{\phi II}(\bar{\varphi}_{ji})$, режим работы И необходимо регулировать изменением угла β [32]. Регулирование β усложняет схему управления И и ведет, при увеличении β , к росту числа высших гармоник в составе $U_{\phi 1}$. При форме ВАХ близкой к режиму источника тока, зависимость $U_{\phi II}(\bar{\varphi}_{ji})$ от величины $\bar{\varphi}_i$ минимальна, значения угла β не превышают 15° . В этом случае расчет величины $U_{\phi 1}$ можно выполнять согласно выражению:

$$U_{\phi 1} = \frac{U_{\phi II}(\varphi_{ji})}{\frac{6\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{6} \cdot (0,9..0,95)} \quad (3.46)$$

При выборе типа ФЭ следует учитывать, что в паспортных данных ФЭ указываются **нормированные** параметры при мощности суммарного солнечного излучения $\varphi_{i0} = 1000 \text{ Вт/м}^2$, однако, на площадке проектируемой СЭС такая величина φ_{i0} вообще не достигается в Крыму. С учетом этого, следует определить мощностную характеристику выбранного ФЭ для данной площадки – зависимость фактически реализуемой мощности ФЭ от средней мощности суммарного солнечного излучения $\bar{\varphi}_{ji}$ на данной площадке СЭС при установке ФП под углом φ , равным, например, широте местности.

Пример анализа характеристик ФЭ. Для примера расчета СЭС рассмотрим ВАХ ФЭ производства Германии [40] с **нормированными** параметрами: $P_{НОР.} = 185,6 \text{ Вт}$, $U_{PP} = 37,5 \text{ В}$, $I_{PP} = 4,95 \text{ А}$, $U_{OC} = 44,5 \text{ В}$, $I_K = 5,40 \text{ А}$, $\eta = 17,3 \%$ при следующих условиях: атмосферное давление 1 ат, $\varphi_{i0} = 1000 \text{ Вт/м}^2$, температура окружающей среды 25^0 С . Конструктивные параметры ФЭ: - длина 1581 мм, ширина – 810 мм, площадь пластины $1,2804 \text{ м}^2$. Удельная

мощность ФЭ – $144,95 \text{ Вт/м}^2$. ВАХ ФЭ в зависимости от мощности $\bar{\varphi}_i$ приведены на рис. 3.29.

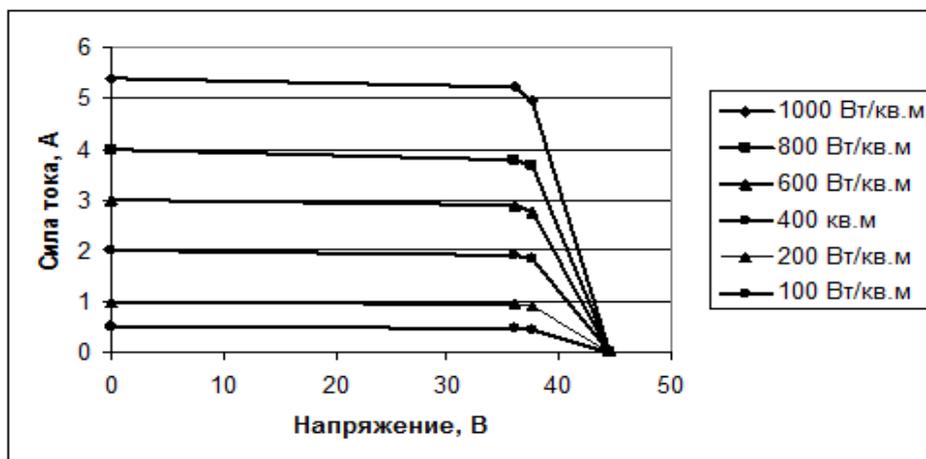


Рисунок 3.29. Вольтамперные характеристики ФЭ в зависимости от интенсивности суммарного солнечного излучения $\bar{\varphi}_i$.

С учетом характеристик на рис. 3.30 получена мощностная характеристику выбранного ФЭ для данной площадки – зависимость фактически реализуемой мощности ФЭ от $\bar{\varphi}_{ji}$ на выбранной площадке СЭС – рис. 3.22, а.

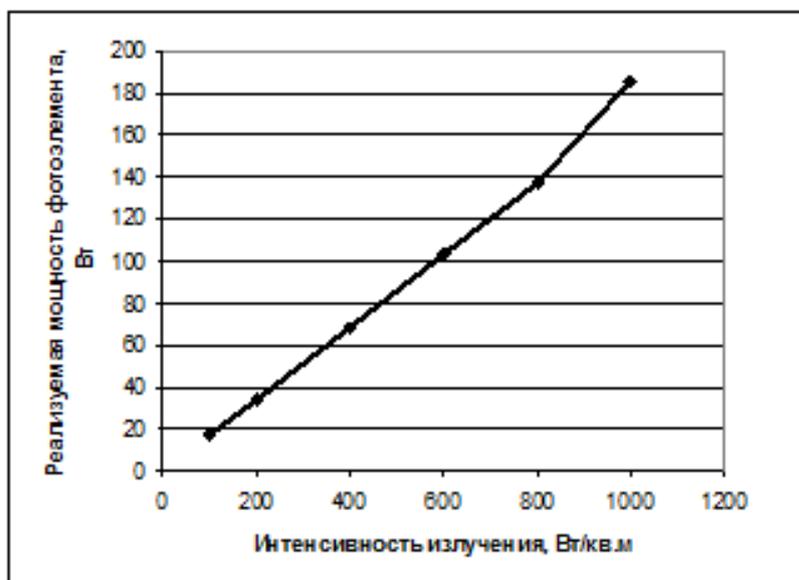


Рисунок 3.30. Мощностная характеристика ФЭ на площадке СЭС

Определение параметров преобразовательной части внутренней сети СЭС.

Внутренняя сеть СЭС состоит из трех частей с различным уровнем напряжения и рода тока. Первая часть – преобразовательная часть внутренней сети СЭС, содержит цепи постоянного тока, распределенные на значительной территории и включающие многочисленные ФП, радиальные и магистральные кабельные линии постоянного тока, группы И и выходные ТР. Уровень напряжения постоянного тока этой части цепи не превышает 1 кВ. Вторая часть – трехфазные цепи переменного тока первого уровня напряжения с выхода ТР (обычно 10 кВ), радиальные и магистральные трехфазные кабельные линии переменного тока и третья часть – центральные подстанции (ЦПС) с линейным напряжением 35 и 110 кВ. В связи с большой площадью СЭС может быть установлено несколько ЦПС. Кроме того, все три части внутренней сети СЭС содержат оперативную коммутирующую, защитную и информационную аппаратуру и соответствующие цепи.

Рассмотрим для примера в преобразовательной части СЭС для мощности одного элемента 1 МВт количество ФП, объединяющих группу ФЭ в общий конструктив, схемы электрического соединения ФП, схему и мощность И и ТР с входными и выходными параметрами по току и напряжению. Элемент содержит два И мощностью по 500 кВт, подключенных к одному трехфазному трехобмоточному ТР с действующим значением линейного напряжения $U_{Л2}$ на выходе ТР 10 кВ. Таким образом, первый уровень напряжения переменного тока для объединения мощностей таких элементов во внутренней сети СЭС составит 10 кВ. Предполагая использование стандартного ряда напряжений, действующее значение линейного напряжения переменного тока на выходе инвертора $U_{Л1}$ примем равным 0,69 кВ и соответственно, действующее значение фазного напряжения – $U_{Ф1}$ в этом случае составит 0,4 кВ – рис. 3.28.

Для размещения ФЭ на полях постоянного тока СЭС принята компоновка ФП по четыре ФЭ последовательно и четыре параллельно. Напряжение четырех ФЭ, соединенных последовательно в группу, составляет при нормированном φ_{i0} около 150 В, параллельное соединение четырех ФЭ обеспечивает силу тока при той же величине φ_{i0} – 20 А. Шесть ФП соединяются последовательно в один общий блок, напряжение на выходе блока составляет 900 В. В блоке 29 панелей соединяются параллельно, сила тока на выходе блока состав-

ляет величину 580 А. Количество ФП в блоке – 174, общее число ФЭ в блоке – 2784. В составе данного элемента СЭС установлено два блока ФЭ, общее число ФП – 348, общее число ФЭ – 5568. Суммарная нормированная мощность цепи постоянного тока при φ_{i0} для ФП – 3,0 кВт, для блока – 522 кВт, для всех ФЭ в двух блоках элемента – $P_{\text{СЭС НОРМ}} = 1044$ кВт.

Размещение панелей ФП на площадке СЭС и расчет взаимного затенения.

Для размещения панелей ФП необходимо рассчитать их взаимное затенение, учитывая конструкцию и размеры одной панели ФП, способ ее установки на поверхности земли под углом φ , выполнить расчет тени панели в зависимости от времени года и часа дня и определить коэффициенты затенения. Принимая расчетные формулы согласно [28], представим схему размещения панелей (рис. 3.31, б).

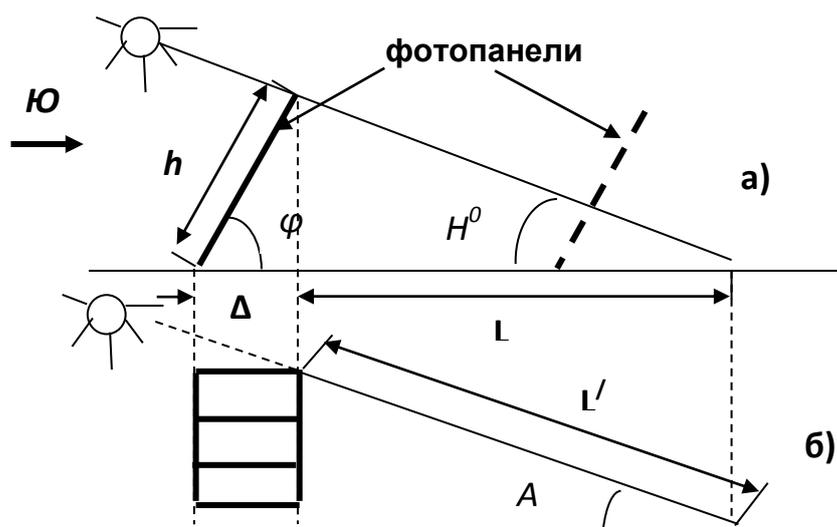


Рис.3.31. Схема размещения панелей ФП для расчета взаимного затенения, а) вид сбоку, б) вид сверху. Штриховой линией показано размещение панелей с затенением, на расстоянии меньше L

Анализируя мощность солнечного излучения, следует, по-видимому, оценить длину тени L (рис. 3.31, б) для четырех характерных точек – летнего и зимнего солнцестояния и весеннего (осеннего) равноденствия. Максимальная величина затенения соответствует утренним часам в день зимнего солнцестояния, минимальное затенение – полдню в день летнего солнцестояния. Коэффициенты затенения α_{ji} целесообразно представить в долях от высоты h установки

панели над землей. Степень затенения $(1 - \alpha_{ji})$, представленная в долях от h , будет аналогична принятому в расчете ВЭС взаимному затенению ВЭУ в зависимости от расположения на площадке ВЭУ в долях диаметра D ротора ветротурбины.

Для расчета углов солнца и длины тени (рис. 3.22) используются соотношения [28]:

Углы солнца:

$$\alpha = \arccos \left\{ 0,3979 \cdot \cos \left[\frac{2\pi(N-173)}{365} \right] \right\}, \quad (3.47)$$

где N – номер дня от первого января;

$$H^0 = \arcsin(\sin \alpha \cdot \cos \delta \cdot \cos \tau + \cos \alpha \cdot \sin \varphi), \quad (3.48)$$

где $\tau = \frac{(t-12) \cdot 2\pi}{24}$ – часовой угол, t – время в часах от полуночи,

φ – широта местности;

$$L' = \frac{h \cdot \sin \varphi}{\operatorname{tg} H^0}, \quad (3.49)$$

где h – высота ФП от уровня земли;

A^0 – азимутальный угол;

L' – длина наклонной линии тела.

$$\cos A^0 = \frac{\cos \alpha - \sin \delta \cdot \sin H^0}{\cos \delta \cdot \cos H^0}, \quad (3.50)$$

L – длина тени в направлении перпендикулярном рядам ФП,
 $L = L' \cos A^0$.

На СЭС, построенных в АРК, расстояние L между панелями ФП принято больше расчетной величины затенения в день зимнего солнцестояния (примерно $L = 3,8 h$) по условиям технического обслуживания ФП в период эксплуатации станции.

При этом для ФП, установленной мощностью 3,0 кВт, высотой $h = 4,5$ м, размером площади (4,5х6,5) м, удельная характеристика (га/кВт) составит 0,004 га/кВт. Для сравнения для ВЭУ мощностью 1 МВт аналогичная удельная характеристика равна 0,2 га/МВт.

Определение реализуемой мощности в цепи постоянного тока для группы ФП на данной площадке СЭС. В связи с суще-

ственной разницей значений $\bar{\varphi}_{ji}$ по кварталам, расчет реализуемой суммарной мощности внутренней сети постоянного тока $P_{\Sigma\Phi\Pi}$ целесообразно выполнять для кварталов отдельно согласно

$$P_{\Sigma\Phi\Pi} = P_j(\bar{\varphi}_{ji}) \cdot N_j \cdot (1 - \alpha_{ji}) \quad \text{Вт/м}^2, \quad (3.51)$$

где $P_j(\bar{\varphi}_{ji})$ - реализуемая мощность ФП, N_j - число ФП.

Результаты расчета $P_{\Sigma\Phi\Pi} = f(\bar{\varphi}_{ji})$ являются фактической располагаемой характеристикой мощности внутренней сети постоянного тока СЭС с выбранными N числом ФП. Для СЭС в АРК величина $P_j(\bar{\varphi}_{ji})$ для ФП в приведенном выше примере составляет (для ФЭ с удельной нормированной мощностью $144,95 \text{ Вт/м}^2$) величину от 400 до 1440 Вт/м^2 (при нормированной величине для 16 ФЭ – $2319,3 \text{ Вт/м}^2$).

Определение реализуемой мощности цепи переменного тока для элемента в составе два инвертора и трансформатор на данной площадке СЭС. Вторая часть внутренней сети СЭС содержит трехфазные цепи переменного тока первого уровня напряжения (обычно 10 кВ) с выхода ТР, радиальные и магистральные трехфазные кабельные линии переменного тока. Для примера приведем расчет параметров двух И и выходного ТР одного элемента цепи СЭС мощностью 1 МВт. Соотношения для расчета параметров (2И + ТР) (рис. 3.28) указаны в табл.3.13.

Таблица 3.13

Параметр (обозначения по рис. 3.21)	Значение
Число фаз m	3
Среднее значение входного напряжения постоянного тока на входе И по отношению к действующему значению фазного напряжения обмотки ТР на выходе инвертора $U_{\Sigma\Phi\Pi} / U_{\Phi 1}$	2,34
Действующее значение фазного напряжения на обмотке ТР на выходе И по отношению к среднему значению напряжения постоянного тока на входе И $U_{\Phi 1} / U_{\Sigma\Phi\Pi}$	0,427
Максимальное обратное напряжение плеча IGBT-модуля по отношению к среднему значению напряжения постоянного тока $U_{\text{ОБР.IGBT}} / U_{\Sigma\Phi\Pi}$	1,045
Действующее значение тока в обмотке ТР на выходе И по отношению к среднему значению постоянного тока на входе И $I_{1\text{ТР}} / I_{\Sigma\Phi\Pi}$	0,817
Среднее значение тока IGBT-модуля по отношению к среднему значению постоянного тока на входе инвертора $I_{\text{IGBT}} / I_{\Sigma\Phi\Pi}$ ($I_{\Sigma\Phi\Pi} / m$)	0,33

Параметры инвертора и трансформатора при выбранной схеме (2И+ТР). Действующее значение напряжения обмотки ТР на выходе И – $U_{\phi 1} = 0,4$ кВ, $U_{Л1} = 0,69$ кВ выбрано согласно стандарту. $U_{\Sigma\phi\Pi} = 850\dots900$ В. При расчетной мощности И – $P_{\Sigma\phi\Pi} = 500$ кВт согласно [28] и табл.3.13 среднее значение тока $I_{\Sigma\phi\Pi} = 550\dots570$ А, среднее значение тока IGBT- модулей – $I_{IGBT} = 185$ А, максимальное обратное напряжение для IGBT- модулей – $U_{OBR.IGBT} = 950$ В.

Полная мощность одной обмотки ТР на выходе инвертора И $S_{ТР1}$

$$S_{ТР1} = \frac{P_{\Sigma\phi\Pi} \eta_{И}}{1,2 \cdot \cos \varphi_1}, \quad (3.52)$$

где $\eta_{И}$ – КПД инвертора,

$\cos \varphi_1$ – коэффициент мощности входной цепи ТР, коэффициент 1,2 учитывает снижение фактически реализуемой величины,

$P_{\Sigma\phi\Pi} = f(\bar{\varphi}_{ji})$. Действующее значение тока $I_{1ТР}$ в обмотке ТР на выходе И

$$I_{1ТР} = \frac{S_{ТР1} \cdot \cos \varphi_1}{\sqrt{3} U_{Л1}} \quad (3.53)$$

Действующее значение напряжения выходной обмотки ТР $U_{\phi 2} = 5,78$ кВ, $U_{Л2} = 10$ кВ выбрано по стандарту; полная мощность обмотки $S_{ТР2}$ на выходе ТР – $S_{ТР2} = 2S_{ТР1}$, действующее значение тока в обмотке $I_{2ТР}$

$$I_{2ТР} = \frac{S_{ТР2} \cdot \cos \varphi_2}{\sqrt{3} U_{Л2}} \quad (3.54)$$

Расчеты по (3.52) – (3.54) дают результат при

$$P_{\Sigma\phi\Pi} = 500 \text{ кВт}; \eta_{И} = 0,8; \cos \varphi_1 = 0,9;$$

$$S_{ТР1} = 370 \text{ кВА}; S_{ТР2} = 740 \text{ кВА}; I_{1ТР} = 480 \text{ А}; I_{2ТР} = 40 \text{ А}.$$

Расчет среднеквартальной и среднегодовой выработки электроэнергии СЭС и коэффициентов использования установленной мощности.

При известных величинах среднего количества солнечных дней \bar{d}_{ji} и часов \bar{h}_{ji} солнечного сияния за квартал или за год, расчет выработки энергии $W_{\Phi\Pi j}$ (кВт·час/ квартал, кВт·час/ год) производится согласно

$$W_{\Phi\Pi j} = P_{\Sigma\Phi\Pi} \cdot d_{ji} \cdot h_{ji} \quad , \quad (3.55)$$

Расчет выработки электроэнергии СЭС и средней величины коэффициента использования установленной мощности КИУМ СЭС целесообразно выполнять не только за год, но и поквартально, что позволит точнее учитывать реальную мощность СЭС, например, для суточного графика покрытия нагрузок сети. Расчет средней величины КИУМ для СЭС также можно выполнить по кварталам и за год (с учетом часов солнечного сияния \bar{h}_{ji} за год) и среднее значение КИУМ за год по обычному расчету для электростанции (для $h = 24$ часа в сутки).

При расчете КИУМ СЭС определяется расчетная выработка электроэнергии $W_{РАС. СЭС}$ за год $W_{РАС.ГОД}$ и за квартал $W_{РАС.КВАР.}$ при условии реализации нормируемой установленной мощности ФЭ – $P_{НОМ.}$

$$W_{РАС.ГОД.} = 365 \cdot 24 \cdot P_{НОМ.} \cdot N ; \quad (3.56)$$

$$W_{РАС.КВАР.} = D_i \cdot 24 \cdot P_{НОМ.} \cdot N ; \quad (3.57)$$

где N – число ФЭ;

D_i – число дней в соответствующем квартале года.

Величина КИУМ равняется отношению фактической реализованной годовой $W_{ГОД}$ или квартальной $W_{КВАР.}$ выработки энергии (общее обозначение в (3.55) $W_{\Phi\Pi j}$) к расчетной

$$КИУМ_{ГОД} = \frac{W_{ГОД.}}{W_{РАС.ГОД}} \quad (3.58); \quad КИУМ_{КВАР} = \frac{W_{КВАР.}}{W_{РАС.КВАР}} \quad (3.59)$$

Значение КИУМ может быть найдено с учетом и без учета расхода на собственные нужды СЭС. В табл.3.14 для примера представлены результаты расчета параметров одного элемента СЭС нормируемой установленной мощностью 1 МВт по соотношениям (3.55) – (3.59). Оценка КИУМ не только по году, но и по кварталам представлена в связи со значительной разницей по кварталам величины $\bar{\varphi}_{ij}$. Значения параметров отдельных ФЭ и СЭС в целом приведены без учета затенения ФП.

Таблица 3.14

Результаты расчета реализуемой мощности и энергии элемента СЭС

Параметр	Квартал			
	I, зима	II, весна	III, лето	IV, осень
Средняя величина излучения $\bar{\varphi}_{ji}$, Вт/м ²	151	400	510,7	317
Реализуемая мощность ФЭ при $\bar{\varphi}_{ji}$ $P_{ФЭj}$, Вт/м ²	25,2	68,6	88,0	54,4
Среднее число часов солнечного сияния \bar{h}_{ji} в сутки	8	10	12	10
Среднее число дней солнечного сияния \bar{d}_{ji} в квартал (при d за год = 332 дня)	83,2	83,2	83,2	83,2
Выработка энергии по кварталам на один ФЭ – $W_{ФМj}$, кВт·ч/квартал	16,62	56,4235	87,90	44,80
Выработка энергии за год на один ФЭ – $W_{ФМj}$, кВт·ч/год	205,74			
Выработка энергии по кварталам и за год элементом СЭС мощностью 1 МВт - $W_{\Sigma ФМj}$, кВт·ч/год	178976	306941	559422	306941
	1341504			
КИУМ по кварталам с учетом часов солнечного сияния \bar{h}_{ji}	0,093	0,370	0,674	0,370
КИУМ средний с учетом часов солнечного сияния \bar{h}_{ji} / и средний за год по обычному расчету для электростанции за 24 часа в сутки	0,403/0,152			

Глава 4.

ОСОБЕННОСТИ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ТОКОВЫХ КАНАЛАХ ФОТОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПРИ РАЗВИТИИ НЕУСТОЙЧИВОСТЕЙ

При разработке и создании фотоэлектрических преобразователей для фотобатарей как космического, так и наземного применения, основное внимание уделяется таким вопросам, как обеспечение высокого коэффициента преобразования энергии солнечного излучения, надежности функционирования фотопреобразователей и их ресурса работы. Как правило, совершенствование названных выше характеристик достигается за счёт рационального выбора материалов для фотопреобразователей, разработки слоистых структур р-п переходов и токосъёмных покрытий и реализуется за счет применения более совершенных технологических процессов на всех стадиях производства фотопреобразователей. Вопросы же динамики электротепловых процессов непосредственно в самих токовых каналах фотопреобразователей, которые раскрывают физическую основу эффективности преобразования энергии в фотопреобразователях, их надёжности и ресурса, до настоящего времени являются малоизученными [46,47].

В основу главы 4, в котором рассмотрены процессы токопрохождения в каналах фотопреобразователей положены работы [46,47,48,49,50,52,53,56-59].

4.1. Синергетический метод анализа динамических процессов в пространственно распределенных системах, модели которых описываются уравнениями в частных производных.

Для анализа особенностей токораспределения в токовых каналах фотопреобразователей при развитии неустойчивостей одним из наиболее рациональных является синергетический метод анализа [53,56-59], суть которого состоит в следующем:

1) Формировании математической модели токораспределения, которая, как минимум, должна описываться уравнениями в

в электромагнитной подсистеме; M_1, M_2, \dots, M_n – дифференциальные операторы по пространственным координатам в тепловой подсистеме; $A_1, A_2, \dots, A_n, B_1, B_2, \dots, B_n$ – const.

Как видно из (4.1), (4.2), уровень сложности модели подсистем зависит как от числа переменных $u_1, u_2, \dots, u_n, v_1, v_2, \dots, v_n$, так и от числа ненулевых констант $A_1, A_2, \dots, A_n, B_1, B_2, \dots, B_n$, а также от структуры дифференциальных операторов по пространственным координатам $L_1, L_2, \dots, L_n, M_1, M_2, \dots, M_n$.

На втором этапе анализа необходимо задать структуру малых возмущений $\delta u_1, \delta u_2, \dots, \delta u_n, \delta v_1, \delta v_2, \dots, \delta v_n$ переменных $u_1, u_2, \dots, u_n, v_1, v_2, \dots, v_n$. В декартовой системе координат структура возмущений задается соотношениями вида (на примере u_n)

$$\delta u_n = \delta u_{na} \exp(i\vec{k} \cdot \vec{r} + \omega t), \quad \vec{k} = k_x \vec{i} + k_y \vec{j} + k_z \vec{k}. \quad (4.3)$$

Здесь $\vec{r} = x\vec{i} + y\vec{j} + z\vec{k}$ – волновой вектор возмущений; ω – частота возмущений; $\delta u_{na}, \vec{k}$ – амплитуда и волновой вектор возмущений, которые обычно полагаются постоянными, но могут и быть зависимыми от пространственных координат. Эти зависимости могут быть ранжированы следующим образом:

а) по координатному представлению вектора \vec{k}

$$k_x = k_y = 0, k_z \neq 0 \text{ (расслоение вдоль оси } z), \quad (4.4)$$

$$k_x \neq 0, k_y \neq 0, k_z = 0 \text{ (шунтирование в плоскости } (x, y)), \quad (4.5)$$

$$k_x \neq 0, k_y \neq 0, k_z \neq 0 \text{ (полиструктура)}. \quad (4.6)$$

б) по функциональной зависимости амплитуды возмущений δu_n и (или) волнового вектора возмущений \vec{k} от пространственных координат:

$$\delta u_n, \vec{k} - \text{const}, \quad (4.7)$$

$$\delta u_n = \delta u_n(x, y, z), \quad \vec{k} = \vec{k}(x, y, z). \quad (4.8)$$

Подстановка возмущений $\delta u_n = u_n - u_{na}$ в исходную модель (4.1), (4.2) приводит к следующей системе обыкновенных дифференциальных уравнений, связывающих скорости изменения возмущений во времени с возмущениями, которую в отдельных случаях можно представить в матричном виде

$$\begin{pmatrix} A_1 \frac{\partial(\delta u_1)}{\partial t} \\ A_2 \frac{\partial(\delta u_2)}{\partial t} \\ \dots\dots\dots \\ A_n \frac{\partial(\delta u_n)}{\partial t} \\ B_1 \frac{\partial(\delta v_1)}{\partial t} \\ B_2 \frac{\partial(\delta v_2)}{\partial t} \\ \dots\dots\dots \\ B_n \frac{\partial(\delta v_n)}{\partial t} \end{pmatrix} = \widehat{Q} \begin{pmatrix} \delta u_1 \\ \delta u_2 \\ \dots \\ \delta u_n \\ \delta v_1 \\ \delta v_2 \\ \dots \\ \delta v_n \end{pmatrix}. \quad (4.9)$$

Исключая из (4.9) возмущения $\delta u_1, \delta u_2, \dots, \delta u_n, \delta v_1, \delta v_2, \dots, \delta v_n$, приходим к дисперсионному уравнению для частоты возмущений ω в виде полинома по ω

$$a_n \omega^n + a_{n-1} \omega^{n-1} + \dots a_0 = 0, \quad (4.10)$$

где коэффициенты полинома a_n, a_{n-1}, \dots, a_0 зависят от компонент волнового вектора \vec{k} .

Анализ корней дисперсионного уравнения (4.10), которые в общем случае являются комплексными ($\omega = \omega_r + i\omega_i$), дает возможность проанализировать зависимость ω_r, ω_i от, во-первых, физических параметров модели u , во-вторых, от величины компонент волнового вектора.

4.2. Модель формирования пространственно неоднородных структур при развитии возмущений электротепловых параметров в токовых каналах фотопреобразователей с плоской геометрией

Известно, что базовая конструкция практически всех известных на сегодняшнее время фотопреобразователей как для космической, так и для наземной фотоэнергетики характеризуется тем, что тыльный контакт выполняется сплошным, а верхний контакт (обращенный к Солнцу) выполняется в виде сетчатой структуры той или иной конфигурации. Это обстоятельство позволяет использовать допущение о том, что внутренняя структура токового канала в объеме фотопреобразователя, особенно в областях, прилегающих к верхней контактной сетке, имеет вид плоской стенки (рис. 4.1).

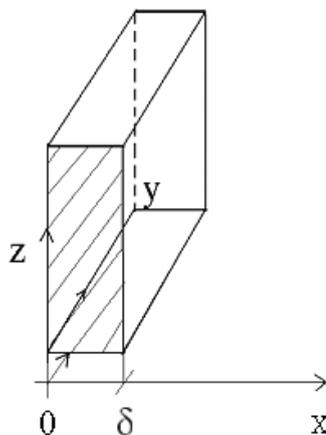


Рис. 4.1

При указанном выше допущении стационарное распределение температуры в сечении плоского токового канала может быть описано следующим одномерным уравнением теплопроводности:

$$-\frac{d}{dx}\left(\lambda(T)\frac{dT}{dx}\right)=q_v(T)-Q_u(T). \quad (4.11)$$

Здесь T – температура полупроводниковой среды в области токового канала; $\lambda(T)$ – коэффициент теплопроводности, который полагается зависящим от температуры T ; $q_v(T)$ – объемная плотность источников омического тепловыделения; $Q_u(T)$ – объемная плотность источника поглощения тепла вследствие излучения, фазовых переходов и других эффектов.

Отметим, что включение источников поглощения тепла Q_u является необходимым, поскольку в нестационарном режиме, описываемом моделью при положительно определенной нелинейной

функции $q_v(T)$ распределение температуры T может быть неустойчивым.

$$\rho c_P \frac{\partial T}{\partial t} - \frac{\partial}{\partial x} \left(\lambda(T) \frac{\partial T}{\partial x} \right) = q_v(T), \quad (4.12)$$

Известно, что при нелинейном коэффициенте теплопроводности уравнения типа (4.11), (4.12) могут быть приведены к линейным относительно дифференциального оператора по пространственным координатам при введении тепловой функции Кирхгофа-Варшавского S

$$S = \int_0^T \lambda(T) dT. \quad (4.13)$$

По этой причине, не ограничивая общности, можно рассматривать модель (4.11) с $\lambda = \text{const}$.

Структура распределения температуры в плоском токовом канале при $q_v = \text{const}$, $Q_u = 0$. При постоянном тепловыделении уравнение (4.11) приводится к линейному виду

$$\frac{d^2 T}{dx^2} = -\frac{q_v}{\lambda} \quad (4.14)$$

и его решение с граничными условиями

$$T(x=0) = T_0, \quad T(x=\delta) = T_\delta \quad (4.15)$$

описывается параболической зависимостью по координате x

$$T(x) = A + Bx + Cx^2, \\ A = T_0, \quad B = \frac{T_\delta - T_0 + q_v \delta^2 / 2\lambda}{\delta}, \quad C = -\frac{q_v}{2\lambda}. \quad (4.16)$$

При симметричных граничных условиях ($T_\delta = T_0$) распределение $T(x)$ имеет вид симметричной параболы с максимумом (при $q_v > 0$) и минимумом (при $q_v < 0$), определяемым соотношением

$$T_{\max} = T\left(x = \frac{\delta}{2}\right) = T_0 + \frac{q_v \delta^2}{8\lambda}. \quad (4.17)$$

Используя выражение (4.17), удобно представить уравнение (4.14), определяющее кривизну температурного профиля в каждой точке поперечного сечения, в виде

$$\frac{d^2T}{dx^2} = \frac{8(T_0 - T_{\max})}{\delta^2}, \quad (4.18)$$

а также определить значение касательных в точках $x = 0$ и $x = \delta$ через T_{\max} и T_0

$$\begin{aligned} \frac{dT}{dx}(x=0) &= \frac{4(T_{\max} - T_0)}{\delta}, \\ \frac{dT}{dx}(x=\delta) &= -\frac{4(T_{\max} - T_0)}{\delta}. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Заметим, что выражения (4.17)–(4.19) дают достаточно полное представление о структуре профиля температур в плоском слое при наличии объемного тепловыделения, не зависящего от координат и (или) температуры.

Возможные формы распределения температуры в плоском слое при нелинейном омическом тепловыделении. Рассмотрим вначале процесс нестационарной теплопроводности, описываемый уравнением вида

$$\begin{aligned} \rho c_p \frac{\partial T}{\partial t} - \lambda \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} &= q_v(T), \quad q_v(T) = \vec{\delta} \cdot \vec{E} - Q_u(T), \\ \vec{\delta} &= \sigma \vec{E}, \quad \sigma = \sigma(T), \end{aligned} \quad (4.20)$$

заметив при этом, что плотность омического тепловыделения $\vec{\delta} \cdot \vec{E}$ может быть представлена в двух различных формах

$$\vec{\delta} \cdot \vec{E} = \sigma(T) E^2, \quad \vec{\delta} \cdot \vec{E} = R(T) \delta^2, \quad R(T) = \frac{1}{\sigma(T)}. \quad (4.21)$$

Здесь ρ , c_p – постоянная плотность среды и удельная теплоемкость; $\vec{\delta}$, \vec{E} – соответственно плотность тока и напряженность электрического поля; $\sigma(T)$, $R(T)$ – электрическая проводимость и удельное электрическое сопротивление.

Как видно из (4.21), характер нелинейной зависимости плотности объемного омического тепловыделения от температуры существенно зависит от режима протекания тока: в режиме $\vec{E} = \text{const}$ величина $\vec{\delta} \cdot \vec{E} \sim \sigma(T)$, а в режиме $\vec{\delta} = \text{const}$ величина $\vec{\delta} \cdot \vec{E} \sim R(T)$.

При этом, в соответствии с рис. 1.1, векторы плотности тока $\vec{\delta}$ и напряженности электрического поля \vec{E} направлены вдоль оси Z ($\vec{\delta} = (0,$

$0, \delta_z), \vec{E}=(0, 0, E_z)$, причем компоненты δ_z, E_z могут зависеть только от координаты x . При $\vec{\delta} = const, E_z = const$ в стационарном или установившемся при $t \rightarrow \infty$ состоянии уравнение (4.20) имеет вид

$$\frac{d^2 T}{dx^2} = \frac{1}{\lambda} \left(Q_u(T) - \sigma(T) E_x^2 \right). \quad (4.22)$$

Анализ возможных пространственно неоднородных структур распределения $T(x)$ в результате развития неустойчивости. Наличие нелинейности в правой части уравнения (4.20) может приводить к неустойчивости распределения $T(x)$ по отношению к малым возмущениям δT типа расслоения по координате x

$$\delta T = T - T_0, \quad \delta T = \delta T_a \exp(ik_x x + \omega t), \quad i^2 = -1. \quad (4.23)$$

Здесь T_0 – невозмущенное распределение температуры; δT_a – амплитуда возмущений; k_x – волновой вектор возмущений, соответствующий расслоению вдоль оси x ; ω – частота возмущений.

Разлагая функции $\sigma(T), Q_u(T)$ в ряды Тейлора в окрестности невозмущенного состояния $T=T_0$ с точностью $O(\delta T)^2$

$$\begin{aligned} \sigma(T) &= \sigma_0 + \left. \frac{\partial \sigma}{\partial T} \right|_0 \delta T, \quad \sigma_0 = \sigma(T = T_0), \\ \left. \frac{\partial \sigma}{\partial T} \right|_0 &= \left. \frac{\partial \sigma}{\partial T} \right|_0 (T = T_0), \end{aligned} \quad (4.24)$$

$$\begin{aligned} Q_u(T) &= Q_{u0} + \left. \frac{\partial Q_u}{\partial T} \right|_0 \delta T, \quad Q_{u0} = Q_u(T = T_0), \\ \left. \frac{\partial Q_u}{\partial T} \right|_0 &= \left. \frac{\partial Q_u}{\partial T} \right|_0 (T = T_0), \end{aligned}$$

и подставляя (4.23), (4.24) в (4.20), приходим к следующему выражению для частоты возмущений ω :

$$\omega = \frac{\left. \frac{\partial Q_u}{\partial T} \right|_0 E_x^2 - \lambda k_x^2 - \left. \frac{\partial Q_u}{\partial T} \right|_0}{\rho c_p}. \quad (4.25)$$

Из (4.25) видно, что при $\omega > 0$ возможно развитие электро-тепловой неустойчивости с пространственно неоднородным распределением T от x типа расслоения с экспоненциальным ростом возмущений по времени t .

Для режима $\vec{\delta} = const$ выражение (4.25) сохраняет свой вид с заменой комплекса

$$\frac{\partial \sigma}{\partial T_0} \Big|_{E_x^2} \quad \text{на комплекс} \quad \frac{\partial R}{\partial T_0} \Big|_{\delta_x^2}, \quad \frac{\partial R}{\partial T_0} \Big|_{\frac{\partial R}{\partial T}} (T = T_0).$$

Как показывает анализ (4.25), влияние теплопроводности, а также возрастающей с ростом T плотности источников поглощения тепловой энергии $Q_u(T)$ имеет стабилизирующий для развития неустойчивости характер.

Особый интерес представляет анализ устойчивости уравнения (4.20) по отношению к расслоению при зависимости коэффициента теплопроводности от температуры, когда уравнение (4.20) при оговоренных выше допущениях относительно пространственного распределения вектора \vec{E} принимает вид

$$\rho c_P \frac{\partial T}{\partial t} - \frac{\partial}{\partial x} \left[\lambda(T) \frac{\partial T}{\partial x} \right] = \sigma(T) E_x^2 - Q_u(T). \quad (4.26)$$

Это обусловлено тем, что при степенных зависимостях λ , δ , Q_u от T возможна реализация неустойчивых режимов с обострением, когда температура T в отдельных областях отрезка $0 \leq x \leq \delta$ стремится к бесконечности за ограниченное время t по гиперболическому закону. Разлагая функцию $\lambda(T)$ в ряд Тейлора в окрестности $T = T_0$ по аналогии с (4.24)

$$\lambda(T) = \lambda_0 + \frac{\partial \lambda}{\partial T_0} \Big| \delta T + O(\delta T)^2, \quad (4.27)$$

с учетом (4.23), (4.24) приходим к следующему выражению для частоты возмущений ω :

$$\omega = \omega_r + i\omega_i, \quad \omega_r = \frac{\frac{\partial \sigma}{\partial T_0} \Big|_{E_x^2} - \lambda_0 k_x^2 - \frac{\partial Q_u}{\partial T_0} \Big|}{\rho c_P},$$

$$\omega_i = \frac{k_x \frac{\partial \lambda}{\partial T_0} \Big| \frac{\partial T_0}{\partial x}}{\rho c_P}. \quad (4.28)$$

Из (4.28) следует, что при нелинейной зависимости коэффициента теплопроводности от температуры при развитии неустойчивости при $\omega_r > 0$ на экспоненциальный рост возмущений δT накладывается гармоническая составляющая. Эта гармоническая

составляющая в установившемся при $t \rightarrow \infty$ состоянии может обуславливать высокочастотные колебания температурного поля и соответственно тока отдельных фотопреобразователей, и соответственно фотобатарей, что проявляется в эксперименте.

Таким образом, видно, что, вследствие нелинейной зависимости электрической проводимости от температуры, в плоских токовых каналах фотобатарей под фронтальными контактами распределение температуры и соответственно тока является неоднородным по сечению токовых каналов.

Также видно, что одной из причин формирования пространственно неоднородных структур распределения температуры по сечению токовых каналов может быть процесс развития электротепловой неустойчивости, который при нелинейной зависимости коэффициента теплопроводности от температуры обуславливает гармонические флуктуации температуры и электрических параметров [60].

4.3. Модель формирования пространственно неоднородных структур при развитии возмущений электротепловых параметров в токовых каналах фотопреобразователей с круговой геометрией

Известно, что при прохождении электрического тока через различные среды, например, полупроводниковые материалы, возможно образование локальных каналов пробоя в виде цилиндров, вытянутых в направлении приложения электрического поля.

Физической причиной данного явления являются эффекты, обусловленные, как правило, нелинейной зависимостью электрической проводимости пробиваемой среды от температуры и (или) напряжённости электрического поля. Представляет интерес проанализировать также внутреннюю структуру канала пробоя, которая, как свидетельствуют экспериментальные данные по различным средам, может быть локально неоднородной. При этом оказывается, что формирование локальных неоднородностей канала пробоя в виде шнуров, слоёв и других структур также обусловлено нелинейным характером электрической проводимости и других электрофизических и тепловых параметров от температуры и поля.

Рассмотрим модель электротепловой неустойчивости для идеально проводящей среды в виде нелинейно связанной системы уравнений следующего вида

$$\rho c_p \frac{\partial T}{\partial t} - \nabla \cdot (\lambda(T) \nabla T) = F_{\text{э}}(T) = \sigma(T) \vec{E}^2,$$

$$\nabla \cdot \vec{\delta} = 0, \quad \nabla \cdot \vec{E} = 0, \quad \vec{\delta} = \sigma(T) \vec{E}. \quad (4.29)$$

Здесь T - температура среды в канале пробоа; $\vec{\delta}, \vec{E}$ - плотность электрического тока и напряжённость электрического поля; ρ, c_p - плотность и удельная теплоёмкость; $\lambda(T), \sigma(T)$ - теплопроводность и электрическая проводимость среды, которые предполагаются зависящими от температуры T .

Согласно базовой схеме синергетического анализа процесса формирования пространственно неоднородных структур в результате развития неустойчивостей представим функции T, \vec{E} в виде суперпозиции невозмущённого состояния (T_0, \vec{E}_0) и малых возмущений

$$T = T_0 + \delta T + 0(\delta T)^2 + \dots, \quad \vec{E} = \vec{E}_0 + \delta \vec{E} + 0(\delta \vec{E})^2 + \dots. \quad (4.30)$$

Представляя далее функции $\sigma(T), \lambda(T)$ в виде разложений в ряды Тейлора в окрестности $T = T_0$

$$\lambda(T) = \lambda_0 + \left. \frac{\partial \lambda}{\partial T} \right|_0 \delta T + 0(\delta T^2) + \dots, \quad \sigma(T) =$$

$$= \sigma_0 + \left. \frac{\partial \sigma}{\partial T} \right|_0 \delta T + 0(\delta T^2) + \dots,$$

$$\lambda_0 = \lambda(T = T_0), \quad \left. \frac{\partial \lambda}{\partial T} \right|_0 = \frac{\partial \lambda}{\partial T}(T = T_0), \quad (4.31)$$

$$\sigma_0 = \sigma(T = T_0), \quad \left. \frac{\partial \sigma}{\partial T} \right|_0 = \frac{\partial \sigma}{\partial T}(T = T_0)$$

и подставляя (4.30), (4.31) в (4.29), приходим в линейном приближении к следующей системе уравнений для малых возмущений

$$\rho c_p \frac{\partial(\delta T)}{\partial t} - \nabla \cdot \left\{ \lambda_0 \nabla(\delta T) + \left. \frac{\partial \lambda}{\partial T} \right|_0 \delta T \nabla T_0 \right\} =$$

$$= \left. \frac{\partial \sigma}{\partial T} \right|_0 \vec{E}_0^2 \delta T + 2\sigma_0 \vec{E}_0 \cdot \delta \vec{E}, \quad (4.32)$$

$$\nabla \cdot \left\{ \sigma_0 \delta \vec{E} + \left. \frac{\partial \sigma}{\partial T} \right|_0 \delta T \vec{E}_0 \right\} = 0, \quad \nabla \cdot \delta \vec{\delta} = 0.$$

Отметим, что система (4.32) справедлива для любой системы координат, в цилиндрической системе координат (рис. 4.2) при ориентации невозмущенного поля

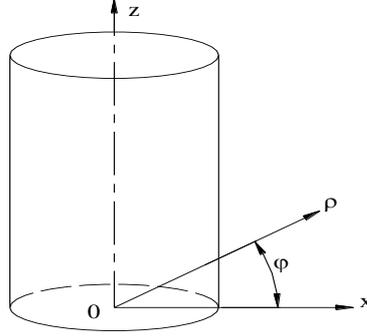


Рис.4.2

\vec{E}_0 вдоль оси z (направления канала пробоя) принимает вид

$$\begin{aligned}
 & \rho c_p \frac{\partial(\delta T)}{dt} - \left\{ \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left[\rho \left(\lambda_0 \nabla_\rho (\delta T) + \frac{\partial \lambda}{\partial T} \Big|_0 \delta T \nabla_\rho T_0 \right) \right] + \right. \\
 & + \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \varphi} \left[\frac{1}{\rho} \left(\lambda_0 \nabla_\varphi (\delta T) + \frac{\partial \lambda}{\partial T} \Big|_0 \delta T \nabla_\varphi T_0 \right) \right] + \\
 & \left. + \frac{\partial}{\partial z} \left[\lambda_0 \nabla_z (\delta T) + \frac{\partial \lambda}{\partial T} \Big|_0 \delta T \nabla_z T_0 \right] \right\} = \\
 & = \frac{\partial \sigma}{\partial T} \Big|_0 E_{0z}^2 \delta T + 2\sigma_0 E_{0z} \delta E_z, \\
 & \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left[\rho \left(\sigma_0 \delta E_\rho + \frac{\partial \sigma}{\partial T} \Big|_0 \delta T E_{0\rho} \right) \right] + \\
 & + \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \varphi} \left[\frac{1}{\rho} \left(\sigma_0 \delta E_\varphi + \frac{\partial \sigma}{\partial T} \Big|_0 \delta T E_{0\varphi} \right) \right] + \\
 & + \frac{\partial}{\partial z} \left[\sigma_0 \delta E_z + \frac{\partial \sigma}{\partial T} \Big|_0 \delta T E_{0z} \right] = 0, \\
 & \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial(\delta E_z)}{\partial \varphi} - \frac{\partial(\delta E_\varphi)}{\partial z} \right) \vec{i}_\rho + \left(\frac{\partial(\delta E_\rho)}{\partial z} - \frac{\partial(\delta E_z)}{\partial \rho} \right) \vec{i}_\varphi + \\
 & + \frac{1}{\rho} \left[\frac{\partial(\rho \delta E_\varphi)}{\partial \rho} - \frac{\partial(\delta E_\rho)}{\partial \varphi} \right] \vec{i}_z = 0.
 \end{aligned} \tag{4.33}$$

Здесь $\nabla_\rho, \nabla_\varphi, \nabla_z$ - компоненты оператора градиента по координатам ρ, φ, z .

Для дальнейшего анализа необходимо задать функциональную зависимость возмущений δT и компонент вектора $\delta \vec{E}$ от времени и пространственных координат (ρ, φ, z) . Учитывая то обстоятельство, что структура дифференциальных операторов системы уравнений (4.33) гораздо сложнее их структуры в декартовой системе координат (x, y, z) , целесообразно выполнить анализ устойчивости для возмущений, зависящих только от одной пространственной координаты.

Рассмотрим пространственно-неоднородные структуры, зависящие от радиальной координаты ρ .

Учитывая достаточно сложный характер системы уравнений (4.33), здесь и ниже будем рассматривать только случай однородного невозмущенного состояния ($T_0 - const$; $E_{0z} - const$; $\lambda_0, \sigma_0 - const$; $\left. \frac{\partial \sigma}{\partial T} \right|_0, \left. \frac{\partial \lambda}{\partial T} \right|_0 - const$). В этом случае система (4.33) несколько упрощается

$$\begin{aligned}
 & \rho c_p \frac{\partial(\delta T)}{\partial t} - \left\{ \frac{\lambda_0}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} [\rho \nabla_\rho (\delta T)] + \frac{\lambda_0}{\rho} \frac{\partial}{\partial \varphi} \left[\frac{1}{\rho} \nabla_\varphi (\delta T) \right] + \right. \\
 & \left. + \lambda_0 \frac{\partial}{\partial z} [\nabla_z (\delta T)] \right\} = \left. \frac{\partial \sigma}{\partial T} \right|_0 E_{0z}^2 \delta T + 2\sigma_0 E_{0z} \delta E_z, \\
 & \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} [\rho (\sigma_0 \delta E_\rho)] + \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \varphi} \left[\frac{\sigma_0}{\rho} (\delta E_\varphi) \right] + \\
 & + \frac{\partial}{\partial z} \left[\sigma_0 \delta E_z + \left. \frac{\partial \sigma}{\partial T} \right|_0 E_{0z} \delta T \right] = 0, \\
 & \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial(\delta E_z)}{\partial \varphi} - \frac{\partial(\delta E_\varphi)}{\partial z} \right) = 0; \left(\frac{\partial(\delta E_\rho)}{\partial z} - \frac{\partial(\delta E_z)}{\partial \rho} \right) = 0; \\
 & \frac{1}{\rho} \left[\frac{\partial(\rho \delta E_\varphi)}{\partial \rho} - \frac{\partial(\delta E_\rho)}{\partial \varphi} \right] = 0.
 \end{aligned} \tag{4.34}$$

При исследовании формирования пространственно-неоднородных структур, зависящих от радиальной координаты ρ , будем разыскивать возмущения температуры δT и возмущения компонент электрического поля $\delta E_\rho, \delta E_\varphi, \delta E_z$ в виде

$$\begin{aligned}
\delta T &= \delta T_a \exp(ik_\rho \rho + \omega t), \\
\delta E_\rho &= \delta E_{a\rho} \exp(ik_\rho \rho + \omega t), \\
\delta E_\varphi &= \delta E_{a\varphi} \exp(ik_\rho \rho + \omega t), \\
\delta E_z &= \delta E_{az} \exp(ik_\rho \rho + \omega t),
\end{aligned} \tag{4.35}$$

где $i^2 = -1$; $\delta T_a, \delta E_{a\rho}, \delta E_{a\varphi}, E_{az} - const$; k_ρ - компонента волнового вектора \vec{k} в направлении радиальной координаты ρ , ω - частота возмущений.

С учетом (4.35) из системы (4.34) следуют уравнения и соотношения

$$\rho c_p \frac{\partial(\delta T)}{\partial t} = \frac{\partial \sigma}{\partial T_0} \left| E_{0z}^2 \delta T - k_\rho^2 \lambda_0 \delta T - \frac{ik_\rho \lambda_0}{\rho} \delta T, \right. \tag{4.36}$$

$$\delta E_\rho = 0, \delta E_\varphi = 0, \delta E_z = 0, \tag{4.37}$$

согласно которым выражение для частоты возмущений ω принимает вид

$$\omega = \omega_r + i\omega_i, \omega_r = \frac{\frac{\partial \sigma}{\partial T_0} \left| E_{0z}^2 - k_\rho^2 \lambda_0 \right.}{\rho c_p}, \omega_i = \frac{ik_\rho \lambda_0}{(\rho c_p)\rho}. \tag{4.38}$$

Таким образом, согласно (4.38) при выполнении условия $\frac{\partial \sigma}{\partial T_0} \left| > 0 \right.$ в цилиндрическом канале пробоя могут развиваться радиально-неоднородные структуры с экспоненциально-синусоидальным ростом возмущений во времени вследствие того, что $\omega_i \neq 0$.

Рассмотрим пространственно-неоднородные структуры, зависящие от азимутальной координаты φ .

В этом случае возмущения $\delta T, \delta E_\rho, \delta E_\varphi, \delta E_z$ представим в виде

$$\begin{aligned}
\delta T &= \delta T_a \exp(ik_\varphi \varphi + \omega t), \\
\delta E_\rho &= \delta E_{a\rho} \exp(ik_\varphi \varphi + \omega t), \\
\delta E_\varphi &= \delta E_{a\varphi} \exp(ik_\varphi \varphi + \omega t), \\
\delta E_z &= \delta E_{az} \exp(ik_\varphi \varphi + \omega t).
\end{aligned} \tag{4.39}$$

Подставляя (4.39) в (4.34), приходим к следующим уравнениям и соотношениям

$$\begin{aligned} \rho c_p \frac{\partial(\delta T)}{\partial t} &= \frac{\partial \sigma}{\partial T} \Big|_0 E_{0z}^2 \delta T - \frac{k_\varphi^2 \lambda_0}{\rho^3} \delta T, \\ \delta E_\rho &= 0, \delta E_\varphi = 0, \delta E_z = 0, \end{aligned} \quad (4.40)$$

из которых видно, что развитие неоднородных азимутальных структур при $\frac{\partial \sigma}{\partial T} \Big|_0 > 0$ возможно лишь на удалении от оси канала пробоя, поскольку выражение для частоты возмущений ω имеет вид

$$\omega = \frac{\frac{\partial \sigma}{\partial T} \Big|_0 E_{0z}^2 - \frac{k_\varphi^2 \lambda_0}{\rho^3}}{\rho c_p}. \quad (4.41)$$

Рассмотрим пространственно-неоднородные структуры типа расслоения вдоль координаты z .

В этом случае возмущения $\delta T, \delta E_\rho, \delta E_\varphi, \delta E_z$ необходимо представить в виде

$$\begin{aligned} \delta T &= \delta T_a \exp(ik_z z + \omega t), \\ \delta E_\rho &= \delta E_{a\rho} \exp(ik_z z + \omega t), \\ \delta E_\varphi &= \delta E_{a\varphi} \exp(ik_z z + \omega t), \\ \delta E_z &= \delta E_{az} \exp(ik_z z + \omega t). \end{aligned} \quad (4.42)$$

Подставляя (4.42) в (4.34), приходим к следующим уравнениям и соотношениям

$$\begin{aligned} \rho c_p \frac{\partial(\delta T)}{\partial t} &= -\frac{\partial \sigma}{\partial T} \Big|_0 E_{0z}^2 \delta T - k_z^2 \lambda_0 \delta T, \\ \delta E_z &= -\frac{1}{\sigma_0} \frac{\partial \sigma}{\partial T} \Big|_0 \delta T, \end{aligned} \quad (4.43)$$

согласно которым частота возмущений

$$\omega = \frac{\frac{\partial \sigma}{\partial T} \Big|_0 E_{0z}^2 - k_z^2 \lambda_0}{\rho c_p} \quad (4.44)$$

может быть положительной и приводить к неустойчивости при $\omega > 0$ только для возрастающей зависимости электрической проводимости от температуры.

Таким образом, в плоскости кругового сечения цилиндрического канала пробоя в среде с нелинейной зависимостью электрической проводимости от температуры возможно формирование пространственно-неоднородных структур радиального и азимутального типа только при возрастающей зависимости электрической проводимости среды в канале пробоя от температуры.

Также отметим, что в направлении оси канала пробоя возможно формирование пространственно неоднородной структуры типа расслоения.

4.4. Особенности развития неустойчивостей в токовых каналах фотопреобразователей с пространственно неоднородным распределением амплитуды и волнового вектора возмущений

В последнее время в ряде работ экспериментально выявлено, что характеристики фотобатарей и солнечных коллекторов не являются постоянными, а имеют определенные спектры флуктуаций, существенно снижающих их надежность и ресурс. Одним из важных факторов их появления (флуктуации интенсивности солнечного излучения, колебания параметров нагрузки) являются процессы переноса в объёме активных элементов фотобатарей и солнечных коллекторов, имеющие резко неоднородный характер вследствие неравномерности распределения электромагнитного поля, объёмного тепловыделения и температуры. Учет фактора нелинейности кинетических характеристик процессов переноса (коэффициентов электро- и теплопроводности, диффузии примесей) и их взаимозависимости между собой приводит к целесообразности использования системного синергетического анализа неустойчивости процессов, приводящей к самоорганизованному формированию пространственно-неоднородных структур распределения параметров переноса и нелинейно зависящих от них кинетических параметров переноса.

Как правило, при синергетическом анализе процессов самоорганизации в распределённых нелинейных процессах, сутью которого является выявление условий формирования пространственно-неоднородных структур, например, температуры T , возмущения функций относительно невозмущенного состояния T_0 задаются в виде

$$\begin{aligned}\delta T = T - T_0 &= \delta T_a \exp(i\vec{k} \cdot \vec{r} + \omega t), \\ i^2 &= -1, \quad \vec{r} = x\vec{i} + y\vec{j} + z\vec{k},\end{aligned}\tag{4.45}$$

причём амплитуда возмущений δT_a и волновой вектор возмущений \vec{k} полагаются постоянными. Несмотря на то, что общая теория возмущений и её приложения являются достаточно хорошо развитыми, при $\delta T_a = \delta T_a(x, y, z)$ и (или) $\vec{k} = \vec{k}(x, y, z)$ имеют место некоторые особенности, представляющие интерес для анализа. Первая из этих особенностей, как будет показано ниже, заключается в том, что при $\delta T_a = \delta T_a(x, y, z)$, $\vec{k} = \vec{k}(x, y, z)$ коэффициенты в дисперсионном уравнении для частоты возмущений ω оказываются комплексными, что для дисперсионных уравнений второго порядка и выше приводит к необходимости использования специальных методик анализа устойчивости. Вторая особенность состоит в том, что даже для процессов первого порядка во времени частота возмущений может принимать комплексные значения, также как в процессах переноса тепла с конвекцией, зависимостью коэффициента теплопроводности λ от координат и (или) температуры, а также при рассмотрении систем с осевой или центральной симметрией. Такая структура зависимости частоты возмущений, приводящая к колебательному характеру изменения возмущений температуры во времени и характерная для процессов второго порядка по времени и выше, является нетипичной для процессов первого порядка, описываемых квазилинейными уравнениями параболического типа.

Постановка задачи. Рассмотрим вначале процесс теплопроводности, описываемый уравнением

$$\rho c_p \frac{\partial T}{\partial t} - \lambda \Delta T = F_T(T), \quad \rho, c_p, \lambda = \text{const},\tag{4.46}$$

где ρ , c_p , λ – плотность, удельная теплоёмкость и коэффициент теплопроводности, а $F_T(T)$ – нелинейно зависящая от температуры T плотность тепловыделения.

Подставляя (4.45) в (4.46), в линейном приближении теории возмущений ($|\delta T| \ll T_0$) при $\delta T_a = \text{const}$, $\vec{k} = \text{const}$ приходим к скалярному уравнению для скорости изменения возмущений

$$\rho c_p \frac{d(\delta T)}{dt} = \left. \frac{\partial F_T}{\partial T} \right|_0 \delta T - \lambda \vec{k}^2 \delta T\tag{4.47}$$

и соответственно к дисперсионному уравнению первого порядка для частоты возмущений ω с действительными коэффициентами

$$\omega = \frac{\left. \frac{\partial F_T}{\partial T} \right|_0 - \lambda \vec{k}^2}{\rho c_p}. \quad (4.48)$$

Здесь $\left. \frac{\partial F_T}{\partial T} \right|_0 = \frac{\partial F_T}{\partial T}(T = T_0)$ – компонента линейного разложения функции $F_T(T)$ в ряд Тейлора в окрестности $T = T_0$

Далее последовательно рассмотрим случаи, когда амплитуда возмущений δT_a и волновой вектор возмущений \vec{k} зависят от пространственных координат (x, y, z) .

Случай $\delta T_a = \delta T_a(x, y, z)$. Подстановка (4.45) в (4.46) при $\delta T_a = \delta T_a(x, y, z)$, $\vec{k} = const$ приводит к следующему выражению для частоты возмущений ω :

$$\omega = \omega_r + i\omega_i, \quad \omega_r = \frac{\left. \frac{\partial F_T}{\partial T} \right|_0 - \lambda \vec{k}^2 + \lambda \frac{\Delta(\delta T_a)}{\delta T_a}}{\rho c_p}, \quad (4.49)$$

$$\omega_i = \frac{2\lambda \frac{\vec{k} \cdot \nabla(\delta T_a)}{\delta T_a}}{\rho c_p}.$$

Из (4.49) видно, что при $\delta T_a = \delta T_a(x, y, z)$ изменяется не только величина действительной составляющей ω_r на добавку $\frac{\lambda \Delta(\delta T_a)}{\delta T_a \rho c_p}$ по сравнению с (4.48), но и появляется мнимая составляющая ω_i , имеющая ненулевое значение при выполнении условия $\vec{k} \cdot \nabla(\delta T_a) \neq 0$. Так, например, при рассмотрении возмущений типа расслоения вдоль направления z ($\vec{k} = (0, 0, k_z)$) необходимо выполнение условия $\frac{\partial(\delta T_a)}{\partial z} \neq 0$

Случай $\vec{k} = \vec{k}(x, y, z)$. При зависимости волнового вектора возмущений от пространственных координат $\vec{k} = \vec{k}(x, y, z)$, $\delta T_a = const$ величина ω также в общем случае является комплексным числом

$$\omega = \omega_r + i\omega_i, \quad \omega_r = \frac{\left. \frac{\partial F_T}{\partial T} \right|_0 - \lambda(\vec{k} + \vec{k}')^2}{\rho c_p},$$

$$\omega_i = \frac{\lambda \nabla \cdot (\vec{k} + \vec{k}')}{\rho c_p}, \quad (4.50)$$

$$\vec{k}' = \left(\frac{\partial k_x}{\partial x} x \right) \vec{i} + \left(\frac{\partial k_y}{\partial y} y \right) \vec{j} + \left(\frac{\partial k_z}{\partial z} z \right) \vec{k}.$$

Из (4.50) видно, что при $\vec{k} = (0, 0, k_z(z))$ величина ω_i определяется соотношением

$$\omega_i = \frac{\lambda \left(2 \frac{\partial k_z}{\partial z} + \frac{\partial^2 k_z}{\partial z^2} z \right)}{\rho c_p}, \quad (4.51)$$

то есть $\omega_i \neq 0$ тогда, когда $\frac{\partial k_z}{\partial z} \neq 0$.

Система двух нелинейно-связанных уравнений типа теплопроводности. Анализ системы уравнений вида

$$\rho c_p \frac{\partial T}{\partial t} - \lambda \Delta T = F_T(T, u), \quad \rho u \frac{\partial u}{\partial t} - D \Delta u = F_u(T, u),$$

$$\rho, c_p, \lambda, \rho u, D = \text{const} \quad (4.52)$$

на устойчивость по отношению к малым возмущениям типа

$$\delta T = T - T_0 = \delta T_a(x, y, z) \exp(i\vec{k}(x, y, z) \cdot \vec{r} + \omega t),$$

$$\delta u = u - u_0 = \delta u_a(x, y, z) \exp(i\vec{k}(x, y, z) \cdot \vec{r} + \omega t) \quad (4.53)$$

проводится аналогичным способом с разложением функций $F_T(T, u), F_u(T, u)$ в ряды Тейлора по двум переменным в окрестности невозмущенного состояния $T = T_0, u = u_0$. При этом дисперсионное уравнение для частоты возмущений ω может быть представлено в виде

$$P_2(\omega, \vec{k}) = 0, \quad P_2(\omega, \vec{k}) = a\omega^2 + b\omega + c, \quad (4.54)$$

где коэффициенты a, b, c определяются из решения системы уравнений

$$\begin{pmatrix} \rho c_p \frac{d(\delta T)}{dt} = \rho c_p \omega \delta T \\ \rho_u \frac{d(\delta u)}{dt} = \rho_u \omega \delta u \end{pmatrix} = \hat{A} \begin{pmatrix} \delta T \\ \delta u \end{pmatrix}, \quad \hat{A} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \quad (4.55)$$

исключением возмущений $\delta T, \delta u$. Из структуры системы (4.55) видно, что коэффициент

$a = \rho c_p \rho_u$ является действительным числом, а коэффициенты $b = b(\vec{k}), c = c(\vec{k})$ – комплексные числа вследствие комплексности диагональных компонент A_{11}, A_{22} матрицы \hat{A} . Отметим, что комплексность диагональных компонент матрицы \hat{A} и действительность недиагональных компонент матрицы \hat{A} имеет место и для систем более высокого по времени t порядка m , что в итоге предопределяет комплексность коэффициентов $a_{m-1}, a_{m-2}, \dots, a_0$ уравнения

$$P_m(\omega, \vec{k}) = 0, \quad P_m(\omega, \vec{k}) = a_m \omega^m + a_{m-1} \omega^{m-1} + \dots + a_0 \quad (4.56)$$

и необходимость использования специальной методики для анализа структуры корней уравнения (4.56).

Квазилинейное уравнение типа теплопроводности с конвекцией. Для процессов теплопроводности первого порядка, описываемых уравнением

$$\rho c_p \frac{\partial T}{\partial t} - \lambda \Delta T + \rho c_p \vec{V} \cdot \nabla T = F_T(T) \quad (4.57)$$

при постоянном значении скорости \vec{V} и $\delta T_a = const, \vec{k} = const$, выражение для частоты возмущений ω отличается от процесса, описываемого уравнением (4.46), и имеет комплексный характер

$$\omega = \omega_r + i\omega_i, \quad \omega_r = \frac{\left. \frac{\partial F_T}{\partial T} \right|_0 - \lambda \vec{k}^2}{\rho c_p}, \quad \omega_i = -\vec{k} \cdot \vec{V}. \quad (4.58)$$

Наличие ненулевой (при $\vec{k} \cdot \vec{V}$) мнимой составляющей объясняется наличием нечетного по пространственным координатам дифференциального оператора ∇T и соответственно $\nabla(\delta T)$.

Выражение для частоты возмущений в процессе теплопроводности с конвекцией при $\delta T_a = \delta T_a(x, y, z)$, получаемое с учетом соотношений

$$\begin{aligned}\nabla(\delta T) &= \frac{\nabla(\delta T_a)}{\delta T_a} \delta T + i\vec{k} \delta T, \\ \Delta(\delta T) &= -\vec{k}^2 \delta T + \frac{\Delta(\delta T_a)}{\delta T_a} \delta T + 2i \frac{\vec{k} \cdot \nabla(\delta T_a)}{\delta T} \delta T\end{aligned}\quad (4.59)$$

и соотношений

$$\begin{aligned}\nabla(\delta T) &= i\vec{k} \delta T + i\vec{k}' \delta T, \\ \Delta(\delta T) &= -(\vec{k} + \vec{k}')^2 \delta T + i\nabla \cdot (\vec{k} + \vec{k}') \delta T\end{aligned}\quad (4.60)$$

при $\vec{k} = \vec{k}(x, y, z)$, как видно из (4.49), (4.50), (4.59), также имеют комплексный характер.

Аналогичная изложенной выше схема получения дисперсионного уравнения для частоты возмущений ω и его анализа может быть реализована в общем случае $\delta T_a = \delta T_a(x, y, z)$, $\vec{k} = \vec{k}(x, y, z)$ с естественным усложнением соотношений (4.49), (4.50) для $\nabla(\delta T)$, $\Delta(\delta T)$. Кроме того, приведенные выше соотношения (4.59), (4.60), либо их усложнённые варианты, могут быть без дополнительных ограничений использованы при анализе процессов формирования структур в процессах неравновесного теплопереноса, в которых встречаются операторы со смешанными производными типа $\Delta \frac{\partial T}{\partial t}$, $\nabla \frac{\partial T}{\partial t}$.

Что касается процессов теплопроводности и (или) диффузии, связанных с электромагнитными или термомеханическими процессами, в которых помимо скалярных переменных имеют место и векторные переменные (например, напряженность электрического поля \vec{E} и (или) вектор перемещений \vec{u}), то в моделях этих процессов существенную роль играют векторные дифференциальные операции $\nabla \cdot \vec{E}$, $\nabla \times \vec{E}$, $\nabla \cdot \left(\frac{\partial \vec{u}}{\partial t}\right)$, $\Delta \vec{u}$, $\nabla(\nabla \cdot \vec{u})$. Анализ операторов $\nabla \cdot \vec{E}$, $\nabla \times \vec{E}$, $\nabla \cdot \left(\frac{\partial \vec{u}}{\partial t}\right)$, $\Delta \vec{u}$, $\nabla(\nabla \cdot \vec{u})$ показывает, что в этом случае, в отличие от (4.59), (4.60), их не удаётся связать достаточно простыми матричными, а тем более скалярными связями с возмущениями $\delta \vec{E}$, $\delta \vec{u}$. По этой причине для связанных электротепловых, термомеханических и электротепломеханических процессов при пространственной дисперсии амплитуды и волнового вектора возмущений получение и анализ дисперсионного уравнения целесообразно проводить в

координатном представлении возмущений векторных переменных, ограничиваясь структурами типа расслоения и шнурования вдоль некоторого направления.

Таким образом, показано, что при пространственной дисперсии амплитуды и волнового вектора возмущений, обусловленной их зависимостью от пространственных координат, коэффициенты дисперсионного уравнения для частоты малых возмущений имеют в общем случае комплексный характер, что обуславливает синусоидальное возмущение изменений во времени на линейной стадии развития неустойчивостей, переходящего в автоколебательный режим параметров неоднородных структур.

Также видно, что наряду с неоднородностью и нелинейностью кинетических характеристик пространственная дисперсия параметров возмущений существенно расширяет спектр проявления автоколебательных режимов формирования и существования пространственно-неоднородных структур, приводящих в конечном итоге к деградации свойств функциональных материалов, используемых в солнечной энергетике [58-62].

4.5 Динамические процессы и их устойчивость в системах «фотобатарея – нелинейная нагрузка»

Как известно, фотобатареи представляют собой систему модулей, основу которых составляют параллельно-соединённые (для повышения тока) и последовательно-соединённые (для повышения напряжения) цепочки отдельных фотопреобразователей. При различии характеристик отдельных преобразователей между ними происходит перераспределение энергии, которое в динамике может привести к развитию неустойчивости того или иного вида. Тот же самый эффект может иметь место при рассмотрении системы "фотобатарея – нагрузка". В связи с этим в данном разделе с точки зрения теории устойчивости рассмотрены как процессы в системе связанных фотопреобразователей, так и в системе "фотобатарея – различные виды нагрузок" с использованием методов электротехники [58-62] и классической теории устойчивости [56] и некоторых результатов в области устойчивости токораспределения в системах полупроводниковых приборов, полученных в работах [57,58].

В основу раздела положены результаты, полученные в работах [60-62].

4.5.1. Динамические процессы и их устойчивость в системе параллельно-последовательно связанных фотопреобразователей

Известно, что в космической и наземной фотоэнергетике для повышения напряжения, тока, а в некоторых случаях и для обеспечения надежности функционирования, отдельные полупроводниковые элементы как в первичных источниках питания (фотобатареях), так и во вторичных полупроводниковых преобразователях (инверторах и выпрямителях) формируют в связанные параллельно-последовательные цепочки. Несмотря на то, что вопросы распределения тока и напряжения в цепочках связанных полупроводниковых элементов достаточно хорошо изучены в различных режимах, например, при параллельном соединении силовых транзисторов, малоизученными остаются процессы развития неустойчивостей, принципиально важные для анализа пробойных ситуаций и надежности системы электропитания в целом.

Ниже при анализе малых возмущений и их устойчивости, будем исходить из положения о том, что для выяснения принципиальных особенностей процессов развития возможных неустойчивостей достаточно рассмотреть систему из ограниченного числа полупроводниковых элементов (в нашем случае двух) с различными характеристиками, сопрягаемых тем или иным способом с нагрузкой. Типичные варианты таких схем представлены на рис.4.3 для случая параллельного (а) и последовательного (б) соединения полупроводниковых фотопреобразователей в группу.

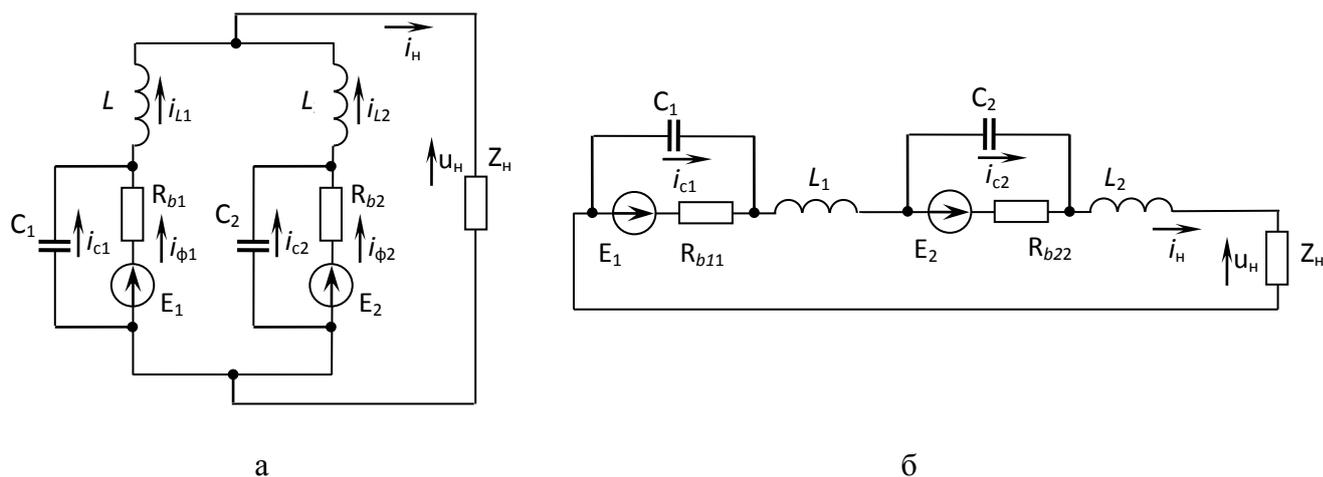


Рис. 4.3

Малые возмущения и характеристическое уравнение для частоты возмущений в группе параллельно соединенных фотопреобразователей. Рассмотрим вначале схему с параллельным соедине-

нием двух фотопреобразователей в группу (рис.4.3, а), для которой справедливы следующие законы Кирхгофа

$$\begin{aligned} u_{c1} = u_{\phi1}, \quad u_{c2} = u_{\phi2}, \quad u_{\phi1} + u_{L1} = u_H, \quad u_{\phi2} + u_{L2} = u_H, \\ i_{c1} + i_{\phi1} = i_{L1}, \quad i_{c2} + i_{\phi2} = i_{L2}, \quad i_{L1} + i_{L2} = i_H, \\ u_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt}, \quad u_{L2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt}, \quad i_{c1} = C_1 \frac{du_{c1}}{dt}, \quad i_{c2} = C_2 \frac{du_{c2}}{dt}, \end{aligned} \quad (4.61)$$

где u_{c1}, u_{c2} и i_{c1}, i_{c2} соответственно напряжения и емкостные токи на емкостях фотопреобразователей C_1, C_2 ; u_{L1}, u_{L2} и i_{L1}, i_{L2} - индуктивные падения напряжений и токи на индуктивностях соединительных элементов, L_1, L_2 ; u_H, i_H - падение напряжения на нагрузке и ток через нагрузку с обобщенным сопротивлением нагрузки Z_H .

Зависимости омических токов через фотопреобразователи $i_{\phi1}, i_{\phi2}$ с внутренними сопротивлениями R_{b1}, R_{b2} и ЭДС E_1, E_2 , равными напряжениям холостого хода V_{xx1}, V_{xx2} , аппроксимируются дробно-линейными функциями

$$u_{\phi1} = \frac{i_{\phi1} - I_{k31}}{b_1 + c_1(i_{\phi1} - I_{k31})}, \quad u_{\phi2} = \frac{i_{\phi2} - I_{k32}}{b_2 + c_2(i_{\phi2} - I_{k32})}, \quad (4.62)$$

где I_{k31}, I_{k32} - соответствующие токи короткого замыкания, а b_1, b_2, c_1, c_2 - константы аппроксимации.

Применительно к системе уравнений (4.61), 4.62) анализ связи малых возмущений переменных δ , пропорциональных $\exp(\omega t)$, где t - время, а ω - частота возмущений, приводит к следующей системе уравнений,

$$\begin{aligned} \delta u_H = \frac{M_{12}(\omega)}{M_{11}(\omega)} \delta i_{L1}, \quad \delta u_H = \frac{M_{22}(\omega)}{M_{21}(\omega)} \delta i_{L2}, \quad \delta i_{L1} + \delta i_{L2} = \delta i_H, \\ M_{11}(\omega) = 1 + q_1 c_1 \omega, \quad M_{12}(\omega) = q_1 (1 + L_1 c_1 \omega^2), \\ M_{21}(\omega) = 1 + q_2 c_2 \omega, \quad M_{22}(\omega) = q_2 (1 + L_2 c_2 \omega^2), \\ q_1 = \frac{b_1}{(1 - c_1 u_{\phi10})^2}, \quad q_2 = \frac{b_2}{(1 - c_2 u_{\phi20})^2}, \quad q_1 < 0, \quad q_2 < 0, \end{aligned} \quad (4.63)$$

где индексом «0» в $u_{\phi 10}, u_{\phi 20}$ обозначены параметры некоторого начального или промежуточного состояния; в $M_{11}, M_{12}, M_{21}, M_{22}$ первый индекс указывает на номер фотопреобразователя, а второй – на порядок полинома по ω .

После исключения из (4.63) промежуточных переменных $\delta i_{L1}, \delta i_{L2}$ приходим к следующей связи между возмущениями напряжения на нагрузке δu_H и тока нагрузки δi_H со стороны источника

$$\delta u_H = \frac{P_4(\omega)}{S_3(\omega)} \delta i_H, \quad P_4(\omega) = M_{12}(\omega) \times M_{22}(\omega),$$

$$S_3(\omega) = M_{11}(\omega) \times M_{22}(\omega) + M_{12}(\omega) \times M_{21}(\omega), \quad (4.64)$$

где $P_4(\omega)$ - полином 4-го порядка по ω , равный произведению полиномов второго порядка по ω , а S_3 - полином третьего порядка по ω .

В случае одинаковых характеристик фотопреобразователей (при $M_{11} = M_{21}, M_{12} = M_{22}$) выражения (4.64) упрощаются с понижением порядка полиномов $P_4(\omega), S_3(\omega)$ и принимают вид

$$\delta u_H = \frac{P_2(\omega)}{2S_1(\omega)} \delta i_H, \quad P_2(\omega) = M_{12}(\omega), \quad S_1(\omega) = M_{11}(\omega), \quad (4.65)$$

где $P_2(\omega)$ - полином второго порядка по ω , а $S_1(\omega)$ - полином первого порядка по ω .

Выражения (4.61) и (4.65) могут быть использованы непосредственно для анализа устойчивости в двух предельных случаях, соответствующим тем ситуациям, когда процессы в источнике питания не взаимосвязаны с процессами в нагрузке: а – режиме короткого замыкания; б – режиме холостого хода.

В случае а, когда выполняется условие $\delta u_H = 0$, должны выполняться условия

$$P_4(\omega) = 0 \Rightarrow M_{12}(\omega) \times M_{22}(\omega) = 0 \quad (4.66)$$

для фотопреобразователей с различными характеристиками и

$$P_2(\omega) = 0 \Rightarrow M_{12}(\omega) = 0. \quad (4.67)$$

В случае б, когда выполняется условие $\delta i_H = 0$ характеристические уравнения для частоты возмущений ω принимают вид

$$S_3(\omega) = 0 \Rightarrow M_{11}(\omega) \times M_{22}(\omega) + M_{12}(\omega) \times M_{21}(\omega) = 0 \quad (4.68)$$

для случая фотопреобразователей с различными характеристиками и

$$S_2(\omega) = 0 \Rightarrow M_{11}(\omega) = 0 \quad (4.69)$$

для случая фотопреобразователей с одинаковыми характеристиками.

В общем случае для получения характеристического уравнения для ω , необходимого для анализа устойчивости системы, требуется уравнение (4.64) замкнуть связью между возмущениями напряжения на нагрузке δu_H и током нагрузки δi_H , которую для широкого круга нагрузок можно представить в виде отношения двух полиномов T_m, Q_n соответственно порядка m, n

$$\delta u_H = \frac{T_m}{Q_n} \delta i_H \quad (4.70)$$

Исключая из (4.64), (4.70) δu_H или δi_H приходим к характеристическому уравнению вида

$$P_4(\omega) \times Q_H(\omega) - S_3(\omega) \times T_m(\omega) = 0, \quad (4.71)$$

порядок которого, а, следовательно, и число независимых корней определяются максимальными значениями $m+3, n+4$.

Структура характеристического уравнения при последовательном соединении фотопреобразователей (рис.4.3, б). В этой ситуации система уравнений Кирхгофа имеет вид

$$\begin{aligned} u_{c1} = u_{\phi1}, u_{c2} = u_{\phi2}, u_{\phi1} + u_{L1} = u_{H1}, u_{\phi2} + u_{L2} = u_{H2}, u_{H1} + u_{H2} = u_H, \\ i_{c1} + i_{\phi1} = i_{L1} = i_H, i_{c2} + i_{\phi2} = i_{L2} = i_H, \\ u_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = L_1 \frac{di_H}{dt}, u_{L2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = L_2 \frac{di_H}{dt}, \\ i_{c1} = C_1 \frac{du_{c1}}{dt} = C_1 \frac{du_{H1}}{dt}, i_{c2} \frac{du_{c2}}{dt} = C_2 \frac{du_{H2}}{dt}, \end{aligned} \quad (4.72)$$

в соответствии с которой возмущения $\delta u_{н1}$, $\delta u_{н2}$, δu_n , δi_n связаны соотношениями

$$\delta u_{н1} = \frac{M_{12}}{M_{11}} \delta i_n, \quad \delta u_{н2} = \frac{M_{22}}{M_{21}} \delta i_n, \quad \delta u_{н1} + \delta u_{н2} = \delta u_n, \quad (4.73)$$

где полиномы $M_{11}(\omega)$, $M_{12}(\omega)$, $M_{21}(\omega)$, $M_{22}(\omega)$ определены в (4.63). Из (4.73) окончательно приходим к следующей связи между возмущениями напряжения нагрузки δu_n и тока нагрузки δi_n со стороны источника питания

$$\delta u_n = \frac{S_3(\omega)}{P_2(\omega)} \delta i_n, \quad P_2(\omega) = M_{11}(\omega) \times M_{21}(\omega) \quad (4.74)$$

Для идентичных фотопреобразователей выражение (4.74) преобразуется к виду

$$\delta u_n = \frac{2M_{12}(\omega)}{M_{11}(\omega)} \delta i_n, \quad (4.75)$$

что коррелирует с выражением (4.65) с точностью до коэффициента.

В общем случае при соединении последовательной группы фотопреобразователей с нагрузкой, для которой выполняется соотношение (4.70), характеристическое уравнение для частоты возмущений ω имеет структуру

$$S_3(\omega) \times Q_n(\omega) - P_2(\omega) \times T_m(\omega) = 0, \quad (4.76)$$

порядок которой по ω по крайней мере на единицу меньше порядка уравнения (4.71). Это объясняется тем, что система уравнений Кирхгофа (4.72) на порядок меньше системы уравнений (4.61) вследствие последовательного соединения индуктивностей L_1, L_2 в схеме рис.4.3, б, приводящего к уменьшению числа реактивных элементов.

Для частных предельных случаев (режимов короткого замыкания (а) и холостого хода (б)) выражения (4.74) трансформируются к виду

$$S_3(\omega) = 0 \Rightarrow M_{11}(\omega) \times M_{22}(\omega) + M_{12}(\omega) \times M_{21}(\omega) = 0, \quad (4.77)$$

$$P_2(\omega) = 0 \Rightarrow M_{12}(\omega) = 0, \quad (4.78)$$

причем характеристическое уравнение для режима холостого хода имеет одинаковую структуру как при параллельном (4.67), так и при последовательном (4.78) соединении фотопреобразователей.

В заключение сделаем несколько общих замечаний, касающихся анализа устойчивости системы «фотобатарея с параллельно-последовательным соединением фотопреобразователей – нагрузка».

1. Анализ устойчивости сводится к анализу свойств корней полиномов высокого порядка вида (4.71), (4.76), положительные действительные части которых соответствуют неустойчивым режимам, и может быть выполнен известными методами.

2. Для понижения порядка полиномов (4.71), (4.76) целесообразно использовать асимптотические методы с совместным анализом характера изменения структур исходных систем уравнений (4.61), (4.72) при их разложении по малым параметрам, обусловленным малостью емкостных и индуктивных сопротивлений фотопреобразователей по сравнению с их внутренними сопротивлениями.

3. Аналогичная рассмотренной выше схема анализа возмущений и их устойчивости может быть использована для комбинированных источников электропитания типа фотопреобразователь – электрохимический аккумулятор, фотопреобразователь – топливный элемент.

4.5.2. Динамические процессы и их устойчивость в системе «фотобатарея – активно-реактивная нагрузка»

Ниже рассмотрены вопросы динамики переходных процессов в системах с фотобатареями, включаемых прямо на активно-реактивную нагрузку, при статической модели схемы замещения фотобатареи. С другой стороны, наиболее распространенным случаем, используемым, в частности, в космической фотоэнергетике, является подключение нагрузок к фотобатареям через промежуточный преобразователь. В этом случае динамика процессов в системе «фотобатарея – нагрузка» усложняется, так как полупроводниковые преобразователи, построенные на инверторах того или иного типа, чувствительны к динамике изменения входного напряжения, в частности, к колебаниям напряжения на выходе фотоба-

тарей и, соответственно, на входе в инверторы. Отметим, что колебания напряжения на фотобатарее могут быть вызваны различными причинами: флуктуациями интенсивности солнечного излучения, деградиационными процессами и процессами развития неустойчивостей в объеме фотоэлектрических преобразователей.

Указанные выше процессы могут быть учтены введением дополнительной электродвижущей силы, пропорциональной синусоидальной функции, а емкостные токи через фотобатарею могут быть смоделированы введением дополнительной ветви, параллельной ветви с активным током фотобатареи. В соответствии со сказанным выше, рассмотрим последовательно в порядке усложнения ряд моделей систем с подключением к фотобатареям различных видов активно-реактивных нагрузок.

Рассмотрим схему, представленную на рис. 4.4

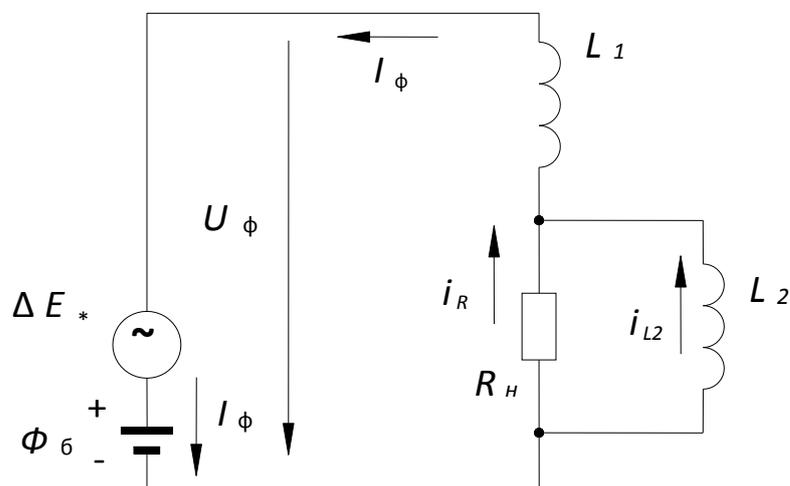


Рис. 4.4

для которой система уравнений Кирхгофа имеет вид

$$U_\phi = \frac{I_\phi - I_{кз}}{b + c} + \Delta E_*,$$

$$U_\phi = L_1 \frac{dI_\phi}{dt} + U_n,$$

$$U_n = I_R R_n, \quad U_n = L_2 \frac{dI_{L_2}}{dt},$$

$$I_\phi = I_R + I_{L_2}. \tag{4.79}$$

Здесь $I_{кз}$ – ток короткого замыкания фотобатареи на постоянном токе (при $\Delta E_* = 0$); ΔE_* – дополнительная нестационарная ЭДС гармонического типа, генерируемая фотобатареями вследствие процессов

развития внутренних неустойчивостей в фотопреобразователях, процессов старения или флуктуации солнечного излучения. Константы b, c – параметры дробно-линейной аппроксимации вольтамперной характеристики фотобатарей на постоянном токе

$$U_{\phi} = \frac{I_{\phi} - I_{кз}}{b + c (I_{\phi} - I_{кз})}, \quad b, c = const,$$

$$b = \frac{1}{f_{кз}}, \quad c = \frac{1}{U_{xx}} + \frac{1}{f_{кз} I_{кз}},$$
(4.80)

где U_{xx} – напряжение холостого хода фотобатареи на постоянном токе; $f_{кз}$ – параметр крутизны вольтамперной характеристики.

Представим далее дополнительную ЭДС ΔE_* в виде

$$\Delta E_* = \alpha U_{xx} F(t),$$
(4.81)

где α – малый безразмерный параметр, а $F(t)$ – некоторая гармоническая функция времени. Тогда решение системы уравнений (4.80) можно разыскивать в виде разложений по малому параметру α

$$U_{\phi} = U_{\phi_0} + \alpha U_{\phi_1} + o(\alpha^2) + \dots,$$

$$I_{\phi} = I_{\phi_0} + \alpha I_{\phi_1} + o(\alpha^2) + \dots,$$

$$U_{н} = U_{н_0} + \alpha U_{н_1} + o(\alpha^2) + \dots,$$

$$I_{R} = I_{R_0} + \alpha I_{R_1} + o(\alpha^2) + \dots,$$

$$I_{L2} = I_{L2_0} + \alpha I_{L2_1} + o(\alpha^2) + \dots$$
(4.82)

В линейном приближении теории возмущений система уравнений (4.79) распадается на нелинейную систему уравнений для нулевого приближения

$$U_{\phi_0} = \frac{I_{\phi_0} - I_{кз}}{b + c (I_{\phi_0} - I_{кз})},$$

$$U_{\phi_0} = L_2 \frac{dI_{\phi_0}}{dt} + U_{н_0},$$

$$U_{н_0} = I_{R_0} R_{н}, \quad U_{н_0} = L_2 \frac{dI_{L2_0}}{dt},$$

$$I_{\phi_0} = I_{R_0} + I_{L2_0}$$
(4.83)

и систему уравнений для первого приближения

$$\begin{aligned}
U_{\phi_1} &= NI_{\phi_1} + U_{xx}F(t), \quad N = \frac{b}{[b + c(I_{\phi_0} - I_{кз})]^2}, \\
U_{\phi_1} &= L_1 \frac{dI_{\phi_1}}{dt} + U_{н_1}, \\
U_{н_1} &= I_{R_1} R_n, \quad U_{н_1} = L_2 \frac{dI_{L_{01}}}{dt}, \\
I_{\phi_1} &= I_{R_1} + I_{L_1}.
\end{aligned} \tag{4.84}$$

Отметим, что для стационарных и медленно изменяющихся процессов в нулевом приближении можно использовать упрощение $N \approx const$ и считать систему (4.84) линейной. При этом функция N в предельных случаях режима холостого хода и тока короткого замыкания характеризуется следующими предельными соотношениями:

$$N = \begin{cases} bU_{xx}^2 / I_{кз}^2 & \text{при } U_{\phi_0} = U_{xx} \\ 1 / b & \text{при } I_{\phi_0} = I_{кз}. \end{cases} \tag{4.85}$$

В свою очередь, вследствие линейности системы (4.84) и гармоничности функций $F(t)$ для решения системы (4.84) можно использовать метод комплексных амплитуд, используя замену переменных

$$\begin{aligned}
F(t) &\rightarrow \dot{F} \exp(i\omega t), \quad U_{\phi_1} \rightarrow \dot{U}_{\phi_1} \exp(i\omega t), \\
I_{\phi_1} &\rightarrow \dot{I}_{\phi_1} \exp(i\omega t), \quad U_{н_1} \rightarrow \dot{U}_{н_1} \exp(i\omega t), \\
I_{R_1} &\rightarrow \dot{I}_{R_1} \exp(i\omega t), \quad I_{L_{21}} \rightarrow \dot{I}_{L_{21}} \exp(i\omega t).
\end{aligned} \tag{4.86}$$

В итоге, подставляя (4.86) в (4.84), приходим к системе алгебраических уравнений для комплексных амплитуд

$$\begin{aligned}
\dot{U}_{\phi_1} &= N\dot{I}_{\phi_1} + U_{xx}\dot{F}, \quad \dot{U}_{\phi_1} = i\omega L_1 \dot{I}_{\phi_1} + \dot{U}_{н_1}, \\
\dot{U}_{н_1} &= \dot{I}_{R_1} R_n, \quad \dot{U}_{н_1} = i\omega L_2 \dot{I}_{L_{21}}, \\
\dot{I}_{\phi_1} &= \dot{I}_{R_1} + \dot{I}_{L_{21}}.
\end{aligned} \tag{4.87}$$

Решение системы уравнений (4.87) с учетом предпочтительно последовательного соединения элементов L_1 , R_n , L_2 удобно представить в виде зависимости \dot{F} от \dot{I}_{ϕ_1}

$$\begin{aligned}
 U_{xx} \dot{F} &= A \dot{I}_{\phi_1} + iB \dot{I}_{\phi_1} , \\
 A &= \frac{R_n (\omega L_2 / R_n)^2}{1 + (\omega L_2 / R_n)^2} - N , \\
 B &= \omega L_1 + \frac{\omega L_2}{1 + (\omega L_2 / R_n)^2} ,
 \end{aligned}
 \tag{4.88}$$

из которой по известной величине \dot{F} можно определить величину \dot{I}_{ϕ_1} , а затем остальные неизвестные переменные в системе (4.87). Так, например, вектор напряжения на нагрузке \dot{U}_{n1} определяется выражением

$$\begin{aligned}
 \dot{U}_{n1} &= C \dot{I}_{\phi_1} + iD \dot{I}_{\phi_1} , \\
 C &= \frac{R_n (\omega L_2 / R_n)^2}{1 + (\omega L_2 / R_n)^2} , \quad D = \frac{\omega L_2}{1 + (\omega L_2 / R_n)^2} .
 \end{aligned}
 \tag{4.89}$$

Зависимостям (4.88), (4.89), учитывая физический смысл коэффициентов A, B, C, D , можно поставить в соответствие следующие векторные диаграммы, представленные ниже на рис. 4.5.

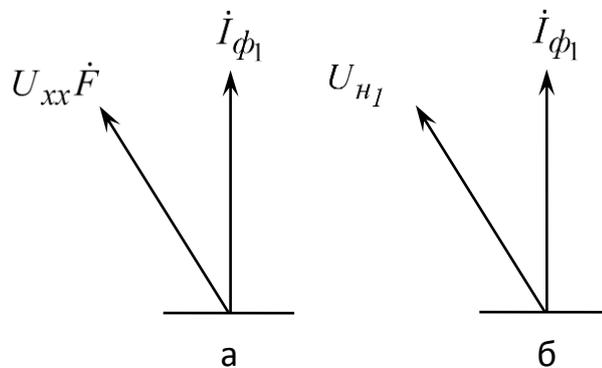


Рис. 4.5

Из выражений (4.88), (4.89) видно, что структура векторных диаграмм, представленных на рис.4.5, существенно зависит от величины частот возмущений ω и отношения индуктивного сопротивления $x_{l_2} = \omega L_2$ к активному сопротивлению нагрузки R_n .

В низкочастотном пределе $x_{l_2} / R_n \ll 1$ выражения для параметров A, B, C, D принимают вид

$$A = -N, \quad B = \omega L_1, \quad C \rightarrow 0, \quad D \rightarrow 0, \quad (4.90)$$

а в высокочастотном пределе $x_{L_2}/R_H \gg 1$

$$A = R_H - N, \quad B = L_2, \quad C \rightarrow R_H, \quad D \rightarrow 0. \quad (4.91)$$

Из выражений (4.90), (4.91) следует, что в низкочастотной области информативным параметром для определения характеристик источника ΔE_* является измерение параметров активной и реактивной составляющих тока i_ϕ , а в высокочастотной области дополнительную информацию можно получить при измерении активной составляющей напряжения нагрузки, пропорциональной параметру C .

Аналогичным образом может быть проанализирована схема, представленная на рис. 4.6, с параллельным соединением сопротивления нагрузки R_H и емкости C .

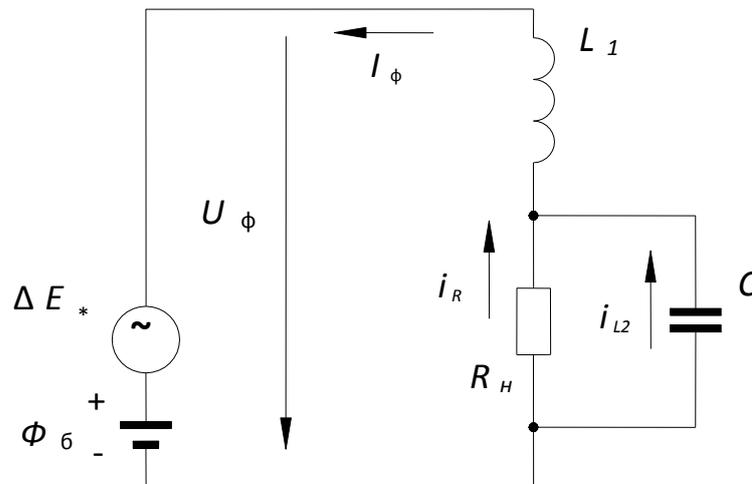


Рис. 4.6

Более широкие возможности для определения параметров $F(t)$ предоставляют схемы с последовательно-параллельным соединением индуктивности и емкости, в которых может быть реализован механизм резонанса напряжений или токов.

Рассмотрим вначале схему (рис. 4.7) с последовательным соединением сопротивления нагрузки R_H , индуктивности L и емкости C .

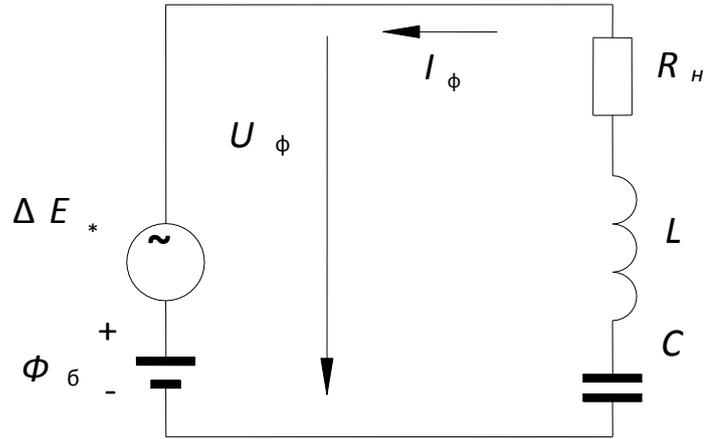


Рис. 4.7

В этом случае система уравнений Кирхгофа имеет вид

$$U_{\phi} = \frac{I_{\phi} - I_{кз}}{b + c(I_{\phi} - I_{кз})} + \Delta E_{*},$$

$$U_{\phi} = U_R + U_L + U_C,$$

$$U_R = I_R R_{н}, \quad U_L = L \frac{dI_L}{dt}, \quad I_C = C \frac{dU_C}{dt},$$

$$I_R = I_L = I_C = I_{\phi}.$$

Для комплексных амплитуд, вводимых по аналогии с (4.86), для первого приближения по параметру α приходим к следующей системе уравнений относительно переменных \dot{U}_{ϕ} , \dot{I}_{ϕ} , \dot{U}_R , \dot{U}_L , \dot{U}_C , \dot{I}_R , \dot{I}_L , \dot{I}_C .

$$\dot{U}_{\phi_1} = N\dot{I}_{\phi_1} + U_{xx}\dot{F}, \quad \dot{U}_{\phi_1} = \dot{U}_{R_1} + \dot{U}_{L_1} + \dot{U}_{C_1},$$

$$\dot{U}_{R_1} = \dot{I}_{\phi_1} R_{н}, \quad \dot{U}_{L_1} = i\omega L \dot{I}_{\phi_1}, \quad \dot{I}_{C_1} = i\omega C \dot{U}_{C_1},$$

$$I_{\phi_1} = \dot{I}_{R_1} = \dot{I}_{L_1} = \dot{I}_{C_1}.$$

(4.92)

Системе уравнений (4.92) соответствует векторная диаграмма, представленная на рис. 4.8.

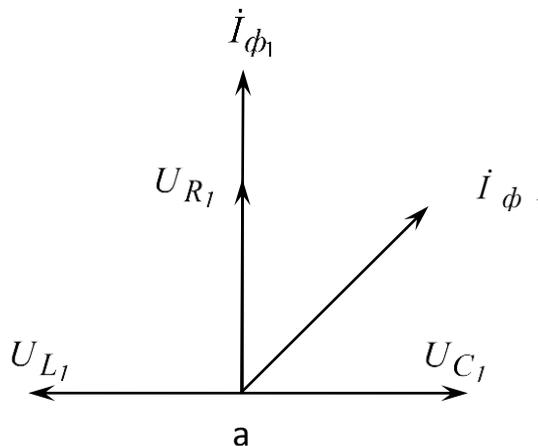


Рис. 4.8

Из рис. 4.8 видно, что минимальная величина $U_{xx}\dot{F}$ достигается при условии $|\dot{U}_L| = |\dot{U}_C|$, то есть при выполнении условия резонанса напряжений $\omega^2 = LC$, которое позволяет определить частоту возмущающего напряжения $F(t)$. При выполнении этого условия величина $U_{xx}\dot{F} = (R_n - N)\dot{I}_\phi$, что позволяет по измеренным величинам U_ϕ, I_ϕ определить амплитуду функции $F(t)$ при известных значениях U_{xx}, R_n и N .

Аналогичная по сути схема определения параметров функции F , определяющей флуктуации фотопреобразователя, может быть реализована в схеме, представленной на рис. 4.9, в которой реализуется режим резонанса токов.

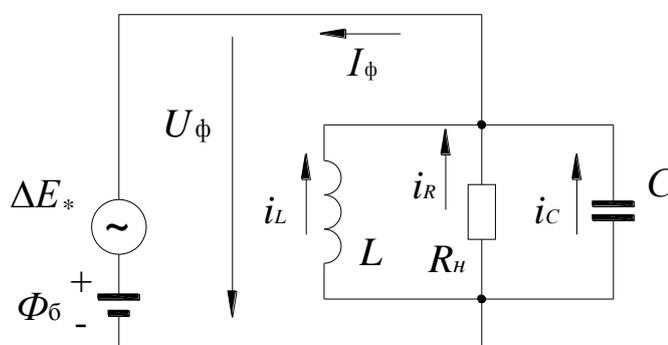


Рис. 4.9

Для схемы, представленной на рис.4.9, система уравнений Кирхгофа имеет вид

$$\begin{aligned}
 U_\phi &= \frac{I_\phi - I_{кз}}{b + c(I_\phi - I_{кз})} + \Delta E_*, \\
 U_\phi &= U_R = U_L = U_C, \\
 U_R &= I_R R_n, U_L = L \frac{dI_L}{dt}, I_C = C \frac{dU_C}{dt}, \\
 I_R + I_L + I_C &= I_\phi,
 \end{aligned} \tag{4.93}$$

из которой для комплексных амплитуд возмущений $\dot{U}_{\phi_1}, \dot{I}_{\phi_1}, \dot{U}_{R_1}, \dot{U}_{L_1}, \dot{U}_{C_1}$ вытекает следующая система уравнений:

$$\begin{aligned}
 \dot{U}_{\phi_1} &= N\dot{I}_{\phi_1} + U_{xx}\dot{F}, & \dot{U}_{\phi_1} &= \dot{U}_{R_1} = \dot{U}_{L_1} = \dot{U}_{C_1}, \\
 \dot{U}_{R_1} &= \dot{I}_{R_1} R_n, & \dot{U}_{L_1} &= i\omega L \dot{I}_{L_1}, \\
 \dot{I}_{C_1} &= i\omega C \dot{U}_{C_1}, & \dot{I}_{\phi_1} &= \dot{I}_{R_1} + \dot{I}_{L_1} + \dot{I}_{C_1}.
 \end{aligned} \tag{4.94}$$

В свою очередь, из системы (4.94) вытекает следующее соотношение между возмущениями тока фотобатареи \dot{I}_ϕ и функцией \dot{F} :

$$\begin{aligned} \dot{I}_\phi \left[(1 - N/R_n) + Ni(1/\omega L - \omega C) \right] = \\ = \left[(1/R_n) - i(1/\omega L - \omega C) \right] U_{xx} \dot{F}. \end{aligned} \quad (4.95)$$

Из (4.95) видно, что при выполнении условия резонанса токов при параллельном соединении индуктивности L и емкости C , когда выполняется условие $1/\omega L = \omega C$, функции \dot{I}_ϕ и \dot{F} совпадают по фазе. При этом частота функции F определяется из соотношения $\omega = \sqrt{1/LC}$, амплитуда функции \dot{F} определяется соответственно выражением $\dot{F} = \dot{I}_\phi (R_n - N)/U_{xx}$.

В заключение рассмотрим схему, представленную на рис. 4.10, которая описывает схему фотобатарея – двигатель постоянного тока с постоянными магнитами, в которой $r_\text{я}$ представляет собой активное сопротивление обмотки якоря, а $L_\text{я}$ – индуктивность обмотки якоря.

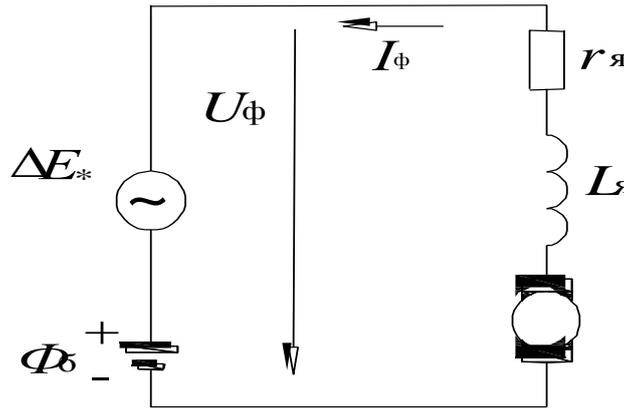


Рис. 4.10

Схеме на рис. 4.10 соответствует система уравнений Кирхгофа для электрической цепи и движения ротора двигателя

$$\begin{aligned} U_\phi &= \frac{I_\phi - I_{кз}}{b + c(I_\phi - I_{кз})} + \Delta E_* , \\ U_\phi &= E_\text{я} + I_\phi r_\text{я} + L_\text{я} \frac{dI_\phi}{dt} , \quad E_\text{я} = C_E \Omega \Phi , \\ I \frac{d\Omega}{dt} &= M_\text{э} - M_\text{м} , \quad M_\text{э} = C_m I_\phi \Phi , \\ M_\text{м} &= M_0 + k\Omega^2 , \\ r_\text{я} , L_\text{я} , \Phi , C_E , C_m , I , M_0 , k &= \text{const}. \end{aligned} \quad (4.96)$$

Здесь Ω – частота вращения ротора двигателя; I – момент инерции ротора; Φ – магнитный поток двигателя; $M_{\mathcal{E}}$, M_M – соответственно электромагнитный и механический моменты на валу двигателя; $E_{\mathcal{Я}}$ – противоЭДС якоря двигателя.

Для первого приближения по параметру из системы (4.95) получаем следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} NI_{\phi_1} + U_{xx}F(t) &= C_E \Phi \Omega_1 + I_{\phi_1} r_{\mathcal{Я}} + L_{\mathcal{Я}} \frac{dI_{\phi_1}}{dt}, \\ I \frac{d\Omega_1}{dt} &= C_m \Phi I_{\mathcal{H}_1} - 2k\Omega_0 \Omega_1, \end{aligned} \quad (4.97)$$

где Ω_0 – частота вращения ротора двигателя в нулевом приближении при $\Delta E_* = 0$.

Решение системы уравнений (4.97) в терминах комплексных амплитуд удобно представить в виде

$$\begin{aligned} \dot{I}_{\phi} &= \frac{2k\Omega_0 + i\omega I}{C_m \Phi} \dot{\Omega}_1, \\ C_m \Phi U_{xx} \dot{F} &= \left\{ \left[2k\Omega_0(r_{\mathcal{Я}} - N) + \omega^2 L_{\mathcal{Я}} I_{\mathcal{Я}} + C_E C_M \Phi \right] + i\omega \left[I(r_{\mathcal{Я}} - N) - 2k\Omega_0 L_{\mathcal{Я}} \right] \right\} \dot{\Omega}_1 \end{aligned} \quad (4.98)$$

Из выражений (4.98) можно сделать следующие выводы:

1. Вектор возмущения тока фотобатареи и собственно тока якоря опережает вектор возмущений частоты оборотов двигателя.
2. Опережение или отставание вектора возмущений числа оборотов двигателя относительно вектора \dot{F} зависит от знака комплекса $I(r_{\mathcal{Я}} - N) - 2k\Omega_0 L_{\mathcal{Я}}$, нулевое значение которого соответствует наличию резонанса.

4.5.3. Неустойчивости в системе «фотобатарея – температурно-зависимая нагрузка»

Анализ динамики процессов при совместной работе фотобатарей с различными видами нагрузок, подключаемых к фотобатарей без промежуточных преобразователей, приводит к выводу о возможности развития в таких системах неустойчивых режимов. Такая ситуация может, например, иметь место в системе "фотобатарея – электрохимический аккумулятор" (рис. 4.11).

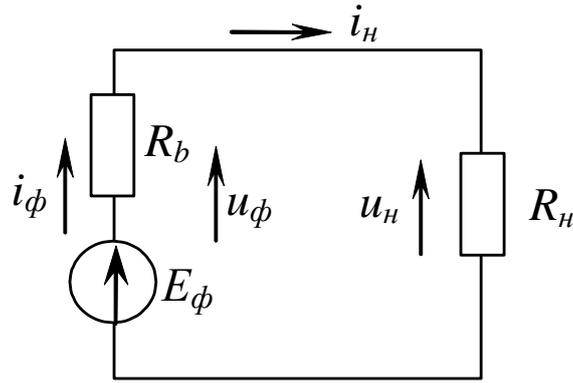


Рис. 4.11

Если в схеме системы "фотобатарея – аккумулятор" не учитываются ёмкости фотобатареи и аккумулятора, то система уравнений Кирхгофа имеет вид

$$u_\phi = u_n, \quad u_\phi = u_\phi(i_\phi), \quad u_n = i_n R_n, \quad i_\phi = i_n \quad (4.99)$$

и описывает стационарное состояние системы, где u_ϕ , u_n – напряжение на фотобатарее и соответственно на нагрузке; i_ϕ , i_n – ток фотобатареи и ток нагрузки; R_n – сопротивление нагрузки.

Так как сопротивление нагрузки R_n может зависеть от температуры T (что имеет место для электрохимических аккумуляторов различного типа), то для исследования динамики системы уравнение (4.99) необходимо дополнить уравнением теплового баланса

$$(\rho c_p)_* \frac{dT}{dt} = Q_+(T) - Q_-(T),$$

$$Q_+(T) = i_n u_n = i_\phi u_\phi. \quad (4.100)$$

Здесь T – среднеинтегральная температура электролита в аккумуляторе; $Q_+(T)$ – омическое тепловыделение в баке аккумулятора; $Q_-(T)$ – теплопотери аккумулятора; $(\rho c_p)_*$ – приведенный интегральный параметр, пропорциональный плотности и удельной теплоемкости электролита.

Представим далее функции i_ϕ , u_ϕ , T в виде

$$i_\phi = i_{\phi 0} + \delta i_\phi + 0(\delta i_\phi)^2 + \dots +,$$

$$u_\phi = u_{\phi 0} + \delta u_\phi + 0(\delta u_\phi)^2 + \dots +,$$

$$T = T_0 + \delta T + 0(\delta T)^2 + \dots +, \quad (4.101)$$

где $i_{\phi 0}$, $u_{\phi 0}$, T_0 – параметры невозмущенного состояния, а δi_ϕ , δu_ϕ , δT – малые возмущения. Тогда, используя разложения функций $u_\phi(i_\phi)$, $Q_-(T)$

$$\begin{aligned}
u_{\phi} &= u_{\phi 0} + \left. \frac{\partial u_{\phi}}{\partial i_{\phi 0}} \right| \delta i_{\phi} + 0(\delta i_{\phi})^2 + \dots, \\
u_{\phi 0} &= u_{\phi}(i_{\phi} = i_{\phi 0}), \\
\left. \frac{\partial u_{\phi}}{\partial i_{\phi 0}} \right| &= \left. \frac{\partial u_{\phi}}{\partial i_{\phi}} \right|_{(i_{\phi} = i_{\phi 0})}, \\
Q_{-}(T) &= Q_{-0} + \left. \frac{\partial Q_{-}}{\partial T_0} \right| \delta T + 0(\delta T)^2 + \dots, \\
Q_{-0} &= Q_{-}(T = T_0), \\
\left. \frac{\partial Q_{-}}{\partial T_0} \right| &= \left. \frac{\partial Q_{-}}{\partial T} \right|_{(T = T_0)},
\end{aligned} \tag{4.102}$$

получаем следующее уравнение для изменения возмущений δT во времени:

$$(\rho c)_* \frac{d(\delta T)}{dt} = A \delta T - \left. \frac{\partial Q_{-}}{\partial T_0} \right| \delta T, \tag{4.103}$$

в котором параметр A определяется соотношениями

$$\begin{aligned}
A &= \frac{[1 + R_{n0}(1/q)]}{1 - R_{n0}(1/q)} i_{n0}^2 \left. \frac{\partial R}{\partial T_0} \right| = \\
&= \frac{[1 + R_{n0}(1/q)]}{1 - R_{n0}(1/q)} i_{n0} u_{n0} \frac{1}{R_{n0}} \left. \frac{\partial R}{\partial T_0} \right| = \\
&= \frac{[1 + R_{n0}(1/q)]}{1 - R_{n0}(1/q)} u_{n0}^2 \frac{1}{R_{n0}^2} \left. \frac{\partial R}{\partial T_0} \right|.
\end{aligned} \tag{4.104}$$

Из (4.103) следует вывод о том, что частота возмущений ω , определяемая соотношением

$$\omega = \frac{A - \left. \frac{\partial Q_{-}}{\partial T_0} \right|}{(\rho c)_*}, \tag{4.105}$$

может при развитии неустойчивости принимать положительное значение только при $A > 0$, поскольку $Q_{-}(T)$ из физических соображений всегда является возрастающей функцией T .

В свою очередь, согласно (4.104), знак параметра A зависит как от режима работы аккумулятора, поскольку температурная зависимость его сопротивления может быть как возрастающей, так и

падающей, так и от режима работы фотобатареи (величины параметра $R_{n0}(1/q)$).

Рассмотрим для определенности случай $\left. \frac{\partial R}{\partial T_0} \right| > 0$. Тогда в режиме холостого хода, когда при круто падающей вольтамперной характеристике фотобатареи ($|q| \rightarrow 0$, $u_{n0} \rightarrow u_{xx}$, $i_{n0} \rightarrow 0$), пользуясь последним из выражений (4.104), для A получаем выражение $A = -\frac{u_{xx}^2}{R_{n0}^2} \left. \frac{\partial R}{\partial T_0} \right|$ (устойчивый процесс).

В режиме короткого замыкания ($|q| \rightarrow \infty$, $u_{n0} \rightarrow 0$, $i_{n0} \rightarrow i_{кз}$), пользуясь первым из соотношений (4.104), для параметра A получаем $A = +i_{кз}^2 \left. \frac{\partial R}{\partial T_0} \right|$ (неустойчивый процесс).

Наконец, в промежуточных состояниях при конечных значениях параметров i_{n0}, u_{n0} из анализа второго выражения в (4.104) приходим к выводу о том, что при $\left| \frac{R_{n0}}{(1/q)} \right| < 1$ имеет место неустойчивый процесс, а при $\left| \frac{R_{n0}}{(1/q)} \right| > 1$ – процесс устойчивый.

Естественно, что при $\left. \frac{\partial R}{\partial T_0} \right| < 0$ имеет место противоположная ситуация.

Из проведенного выше анализа можно сделать вывод о том, что при изменении режимов работы системы "фотобатарея – электрохимический аккумулятор" имеются возможности для реализации в системе неустойчивых режимов при выполнении условия $\left[1 + R_{n0}(1/q) \right] \left. \frac{\partial R}{\partial T_0} \right| > 0$. Заметим также, что это условие определяет и

характер взаимосвязей между возмущениями $\delta u_n, \delta u_\phi, \delta T, \delta P_n$

$$\begin{aligned} \delta u_n &= q \delta i_n, \quad \delta u_n = \frac{i_{n0}}{1 - R_{n0}(1/q)} \left. \frac{\partial R}{\partial T_0} \right| \delta T, \\ \delta P_n &= [1 + R_{n0}(1/q)] i_{n0} \delta u_n = \\ &= \frac{1 + R_{n0}(1/q)}{1 - R_{n0}(1/q)} i_{n0}^2 \left. \frac{\partial R}{\partial T_0} \right| \delta T, \end{aligned} \tag{4.106}$$

где δP_n – возмущения активной мощности в нагрузке, равные возмущениям активной мощности в фотобатарее. Из (4.106) видно, что возмущения активной мощности в нагрузке, равные возмущениям активной мощности в фотобатарее δP_ϕ , совпадают по знаку с возмущениями напряжения на нагрузке δu_n , равными возмущениям напряжения на фотобатарее δu_ϕ , и совпадают по знаку с возмущениями температуры нагрузки δT . Интересно при этом отметить, что, вследствие отрицательности параметра q , для падающей вольт-амперной характеристики фотобатареи положительные возмущения δi_n порождают отрицательные возмущения δu_n .

Анализ влияния последовательно и параллельно включенных индуктивностей на развитие неустойчивости. Естественно, что при развитии неустойчивости в нестационарном процессе при достаточно больших значениях ω оказывается возможным влияние индуктивности соединительных линий между источником и нагрузкой (рис. 4.12).

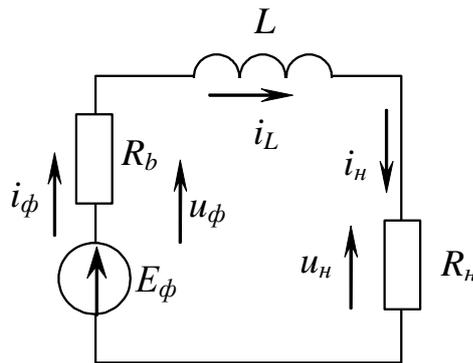


Рис. 4.12

В этом случае из системы уравнений Кирхгофа для цепи на рис. 4.12

$$\begin{aligned} u_\phi &= u_L + u_n, & u_L &= L \frac{di_L}{dt}, \\ u_n &= i_n R_n, & i_\phi &= i_L = i_n \end{aligned} \quad (4.107)$$

и уравнения (4.100) для частоты малых возмущений можно получить характеристическое уравнение, которое удобно представить в виде

$$(\rho c_p)_* \omega = A \frac{1 - [\omega L(1/q)] / [1 + R_{n0}(1/q)]}{1 - [\omega L(1/q)] / [1 - R_{n0}(1/q)]} - \frac{\partial Q}{\partial T} \Big|_0. \quad (4.108)$$

Видно, что уравнение (4.108) приводится к алгебраическому уравнению второго порядка относительно ω , корни которого могут быть комплексными, что предопределяет как возможность наличия колебательной неустойчивости, так и возможность уменьшения действительной составляющей ω , то есть повышения устойчивости системы.

В частности, при $\left. \frac{\partial Q}{\partial T} \right|_0 = 0$ структура уравнения (4.108) имеет вид

$$\begin{aligned}
 a\omega^2 + b\omega + c &= 0, \\
 a &= -(\rho c)_* L(1/q)[1 - R_{n0}(1/q)], \quad a > 0, \\
 b &= (\rho c)_* + AL(1/q)[1 + R_{n0}(1/q)], \quad c = -A.
 \end{aligned}
 \tag{4.109}$$

Необходимо также отметить, что из (4.109) можно сделать вывод о том, что наличие последовательно включенной индуктивности в схеме рис. 4.12 может приводить к уменьшению устойчивости системы.

Рассмотрим схему с параллельно включенной к нагрузке R_n индуктивностью L (рис. 4.13),

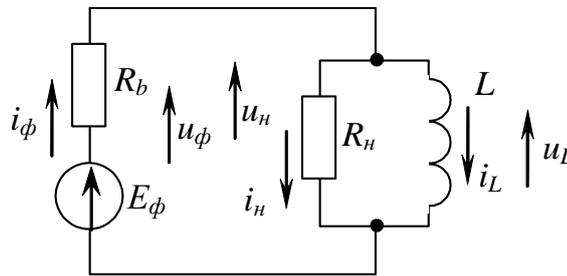


Рис. 4.13

для которой система уравнений Кирхгофа имеет вид

$$\begin{aligned}
 u_\phi &= u_L = u_n, \quad i_\phi = i_L + i_n, \\
 u_L &= L \frac{di_L}{dt}, \quad u_n = i_n R_n.
 \end{aligned}
 \tag{4.110}$$

Исходя из системы (4.110) и уравнения (4.100), для частоты малых возмущений ω можно получить уравнение

$$(\rho c_p)_* \omega = A \frac{1 - (R_{n0}/\omega L)[1 + R_{n0}(1/q)]}{1 + (R_{n0}/\omega L)[1 - R_{n0}(1/q)]} - \left. \frac{\partial Q}{\partial T} \right|_0,
 \tag{4.111}$$

которое также приводится к уравнению второго порядка относительно ω , но с отличающимися от (4.109) параметрическими значениями коэффициентов a, b, c .

Проведенный выше анализ, который может быть дополнен учетом емкостей источника и нагрузки, приводит к выводу о том, что для обеспечения устойчивости системы "фотобатарея – электрохимический аккумулятор" целесообразно использовать ступенчато-переключаемые реактивные элементы, последовательность включения которых в систему зависит от её режима работы.

4.5.4. Динамические процессы в системах «фотобатарея – электромеханическая нагрузка» на примере двигателей постоянного тока

При исследовании динамических процессов в системах фотобатарея – электромеханическая нагрузка, в частности, устойчивости и высокочастотных колебаний в системе, одной из важных характеристик является связь возмущений напряжения и тока на выходе источника питания и соответственно на входе в нагрузку. Аналогичная ситуация имеет место при отдельном или совместном электропитании электромеханических нагрузок от таких источников как аккумуляторные батареи и топливные элементы.

Одним из видов электромеханических нагрузок, достаточно часто используемым в нетрадиционной энергетике, является электропривод с двигателями постоянного тока (ДПТ). Известно, что с электродинамической точки зрения ДПТ в основном различаются по схеме организации магнитного потока возбуждения:

а. ДПТ с независимым возбуждением, например, ДПТ с постоянными магнитами (рис. 4.14, а);

б. ДПТ с обмоткой возбуждения, включаемой последовательно с обмоткой якоря (ротора) (рис. 4.14, б);

в. ДПТ с обмоткой возбуждения, включаемой параллельно или параллельно-последовательно с обмоткой якоря.

На практике выбор той или иной схемы организации магнитного потока возбуждения реализуется исходя из требований обеспечения надежности и возможностей регулирования ДПТ, что не всегда согласуется с требованиями обеспечения благоприятных динамических режимов работы системы и, в частности, обеспечения её устойчивости. Рассмотрим последовательно схемы, представленные на рис. 4.14, с точки зрения анализа малых возмущений.

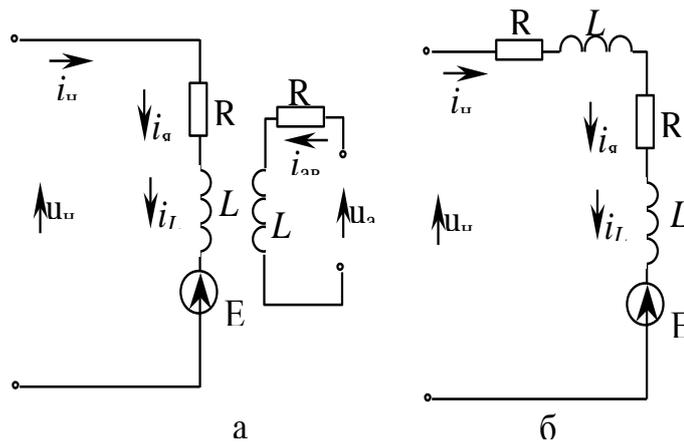


Рис. 4.14

Связь возмущений напряжения нагрузки δu_H и тока нагрузки δi_H для схемы ДПТ с независимым возбуждением. В соответствии со схемой рис. 4.14,а система уравнений Кирхгофа для этого случая имеет вид

$$\begin{aligned}
 u_H &= u_{RЯ} + u_{LЯ} + E_D, \\
 u_{RЯ} &= R_{Я} i_{Я}, \quad u_{LЯ} = L_{Я} \frac{di_{Я}}{dt}, \quad E_D = C_E n \phi_{OB}, \\
 i_H &= i_{RЯ} = i_{LЯ}, \quad C_E - const, \quad \phi_{OB} - const,
 \end{aligned} \tag{4.112}$$

где u_H, i_H - напряжение и ток нагрузки; $u_{RЯ}, u_{LЯ}$ - активное и индуктивное падение напряжения на обмотке якоря соответственно с активным сопротивлением $R_{Я}$ и индуктивностью $L_{Я}$; E_D - противоэдс ДПТ; $i_{RЯ} = i_{LЯ}$ - ток якоря; ϕ_{OB} - магнитный поток обмотки независимого возбуждения; n - число оборотов двигателя.

Для замкнутости систему (4.112) необходимо дополнить уравнением движения ротора (якоря)

$$I \frac{dn}{dt} = M_E - M_C, \quad M_E = C_M i_{Я} \phi_{OB}, \quad C_M - const, \quad M_C = M_C(n), \tag{4.113}$$

где I - приведенный момент инерции на валу якоря; M_E - электромагнитный приводной момент на валу якоря; M_C - механический момент сопротивления на валу якоря, который для многих нагрузок, например вентиляторной или насосной, зависит от числа оборотов ДПТ n .

Для получения связей между возмущениями электрических и механических параметров ДПТ в окрестности некоторого состоя-

ния, обозначаемого индексом «0», разложим функцию $M_C(n)$ в ряд Тейлора в окрестности $n = n_0$

$$M_C(n) = M_{C0} + \left. \frac{\partial M_C}{\partial n} \right|_0 \delta n + 0(\delta n)^2 + \dots,$$

$$M_{C0} = M_C(n = n_0), \left. \frac{\partial M_C}{\partial n} \right|_0 = \left. \frac{\partial M_C}{\partial n} \right|_0 (n = n_0). \quad (4.114)$$

С учетом (4.114) из (4.112), (4.113) вытекает следующая система уравнений для возмущений δ электрических и механических параметров

$$\delta u_H = \delta u_{RЯ} + \delta u_{LЯ} + \delta E_D, \delta u_{RЯ} = R_{Я} \delta i_{Я}, \delta u_{LЯ} = L_{Я} \frac{d(\delta i_{Я})}{dt},$$

$$\delta E_D = C_E \phi_{OB} \delta n, I \frac{d(\delta n)}{dt} = \delta M_E - \delta M_C, \delta M_E = C_M \phi_{OB} \delta i_{Я}, \delta M_C = \left. \frac{\partial M_C}{\partial n} \right|_0 \delta n. \quad (4.115)$$

Рассматривая далее возмущения $\delta \sim \exp(\omega t)$, где ω - частота возмущений, как это имеет место при анализе устойчивости, из (4.115) приходим к системе алгебраических уравнений вида

$$\delta u_H = (R_{Я} + \omega L_{Я}) \delta i_H + C_E \phi_{OB} \delta n, \omega I \delta n = C_M \phi_{OB} \delta i_H - \left. \frac{\partial M_C}{\partial n} \right|_0 \delta n, \quad (4.116)$$

согласно которой связь возмущений $\delta u_H, \delta i_H$ может быть представлена в форме $\delta u_H = \frac{T_2(\omega)}{Q_1(\omega)} \delta i_H$,

$$T_2(\omega) = I L_{Я} \omega^2 + (I R_{Я} + \left. \frac{\partial M_C}{\partial n} \right|_0 L_{Я}) \omega + \left. \frac{\partial M_C}{\partial n} \right|_0 R_{Я} + C_E C_M \phi_{OB}^2,$$

$$Q_1(\omega) = I \omega + \left. \frac{\partial M_C}{\partial n} \right|_0, \quad (4.117)$$

где, как очевидно, $T_2(\omega), Q_1(\omega)$ соответственно полиномы второго и первого порядка по ω .

Связь возмущений напряжения нагрузки δu_H и тока нагрузки δi_H для схемы ДПТ с последовательным возбуждением. В этом случае согласно рис. 4.14,б система уравнений Кирхгофа и движения якоря имеет вид

$$\begin{aligned}
u_H &= u_{RЯ} + u_{ROB} + u_{LЯ} + u_{LOB} + E_D, \quad u_{RЯ} = R_{Я}i_{Я}, \quad u_{ROB} = R_{OB}i_{OB}, \\
u_{LЯ} &= L_{Я} \frac{di_{Я}}{dt}, \quad u_{LOB} = \frac{d(\phi_{OB})}{dt}, \quad E_L = C_E n \phi_{OB}(i_{OB}), \quad C_E - const, \\
i_H &= i_{RЯ} = i_{LЯ} = i_{OB}, \quad I \frac{dn}{dt} = M_E - M_C, \quad M_E = C_M i_{Я} \phi_{OB}(i_{OB}), \quad M_C = M_C(n), \\
&C_M - const.
\end{aligned} \tag{4.118}$$

Система (4.118) отличается от (4.112), (4.113) тем, что в уравнениях Кирхгофа появляются дополнительные слагаемые, обусловленные активным и индуктивным падением напряжения на обмотке возбуждения, а магнитный поток возбуждения полагается зависящим от тока, равного току нагрузки.

Разлагая функцию $\phi(i_{OB})$ в ряд Тейлора в окрестности $i = i_{OB0}$

$$\begin{aligned}
\phi(i_{OB}) &= \phi_{OB0} + \left. \frac{\partial \phi}{\partial i_{OB}} \right|_0 \delta i_{OB} + 0(\delta i_{OB})^2 + \dots, \\
\phi_{OB0} &= \phi_{OB}(i_{OB} = i_{OB0}), \quad \left. \frac{\partial \phi}{\partial i_{OB}} \right|_0 = \left. \frac{\partial \phi}{\partial i_{OB}} \right|_{(i_{OB} = i_{OB0})},
\end{aligned} \tag{4.119}$$

приходим к следующей системе уравнений для возмущений

$$\begin{aligned}
\delta u_H &= \left[(R_{Я} + R_{OB} + C_E n_0 \left. \frac{\partial \phi_{OB}}{\partial i_H} \right|_0) + (L_{Я} + \left. \frac{\partial \phi_{OB}}{\partial i_H} \right|_0) \right] \omega \delta i_H + C_E \phi_{OB} \delta n, \\
\omega I \delta n &= C_m (\phi_{OB0} + i_{H0} \left. \frac{\partial \phi_{OB}}{\partial i_H} \right|_0) \delta i_H - \left. \frac{\partial M_C}{\partial n} \right|_0 \delta n.
\end{aligned} \tag{4.120}$$

В итоге связь δu_H с δi_H принимает вид

$$\begin{aligned}
\delta u_H &= \frac{T_2(\omega)}{Q_1(\omega)}, \\
T_2(\omega) &= I \left(L_{Я} + \left. \frac{\partial \phi_{OB}}{\partial i_H} \right|_0 \right) \omega^2 + \left[I (R_{Я} + R_{OB} + C_E n_0 \left. \frac{\partial \phi_{OB}}{\partial i_H} \right|_0) + \left. \frac{\partial M_C}{\partial n} \right|_0 \left(L_{Я} + \left. \frac{\partial \phi_{OB}}{\partial i_H} \right|_0 \right) \right] \omega + \\
&+ C_E C_M \phi_{OB0} \left(\phi_{OB0} + i_{H0} \left. \frac{\partial \phi_{OB}}{\partial i_H} \right|_0 \right) + \left. \frac{\partial M_C}{\partial n} \right|_0 \left(R_{Я} + R_{OB} + C_E n_0 \left. \frac{\partial \phi_{OB}}{\partial i_H} \right|_0 \right), \\
Q_1(\omega) &= I \omega + \left. \frac{\partial M_C}{\partial n} \right|_0.
\end{aligned} \tag{4.121}$$

Эквивалентные *RLC* структуры для моделирования динамики возмущений в ДПТ с независимым и последовательным возбужде-

нием. Сопоставительный анализ выражений (4.117), (4.121) показывает, что полиномы $T_2(\omega)$, $Q_1(\omega)$ имеют одинаковую структуру, причем в совокупности определяются пятью независимыми коэффициентами. Это означает, что моделирующая эквивалентная RLC структура должна быть представлена также пятью компонентами, два из которых должны быть реактивными. В качестве таковой рационально использовать структуру, представленную на рис. 4.15, для которой система уравнений Кирхгофа имеет вид

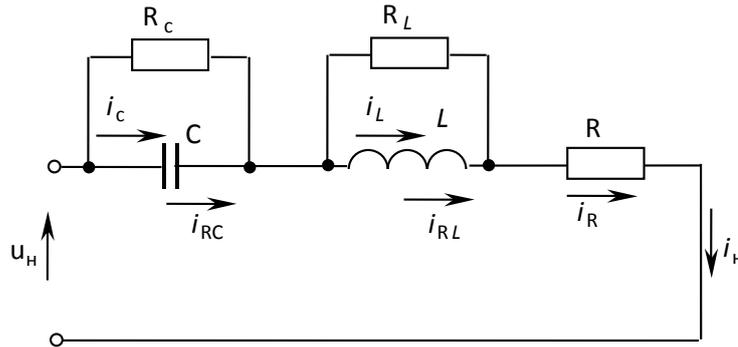


Рис. 4.15

$$\begin{aligned}
 u_H &= u_L + u_C + u_R, \quad i_H = i_L + i_{RL} = i_C + i_{RC} = i_R \\
 u_L &= L \frac{di_L}{dt}, \quad u_L = u_{RL} = R_L i_{RL}, \quad u_R = R i_R, \\
 i_C &= C \frac{du_C}{dt}, \quad u_C = u_{RC} = R_C i_{RC}.
 \end{aligned} \tag{4.122}$$

Далее из (4.122) получаем систему уравнений для возмущений

$$\begin{aligned}
 \delta u_H &= \delta u_L + \delta u_C + \delta u_R, \quad \delta i_H = \delta i_L + \delta i_{RL} = \delta i_C + \delta i_{RC} = \delta i_R, \\
 \delta u_L &= \omega L \delta i_L, \quad \delta u_L = \delta u_{RL} = R_L \delta i_{RL}, \quad \delta u_R = R \delta i_R, \\
 \delta i_C &= \omega C \delta u_C, \quad \delta u_C = \delta u_{RC} = R_C \delta i_{RC}
 \end{aligned} \tag{4.123}$$

и затем уравнение связи δu_H с δi_H

$$\begin{aligned}
 \delta u_H &= \frac{T_2(\omega)}{Q_2(\omega)} \delta i_H, \\
 T_2(\omega) &= LC \left(1 + \frac{R}{R_L}\right) \omega^2 + \left(\frac{L}{R_L} + \frac{L}{R_C} + \frac{RL}{R_L R_C} + RC\right) \omega + 1 + \frac{R}{R_C}, \\
 Q_2(\omega) &= \frac{LC}{R_L} \omega^2 + \left(\frac{L}{R_L R_C} + C\right) \omega + \frac{1}{R_C}.
 \end{aligned} \tag{4.124}$$

Из (4.124) видно, что для приведения структуры (4.124) к виду (4.117), (4.121) необходимо понизить степень полинома $Q_2(\omega)$ на единицу при сохранении второго порядка полинома $T_2(\omega)$. Такая операция может быть реализована в предельном переходе $R_L \rightarrow \infty$, то есть при разрыве цепи сопротивления R_L . В этом случае полиномы $T_2(\omega)$, $Q_2(\omega)$ трансформируются к виду

$$\begin{aligned} T_2(\omega) &= LC\omega^2 + \left(\frac{L}{R_C} + RC\right)\omega + 1 + \frac{R}{R_C}, \\ Q_2(\omega) \Rightarrow Q_1(\omega) &= C\omega + \frac{1}{R_C}. \end{aligned} \quad (4.125)$$

Необходимо однако отметить, что при $R_L \rightarrow \infty$ число независимых элементов в схеме рис. 4.15 уменьшается на единицу, и поэтому связь между δu_H и δi_H (4.124) с учетом (4.125) целесообразно представить в виде

$$\begin{aligned} \delta u_H &= \frac{T_2(\omega)}{Q_1(\omega)} \delta i_H, \\ T_2(\omega) &= L\omega^2 + \left(\frac{L}{R_C} + R\right)\omega + \frac{1 + R/R_C}{C}, \\ Q_1(\omega) &= \omega + \frac{1}{R_C C}. \end{aligned} \quad (4.126)$$

К аналогичному (4.126) виду необходимо также привести связь между δu_H и δi_H для ДПТ. Поскольку выражения (4.117), (4.121) имеют одинаковую структуру коэффициентов, то приведем только выражение, вытекающее из (4.117)

$$\begin{aligned} \delta u_H &= \frac{T_2(\omega)}{Q_1(\omega)} \delta i_H, \\ T_2(\omega) &= L_{Я}\omega^2 + \left(R_{Я} + \frac{\frac{\partial M_C}{\partial n} \Big|_0 L_{Я}}{I}\right)\omega + \frac{C_E C_M \phi_{OB}^2 + \frac{\partial M_C}{\partial n} \Big|_0 R_{Я}}{I}, \\ Q_1(\omega) &= \omega + \frac{\frac{\partial M_C}{\partial n} \Big|_0}{I}. \end{aligned} \quad (4.127)$$

Из сопоставления (4.127) с (4.126) видно, что в схеме ДПТ число независимых физических параметров

$(R_{Я}, L_{Я}, I, C_E, C_M, \phi_{OB}, \left. \frac{\partial M_C}{\partial n} \right|_0)$ превышает число независимых физических параметров в эквивалентной моделирующей RLC-схеме (R, R_C, L, C) . Однако при известных значениях параметров ДПТ всегда можно выбрать такие значения R, R_C, L, C , при которых коэффициенты полиномов в (4.126) и (4.127) будут одинаковыми. В частности, в том предельном случае, когда в системе ДПТ не учитывается зависимость момента сопротивления M_C от числа оборотов ДПТ n и зависимость (4.127) принимает вид

$$\delta u_H = \frac{T_2(\omega)}{Q_1(\omega)} \delta i_H,$$

$$T_2(\omega) = L_{Я} \omega^2 + R_{Я} \omega + \frac{C_E C_M \phi_{OB}^2}{I},$$

$$Q_1 = \omega,$$
(4.128)

система (4.126) может моделировать систему (4.128) при условии $R_C \rightarrow \infty$, то есть при разрыве цепи сопротивления R_C . При этом (4.126) принимает вид

$$\delta u_H = \frac{T_2(\omega)}{Q_1(\omega)} \delta i_H,$$

$$T_2(\omega) = L \omega^2 + R \omega + \frac{1}{C}, \quad Q_1(\omega) = \omega.$$
(4.129)

Как видно из схемы, представленной на рис.4.16,

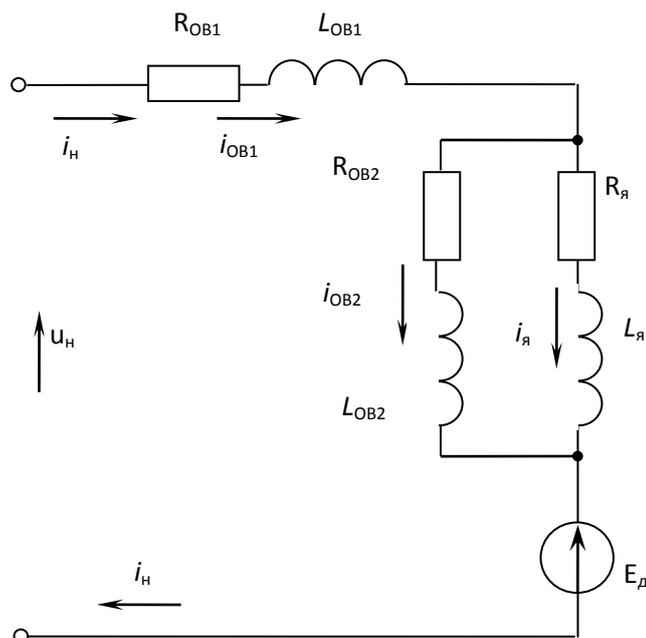


Рис. 4.16

схема с параллельным возбуждением является частным случаем схемы со смешанным возбуждением (при $R_{OB1}=0, L_{OB1}=0$). Для схемы, представленной на рис. 4.16 справедливы следующие уравнения, вытекающие из законов Кирхгофа

$$\begin{aligned}
 u_H &= u_{ROB1} + u_{LOB1} + u_{RЯ} + u_{LЯ} + E_D, \quad u_{RЯ} + u_{LЯ} = u_{ROB2} + u_{LOB2}, \\
 u_{ROB1} &= R_{OB1}i_H, \quad u_{LOB1} = L_{OB1} \frac{di_H}{dt}, \quad u_{RЯ} = R_Яi_Я, \quad u_{LЯ} = L_Я \frac{di_Я}{dt}, \\
 u_{ROB2} &= R_{OB2}i_{OB2}, \quad u_{LOB2} = L_{OB2} \frac{di_{OB2}}{dt}, \\
 E_D &= C_E n \phi_{OB1+2}, \quad i_H = i_Я + i_{OB2}
 \end{aligned} \tag{4.130}$$

и уравнение для числа оборотов двигателя

$$I \frac{dn}{dt} = M_E - M_C, \quad M_E = C_m i_Я \phi_{OB1+2}, \quad M_C = M_C(n). \tag{4.131}$$

Отметив, что в (4.130), (4.131) не учитывается для простоты зависимость тока магнитного возбуждения от токов ($\phi_{OB1+2} - const$), из (4.130), (4.131) приходим к следующей системе уравнений для малых возмущений

$$\begin{aligned}
 \delta u_H &= \delta u_{ROB1} + \delta u_{LOB1} + \delta u_{RЯ} + \delta u_{LЯ} + \delta E_D, \quad \delta u_{RЯ} + \delta u_{LЯ} = \delta u_{ROB2} + \delta u_{LOB2}, \\
 \delta u_{ROB1} &= R_{OB1} \delta i_H, \quad \delta u_{LOB1} = \omega L_{OB1} \delta i_H, \quad \delta u_{RЯ} = R_Я \delta i_Я, \quad \delta u_{LЯ} = \omega L_Я \delta i_Я, \\
 \delta u_{ROB2} &= R_{OB2} \delta i_{OB2}, \quad \delta u_{LOB2} = \omega L_{OB2} \delta i_{OB2}, \quad \delta E_D = C_E \phi_{OB1+2} \delta n, \quad \delta i_H = \delta i_Я + \delta i_{OB2}, \\
 \omega I \delta n &= \delta M_E - \delta M_C, \quad \delta M_E = C_m \phi_{OB1+2} \delta i_Я, \quad \delta M_C = \left. \frac{\partial M_C}{\partial n} \right|_0 \delta n,
 \end{aligned} \tag{4.132}$$

из которой вытекает следующая связь между δu_H и δi_H

$$\begin{aligned}
\delta u_H &= \frac{T_3(\omega)}{Q_2(\omega)} \delta i_H, \\
T_3(\omega) &= a_3 \omega^3 + a_2 \omega^2 + a_1 \omega + a_0, \quad Q_2(\omega) = b_2 \omega^2 + b_1 \omega + b_0, \\
a_3 &= I[L_{OB1}(L_{Я} + L_{OB2}) + L_{Я}L_{OB2}], \\
a_2 &= I[L_{OB1}(R_{Я} + R_{OB2}) + (L_{Я} + L_{OB2})R_{OB1} + (L_{Я}R_{OB2} + L_{OB2}R_{Я})] + \\
&\quad + \frac{\partial M_C}{\partial n} \Big|_0 [L_{OB1}(L_{Я} + L_{OB2}) + L_{Я}L_{OB2}], \\
a_1 &= I[R_{OB1}(R_{Я} + R_{OB2}) + R_{Я}R_{OB2}] + \frac{\partial M_C}{\partial n} \Big|_0 [L_{OB1}(R_{Я} + R_{OB2}) + (L_{Я} + L_{OB2})R_{OB1} + \\
&\quad + (L_{Я}R_{OB2} + L_{OB2}R_{Я})] + C_E C_M \phi_{OB1+2}^2 L_{OB2}, \\
a_0 &= C_E C_M \phi_{OB1+2}^2 R_{OB2} + \frac{\partial M_C}{\partial n} \Big|_0 [R_{OB1}(R_{Я} + R_{OB2}) + R_{Я}R_{OB2}], \\
b_2 &= I(L_{Я} + L_{OB2}), \quad b_1 = I(R_{Я} + R_{OB2}) + \frac{\partial M_C}{\partial n} \Big|_0 (L_{Я} + L_{OB2}), \\
b_0 &= \frac{\partial M_C}{\partial n} \Big|_0 (R_{Я} + R_{OB2}).
\end{aligned} \tag{4.133}$$

Из (4.133) видно, что даже при независимости момента сопротивления от частоты оборотов двигателя ($\frac{\partial M_C}{\partial n} \Big|_0 = 0$), когда $b_0 = 0$, структура моделирующей LRC - цепи должна содержать, по крайней мере, три независимых реактивных элемента.

В заключение можно сделать следующие замечания:

1. Для схем ДПТ с независимым или последовательным возбуждением RLC -цепь, моделирующая связь возмущений напряжения и тока, нагрузка должна иметь два независимых реактивных элемента.

2. Для схем ДПТ со смешанным или параллельным возбуждением, характеризующихся большей надежностью и возможностью регулирования, моделирующая RLC -цепь должна иметь три независимых реактивных элемента.

3. Неучет зависимости момента сопротивления от числа оборотов приводит к необходимости разрыва цепи отдельных реактивных сопротивлений.

1. Проанализирована, в рамках теории малых возмущений, устойчивость распределения напряжений и токов в системе параллельно-последовательно связанных фотоэлектрических преобразователей с нелинейной вольтамперной характеристикой. Установлено, что порядок характеристического полинома для частоты возмущений зависит от числа реактивных элементов в соответствующих схемах замещения, в связи с чем, для понижения порядка характеристического полинома предложено использовать метод разложения по малому параметру с учетом малости емкостных и индуктивных сопротивлений по сравнению с активными сопротивлениями.

2. Рассмотрены особенности динамики системы "фотобатарея – активно-реактивная нагрузка", которые включают случаи активно-индуктивной нагрузки, а также активно-емкостной нагрузки, а также нагрузки, представленной двигателем постоянного тока, а также противоэдс двигателя постоянного тока. При этом флуктуации напряжения на фотобатарею моделировались фиктивной эдс синусоидального типа, что позволило для исследования динамических процессов использовать метод комплексных амплитуд и выявить фазовые соотношения между напряжениями и токами системы.

3. Проанализированы возможности развития неустойчивостей в системе "фотобатарея – температурозависимая нагрузка", характерным примером которой является электрохимический аккумулятор энергии. В результате анализа схем с различными индуктивными элементами рекомендовано для обеспечения устойчивости системы использовать ступенчато-переключаемые элементы, в том числе ВАХ батареи.

4. Разработана методика эквивалентирования нагрузки фотобатарей, представленной двигателями постоянного тока с различными схемами возбуждения, эквивалентными RLC контурами, что позволяет существенно упростить анализ устойчивости систем "фотобатарея – электромеханическая нагрузка". Показано, что связь возмущений напряжения и тока нагрузки в виде двигателей постоянного тока определяется отношением полиномов по частоте, структура коэффициентов которых зависит от вида схем возбуждения. Такое представление возмущений параметров нагрузки даёт возможность при заданной структуре первичных источников энергии (фотобатарей или электрохимических аккумуляторов) упро-

стит анализ устойчивости системы в целом, в частности, определить порядок характеристического полинома и число его корней.

4.6. Анализ работы фотопреобразователей – солнечных батарей на нагрузку при наличии возмущений и неустойчивостей

При работе фотоэлектрических преобразователей – солнечных батарей, являющихся составной частью солнечных электростанций (СЭС), в режиме генерации электрической энергии в промышленную сеть, составляющие СЭС солнечные батареи, включают параллельно или последовательно в зависимости от того, какое значение тока или напряжения необходимо получить. Солнечные батареи (СБ) представляют собой генераторы постоянного тока. Вырабатываемая ими энергия постоянного тока подается на преобразователи постоянного тока в переменный – инверторы, которые на данном этапе можно характеризовать нагрузками солнечных батарей.

Солнечные батареи, имеющие по техническим данным одинаковые данные, соединяются параллельно и последовательно.

При параллельной работе генераторов необходимо соблюдение следующих условий;

а) при включении СБ на параллельную работу с другими не должно возникать значительных толчков тока, способных вызвать нарушения в работе потребителей;

б) СБ должны нагружаться, по возможности, равномерно, пропорционально их номинальной мощности.

При нарушении постоянного условия полное использование мощности всех СБ невозможно: когда одна СБ нагружается полностью, другие недогружены, а дальнейшее увеличение общей нагрузки невозможно, так как отдельные СБ будут перегружаться. Кроме того, при равномерной нагрузке СБ суммарные потери всех СБ могут быть больше, а общий к.п.д. – меньше, чем при равномерной нагрузке.

На рисунке 4.17 приведена эквивалентная схема замещения фотоэлемента, на рисунке 4.18 – вольтамперная характеристика солнечного фотоэлемента (СЭ).

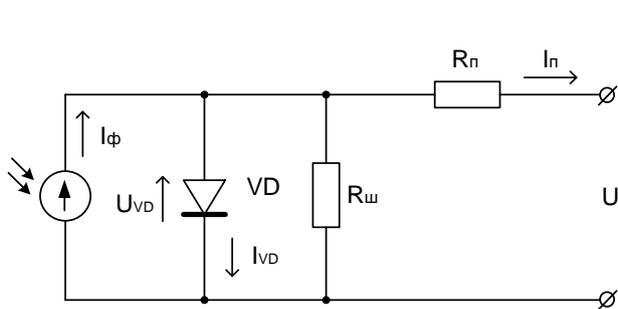


Рис. 4.17. Эквивалентная схема СЭ

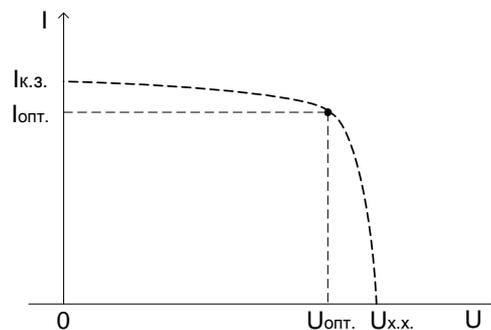


Рис. 4.18. Вольтамперная

Запишем значения напряжений и токов СБ, состоящего из СЭ

$$U_{СБ} = E - I_{\phi} \cdot R_{\mathcal{E}}, \quad (4.134)$$

где $E = U_{x.x.}$

$$I_n = I_{\phi} - I_{o.n} \left[e^{\frac{e(U + I_n \cdot R_n)}{AkT}} - 1 \right] - \frac{U}{R_{ш}}, \quad (4.135)$$

Здесь $A = l \div 5$;

$I_{o.n}$ – обратный ток насыщения;

I_{ϕ} – фототок;

R_n – последовательное сопротивление СЭ;

$R_{ш}$ – шунтовое сопротивление СЭ;

$U + I_n \cdot R_n$ – диодное напряжение, падающее на самом СЭ.

При работе СЭ на внешнюю нагрузку

$$U + I_n \cdot R_n > U_{вых.} \quad \text{и} \quad U_n = I_n \cdot R_{внешн. нагр.}$$

Для обеспечения требуемого напряжения на нагрузки СБ включаются последовательно, которые образуют сборку (рис. 4.19). При построении солнечной электростанции (СЭС) включено n -сборок. Для получения необходимой мощности эти сборки соединяются последовательно, чтоб получить мощность сборки $P_{сборки}$.

$$P_{сборки} = U_{СБ сборки} \cdot I_{СБ сборки}$$

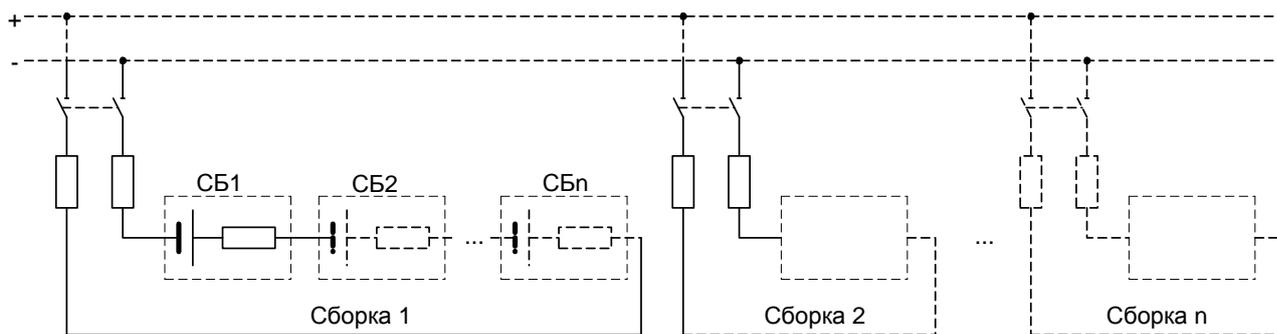


Рис. 4.19. Схема параллельного включения сборок солнечных батарей на нагрузку в СЭС.

Напряжение на выходе сборки

$$U_{CB} = U_{CB1} + U_{CB2} + \dots + U_{CBn} = (E_1 + E_2 + \dots + E_n) - (I_{H1} \cdot R_{Э1} + I_{H2} \cdot R_{Э2} + \dots + I_{Hn} \cdot R_{Эn}) \quad (4.136)$$

Таким образом, для всей системы, являющейся нагрузкой сборки СБ, питающей инвертор, напряжение постоянного тока определяется выражением

$$U_{CB} = \sum_{i=1}^k U_{CBi} - \sum_{i=1}^k I_{Hi} \cdot R_{Эi} \quad (4.137)$$

В данном выражении величина U_{CB} , даже при небольшом отличии величин U_{CB1} , U_{CB2} , ..., U_{CBn} суммарное значение для однотипных СБ не изменяется в широких пределах. Вторая составляющая $\sum_{i=1}^k I_{Hi} \cdot R_{Эi}$ может иметь некоторые отличия технических параметров – сопротивлений, емкостей, индуктивностей и вентилей, входящих в СЭ. Эта величина может иметь как составляющую, изменяющуюся с некоторой частотой, причем частота для каждого СЭ может быть также переменной.

$$U_{вых.СЭ} = U + j\omega U, \quad (4.138)$$

Наличие переменных составляющих может приводить к возникновению модулированных колебаний в шинах, поступающих на вход инвертора

$$R_{Э} = \frac{R_{VD} \cdot R_{III}}{R_{VD} + R_{III}} + R_{II} = \frac{R_{VD} \cdot R_{III} + R_{VD} \cdot R_{II} + R_{III} \cdot R_{II}}{R_{VD} + R_{III}}, \quad (4.139)$$

При работе СБ всегда возникают определенные возмущения режима работы (кратковременные колебания напряжения сети, кратковременные изменения выходных параметров СБ из-за изменения потока солнечной энергии и т.д.). Такие возмущения чаще всего бывают небольшими и кратковременными, однако, при этом происхо-

дят хотя и небольшие и кратковременные нарушения установившегося режима.

Для последовательного соединения полупроводниковых фотопреобразователей в группу эквивалентная схема может быть представлена в виде

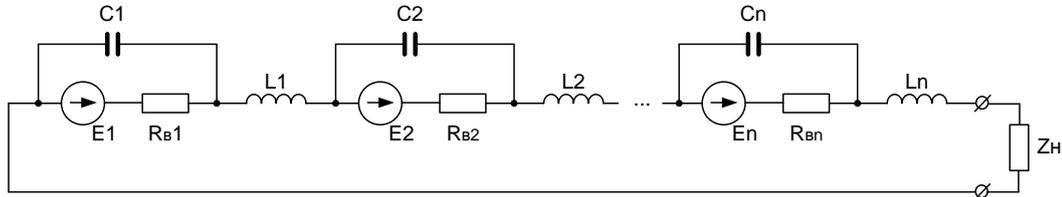


Рис. 4.20. Эквивалентная схема замещения группы последовательно соединенных фотопреобразователей

Рассмотрим процессы развития неустойчивостей, возникающих в преобразователях, для анализа пробойных ситуаций и надежности системы электропитания в целом.

Малые возмущения и характеристическое уравнение для частоты возмущений в группе последовательно соединенных фотопреобразователей (рис. 4.20) получим при рассмотрении системы уравнений, составленных на основе законов Кирхгофа.

$$\begin{aligned}
 U_{C1} &= U_{\Phi 1}; \quad U_{C2} = U_{\Phi 2}; \quad \dots \quad U_{Cn} = U_{\Phi n}; \\
 U_{\Phi 1} + U_{L1} &= U_{H1}; \quad U_{\Phi 2} + U_{L2} = U_{H2}; \\
 &\dots \quad U_{\Phi n} + U_{Ln} = U_{Hn}; \\
 U_{H1} + U_{H2} + \dots + U_{Hn} &= U_H \\
 i_{C1} + i_{\Phi 1} = i_{L1} = i_H; \quad i_{C2} + i_{\Phi 2} = i_{L2} = i_H; \quad \dots \quad i_{Cn} + i_{\Phi n} = i_{Ln} = i_H & \quad (4.140) \\
 U_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = L_1 \frac{di_H}{dt}; \quad U_{L2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = L_2 \frac{di_H}{dt}; \quad \dots; \quad U_{Ln} = L_n \frac{di_{Ln}}{dt}; \\
 i_{C1} = C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = C_1 \frac{dU_{H1}}{dt}; \quad i_{C2} = C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = C_2 \frac{dU_{H2}}{dt}; \\
 i_{Cn} = C_n \frac{dU_{Cn}}{dt} = C_n \frac{dU_{Hn}}{dt}
 \end{aligned}$$

В соответствии с системой уравнений (4.140) возмущения $\delta U_{H1}; \delta U_{H2}; \dots; \delta U_{Hn}; \delta U_H; \delta i_H$ связаны соотношениями

$$\begin{aligned}
 \delta U_{H1} &= \frac{M_{12}}{M_{11}} \delta i_H; \quad \delta U_{H2} = \frac{M_{22}}{M_{21}} \delta i_H; \quad \delta U_{Hn} = \frac{M_{n2}}{M_{n1}} \delta i_H \\
 \delta U_{H1} + \delta U_{H2} + \dots + \delta U_{Hn} &= \delta i_H,
 \end{aligned} \quad (4.141)$$

где номиналы $M_{11}(\omega)$, $M_{12}(\omega)$, ..., $M_{1n}(\omega)$, $M_{21}(\omega)$, $M_{22}(\omega)$, ..., $M_{2n}(\omega)$ могут быть определены с помощью следующих выражений, которые позволяют произвести анализ связи малых возмущений переменных δ , пропорциональных $\exp(\omega t)$, где t – время, а ω – частота

возмущений. С учетом вышеизложенного приходим к следующей системе уравнений:

$$\begin{aligned} \delta U_H &= \frac{M_{12}(\omega)}{M_{11}(\omega)} \delta i_{L1}; \delta U_H = \frac{M_{22}(\omega)}{M_{21}(\omega)} \delta i_{L2}; \dots; \delta U_H = \frac{M_{2n}(\omega)}{M_{1n}(\omega)} \delta i_{Ln} \\ M_{11}(\omega) &= 1 + q_1 c_1 \omega; M_{12}(\omega) = q_1 (1 + L_1 c_1 \omega^2); \\ M_{21}(\omega) &= 1 + q_2 c_2 \omega; M_{22}(\omega) = q_2 (1 + L_2 c_2 \omega^2); \\ M_{1n}(\omega) &= 1 + q_n c_n \omega; M_{2n}(\omega) = q_n (1 + L_n c_n \omega^2); \\ q_1 &= \frac{\epsilon_1}{(1 - C_1 U_{\phi 10})^2}; q_2 = \frac{\epsilon_2}{(1 - C_2 U_{\phi 20})^2}; \dots; q_n = \frac{\epsilon_n}{(1 - C_n U_{\phi n0})^2}; \\ q_1 &< 0; q_2 < 0; \dots; q_n < 0, \end{aligned} \quad (4.142)$$

где индексом «0» в $U_{\phi 10}, U_{\phi 20}, \dots, U_{\phi n0}$, обозначены параметры некоторого начального или промежуточного состояния; в $M_{11}, M_{12}, \dots, M_{1n}, M_{21}, M_{22}, M_{2n}$ первый индекс указывает на номер фотопреобразователя, а второй – на порядок полинома по ω .

После исключения из (4.142) промежуточных переменных $\delta i_{L1}, \delta i_{L2}, \dots, \delta i_{Ln}$ приходим к следующей связи между возмущениями напряжения на нагрузке δU_H и тока нагрузки δi_H со стороны источника

$$\delta U_H = \frac{P_4(\omega)}{S_3(\omega)} \delta i_H; P_4(\omega) = M_{12}(\omega) \cdot M_{22}(\omega) \cdot \dots \cdot M_{2n}(\omega),$$

$$S_3(\omega) = M_{11}(\omega) \cdot M_{21}(\omega) \cdot \dots \cdot M_{1n}(\omega) + M_{12}(\omega) \cdot M_{22}(\omega) \cdot \dots \cdot M_{2n}(\omega), \quad (4.143)$$

где $P_4(\omega)$ - полином четвертого порядка по ω , равный произведению полиномов второго порядка по ω , $S_3(\omega)$ - полином третьего порядка по ω .

В случае одинаковых характеристик фотопреобразователей $M_{11} = M_{12} = \dots = M_{1n}; M_{21} = M_{22} = \dots = M_{2n}$ выражения формулы (4.143) упрощаются с понижением порядка полиномов $P_4(\omega), S_3(\omega)$ и принимают вид

$$\delta U_H = \frac{P_2(\omega)}{2S_1(\omega)} \delta i_H; P_2(\omega) = M_{12}(\omega), S_1(\omega) = M_{11}(\omega), \quad (4.144)$$

где $P_2(\omega)$ - полином второго порядка по ω , $S_1(\omega)$ - полином первого порядка по ω .

Приведенные выражения (4.144) могут быть использованы непосредственно для анализа в двух предельных случаях, соответствующих тем ситуациям, когда процессы в источнике питания не взаимосвязаны с процессами в нагрузке: а – режим короткого замыкания, б – режим холостого хода.

Когда выполняется условие $\delta U_H = 0$, режим короткого замыкания, должны выполняться условия

$$P_4(\omega) = 0 \Rightarrow M_{12}(\omega) \cdot M_{22}(\omega) \cdot \dots \cdot M_{2n}(\omega) = 0, \quad (4.145)$$

для фотопреобразователей с различными характеристиками и

$$P_2(\omega) = 0 \Rightarrow M_{12}(\omega) = 0 \quad (4.146)$$

В случае холостого хода, когда выполняется условие $\delta i_H = 0$, характеристические уравнения для частоты возмущений ω принимают вид

$$S_3(\omega) = 0 \Rightarrow M_{11}(\omega) \cdot M_{22}(\omega) \cdot \dots \cdot M_{nn}(\omega) + M_{12}(\omega) \cdot M_{21}(\omega) \cdot \dots \cdot M_{n1}(\omega) = 0 \quad (4.147)$$

для случая фотопреобразователей с различными характеристиками и

$$S_2(\omega) = 0 \Rightarrow M_{11}(\omega) = 0 \quad (4.148)$$

для случая фотопреобразователей с одинаковыми характеристиками.

В общем случае для получения характеристического уравнения для ω , необходимого для анализа устойчивости системы, необходимо уравнение (4.143) замкнуть связью между возмущениями напряжения на нагрузке δU_H и током нагрузки δi_H , которую для большого диапазона нагрузок можно представить в виде отношения двух полиномов T_m , Q_n соответственно порядка m , n

$$\delta U_H = \frac{T_m}{Q_n} \delta i_H, \quad (4.149)$$

исключая из (4.143), (4.149) δU_H или δi_H приходим к характеристическому уравнению вида

$$P_4(\omega) \cdot Q_n(\omega) - S_3(\omega) \cdot T_m(\omega) = 0, \quad (4.150)$$

порядок которого, а, следовательно, и число независимых корней определяются максимальными значениями $m+3$, $n+4$.

Из выражения (4.143) окончательно приходим к следующей связи между возмущениями напряжения нагрузки δU_H и тока нагрузки δi_H со стороны источника питания

$$\delta U_H = \frac{S_3(\omega)}{P_2(\omega)} \delta i_H; P_2(\omega) = M_{11}(\omega) \cdot M_{21}(\omega) \cdot \dots \cdot M_{n1}(\omega), \quad (4.151)$$

Для идентичных фотопреобразователей (4.151) преобразуется к виду

$$\delta U_H = \frac{2M_{12}(\omega)}{M_{11}(\omega)} \delta i_H, \quad (4.152)$$

что коррелирует с выражением (4.144) с точностью до коэффициента.

В общем случае при соединении последовательной группы фотопреобразователей с нагрузкой, для которой выполняется соотношение (4.151), характеристическое уравнение для частоты возмущений ω имеет структуру

$$S_1(\omega) \cdot Q_n(\omega) - P_2(\omega) \cdot T_m(\omega) = 0, \quad (4.153)$$

порядок которой по ω , по крайней мере, на единицу меньше порядка уравнения (4.150). Это объясняется тем, что система уравнений Кирхгофа (4.140) вследствие последовательного соединения индуктивностей L_1, L_2, \dots, L_n в схеме (рис.4.20), приводящего к уменьшению числа реактивных элементов.

Для частных предельных случаев (режимов короткого замыкания –(а) и холостого хода – (б)) выражение (4.151) трансформируется к виду

$$\begin{aligned} S_3(\omega) = 0 &\Rightarrow M_{11}(\omega) \cdot M_{22}(\omega) \cdot \dots \cdot M_{mm}(\omega) + M_{12}(\omega) \cdot M_{21}(\omega) = 0 \\ P_2(\omega) = 0 &\Rightarrow M_{12}(\omega) = 0, \end{aligned} \quad (4.154)$$

причем характеристическое уравнение для режима холостого хода имеет одинаковую структуру как при параллельном, так и при последовательном (4.154) соединении фотопреобразователей.

В заключение сделаем несколько общих замечаний, касающихся анализа устойчивости системы «фотобатарея с параллельно-последовательным соединением фотопреобразователей – нагрузка».

Анализ устойчивости сводится к анализу свойств корней полиномов высокого порядка вида (4.150), (4.151), положительные действительные части которых соответствуют неустойчивым режимам, и может быть выполнен известными методами.

Для понижения порядка полиномов (4.150), (4.151) целесообразно использовать асимптотические методы с совместным анализом характера изменения структур исходных систем уравнений (4.140) при их разложении по малым параметрам, обусловленным малостью емкостных и индуктивных сопротивлений фотопреобразователей по сравнению с их внутренними сопротивлениями.

Аналогичная рассмотренной выше, схема анализа возмущений и их устойчивости может быть использована для комбинированных источников электропитания типа «фотопреобразователь – электрический аккумулятор», «фотопреобразователь – топливный элемент».

Глава 5.

КАЧЕСТВО ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ, ГЕНЕРИРУЕМОЙ СОЛНЕЧНОЙ ЭЛЕКТРОСТАНЦИЕЙ В ЭНЕРГОСИСТЕМУ

В связи с дефицитом электроэнергии в Республике Крым (РК) и благоприятными климатическими условиями за 2011 год в Крыму введено в эксплуатацию несколько солнечных электростанций, генерирующих электроэнергию в общую энергосистему. Суммарная мощность введенных в эксплуатацию генерирующих солнечных электростанций достигает 350 МВт. Солнечная электростанция содержит солнечные батареи, преобразующие энергию солнечного излучения в постоянный ток, линий передачи энергии постоянного тока в преобразовательные устройства, которые преобразуют энергию постоянного тока в энергию переменного трехфазного тока промышленной частоты и через трансформаторы генерируется в единую энергосистему.

Для анализа качества электрической энергии, генерируемой солнечной электростанцией установленной мощностью 7,5 МВт (рис.5.1) сняты осциллограммы токов и напряжений трехфазного тока (рис. 5.2), построена векторная диаграмма токов и напряжений (рис. 5.3).

Из осциллограмм токов и напряжений (рис. 5.2) видно, что они отличаются от синусоидальных, то есть в токах и напряжениях присутствуют высшие гармонические составляющие напряжений и токов. Из векторной диаграммы (рис. 5.3) наблюдается, что нагрузка несимметричная.

При генерировании СЭС электрической энергии наблюдается следующее: с увеличением активной мощности в дневное время растет и емкостная составляющая реактивной мощности, величина которой во много раз меньше активной энергии. При неработающей СЭС емкостная составляющая реактивной мощности отсутствует, но имеется индуктивная составляющая, наличие которой можно объяснить электрическими линиями и трансформатором.

Солнечная электростанция включает собственно сами солнечные батареи, включенные параллельно или последовательно для получения требуемого значения тока или напряжения, соединительные провода и кабели на рис. 5.1. Согласно установленным нормам трансформаторная подстанция обеспечивается кондиционированием и вентиляцией для обеспечения требуемого значения температуры.

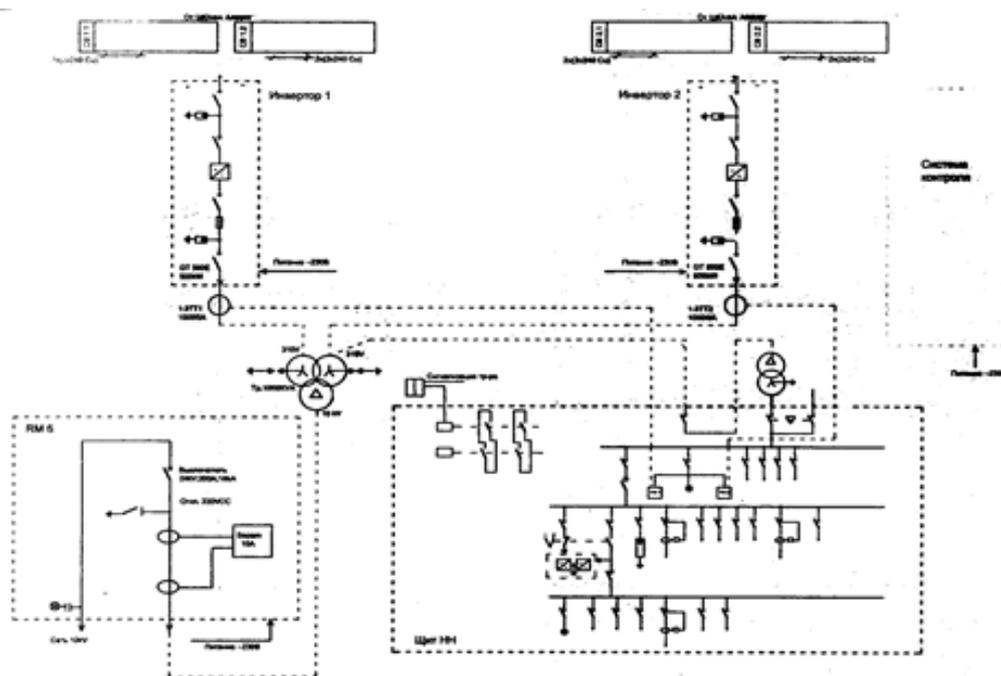


Рис. 5.1. Структурная схема СЭС.

Напряжение постоянного тока с солнечных батарей поступают на шкафы по медным проводам и затем соединяются в сборки и подаются на инверторы. Трехфазный инвертор преобразует постоянное напряжение в трехфазное синусоидальное напряжение. Получаемое трехфазное напряжение подается на трехфазный трансформатор, включенный по схеме λ/Δ . Генерируемое трехфазное напряжение в электрическую систему синусоидальной формы.

Для анализа энергетических процессов работы при работе СЭС измерены значения напряжений при работе СЭС:

$$U_A=187,8 \text{ В}; \quad U_B=185,9 \text{ В}; \quad U_C=185,6 \text{ В.}$$

$$I_A=830 \text{ А}; \quad I_B=730 \text{ А}; \quad I_C=740 \text{ А.}$$

Полные мощности по фазам:

$$S_A=155874 \text{ ВА}; S_B=135707 \text{ ВА}; S_C=137344 \text{ ВА};$$

и мощность трехфазной системы, генерируемой СЭС в энергосистему

$$S = S_A + S_B + S_C = 428925 \text{ Вт} = 428,925 \text{ кВт.}$$

Расчет энергетических параметров проводим по данным работы СЭС. Активная мощность составляет 2,355 кВт, коэффициент мощности $\cos \varphi = \frac{P}{S} = 0,54$. Определим активное сопротивление

$R = \frac{P}{I^2} = 0,566 \text{ Ом}$. По показаниям приборов индуктивная составляющая мощности на тот же момент времени $Q_L = 6000 \text{ ВАр}$, емкостная $Q = 1500 \text{ ВАр}$. Следовательно, можно найти составляющие индуктивного и емкостного сопротивлений, а индуктивность и емкость определяются значениями:

$$x_L = \frac{Q_L}{I^2} = 0,00871 \text{ Ом};$$

$$x_C = \frac{Q_C}{I^2} = 0,218 \text{ Ом};$$

$$L = \frac{x_L}{\omega} = 0,02 \text{ мГн};$$

$$C = \frac{1}{\omega \cdot x_C} = 14,6 \text{ мФ.}$$

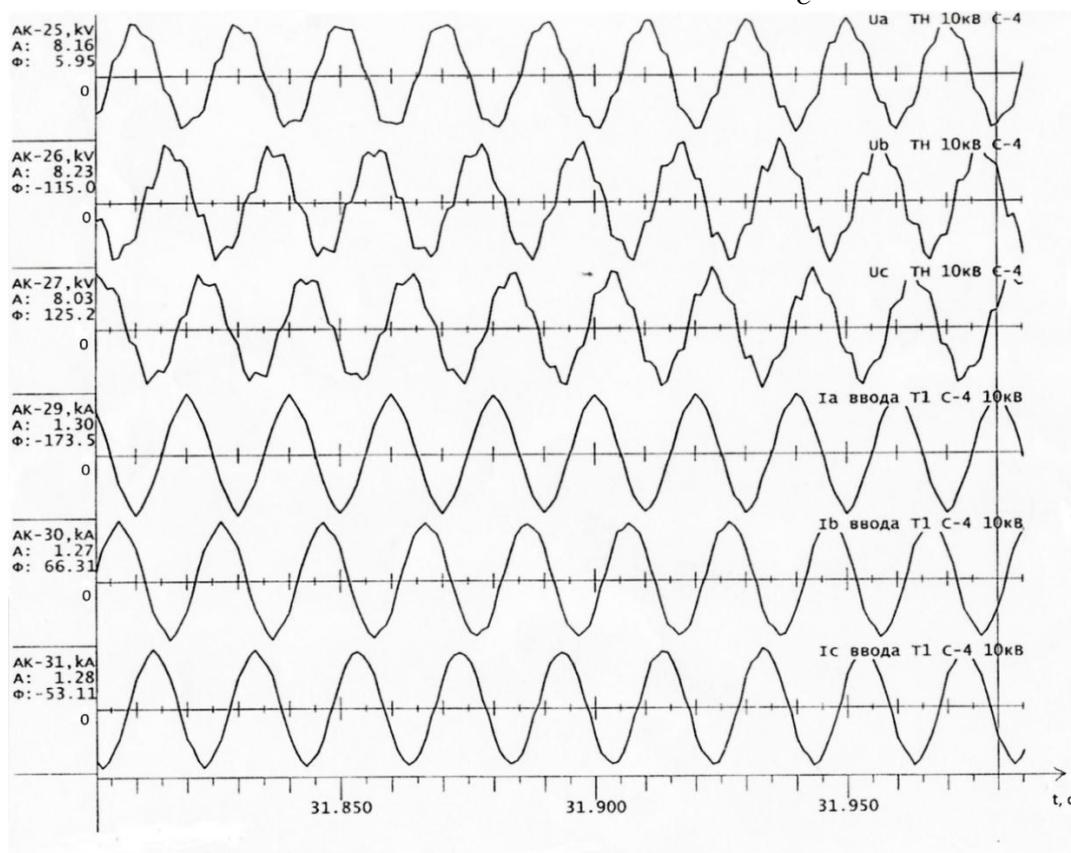


Рис. 5.2. Осциллограммы напряжений и токов.

Для анализа напряжений и токов и определения качества электрической энергии воспользуемся гармоническим анализом разложения в ряд Фурье с целью определения гармонических составляющих в кривых напряжения и тока. Для расчета установившихся режимов сложных электрических систем необходимо составление линейных уравнений установившегося режима электрической системы. Целью расчета установившихся режимов является определение параметров симметричных установившихся режимов электрических сетей прямыми методами.

С целью проведения анализа качества напряжения и тока генерируемой электрической энергии были сняты осциллограммы напряжения и тока (рис. 5.2) на стороне низкого напряжения с трехфазного трансформатора.

Гармонический состав представлен в таблице 5.1.

Таблица 5.1

Гармоники, %	A	B	C
0	2,0	1,7	2,0
3	0,6	0,2	1,2
5	1,0	1,0	1,2
7	0,3	0,3	0,5
9	0,1	0,1	0,1
11	0,1	0,1	0,1
13	0,2	0,2	0,2
15	0,2	0,2	0,2

При соединении генератора в «звезду», равномерной нагрузке и отсутствии нулевого провода токи третьих и других гармоник нулевой последовательности не могут протекать по линейным проводам. Экспериментальные значения напряжений и токов, снятые с обмоток низкого напряжения трансформатора составили:

$$U_{AB}=324,5 \text{ В}; U_{BC}=320,4 \text{ В}; U_{AC}=323,9 \text{ В};$$

$$U_A=187,8 \text{ В}; U_B=185,8 \text{ В}; U_C=185,5 \text{ В};$$

$$\varphi_{UA-B}=120^0; \varphi_{UB-C}=119^0; \varphi_{UC-A}=120^0;$$

$$I_A=830 \text{ А}; I_B=730 \text{ А}; I_C=740 \text{ А}.$$

Векторная диаграмма напряжений и токов представлена на рис. 5.3.

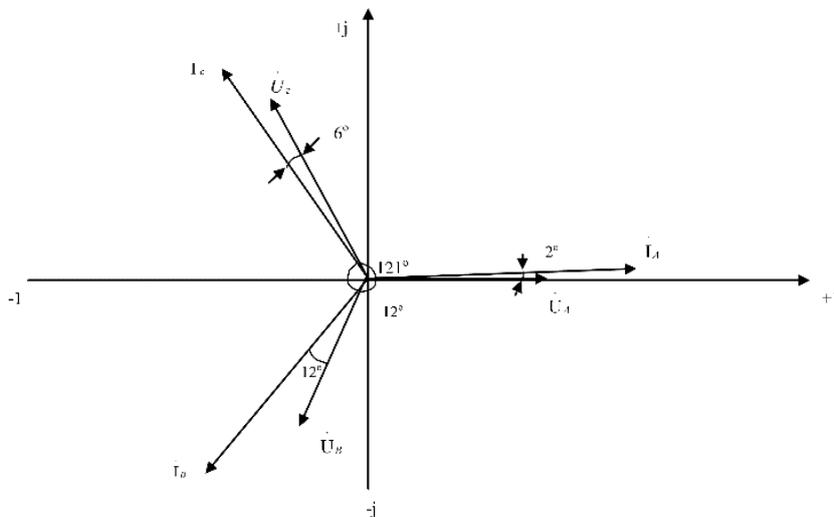


Рис. 5.3.

Реактивная мощность трехфазной системы, определенная по первой гармонике

$$Q = Q_A + Q_B + Q_C = U_A \cdot I_A \sin \varphi_A + U_B \cdot I_B \sin \varphi_B + U_C \cdot I_C \sin \varphi_C = 187,8 \cdot 830 \sin 2^\circ + 185,8 \cdot 730 \sin(-12^\circ) + 185,5 \cdot 740 \sin 6^\circ = 5440 - 28200 + 14348 = -8412 \text{ Вар} = -8,412 \text{ кВар}.$$

По фазам А и С нагрузка имеет индуктивный характер, а по фазе В-емкостной.

Полная мощность фотоэлектрической солнечной электростанции, представленная в комплексной форме записи, имеет значение

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = 425,08 \text{ кВА}$$

$$\varphi = \arctg \frac{Q}{P} = \arctg \frac{-8,412}{425} = -1,13^\circ$$

$$S = 425,08 e^{-j1,13^\circ} \text{ кВА}$$

В осциллограммах напряжений и токов содержатся высшие гармонические составляющие. Представим напряжение и ток рядами Фурье.

$$U_A = 5,3 + 264 \sin \omega t + 1,29 \sin 3\omega t + 2,648 \sin 5\omega t + 0,794 \sin 7\omega t + 0,794 \sin 9\omega t + 0,265 \sin 11\omega t + 0,53 \sin 13\omega t + 0,53 \sin 15\omega t, B$$

$$U_B = 4,45 + 262\sin\omega t + 0,52\sin 3\omega t + 2,62\sin 5\omega t + 0,79\sin 7\omega t + 0,262\sin 9\omega t + 0,262\sin 11\omega t + 0,52\sin 13\omega t + 0,52\sin 15\omega t, B$$

$$U_C = 5,23 + 261,6\sin\omega t + 3,14\sin 3\omega t + 0,52\sin 5\omega t + 1,31\sin 7\omega t + 0,262\sin 9\omega t + 0,262\sin 11\omega t + 0,52\sin 13\omega t + 0,52\sin 15\omega t, B$$

$$I_A = -26,7 + 1170,3\sin(\omega t + 2^\circ) + 7,02\sin(3\omega t + 2^\circ) + 11,7\sin(5\omega t + 2^\circ) + 3,51\sin(7\omega t + 2^\circ) + 1,17\sin(9\omega t + 2^\circ) + 1,17\sin(11\omega t + 2^\circ) + 2,34\sin(13\omega t + 2^\circ) + 2,34\sin(15\omega t + 2^\circ), A$$

$$I_B = 17,8 + 1029,3\sin(\omega t - 12^\circ) + 2,05\sin(3\omega t - 12^\circ) + 10,29\sin(5\omega t - 12^\circ) + 3,09\sin(7\omega t - 12^\circ) + 1,029\sin(9\omega t - 12^\circ) + 1,029\sin(11\omega t - 12^\circ) + 2,06\sin(13\omega t - 12^\circ) + 2,06\sin(15\omega t - 12^\circ), A$$

$$I_C = -17,8 + 1265,4\sin(\omega t + 6^\circ) + 15,18\sin(3\omega t + 6^\circ) + 2,53\sin(5\omega t + 6^\circ) + 6,33\sin(7\omega t + 6^\circ) + 1,265\sin(9\omega t + 6^\circ) + 1,265\sin(11\omega t + 6^\circ) + 2,53\sin(13\omega t + 6^\circ) + 2,53\sin(15\omega t + 6^\circ), A$$

Метод исследования кривых напряжений и токов, представленных на осциллограммах (рис.5.2), для определения составляющих высших гармоник будет заключаться в определении коэффициентов гармоник и их начальных фаз. Произведем разложение напряжений и токов по полученным осциллограммам в тригонометрический ряд Эйлера-Фурье. Данные коэффициентов гармоник и углы сдвига фаз для напряжений и токов приведены в таблицах 5.2–5.7:

Таблица 5.2

Коэффициенты гармоник и начальные фазы гармоник напряжения, U_A

№	2	3	5	6	8	11	13
K_r	0,036	0,017	0,095	0,023	0,012	0,09	0,012
δi	-12,2	21,74	7	3,32	3,32	0,89	1,44

Таблица 5.3

Коэффициенты гармоник и начальные фазы гармоник тока, I_A

№	2	3	4	5	6	7	11	13
K_r	0,02	0,029	0,015	0,016	0,06	0,017	0,005	0,001
δi	15	-1,43	3,3	8,3	-7	0,52	-1,7	-3,46

Таблица 5.4

Коэффициенты гармоник и начальные фазы гармоник напряжения, U_B

№	2	3	4	5	6	7	11	13
K_r	0,013	0,013	0,026	0,136	0,017	0,026	0,013	0,025
δi	-24,3	24,7	7,8	2,7	2	4,8	-1,9	-0,1

Таблица 5.5

Коэффициенты гармоник и начальные фазы гармоник тока, I_B

№	2	3	4	5	6	7	11	13
K_r	0,05	0,01	0,019	0,035	0,011	0,016	0,006	0,002
δi	3,1	-10,1	3,6	-1,8	8,6	2,39	-0,88	-1,33

Таблица 5.6

Коэффициенты гармоник и начальные фазы гармоник напряжения, U_C

№	2	3	5	6	7	8	11	13
K_r	0,006	0,02	0,122	0,024	0,018	0,017	0,019	0,021
δi	-19,5	-26,1	-0,01	-2,65	-11,4	-0,82	-1,8	0,51

Таблица 5.7

Коэффициенты гармоник и начальные фазы гармоник тока, I_C

№	2	3	5	6	7	8	11	13
K_r	0,042	0,013	0,024	0,016	0,014	0,012	0,005	0,006
δi	-2,12	4,14	-10,1	13,8	3,74	-4,7	-2,57	4,98

В таблицах приведены значения, имеющие наибольшую величину, из которых видно, что наиболее значимыми высшими гармоническими составляющими являются 2,3,5,11 и 13 гармоники.

По полученным данным определяем активные мощности высших гармоник.

$$P_v = \sum_{i=2}^{13} P_v = \sum_{i=2}^{13} U_v I_v \cos \delta_v \quad (5.1)$$

Для фазы А по формуле:

$$P_{vA} = U_{2A} I_{2A} \cos(\delta_{U_{2A}} - \delta_{I_{2A}}) + U_{3A} I_{3A} \cos(\delta_{U_{3A}} - \delta_{I_{3A}}) + \dots + U_{13A} I_{13A} \cos(\delta_{U_{13A}} - \delta_{I_{13A}}) \quad (5.2)$$

рассчитано, что $P_{vA} = 4,8$ кВт, что составляет $P_{vA} = 0,31\%$ от всей активной мощности фазы А, генерируемой в энергосистему.

Аналогично, рассчитаем значения P_{vB} и P_{vC} , которые составляют $P_{vB} = 10,104$ кВт, что составляет $0,76\%$ от всей активной мощности и $P_{vC} = 5,999$ кВт, что составляет $0,44\%$ от генерируемой активной мощности.

При наличии высших гармонических составляющих в кривых токов и напряжений происходит ускоренное старение изоляции в результате повышенного нагрева, а также возникновение необратимых физико-химических процессов, протекающих под воздействием полей высших гармоник. Дополнительный нагрев изоляции обмотки силового трансформатора можно найти из уравнения:

$$\Delta \tau_T = 0,6 \tau_T \sum_{v=2}^n k_{iv}^2 k_{Rv}, \quad (5.3)$$

где k_{iv} - относительное значение v -ой гармоники тока, проходящего через трансформатор;

k_{Rv} - коэффициент, учитывающий возрастание сопротивления обмоток вследствие поверхностного эффекта; приближенно можно считать $k_{Rv} = \sqrt{v}$;

τ_T - температура перегрева изоляции при синусоидальном режиме.

Активные потери в сети на частотах высших гармоник приближенно равны:

$$\Delta P_v = 3 I_v^2 R \sqrt{v} \quad (5.4)$$

Оценивая эквивалентное активное сопротивление сети величиной

$$R = k_{Rv} \cdot x_k, \quad (5.5)$$

где x_k - сопротивление короткого замыкания при частоте 50 Гц, из (5.4) получаем

$$\Delta P_v = k_{Rv} S_k \sum_{v=2}^n \frac{U_v^2}{v\sqrt{v}} \cdot 10^{-3}, \quad (5.6)$$

где S_k – мощность короткого замыкания сети на шинах нелинейной нагрузки, МВА.

Расчетное выражение для оценки ущерба, гр/год, обусловленного дополнительными потерями мощности и сокращением срока службы изоляции электрооборудования при стоимости электроэнергии $\beta=0,365$ гр/(кВтч) и работе в течение времени T определяется согласно выражения:

$$Y = (AT\Delta P_{ном} + BK) \sum_{v=2}^n \frac{U_v^2}{v\sqrt{v}}, \quad (5.7)$$

где $P_{ном}$ – номинальные потери в электрооборудовании по паспортным данным;

k – капитальные затраты на электрооборудование.

Значения коэффициентов A и B для ТВ:

35 кВт	$A=695$	$B=10$
0,4 кВт	$A=640$	$B=1,3$

Для батарей конденсаторов номинальной мощностью $Q_{ном}$ (б.к) при наличии батареи конденсаторов для увеличения коэффициента (б.к) мощности, величина Y определяется по формуле.

$$Y = CQ_{ном} (б.к.) \sum_{v=2}^n vU_v^2, \quad (5.8)$$

где $C=1,7$ при $U_{ном}=0,4$ кВ; $C=1,1$ при $U_{ном}=6-10$ кВ

При генерации электрической энергии на СЭС применяются трехфазные мостовые полупроводниковые преобразователи.

Рассмотрим амплитудный спектр сетевого тока мостового преобразователя. Преобразователи работают на активно-индуктивную нагрузку. Форма кривой сетевого тока при соединении обмотки трансформатора преобразователя в звезду зависит от

угла управления α , задаваемого системой импульсно-фазового управления, и угла коммутации γ определяемого по выражению:

$$\gamma = \arccos(\cos \alpha - I_d x_k), \quad (5.9)$$

где I_d - относительно значение постоянного тока;

x_k - относительное значение индуктивного сопротивления контура коммутации, приведенное к мощности трансформатора преобразователя.

На уровень гармоник тока, генерируемых преобразователем, существенно влияют отклонения напряжения. В переходных режимах работы преобразователя сохраняется то же соотношение между значениями высших гармоник сетевых токов, что и в установившемся. Однако появляются гармоники кратные 3-м с амплитудой до 0,6% амплитуды тока основной частоты и четные гармоники, в первую очередь 2-я и 4-я, с амплитудой до 2%.

Мостовые преобразователи при несимметричном управлении генерируют как нечетные, так и четные гармоники. Относительные значения их, если пренебречь значениями углов коммутации, с достаточной для практических целей точностью можно определять по выражениям:

$$I_v = \frac{1}{v} \frac{\left| \sin \frac{v\alpha}{2} \right|}{\cos \frac{\alpha}{2}}, \quad (5.10)$$

при $v=2;4;6$

$$I_v = \frac{1}{v} \frac{\left| \cos \frac{v\alpha}{2} \right|}{\cos \frac{\alpha}{2}}, \quad (5.11)$$

при $v=5;7;11$

Силовые трансформаторы являются источниками высших гармоник намагничивающего тока. Вследствие несимметрии магнитопровода трехфазных трехстержневых трансформаторов действующие значения намагничивающих токов крайних фаз в 1,3-1,35 раз больше намагничивающего тока средней фазы. По той же причине в намагничивающих токах имеются все нечетные гармо-

ники, в том числе и кратные трем. Эти гармоники образуют системы прямой и обратной последовательностей. Наибольший удельный вес, кроме основной, имеют 3,5,7,11 и 13 гармоники. Кроме генерирования высших гармоник в системе электрогенерирования электрической энергии СЭС в общую энергосистему при подключении и отключении происходит резкопеременный характер изменения нагрузки, обуславливающий колебания напряжения в сети.

Частная характеристика входного сопротивления энергосистем со стороны узлов $Z_{ex}=f(v)$ представляет собой непериодическую кривую с чередующимися максимумами и минимумами. Число экстремумов не имеет прямой связи с числом реактивных элементов, что свойственно цепям с сосредоточенными параметрами согласно теореме Фостера [23]. Это объясняется распределенностью активных и реактивных сопротивлений энергосистемы на частотах гармоник. На частотах гармоник, ориентировочно до 5-7 порядков положения экстремумов существенно изменяется при включениях или отключениях линий электропередачи. Аналитическое определение именно этих экстремумов весьма важно для правильного выбора фильтров.

При несинусоидальности напряжения сети (3÷5) % при $v=5;7$ и (12÷17) % при $v=11;13$ погрешность обусловлена возрастанием угла коммутации IGBT транзисторов на 1-5°.

На практике получил распространение метод непосредственного определения коэффициента k_{nc} при работе преобразователя. Этот метод основывается на гармоническом анализе коммутационных импульсов фазного или линейного напряжения одиночного или группы согласованно работающих преобразователей. В этом случае сопротивление питающей энергосистемы предполагается индуктивным и чисто линейным.

Чем выше порядок гармоники, тем большее сопротивление току представляет одно и то же индуктивное сопротивление. Поэтому амплитуды гармоник тока будут уменьшаться обратно пропорционально порядку гармоники и высокие гармоники тока могут стать не выявленными в общей форме тока, хотя в напряжении присутствуют. Чем выше порядок гармоники, тем меньшее сопротивление току представляет один и тот же конденсатор. Поэтому амплитуды гармоник тока будут увеличиваться пропорционально

порядку гармоники и выявляться в общей форме тока в большей степени, чем в кривой напряжения.

Одним из перспективных способов снижения несинусоидальности в электрических сетях является улучшение формы кривой сетевого тока преобразователей. Этого можно достичь компенсацией высших гармоник магнитного потока трансформатора преобразователя, наложением токов 3, 9, 15-й и гармоник более высших порядков на токи обмоток трансформатора или обеспечением специальных законов управления преобразователями, например, регулированием угла коммутации и установлением одинаковых значений угла IGBT транзисторов трехфазного инвертора. Введение тока 3-ей или кратной трем нечетной гармоники возможно в мостовых схемах преобразователей, в том числе схемах с уравнивательным реактором. Изменяя значение и фазу наложенного тока, можно снизить до нуля ту или иную гармонику сетевого тока (5-ю, 7-ю) при одновременном существенном уменьшении значений остальных гармоник. В качестве источника наложенного тока для мощных преобразователей используются синхронные генераторы.

При работе преобразовательных устройств в режиме генерации электрической энергии солнечных батарей в общую энергосистему наблюдается некоторая несимметрия напряжения (рис. 5.3).

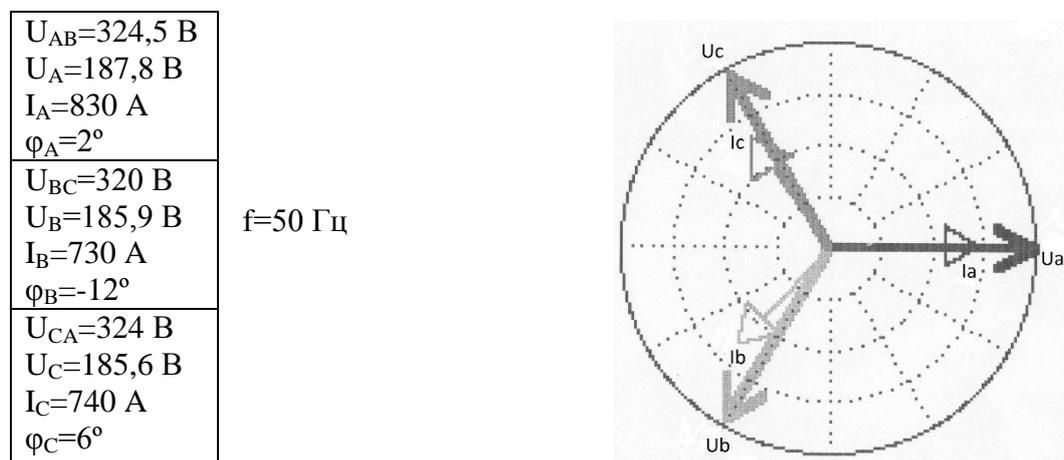


Рис. 5.4. Векторная диаграмма напряжений и токов.

Несимметрия напряжения не оказывает заметного влияния на работу воздушных и кабельных линий, в то же время нагрев трансформаторов и, следовательно, сокращение срока их службы могут оказаться существенными. Согласно расчетам при номинальной нагрузке трансформатора и коэффициента несимметрии

токов равным 0,1 срок службы изоляции трансформатора сокращается на 16%.

Согласно осциллограммам напряжений и токов трехфазной системы определим активные и реактивные мощности трехфазной системы основной гармоники.

$$P_A = U_A I_A \cos \varphi_A = 187,8 \cdot 830 \cdot \cos 2^\circ = 155779 \text{ В} = 155,779 \text{ кВт}$$

$$P_B = U_B I_B \cos \varphi_B = 185,8 \cdot 730 \cdot \cos(-12^\circ) = 132670 \text{ В} = 132,67 \text{ кВт}$$

$$P_C = U_C I_C \cos \varphi_C = 185,5 \cdot 740 \cdot \cos 6^\circ = 136518 \text{ В} = 136,518 \text{ кВт}$$

$$Q_A = U_A I_A \sin \varphi_A = 187,8 \cdot 830 \cdot \sin 2^\circ = 5440 \text{ ВАр} = 5,44 \text{ кВАр}$$

$$Q_B = U_B I_B \sin \varphi_B = 185,8 \cdot 730 \cdot \sin(-12^\circ) = -28200 \text{ ВАр} = -28,2 \text{ кВАр}$$

$$Q_C = U_C I_C \sin \varphi_C = 185,5 \cdot 740 \cdot \sin 6^\circ = 14348 \text{ ВАр} = 14,348 \text{ кВАр}$$

Мощность трехфазной системы:

$$P = P_A + P_B + P_C = 424967 \text{ Вт} \approx 425 \text{ кВт}$$

$$Q = Q_A + Q_B + Q_C = 5440 - 28200 + 14348 = -8412 \text{ ВАр} = -8,412 \text{ кВАр}$$

По фазам А и С нагрузка имеет индуктивный характер, а по фазе В – емкостной.

Полная мощность СЭС, представленная в комплексной форме записи, имеет вид:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = 425,08 \text{ кВА}$$

$$\varphi = \arctg \frac{-8412}{425000} = -1,13^\circ$$

$$S = 425,08 e^{-j1,13} \text{ кВА}$$

Несимметричная нагрузка энергосистем обуславливает несимметричные потери напряжения в ее элементах и в результате приводит к появлению несимметрии напряжения у трехфазных потребителей.

Степень приближения формы кривой напряжения и тока к синусоидальной оценки значением коэффициента нелинейных искажений

$$K_{н.и.} = \sqrt{\left(\frac{U}{U_1}\right)^2} - 1, \quad (5.12)$$

где U – действующее значение напряжения;

U_1 – действующее значение его основной гармоники.

Значения нелинейных искажений

по фазе А $\kappa_{н.л}=0,023$
 по фазе В $\kappa_{н.л}=0,019$
 по фазе С $\kappa_{н.л}=0,0222$

Определяем полные сопротивления фаз и проводимости

$$\underline{Z}_A = \frac{\dot{U}_A}{\dot{I}_A} = \frac{187,8}{830} e^{j2^\circ} = 0,2263 e^{j2^\circ} = 0,2262 + j0,079 \text{ Ом} \quad (5.13)$$

$$\underline{Z}_B = \frac{\dot{U}_B}{\dot{I}_B} = \frac{185,8}{730} e^{j2^\circ} = 0,2545 e^{j12^\circ} = 0,2489 - j0,0529 \text{ Ом} \quad (5.14)$$

$$\underline{Z}_C = \frac{\dot{U}_C}{\dot{I}_C} = 74 e^{j6^\circ} = 0,2507 e^{j6^\circ} = 0,2493 + j0,0262 \text{ Ом} \quad (5.15)$$

$$\underline{Y}_A = \frac{1}{\underline{Z}_A} = 4,4189 \text{ а}^{-j2^\circ} = 4,416 - j0,1542 \text{ Сим} \quad (5.16)$$

$$\underline{Y}_B = \frac{1}{\underline{Z}_B} = 3,929 \text{ а}^{j12^\circ} = 3,843 + j0,8169 \text{ Сим} \quad (5.17)$$

$$\underline{Y}_C = \frac{1}{\underline{Z}_C} = 3,989 \text{ а}^{-j6^\circ} = 3,967 - j0,417 \text{ Сим} \quad (5.18)$$

При известных величинах напряжений, токов, сопротивлений, проводимостей можно провести анализ режима местных (распределительных) сетей, то есть сетей до 10 кВ. Анализ режима ограничивается первым приближением – определением наибольших потерь напряжения при условии, что напряжение во всех узловых точках сети равно номинальному. В местных сетях напряжения в узлах находятся без учета поперечной составляющей падения напряжения. Для магистральной линии с n нагрузками потери напряжения от шин источника питания до центральной подстанции можно вычислить по формуле:

$$\Delta U = \sqrt{3} \left(\sum_{k=1}^n i_{ak} \cdot R_k + \sum_{k=1}^n i_{pk} \cdot x_k \right) \quad (5.19)$$

$$\Delta U = \frac{(\sum P_k R_k + \sum Q_k x_k)}{U_{\text{ном.}}}, \quad (5.20)$$

где i_{ak} , i_{pk} – активные и реактивные составляющие токов нагрузок,
 R_k , x_k – суммарные активные и реактивные сопротивления участников линии от шин источника питания до точки приложения k -той нагрузки,

P_k , Q_k – активные и реактивные составляющие мощностей нагрузок.

Для местных сетей допустимость режима при заданных нагрузках и параметрах сети определяется значением наибольших потерь напряжения (ΔU_{don}) в местных сетях с $U_{ном}=1\div 10$ кВ можно проверить сечения проводов воздушных линий и жил кабелей, определенные по экономической плотности тока.

При рассчитанных значениях активной, реактивной и полной мощностях фаз ток в узле определяется по формуле:

$$I = \frac{S}{\sqrt{3}U} = \frac{P-jQ}{\sqrt{3}(U_a-jU_p)} \quad (5.21)$$

Активная составляющая тока

$$I_a = \frac{PU_a + QU_p}{\sqrt{3}U^2} \quad (5.22)$$

Реактивная составляющая тока

$$I_p = \frac{PU_p - QU_a}{\sqrt{3}U^2} \quad (5.23)$$

Несимметричная нагрузка энергосистем обуславливает несимметричные потери напряжения в ее элементах и в результате приводит к появлению несимметрии напряжения у трехфазных потребителей.

Практически большое значение имеет относительный коэффициент несимметрии тока, представляющий собой отношение модуля тока обратной последовательности к номинальному току преобразователя, для которой оценивается влияние токов обратной последовательности:

$$\alpha_{IA} = \frac{I_{2A}}{I_{1A}} = 0,0101 \quad (5.24)$$

$$\alpha_{IB} = \frac{I_{2B}}{I_{1B}} = 0,0101 \quad (5.25)$$

$$\alpha_{IC} = \frac{I_{2C}}{I_{1C}} = 0,013 \quad (5.26)$$

Коэффициент несимметрии напряжения

$$\alpha_{uA}=0,011; \alpha_{uB}=0,011; \alpha_{uC}=0,00299.$$

При одном и том же коэффициенте несимметрии напряжений $\alpha_u \frac{u_2}{u_1}$ угол ψ между симметричными составляющими прямой и обрат-

ной последовательностями одноименных фаз может быть различными. В наихудшем случае, когда токи прямой и обратной последовательностей совпадут по фазе, суммарный ток не должен превосходить номинального. Если коэффициент мощности для прямой последовательности получается близким к единице, то для обратной последовательности он близок к нулю.

При симметричной системе напряжений и несимметричной системе токов средняя (активная) мощность определяется токами прямой последовательности, а колеблющаяся – токами обратной последовательности. При значениях амплитуды колеблющейся мощности, определяемой по формуле $P_m = 3U \cdot I_2$ и полной мощности $S = 3UI_1$ определяем степень неуравновешенности

$$\alpha_A = \frac{P_m}{S} = 0,0155; \quad (5.27)$$

$$\alpha_B = 0,0155 \text{ и } \alpha_C = 0,051.$$

При трехфазной симметричной системе напряжений и несимметричной системе токов степень неуравновешенности мощности близок коэффициенту несимметрии токов.

Мощность несимметрично нагрузки трехфазной цепи может быть представлена в виде двух частей – постоянной и изменяющейся по синусоидальному закону и никакие схемы трансформаторов не могут неравномерную нагрузку трехфазной системы обратить в равномерную. Так как напряжение обратной последовательности образуется вследствие несимметричных по фазам падений напряжения, то оно больше всего в сети около потребителя несимметричной нагрузки и уменьшается по мере удаления от него. При бесконечно большой мощности энергосистемы напряжения обратной последовательности на ее шинах будет равно нулю.

Если коэффициент мощности для прямой последовательности получается близким к единице, то для обратной последовательности он близок к нулю.

Обозначив кратность тока короткого замыкания (по отношению к начальному току) через β [56] имеем:

$$\frac{I_1}{I_{1ном}} = 1 - \alpha_U \beta \quad (5.28)$$

Из справочных данных [56] при значении $\alpha_U = 0,1; \beta = 4$.

Для условий изменяющейся нагрузки при подключении СЭС в питающую энергосистему значение и угол несимметрии напряжения

будут все время изменяться и различные фазы поочередно будут загружаться то больше, то меньше.

Эмпирическая формула [56] дает допустимую нагрузку в виде

$$P_{\text{дон}} = P_{\text{ном}} \frac{\sqrt{1 - \alpha_U^2 \beta^2}}{1 + \alpha_U^2 U^2} = 425 \frac{\sqrt{1 - 0,16}}{1 + 0,16} = 335,8 \text{ кВт} \quad (5.29)$$

Как было ранее отмечено, при симметричной системе напряжений и несимметричной системе токов средняя (активная) мощность определяется токами прямой последовательности, а колеблющаяся – токами обратной последовательности.

Амплитуда колеблющейся части мощности:

$$P_m'' = 3UI_2 \quad (5.30)$$

Полная мощность:

$$S = 3UI_1 \quad (5.31)$$

Найдем степень неуравновешенности по фазам:

$$\alpha_A = \frac{P_m''}{S} = \frac{3UI_2}{3UI_1} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{12,833}{830} = 0,0155 \quad (5.32)$$

$$\alpha_B = \frac{11,32}{730} = 0,0155$$

$$\alpha_C = \frac{3,795}{740} = 0,0051$$

При трехфазной симметричной системе напряжений и несимметричной системе токов степень неуравновешенности мощности равняется коэффициенту несимметрии токов.

Мощность несимметричной нагрузки трехфазной цепи может быть представлена в виде двух частей – постоянной и изменяющейся по синусоидальному закону и никакие схемы трансформаторов не могут неравномерную нагрузку трехфазной системы обратить в равномерную. Напряжение обратной последовательности образуется вследствие несимметричных по фазам падений напряжения, оно больше всего в сети около потребителя (источника) несимметричной нагрузки и уменьшается по мере удаления от него. При бесконечно большой мощности энергосистемы напряжения обратной последовательности на ее шинах будет равно нулю.

Понижение напряжения вызывает уменьшение мощности и общей активной мощности. При этом понижаются электрический к.п.д.

и коэффициент мощности, и ухудшаются экономические показатели работы.

Так как основная мощность всей станции

$$P = \frac{U^2}{R^2 + x^2} R, \quad (5.33)$$

где R, x – активное и реактивное сопротивление всей станции,
 P – максимальное значение мощности станции.

$$P_m = \frac{U^2}{2x}, \quad (5.34)$$

то активная мощность с понижением напряжения уменьшается пропорционально квадрату величин напряжения.

С изменением напряжения меняется и мощность в энергосистеме.

$$P_{сист} = \frac{U^2}{R^2 + x^2} (R - r), \quad (5.35)$$

где r – активное сопротивление проводящей сети.

Максимальная активная мощность генерации:

$$P_{сист} = \frac{U^2}{2} \frac{1}{\sqrt{r^2 + x^2} + r}, \quad (5.36)$$

Величина тока, при которой будет иметь место максимальная мощность генерации

$$I_{сист..Pm} = \frac{U}{\sqrt{2Z}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{r}{Z}}}, \quad (5.37)$$

где $Z = \sqrt{r^2 + x^2}$ – полное сопротивление.

Величина тока, соответствующая минимальному значению генерируемой электроэнергии

$$I = \frac{U}{\sqrt{2x}} \cdot \sqrt{\frac{P_n}{U^2 \frac{r}{x^2} + P_n}} \quad (5.38)$$

где P_n - потеря электроэнергии на преобразовательных устройствах

Проведем анализ графиков нагрузки. Из суточного графика нагрузки определяем коэффициент отношения минимальной нагрузки к максимальной:

$$\beta = \frac{P_{\min}}{P_{\max}} = \frac{759}{6126} = 0,1227 \quad (5.39)$$

Площадь графика представляет собой электрическую энергию в течение суток W , кВт·ч. Среднее значение $W_{\text{ср}}=3755,3$ кВт·ч. Минимальную мощность P_{\min} необходимо знать при анализе режима напряжения.

Среднее значение мощности за сутки:

$$P_C = \frac{W_C}{T} = \frac{3755,3}{24} = 156,47 \text{ кВт} \quad (5.40)$$

Среднеквадратичная мощность:

$$P_{СК} = P_{эф} = \sqrt{\frac{1}{T} \sum P_i^2 \cdot \Delta t} = \sqrt{\frac{1}{24} [P_1^2 \cdot \Delta t_1 + P_2^2 \cdot \Delta t_2 + \dots + P_{30}^2 \cdot \Delta t]} = \sqrt{\frac{1}{24} \cdot 538185,25} = 149,75 \text{ кВт}$$

используется при определении мощности потерь.

5.1. Использование математических методов в технико-экономических расчетах возобновляемых источников энергии.

Большинство технико-экономических задач в энергетике заданы функции предоставляется в виде таблиц. Такую функцию с определенной точностью можно заменить другой, приближенной функцией, удобной для математической обработки. При использовании какого-либо метода решения задачи фактически решается другая, аппроксимирующая задача. В связи с этим задача приближения функции имеет важное значение для практических вычислений. К точности приближения предъявляют высокие требования. Известно несколько способов приближения функции. К основным из них относятся: интерполирование, квадратичное приближение, среднее степенное приближение, равномерное приближение. В решении задачи воспользуемся одним из способов приближения функции – интерполирования [78].

Принцип, лежащий в основе теории интерполирования, заключается в том, что искомым полином $P_n(x)$ в ряде указанных точек должен принимать те же значения, что и данная функция $f(x)$, то есть искомого полинома и данной функции в этих точках должна обращаться в нуль:

$$P_n(x) - f(x) = 0 \quad (5.41)$$

Интерполирование функции $y = f(x)$ на определенном отрезке состоит в приближенной замене функции $f(x)$ на данном отрезке одной из функций $P_n(x)$, причем функция $P_n(x)$ такова, что в точках $x_0, x_1, x_2, \dots, x_n$ она принимает те же значения, что и $f(x)$. Значения $x_0, y_0, x_1, y_1, x_2, y_2, \dots, x_n, y_n$ называются узлами интерполяции, а $P_n(x)$ - интерполирующей функцией.

В технико-экономических расчетах можно применить интерполяционный метод Ньютона. При интерполировании с помощью степенных полиномов с увеличением числа заданных узлов интерполирования возрастает порядок интерполяционного многочлена. Это не всегда приводит к улучшению приближения функции на рассматриваемом отрезке. В этом случае целесообразно применять другой способ приближения функции.

Интерполяционный полином Лагранжа

$$P_n(x) = \sum_{m=0}^n y_m \frac{(x-x_0)\dots(x-x_{m-1})(x-x_{m+1})\dots(x-x_n)}{(x_m-x_0)\dots(x_m-x_{m-1})(x_m-x_{m+1})\dots(x_m-x_n)} \quad (5.42)$$

Если функции $y = f(x)$ задана значениями

$$\begin{aligned} & x, x_0, x_1, x_2, \dots, x_n ; \\ & y, y_0, y_1, y_2, \dots, y_n . \end{aligned}$$

То интерполяционный полином Лагранжа для этой функции можно записать следующим образом

$$\begin{aligned} P_n(x) = & \frac{(x-x_1)\dots(x-x_n)}{(x_0-x_1)(x_0-x_2)\dots(x_0-x_n)} y_0 + \frac{(x-x_0)(x-x_2)\dots(x-x_n)}{(x_1-x_0)(x_1-x_2)\dots(x_1-x_n)} y_1 + \dots \\ & \dots + \frac{(x-x_0)(x-x_1)\dots(x-x_{n-1})}{(x_n-x_0)(x_n-x_1)\dots(x_n-x_{n-1})} y_n \end{aligned} \quad (5.43)$$

При неравномерных промежутках интерполяционный полином Лагранжа является более предпочтительным, чем формула Ньютона [79], так как при добавлении нового узла с целью улучшения приближения полином Лагранжа, нужно вычислять каждый раз заново и упрощает расчеты по сравнению с формулой Ньютона, требующих вычисления разделенных разностей различных порядков, что усложняет расчеты.

Учитывая то обстоятельство, что при технико-экономических расчетах систем электроснабжения с использованием источников возобновляемой энергии имеют место не равностоящие узлы – генериру-

емых напряжений или токов целесообразно применять формулу Лагранжа.

Поставим в общем случае задачу отыскания аналитического выражения зависимости стоимости электрогенерирующего оборудования на базе фотоэлектрических преобразователей для электроснабжения объекта по заданным значениям аргумента. Для того, чтобы задача была определенной в качестве аппроксимирующей функции возьмем многочлен $P_n(x)$ степени n . Выбор степени многочлена зависит от требуемой точности аппроксимации. Графически это означает, что на плоскости требуется провести параболу n – той степени, проходящую насколько возможно близко ко всем точкам, полученным из расчета.

Согласно методики Лагранжа выбирается отрезок, содержащий узлы интерполяции: x_0, x_1, x_2, x_3 , так, чтобы искомая тока экстремума находим между значениями x_0 и x_3 . Находим интерполяционный полином Лагранжа $P_n(x)$, то есть полином, совпадающий с $f(x)$ в узлах интерполяции x_1, x_2, x_3

Рассмотрим полином

$$P_n(x) = c_0 \cdot x^3 + c_1 \cdot x^2 + c_2 \cdot x + c_3, \quad (5.44)$$

Причем $P_n(x) = f(x), i=0,1,2,3$

Используя условие (5.44) которому должен удовлетворять полином, запишем систему линейных алгебраических уравнений:

$$\left. \begin{aligned} c_0 \cdot x_0^3 + c_1 \cdot x_0^2 + c_2 \cdot x_0 + c_3 &= y_0 \\ c_0 \cdot x_1^3 + c_1 \cdot x_1^2 + c_2 \cdot x_1 + c_3 &= y_1 \\ c_0 \cdot x_2^3 + c_1 \cdot x_2^2 + c_2 \cdot x_2 + c_3 &= y_2 \\ c_0 \cdot x_3^3 + c_1 \cdot x_3^2 + c_2 \cdot x_3 + c_3 &= y_3 \end{aligned} \right\} \quad (5.45)$$

Неизвестными в этой системе уравнений являются коэффициенты c_0, c_1, c_2, c_3 . Определителем системы является определитель Вандермонда [79].

$$W(x_1, x_2, \dots, x_n) = \begin{vmatrix} 1 & x_1 & x_1^2 & \dots & x_1^{n-1} \\ 1 & x_2 & x_2^2 & \dots & x_2^{n-1} \\ - & - & - & - & - \\ 1 & x_n & x_n^2 & \dots & x_n^{n-1} \end{vmatrix} = \prod_{i>k} (x_i - x_k) \quad (5.46)$$

$$W = \begin{vmatrix} x_0^3 & x_0^2 & x_0 & 1 \\ x_1^3 & x_1^2 & x_1 & 1 \\ x_2^3 & x_2^2 & x_2 & 1 \\ x_3^3 & x_3^2 & x_3 & 1 \end{vmatrix} \quad (5.47)$$

Его величина в общем виде выражается формулой

$$W = [(x_n - x_0)(x_n - x_1) \dots (x_n - x_{n-1})][(x_{n-1} - x_0)(x_{n-1} - x_1) \dots (x_{n-1} - x_{n-2})] \dots [(x_2 - x_0)(x_2 - x_1)](x_1 - x_0)$$

Известно [80], что если $(x_q - x_p) \neq 0$, где $0 \leq p < q \leq n$, то $W \neq 0$, или определитель Вандермонда не равен нулю, когда среди чисел x_0, x_1, \dots, x_n нет совпадающих.

Система (5.45) является неоднородной системой линейных алгебраических уравнений, такая система имеет единственное решение тогда и только тогда, когда ее определитель отличен от нуля. В системе $W \neq 0$, то есть система имеет единственное решение, то есть система имеет единственное решение. Для получения аналитического выражения интерполяционного полинома $P_n(x)$ присоединим к системе (5.45) еще одно уравнение

$$c_0 \cdot x_0^3 + c_1 \cdot x_0^2 + c_2 \cdot x_0 + c_3 = P_n(x) \quad (5.48)$$

Система уравнений (2) запишется в следующем виде

$$\left. \begin{aligned} c_0 \cdot x_0^3 + c_1 \cdot x_0^2 + c_2 \cdot x_0 + c_3 - y_0 &= 0 \\ c_0 \cdot x_1^3 + c_1 \cdot x_1^2 + c_2 \cdot x_1 + c_3 - y_1 &= 0 \\ c_0 \cdot x_2^3 + c_1 \cdot x_2^2 + c_2 \cdot x_2 + c_3 - y_2 &= 0 \\ c_0 \cdot x_3^3 + c_1 \cdot x_3^2 + c_2 \cdot x_3 + c_3 - y_3 &= 0 \\ c_0 \cdot x_0^3 + c_1 \cdot x_0^2 + c_2 \cdot x_0 + c_3 - P_n(x) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.49)$$

Чтобы рассматривать систему (5.49) как систему однородных линейных уравнений, следует считать в ней неизвестными совокупности чисел $c_0, c_1, c_2, c_3, -1$. При этих условиях система (5.49) является однородной и имеющей ненулевое решение только тогда, когда ее определитель тождественно равен нулю, то есть

$$\begin{vmatrix} x_0^3 & x_0^2 & x_0 & 1 & y_0 \\ x_1^3 & x_1^2 & x_1 & 1 & y_1 \\ x_2^3 & x_2^2 & x_2 & 1 & y_2 \\ x_3^3 & x_3^2 & x_3 & 1 & y_3 \\ x^3 & x^2 & x & 1 & P_n(x) \end{vmatrix} = 0 \quad (5.50)$$

Откуда имеем

$$P_n(x) = \sum_{m=0}^n y_m \frac{W(x_0, x_1, x_2, \dots, x_{m-1}, x_{m+1}, \dots, x_n)}{W(x_0, x_1, \dots, x_n)} \quad (5.51)$$

или

$$P_n(x) = \sum_{m=0}^n y_m \frac{(x - x_0) \dots (x - x_{m-1})(x - x_{m+1}) \dots (x - x_n)}{(x_m - x_0) \dots (x_m - x_{m-1})(x_m - x_{m+1}) \dots (x_m - x_n)} \quad (5.52)$$

Это выражение представляет собой интерполяционный полином Лагранжа.

Для оценки технико-экономических затрат и выбору рационального напряжения рассмотрим применение интерполяционной методики Лагранжа применительно к системам с возобновляемыми источниками энергии – электроснабжение здания с использованием солнечных батарей.

5.2. Техничко-экономические расчеты по выбору генерируемого напряжения

Необходимо выбрать рациональное напряжение системы электроснабжения здания. На основании результатов технико-экономического расчета вариантов системы электрического генерирования (электроснабжения) по напряжению получены следующие данные, характеризующие функции $Z=f(U)$

$U_1 = 48 \text{ В.}$	$Z_1 = 23000 \text{ \$}$
$U_2 = 96 \text{ В.}$	$Z_2 = 22600 \text{ \$}$
$U_3 = 220 \text{ В.}$	$Z_3 = 21000 \text{ \$}$

Основную стоимость фотоэлектрической системы для автономного электроснабжения составляют солнечные батареи – 75% от общей стоимости, аккумуляторы – 12,45%, инверторы – 8%, монтаж аккумуляторов, установка инвертора, прокладка кабелей, установка устройств автоматики и защиты составляет 4,55%. Для нахождения нестандартного рационального напряжения воспользуемся интерполяционной методикой Лагранжа. Нестандартное напряжение определяется по формуле:

$$U_{\text{рац}} = \beta / \alpha \quad (5.53)$$

$$\alpha = 2 \cdot \left(\frac{Z_1}{A} + \frac{Z_2}{B} + \frac{Z_3}{Q} \right) \quad (5.54)$$

$$\beta = \frac{Z_1}{A} (U_2 + U_3) + \frac{Z_2}{B} (U_1 + U_3) + \frac{Z_3}{Q} (U_1 + U_2) \quad (5.55)$$

$$A = (U_1 - U_2) \cdot (U_1 - U_3) = (48 - 96) \cdot (48 - 220) = 8256 \quad (5.56)$$

$$B = (U_2 - U_1) \cdot (U_2 - U_3) = (96 - 48) \cdot (96 - 220) = -5952 \quad (5.57)$$

$$Q = (U_3 - U_1) \cdot (U_3 - U_2) = (220 - 48) \cdot (220 - 96) = 21328 \quad (5.58)$$

$$\alpha = 2 \cdot \left(\frac{23000}{8256} - \frac{22600}{5952} + \frac{21000}{21328} \right) = -0,05$$

$$\beta = \frac{23000}{8256} (96 + 220) - \frac{22600}{5952} (48 + 220) + \frac{21000}{21328} (48 + 96) = -4,51$$

$$U_{\text{рац}} = 4,51 / 0,05 = 86 \text{ В}$$

Определим те минимальные затраты, которые соответствуют нестандартному напряжению $U_{\text{рац}} = 86 \text{ В}$. Для этого решим квадратное уравнение, которое с достаточной точной для практических расчетов точностью описывает полученную зависимость $Z=f(U)$

$$Z = a \cdot U_{\text{рац}}^2 + b \cdot U_{\text{рац}} + c \quad (5.59)$$

Запишем систему уравнений, позволяющую найти значение коэффициентов a, b, c .

$$\begin{cases} Z_1 = a \cdot U_1^2 + b \cdot U_1 + c \\ Z_2 = a \cdot U_2^2 + b \cdot U_2 + c \\ Z_3 = a \cdot U_3^2 + b \cdot U_3 + c \\ 23000 = a \cdot 48^2 + b \cdot 48 + c \\ 22600 = a \cdot 96^2 + b \cdot 96 + c \\ 21000 = a \cdot 220^2 + b \cdot 220 + c \end{cases} \quad (5.60)$$

Решаем систему методом Гаусса, определяя неизвестные величины

$$a = -0,027; b = -4,5; c = 23277,51.$$

Найдем стоимость системы при рациональном напряжении $U_{\text{рац}}$ по формуле:

$$Z = aU_{\text{рац}}^2 + bU_{\text{рац}} + c \quad (5.61)$$

Найдем стоимость системы при рациональном напряжении $U_{\text{рац}} = 86 \text{ В}$

$$Z = a \cdot U_{\text{рац}}^2 + b \cdot U_{\text{рац}} + c = -0,027 \cdot 86^2 - 4,5 \cdot 86 + 23277,51 = 23090 \$$$

На основании результатов технико-экономического расчета вариантов системы электрического генерирования (электроснабжения) по току получены следующие данные, характеризующие функции $Z=f(I)$

$$\begin{array}{ll} I_1 = 46,5 \text{ А.} & Z_1 = 23000 \$ \\ I_2 = 18,75 \text{ А.} & Z_2 = 22600 \$ \\ I_3 = 8,12 \text{ А.} & Z_3 = 21000 \$ \end{array}$$

Для нахождения нестандартного рационального напряжения воспользуемся интерполяционной методикой Лагранжа.

$$I_{\text{рац}} = \beta / \alpha \quad (5.62)$$

$$\alpha = 2 \cdot \left(\frac{3_1}{A} + \frac{3_2}{B} + \frac{3_3}{Q} \right) \quad (5.63)$$

$$\beta = \frac{3_1}{A} (I_2 + I_3) + \frac{3_2}{B} (I_1 + I_3) + \frac{3_3}{Q} (I_1 + I_2) \quad (5.64)$$

$$A = (I_1 - I_2) \cdot (I_1 - I_3) = (46,5 - 18,75) \cdot (46,5 - 8,12) = 1065,05 \quad (5.65)$$

$$B = (I_2 - I_1) \cdot (I_2 - I_3) = (18,75 - 46,5) \cdot (18,75 - 8,12) = -294,98 \quad (5.66)$$

$$Q = (I_3 - I_1) \cdot (I_3 - I_2) = (8,12 - 46,5) \cdot (8,12 - 18,75) = 407,98 \quad (5.67)$$

$$\alpha = 2 \cdot \left(\frac{23000}{1065,05} - \frac{22600}{294,98} + \frac{21000}{407,98} \right) = -7,09$$

$$\beta = \frac{23000}{1065,05} (18,75 + 8,12) - \frac{22600}{294,98} (46,5 + 8,12) + \frac{21000}{407,98} (46,5 + 18,75) = -245,8$$

$$I_{\text{рац}} = 245,8 / 7,09 = 34,65 \text{ A}$$

Определим те минимальные затраты, которые соответствуют нестандартному току $I_{\text{рац}} = 34,65 \text{ A}$. Для этого решим квадратное уравнение, которое с достаточной точной для практических расчетов точностью описывает полученную зависимость $Z=f(I)$

$$Z = a \cdot I_{\text{рац}}^2 + b \cdot I_{\text{рац}} + c \quad (5.68)$$

Запишем систему уравнений, позволяющую найти значение коэффициентов a, b, c .

$$\begin{cases} 3_1 = a \cdot I_1^2 + b \cdot I_1 + c \\ 3_2 = a \cdot I_2^2 + b \cdot I_2 + c \\ 3_3 = a \cdot I_3^2 + b \cdot I_3 + c \end{cases} \quad (5.69)$$

$$\begin{cases} 23000 = a \cdot 46,5^2 + b \cdot 46,5 + c \\ 22600 = a \cdot 18,75^2 + b \cdot 18,75 + c \\ 21000 = a \cdot 8,12^2 + b \cdot 8,12 + c \end{cases}$$

Решаем систему методом Гаусса, определяя неизвестные величины

$$a = -4,04; b = 275,51; c = 19058,44.$$

Найдем стоимость системы при рациональном токе $I_{\text{рац}} = 34,65 \text{ A}$

$$Z = a \cdot I_{\text{рац}}^2 + b \cdot I_{\text{рац}} + c = -4,04 \cdot 34,65^2 + 275,51 \cdot 34,65 + 19058,44 = 23756 \text{ \$} \quad (5.70)$$

Глава 6.

ФОРМИРОВАНИЕ КВАЗИСИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

6.1. Аналитические преобразования дискретизированного квазисинусоидального напряжения в непрерывное синусоидальное напряжение

Известно, что переменное напряжение прямоугольной формы содержит широкий спектр гармонических составляющих. Кроме основной частоты, частота которой равна частоте переменного напряжения, присутствуют также гармонические составляющие с частотами в 3, 5, 7, 9, 11 раз превышающими частоту основной гармоники

$$u_n = \frac{4U_n}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots \right), \quad (6.1)$$

где U_n - амплитуда переменного напряжения; $\omega = 2\pi f$.

Степень приближения формы кривой любого сигнала к синусоидальной оценивается значением коэффициента нелинейных искажений. Рассмотрим зависимость коэффициента нелинейных искажений как функцию числа ступенек для многоступенчатой функции, приближающей синусоиду.

Периодическую функцию синусоидального типа, имеющую опорную функцию $f(t)$ на $\frac{1}{4}$ периода $f(t)$, можно представить в виде

$$u(t) = \begin{cases} f(t), & 0 \leq t \leq \frac{T}{4}, \\ f\left(\frac{T}{2} - t\right), & \frac{T}{4} \leq t \leq \frac{T}{2}, \\ -f\left(t - \frac{T}{2}\right), & \frac{T}{2} \leq t \leq \frac{3T}{4}, \\ -f(T - t), & \frac{3T}{4} \leq t \leq T. \end{cases} \quad (6.2)$$

Здесь: $f(t)$ – опорная функция, T – период.

При разложении периодической функции в гармонический ряд целесообразно выделить основную гармонику

$$u(t) = A_1 \sin \frac{2\pi t}{T}, \quad (6.3)$$

где

$$A_1 = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin \frac{2\pi t}{T} dt. \quad (6.4)$$

С учетом свойств симметрии и асимметрии для $u(t)$ интеграл сворачивается к

$$A_1 = 4 \int_0^{\pi/2} f(z) \sin \pi z dz. \quad (6.5)$$

Опорная функция имеет вид синусоиды $f(t) = u_0 \sin \pi \frac{2t}{T}$, однако на практике она может быть восстановлена только в виде многоступенчатой функции, как n -е приближение к основной кривой. Качеством такой замены может служить коэффициент нелинейных искажений

$$k = \sqrt{\left(\frac{u_0}{u_1}\right)^2 - 1}, \text{ если } \frac{u_0}{u_1} > 1, \quad (6.6)$$

который при достаточно хорошей аппроксимации должен быть больше или равен нулю.

Ступенчатая аппроксимация достигается несколькими способами, три из которых наиболее употребимы

$$f(t) = \begin{cases} \dots\dots\dots \\ u_0 \sin \pi z_i, & z_i < z < z_{i+1} \\ \dots\dots\dots & (i = 0, 1, \dots, n-1), \end{cases} \quad (6.7)$$

$$f(t) = \begin{cases} \dots\dots\dots \\ u_0 \sin \pi z_{i+1}, & z_i \leq z \leq z_{i+1} \\ \dots\dots\dots & (i = 0, 1, \dots, n-1), \end{cases} \quad (6.8)$$

$$f(t) = \begin{cases} \dots\dots\dots \\ \frac{1}{2} u_0 (\sin z_i + \sin z_{i+1}), & z_i \leq z \leq z_{i+1}, \end{cases} \quad (6.9)$$

где: $z_i = ih$, $h = \frac{1}{2n}$ - шаг аппроксимации, n - число ступенек.

Выражение для ступенчатой функции имеет вид

$$A_1 = 4 \int_0^{1/2} f(z) \sin \pi z dz, \quad (6.10)$$

$$f^{(1)}(z) = \begin{cases} \dots\dots\dots \\ u_0 \sin \pi z_i, & z_i \leq z \leq z_{i+1}, \\ \dots\dots\dots \end{cases} \quad (6.11)$$

$$f^{(2)}(z) = \begin{cases} \dots\dots\dots \\ u_0 \sin \pi z_{i+1}, & z_i \leq z \leq z_{i+1}, \\ \dots\dots\dots \end{cases} \quad (6.12)$$

$$f^{(3)}(z) = \begin{cases} \dots\dots\dots \\ u_0 \sin \pi z_{i+1}, & z_i \leq z \leq z_{i+1}. \\ \dots\dots\dots \end{cases} \quad (6.13)$$

Вычислим далее значения функций $A_1^{(1)}$ (рис.6.1,а); $A_1^{(2)}$ (рис.6.1,б); $A_1^{(3)}$ (рис. 6.1, в)

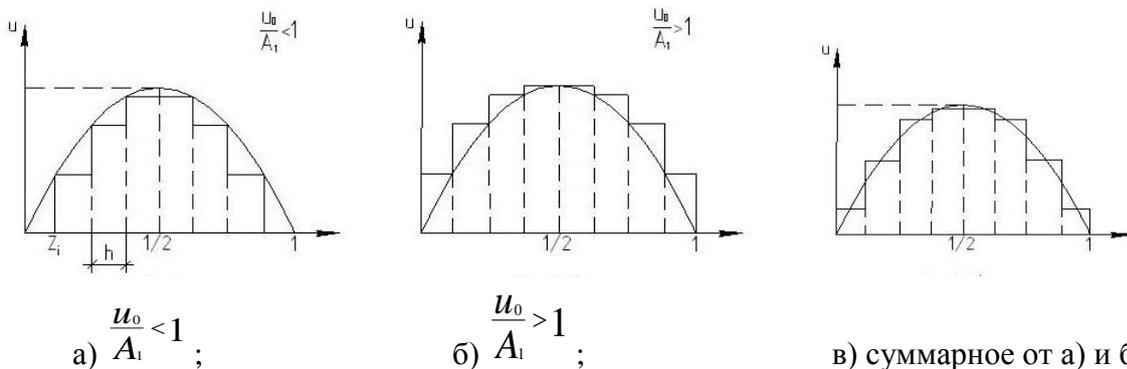


Рис. 6.1. Аппроксимация синусоидального сигнала ступенчатой функцией

$$\begin{aligned}
 A_1^{(1)} &= 4 \int_0^{1/2} f(z) \sin \pi z dz = 4 \sum_{i=0}^{n-1} u_0 \sin \pi z_i \int_{z_i}^{z_{i+1}} \sin \pi z dz = \\
 &= \frac{4}{\pi} \sum_{i=0}^{n-1} u_0 \sin \pi z_i (\cos \pi z_i - \cos \pi z_{i+1}) = \\
 &= \frac{2u_0}{T} \sum_{i=0}^{n-1} [\sin 2\pi z_i - \sin \pi(z_i + z_{i+1}) + \sin \pi(z_{i+1} - z_i)],
 \end{aligned} \quad (6.14)$$

$$\sum_{i=0}^{n-1} \sin 2\pi i h = \frac{\sin n\pi h \sin(n-1)\pi h}{\sin \pi h}, \quad (6.15)$$

$$\sum_{i=0}^{n-1} \sin(2i+1)\pi h = \sum_1^n \sin(2i-1)\pi h = \frac{\sin n\pi h}{\sin \pi h}, \quad (6.16)$$

$$\sum_{i=0}^{n-1} \sin \pi h = n \sin \pi h, \quad (6.17)$$

$$\sin n\pi h = \sin \frac{\pi}{2} = 1; \quad \sin(n-1)\pi h = \sin\left(\frac{\pi}{2} - \pi h\right) = \cos \pi h.$$

Тогда

$$\begin{aligned} A_1^{(2)} &= 4 \sum_{i=0}^{n-1} u_0 \sin \pi z_{i+1} \int_{z_i}^{z_{i+1}} \sin \pi z dz = \\ &= \frac{2}{\pi} u_0 \sum_{i=0}^{n-1} [\sin \pi(z_i + z_{i+1}) + \sin \pi(z_{i+1} - z_i) - \sin 2\pi z_{i+1}] = \\ &= \frac{2u_0}{\pi} \sum_0^{n-1} [\sin(2i+1)\pi h + \sin \pi h - \sin z_{i+1} \pi h] = \frac{2u_0}{\pi} \left[\frac{1}{\sin \pi h} - \operatorname{ctg} \pi h + n \sin \pi h \right] = \\ &= \frac{2u_0}{\pi} \left[\operatorname{tg} \frac{\pi h}{2} + \frac{1}{2h} \sin \pi h \right]. \end{aligned} \quad (6.18)$$

$$A_1^{(3)} = \frac{u_0}{\pi h} \sin \pi h. \quad (6.19)$$

Вычисление соответствующих амплитуд основной гармоники приводит к следующему результату

$$A_1^{(1)} = \left[\frac{\sin \pi h}{\pi h} - \frac{2}{\pi} \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} h \right] u_0 = u_0 \left[\frac{\sin \frac{\pi}{2n}}{\pi} 2n - \frac{2}{\pi} \operatorname{tg} \frac{\pi}{4n} \right], \quad (6.20)$$

$$A_1^{(2)} = \left[\frac{\sin \pi h}{\pi h} + \frac{2}{\pi} \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} h \right] u_0 = u_0 \left[\frac{\sin \frac{\pi}{2n}}{\pi} 2n + \frac{2}{\pi} \operatorname{tg} \frac{\pi}{4n} \right], \quad (6.21)$$

$$A_1^{(3)} = \frac{\sin \pi h}{\pi h} u_0 = u_0 \frac{\sin \frac{\pi}{2n}}{\pi} 2n. \quad (6.22)$$

Аппроксимация синусоидального сигнала ступенчатой функцией, приведенной на рис. 6.1,а выполнена по выражению (6.20); рис. 6.1,б – по выражению (6.21); рис. 6.1,в – по выражению (6.22).

Можно получить оценку числа ступенек n , при котором амплитуда A_1 близка к u_0 , то есть $\frac{u_0}{A_1} \approx 1$

$$\left(\frac{\sin \frac{\pi}{2n}}{\frac{\pi}{2n}} \right)^{-1} = 1 + \frac{1}{6} \left(\frac{\pi}{2n} \right)^2 \quad (6.23)$$

При $\frac{\pi}{2n} \rightarrow 0$

$$\frac{1}{6} \left(\frac{\pi}{2n} \right)^2 \leq \varepsilon \quad (6.24)$$

Здесь: ε - ошибка аппроксимации восстанавливающей функции.

Число ступенек n определяется выражением

$$n \geq \frac{\pi}{2\sqrt{6\varepsilon}} \quad (6.25)$$

Если $\frac{\pi}{2n} \rightarrow 0$, то

$$\begin{aligned} \left| 1 - \frac{1}{6} \left(\frac{\pi}{2n} \right)^2 - \frac{2}{n} \frac{\pi}{4n} \right| &= 1 + \varepsilon, \\ \left| 1 - \frac{1}{2n} \right| &< 1 + \varepsilon. \\ \frac{1}{2n} < \varepsilon \quad \text{и} \quad n > \frac{1}{2\varepsilon} \end{aligned} \quad (6.26)$$

В табл. 6.1 представлены расчетные значения коэффициентов $A_1^{(1)}$; $A_1^{(2)}$; $A_1^{(3)}$ в виде S_1 ; S_2 ; S_3 соответственно, коэффициентов нелинейных искажений k_2 (рис. 6.1,б) и k_3 (рис. 6.1,в) при числе ступенек n и шаге дискретизации h . Для рис.6.1,а коэффициент нелинейных искажений не вычисляется, так как $\frac{u_0}{A} < 1$.

Таблица 6.1

Расчетные значения коэффициентов S_1, S_2, S_3, K_2, K_3

n	h	S_1	S_2	S_3	K_2	K_3
2	0,25	0,8591	1,5708	1,1107	1,2114	0,4834
3	0,1667	0,8885	1,2749	1,0472	0,7909	0,3108
4	0,125	0,9082	1,1794	1,0262	0,6254	0,2303
5	0,1	0,9221	1,1328	1,0166	0,5321	0,1832
6	0,0833	0,9325	1,1052	1,0115	0,4706	0,1522
7	0,0714	0,9404	1,0871	1,0084	0,4263	0,1302
8	0,0625	0,9467	1,0742	1,0065	0,3924	0,1138
9	0,0556	0,9518	1,0647	1,0051	0,3655	0,1011
10	0,05	0,956	1,0573	1,0041	0,3434	0,0909
11	0,0455	0,9596	1,0514	1,0034	0,3249	0,0826
13	0,0385	0,9652	1,0427	1,0024	0,2953	0,0699
15	0,0333	0,9694	1,0365	1,0018	0,2725	0,0605
17	0,0294	0,9728	1,0318	1,0014	0,2543	0,0534
19	0,0263	0,9754	1,0282	1,0011	0,2394	0,0478
21	0,0238	0,9776	1,0254	1,0009	0,2267	0,0432

Анализ полученных выражений (6.22), (6.23), (6.24) и таблицы рассчитанных значений показывают, что коэффициент нелинейных искажений при формировании квазисинусоидального напряжения не превышает 6,5%. Уменьшение содержания высших гармоник в кривой выходного напряжения преобразователя с целью ее приближения к синусоидальной достигается путем реализации ступенчатой формы переменного напряжения и использования реактивных сглаживающих фильтров. Для дальнейшего приближения ступенчатой формы выходного напряжения инвертора к синусоидальной необходимо увеличить число ступенек. Формирование ступенек осуществляется с помощью ключевых элементов, реализованных на полупроводниковых транзисторах. Наиболее оптимальным по соотношению между количеством используемых транзисторов и относительно невысоким значением коэффициента нелинейных искажений можно ограничиться числом ступенек равным 4.

6.2. Новые технические решения по структуре вторичных источников электропитания для фотобатарей

Практическую реализацию преобразования постоянного напряжения фотоэлектрических преобразователей в квазисинусоидальное напряжение можно осуществить с помощью устройств, разработанных автором и защищенных патентами Украины.

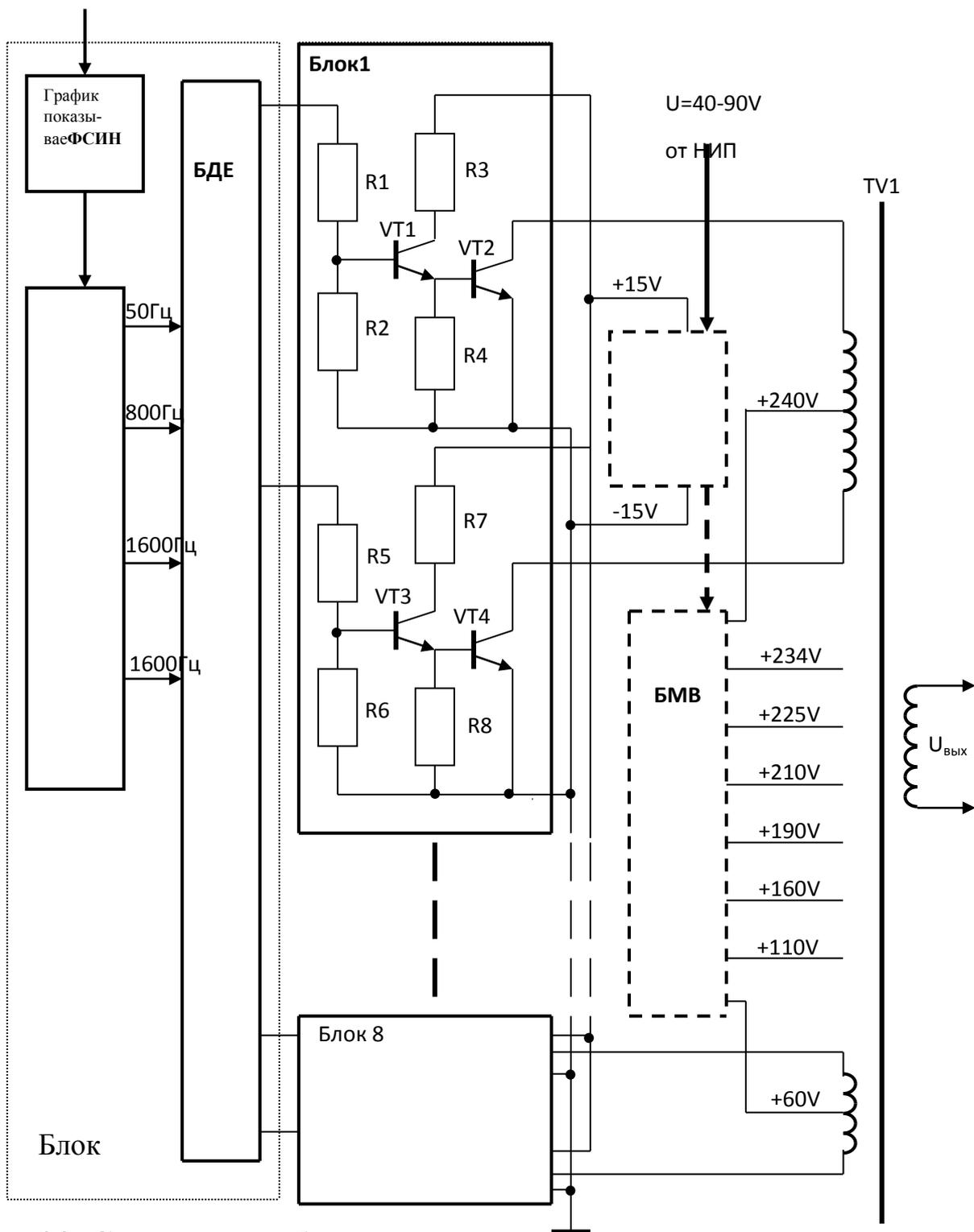


Рис. 6.2. Структурная блок-схема инвертора квазисинусоидального напряжения

Структурная схема одного из таких устройств (рис. 6.2) состоит из следующих функциональных блоков:

Блок управления – состоит из формирователя сетевых импульсов напряжения, блока генерации частот и блока квантования по времени.

Формирователь сетевых импульсов напряжения – ФСИН - предназначен для получения прямоугольных импульсов, соответствующих частоте и фазе сетевого напряжения.

Блок генерации частот – БГЧ - предназначен для получения частот, кратных и синфазных частоте питающей сети.

Блок дискретизации по времени – БДК - предназначен для получения 32-х импульсов управления блоками 1-8 (восемь двухтактных инверторов), осуществляющих формирование квазисинусоидального напряжения, достоверно отображающего синусоидальную форму сигнала.

На рис. 6.3 приведены структурная и принципиальная схемы блока генерации частот.

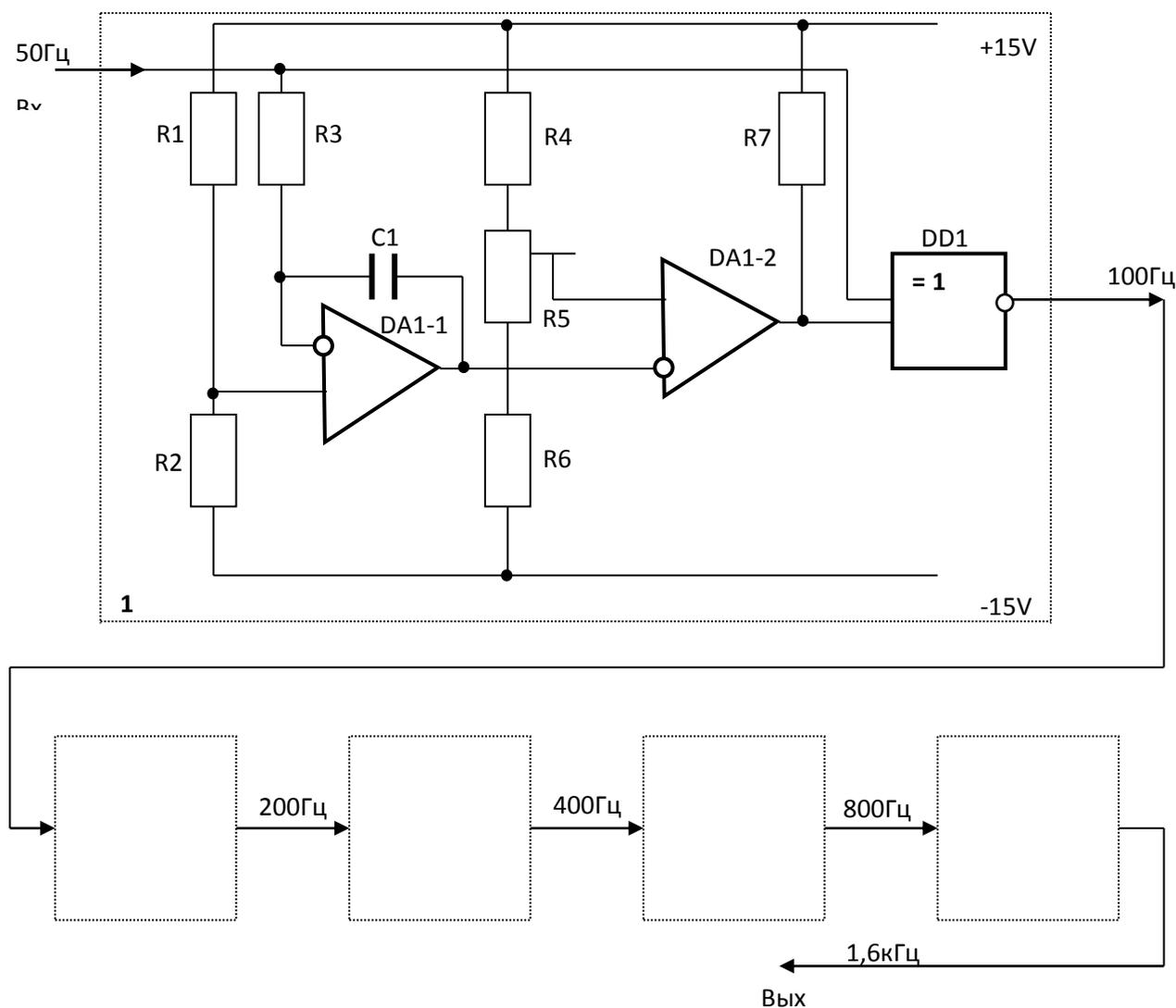


Рис. 6.3. Структурная блок-схема блока генерации частот

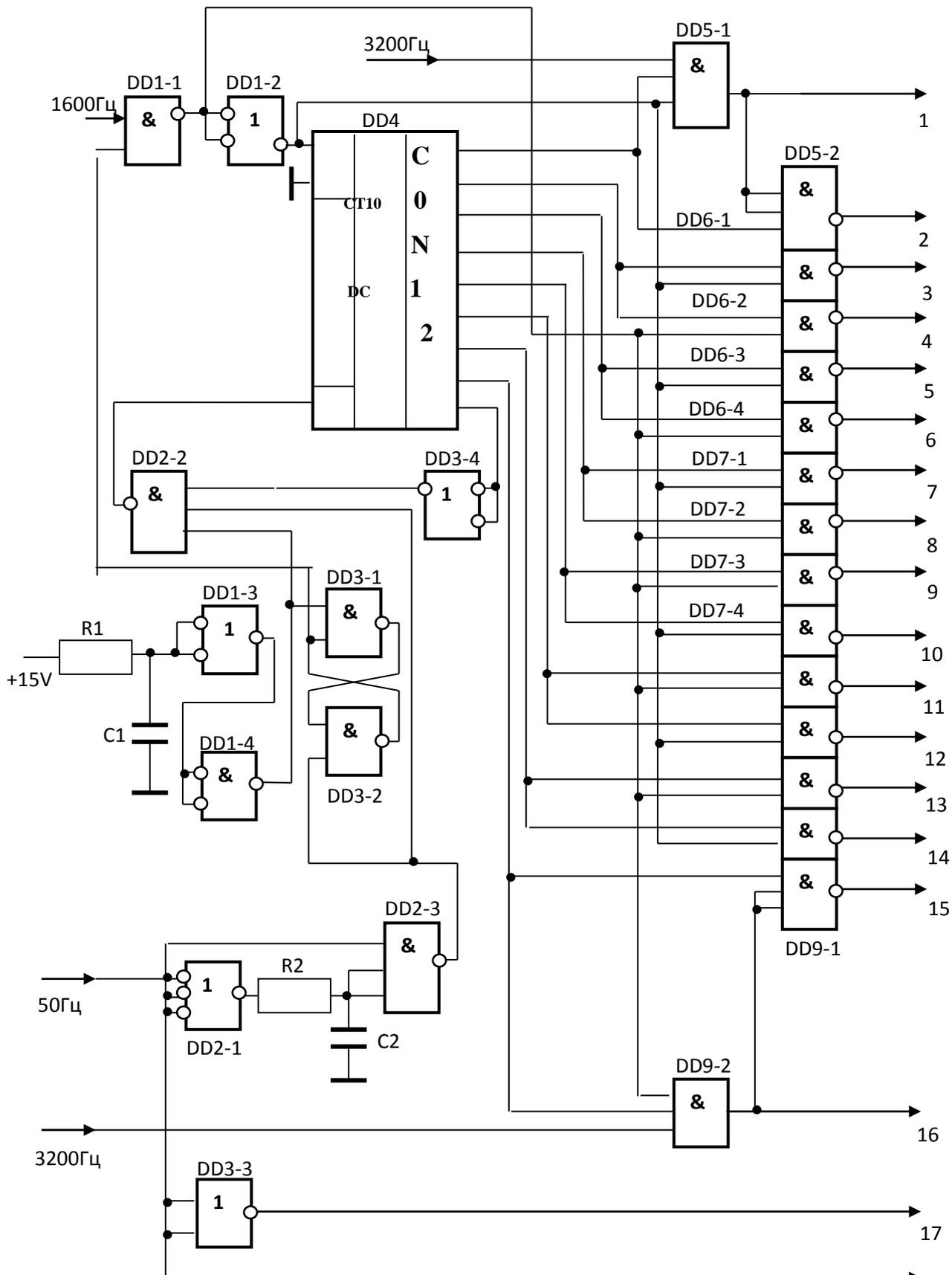


Рис. 6.4. Принципиальная электрическая схема блока дискретизации по времени – БДК

На рис. 6.4 и рис. 6.5 приведены принципиальные электрические схемы блока дискретизации по времени.

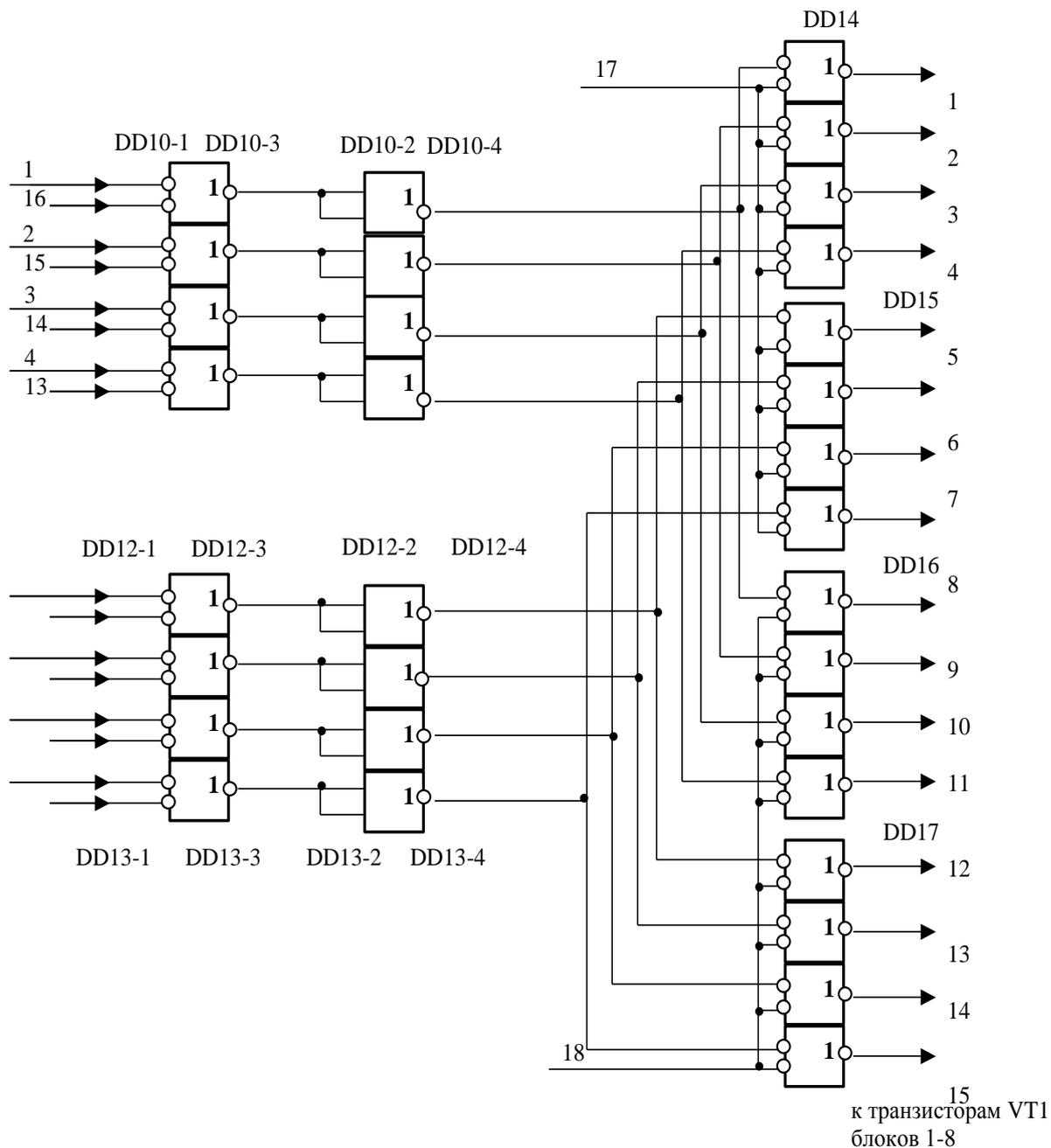


Рис. 6.5. Принципиальная электрическая схема блока дискретизации по времени – БДК

Импульсный стабилизатор напряжения – ИСН - преобразует постоянное напряжение от нетрадиционного источника питания НИП в постоянное напряжение для питания схемы управления инвертора. Кроме того, импульсный стабилизатор напряжения преобразует постоянное напряжение от НИП в восемь уровней перемен-

ного напряжения для питания блоков 1-8 через блок мостовых выпрямителей.

Блок мостовых выпрямителей – БМВ - преобразует восемь уровней переменного напряжения с выходного трансформатора ИСН в восемь уровней постоянного напряжения для питания блоков 1-8.

Выходной трансформатор – многообмоточный трансформатор, имеющий восемь обмоток с выводом от средней точки для формирования квазисинусоидального напряжения.

Блоки 1-8 – восемь двухтактных выходных инверторов.

На рис. 6.5 приведена принципиальная электрическая схема двухстороннего преобразователя (ограничителя) для формирования прямоугольного симметричного напряжения из сетевых импульсов напряжения.

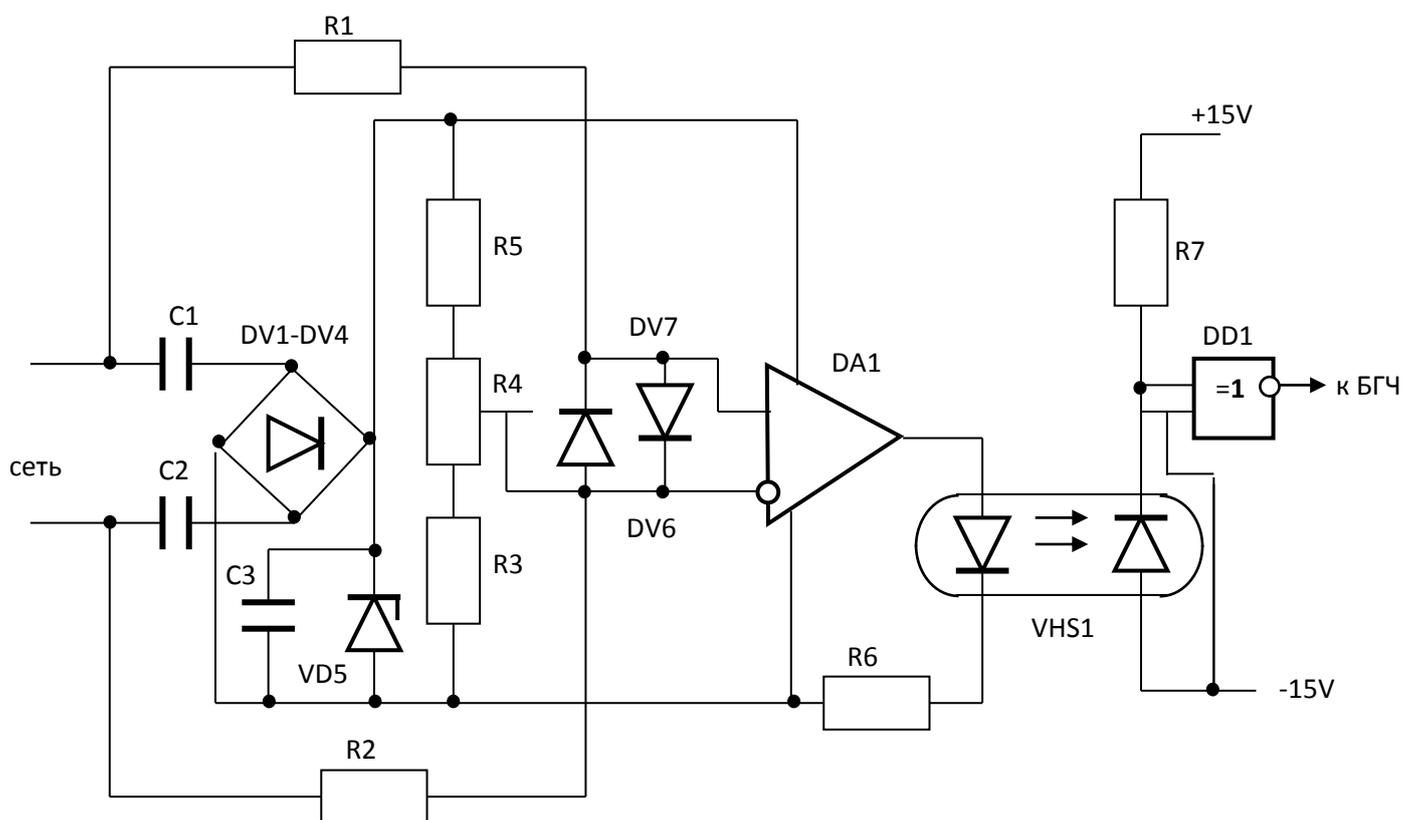


Рис. 6.5. Принципиальная электрическая схема формирователя сетевых импульсов напряжения

На выходе DA1, реализованном на микросхеме К140УД6А, присутствуют прямоугольные импульсы, которые через оптронную пару VHS 1, реализованную на 30D129А, поступают на вход DD1.

Через буферный резистор R6 эти импульсы поступают на светодиод оптронной пары, которая развязывает напряжение сети ~220 В переменного тока со входом формирователя длительности периода импульсов сети.

На рис. 6.3 изображена структурная схема блока генерации частот – БГЧ. Входное напряжение имеет частоту $f=50$ Гц, а выходное синфазное напряжение имеет частоту $f=1600$ Гц.

Структурная схема предлагаемого БГЧ состоит из n -блоков, соединенных последовательно друг с другом. Частота выходного синфазного напряжения каждого последующего блока вдвое выше частоты входного напряжения и кратна частоте питающей сети. Каждый из n -блоков состоит из функционального генератора и узла контроля фазы.

Функциональный генератор состоит из интегратора DA 1-1 и компаратора DA 1-2. Постоянная времени интегратора и, следовательно, частота генерируемых колебаний зависят от емкости конденсатора C1 и сопротивления резистора R3, включенных в цепь отрицательной обратной связи (рис. 6.3).

Входное напряжение питающей сети поступает на вход интегратора DA1–1, на выходе которого присутствуют калиброванные импульсы треугольной формы, сдвинутые на 90° относительно входных. Эти треугольные импульсы поступают на инвертирующий вход компаратора DA1–2. Интегратор DA1–1 и компаратор DA1–2 выполнены на микросхеме K574UD2 (сдвоенный операционный усилитель).

На микросхеме DD1 реализован узел контроля фазы, выполненный на логическом элементе «исключающее «ИЛИ»».

Напряжение с выхода интегратора DA1-1 подается на инвертирующий вход двухполярного компаратора DA1-2 и, по достижении порога срабатывания DA1-2, полярность напряжения на выходе компаратора DA1-2 изменяется на противоположную и цикл повторяется. Плавная регулировка частоты осуществляется резистором R5. Следовательно, если на выходе компаратора DA1-2 присутствует положительная полуволна, то на выходе интегратора DA1-1 – нарастание фронта треугольного импульса напряжения, а при переключении компаратора DA1-2 – на выходе интегратора DA1-1 присутствует отрицательный спад треугольного импульса.

Входное напряжение питающей сети также поступает на вход микросхемы DD1, второй вход которой соединен с выходом DA1–2. На выходе DD1 присутствуют импульсы удвоенной частоты, то есть 100 Гц. Таким образом, на базе интегратора DA1-1, компаратора DA1-2 и узла контроля фазы DD1 построен суммирующий синфазный формирователь и умножитель прямоугольных импульсов, который формирует импульсы от 50 Гц до 1600 Гц (при числе блоков $n = 5$).

При этом следует подчеркнуть, что полученные на выходе n -блоков частоты синфазны частоте питающей сети, что важно при построении инверторов квазисинусоидального напряжения, выходное напряжение которых по частоте и фазе должно всегда совпадать с частотой и фазой напряжения питающей сети.

На рис. 6.4 и рис. 6.5 изображены принципиальные электрические схемы блока дискретизации по времени – БДК. Для того, чтобы получить квазисинусоидальное напряжение, достоверно отображающее синусоидальную форму сигнала, необходимо выполнить квантование по уровню и дискретизацию по времени, т.е. необходимо получить квантование по 32-м уровням напряжения и по времени.

Для получения этих уровней квантования на схему узла квантования необходимо подать три напряжения различных частот, синхронные с частотой напряжения сети, а именно: $f=50$ Гц – для синхронизации по фазе выходного сигнала преобразователя, $f=800$ Гц и 1600 Гц – чтобы получить начальную $\frac{1}{4}$ и конечную $\frac{3}{4}$ часть синусоиды временного интервала для дискретизации по времени.

БГЧ формирует напряжения этих трех частот, синхронные с частотой напряжения сети. Сигналы с БГЧ с частотами $f=50$ Гц, $f=800$ Гц, $f=1600$ Гц поступают на входы микросхем DD2–1, DD2–3, DD3–3, DD1–1, DD5-1, DD9–2 соответственно. Инверторы DD1–3 и DD–4 служат для начальной установки при подаче питания на устройство. Входной делитель-формирователь выполнен в виде триггера на микросхемах DD3–1 и DD3–2, выполняющих роль коммутатора. Блок синхронизации выполнен в виде двух логических инверторов на микросхемах DD2-1 и DD2-3. Микросхемы DD2 и DD3 предназначены для синхронизации с напряжением сети напряжения преобразователя, в состав которого входит узел дискретизации по времени. Распределитель импульсов выполнен в ви-

де счетчика-дешифратора на девять выходов и реализован на микросхеме DD4. Дешифратор выполнен шестнадцатиканальным и реализован на микросхемах DD5-DD9, DD10-DD13. Формирователь начального участка квазисинусоидального сигнала выполнен в виде логических элементов DD5-1, DD5-2 и DD9-1, DD9-2, на входы которых подаются четыре частотных сигнала, синфазных с частотой сетевого напряжения - $f=800$ Гц и 1600 Гц (прямой и инверсный сигналы), а также сигналы с выходов «0» и «7» счетчика-дешифратора DD4. Выходы DD10...DD13 подсоединены ко входам DD14...DD17 – коммутатору полупериодов квазисинусоидального сигнала с частотой сети. Выходы DD14...DD17 с 1-го по 16-тый подаются на базы транзисторов VT1 блоков 1-8, которые входят в состав выходных усилителей инвертора, позволяющего получить мощность выходного квазисинусоидального сигнала до 1 кВт.

Принцип действия инвертора при формировании квазисинусоидального сигнала заключается в следующем. От БГЧ импульсы с частотами $f=50$ Гц, $f=800$ Гц, $f=1600$ Гц поступают на входы БДВ, на выходе которого формируются 32 импульса напряжения, последовательно распределенных во времени. Эти импульсы напряжения, поочередно поступают на входы блоков 1-8 выходных усилителей инвертора, которые поочередно формируют очередную ступеньку квазисинусоидального напряжения.

Кроме того, важным обстоятельством, улучшающим качество напряжения на выходе инвертора, является то, что начальные участки квазисинусоидального сигнала формируются на повышенной частоте, т.е. число ступенек в начале и в конце полуволны квазисинусоидального сигнала значительно больше, чем в середине полуволны. Это позволяет более точно воспроизвести на выходе инвертора синусоидальное напряжение, т. к. все частотные импульсы, подаваемые на устройство, синхронизированы с частотой питающей сети. Таким образом, выходное квазисинусоидальное напряжение также синфазно частоте питающей сети, т.е. частота и фаза выходного квазисинусоидального напряжения точно соответствуют частоте и фазе питающего сетевого напряжения.

На рис. 6.2 показана принципиальная электрическая схема блока 1 – остальные блоки 2-8 - аналогичны. Устройство содержит n -блоков выходных усилителей (в данном конкретном случае – $n=8$). Каждый из n -блоков выходных усилителей содержит две ана-

логичные схемы, выполненные в виде двухтранзисторных составных каскадов – на транзисторах VT1 (типа КТ 972А), VT2 (типа КТ812А) и резисторах R1-R4 и на транзисторах VT3 (типа КТ972А), VT4 (типа КТ812А) и резисторах R5-R8. На базы транзисторов каждого из n-блоков поступают управляющие сигналы из БДВ. Коллекторы выходных транзисторов каждого из n-блоков подключены к своей n-обмотке многообмоточного трансформатора TV1, выполненных со средним выводом. На средние выводы каждой из n-обмоток трансформатора TV1 подается свое напряжение от БМВ. Для квантования по уровню и по времени необходимо получение 1/16 полуволны, т.е. 32 квантования по времени 32 уровней напряжения полуволны синусоиды. Эти сигналы квантования поступают с БДК на базы транзисторов каждого из n-блоков выходного усилителя в строго определенные моменты времени. Прямоугольные синфазные с сетью импульсы с ФСИН поступают на БГЧ, где они преобразуются в синфазные с сетью импульсы с частотой от 50 Гц до 1600 Гц, а далее поступают через коммутатор на входы счетчика-дешифратора. Затем на элементах БДК формируются импульсы управления блоками 1-8 выходного усилителя инвертора квазисинусоидального напряжения. Эти импульсы поступают на коммутатор полупериодов квазисинусоидального сигнала, с выхода которого они подаются на базы силовых транзисторов блоков 1-8 выходного усилителя. Коллекторы выходных транзисторов блоков 1-8 подключены к обмоткам силового трансформатора TV1, имеющие по три вывода каждая. К первому и третьему выводам этих обмоток подключены коллекторы выходных транзисторов блоков 1-8, а на средний (второй) вывод подается постоянное напряжение с выводов БМВ.

При формировании квазисинусоидального сигнала импульсы с БДК поступают на базу транзистора VT1 блока 8, который открывается и отпирает транзистор VT2. Открытый транзистор VT2 подключает первый вывод обмотки 8 трансформатора TV1 к минусу постоянного напряжения 60 В. При этом по полуобмотке I обмотки 8 протекает ток, формирующий первую ступеньку положительной полуволны квазисинусоидального напряжения. Затем с БДК поступают поочередно сигналы на базы транзисторов VT1, которые поочередно открываются и отпирают транзисторы VT2 своих блоков. Поочередно открытые транзисторы VT2 подключа-

ют первые выводы обмоток трансформатора TV1 к минусу постоянного напряжения 60 В, 110 В, 160 В, 190 В, 210 В, 225 В, 234 В и 240 В. Таким образом за восемь тактов работы БДК формируется нарастающий фронт положительной полуволны квазисинусоидального напряжения.

Затем с БДК, уже в обратном порядке, подаются сигналы на базы транзисторов VT1 блоков 1-8, которые поочередно открываются и отпирают транзисторы VT2 своих блоков 1-8. Поочередно открытые транзисторы VT2 блоков 1-8 подключают третьи выводы обмоток 1-8 трансформатора TV1 к минусу постоянного напряжения 240 В, 234 В, 225 В, 210 В, 190 В, 160 В, 110 В и 60 В. Таким образом, за восемь тактов работы БДК формируется спадающий фронт положительной полуволны квазисинусоидального напряжения. Аналогично происходит работа устройства при формировании отрицательной полуволны квазисинусоидального напряжения.

Как было указано выше, для периода синусоидального колебания 50 Гц при шаге дискретности 0,625 мс необходима частота 1600 Гц ($T=0,625$). Покажем это графически на примере одной полуволны (рис. 6.6).

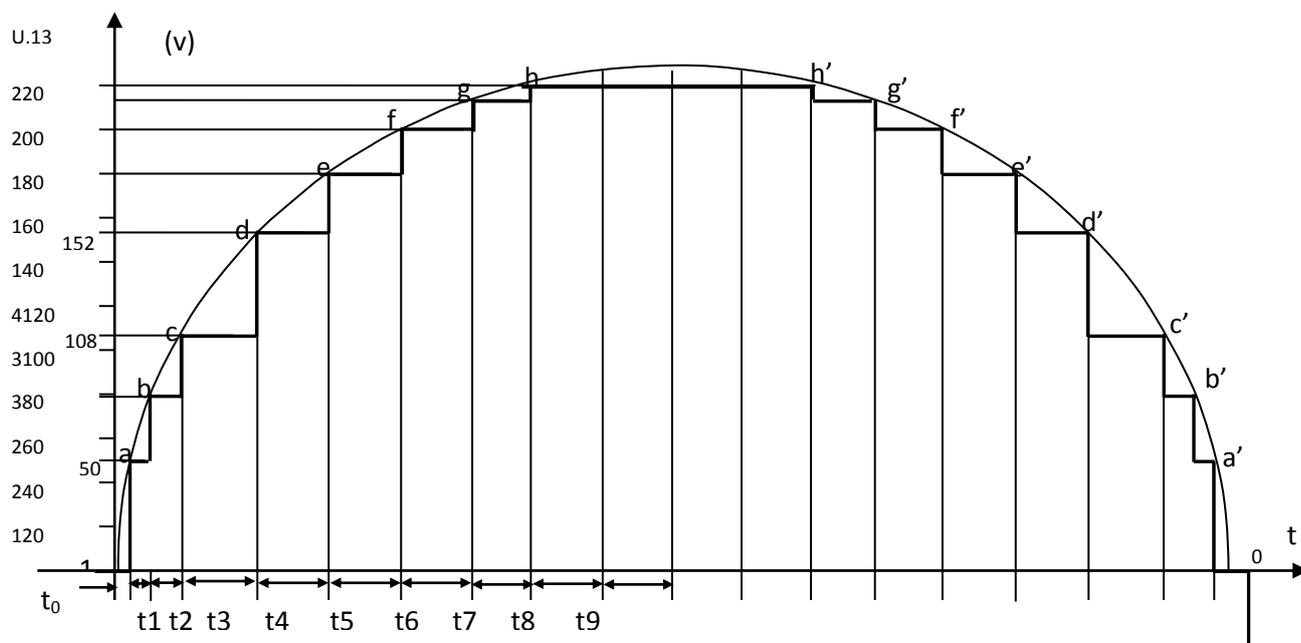


Рис.6.6. Формирование квазисинусоидального сигнала

График показывает, что для создания необходимой защитной ступеньки t_0 частоту 1600Гц необходимо удвоить, а значит дополнительно необходимо еще одно звено удвоения, описанное выше. Кроме этого первый шаг дискретизации нужно разделить на два, а восьмой и девятый удвоить. Приблизительно по графику можно определить и напряжения для восьми уровней квантования, которые равны $U_1 \approx 50\text{В}$, $U_2 \approx 80\text{В}$, $U_3 \approx 108\text{В}$, $U_4 \approx 152\text{В}$, $U_5 \approx 180\text{В}$, $U_6 \approx 200\text{В}$, $U_7 \approx 216\text{В}$, $U_8 \approx 220\text{В}$. Шаги дискретности соответственно: $t_0 = 0,156$ мс; $t_1 = 0,156$; $t_2 = 0,313$; $t_3 = 0,625$; $t_4 = 0,625$; $t_5 = 0,625$; $t_6 = 0,625$; $t_7 = 0,625$; $t_8 = 0,625$; $t_9 = 0,625$ мс.

На рис. 6.7 представлено формирование сигналов дискретизации по времени счетчика-дешифратора по схеме регистра сдвига для формирования шагов дискретизации. Для формирования восьми шагов дискретизации применен счетчик-дешифратор по схеме регистра сдвига K56С1ИЕ8.

Эти сигналы подают на ключевые каскады на транзисторах, на нагрузку которых подают напряжения, соответствующие уровням квантования, а именно: 1, 16, 17, 32 – 50 В; 2, 15, 18, 31 – 80 В; 3, 14, 19, 30 – 108В; 4, 13, 20, 29 – 152 В; 5, 12, 21, 28 – 180 В; 6, 11, 22, 27 – 200 В; 7, 10, 23, 26 – 216 В; 8, 9, 24, 25 – 220 В.

При дискретизации гармонического сигнала с целью получения информации о его частотно-временных параметрах создается искусственно-дискретизированный сигнал в виде последовательности импульсов с определенным значением периода повторений T . Дискретизированный сигнал является промежуточным состоянием при реализации операции воспроизведения сигнала по заданным числовым данным, и промежуточным преобразованием сигнала в форму, более удобную для последующего масштабного преобразования временной координаты сигнала. При дискретизации на выходе цифровых устройств получают числовые значения измеряемой величины $U_{k\Delta}t_k$ в соответствующие моменты времени.

Целью исследования структуры сигнала является получение непрерывной функции $U(t)$ с оценкой ее точности. Для этого необходимо восстановить аналитически все промежуточные значения $U(t)$. При восстановлении первичного сигнала из дискретизированного необходимо по известным мгновенным значениям в моменты времени, следующие через интервалы Δt , определить все промежуточные значения этого сигнала аппроксимацией путем интерполяции и экстраполяции. При интерполяции и экстраполяции подбираем для сигнала восстанавливающую функцию. При этом восстанавливаемый сигнал выражается суммой базисных функций

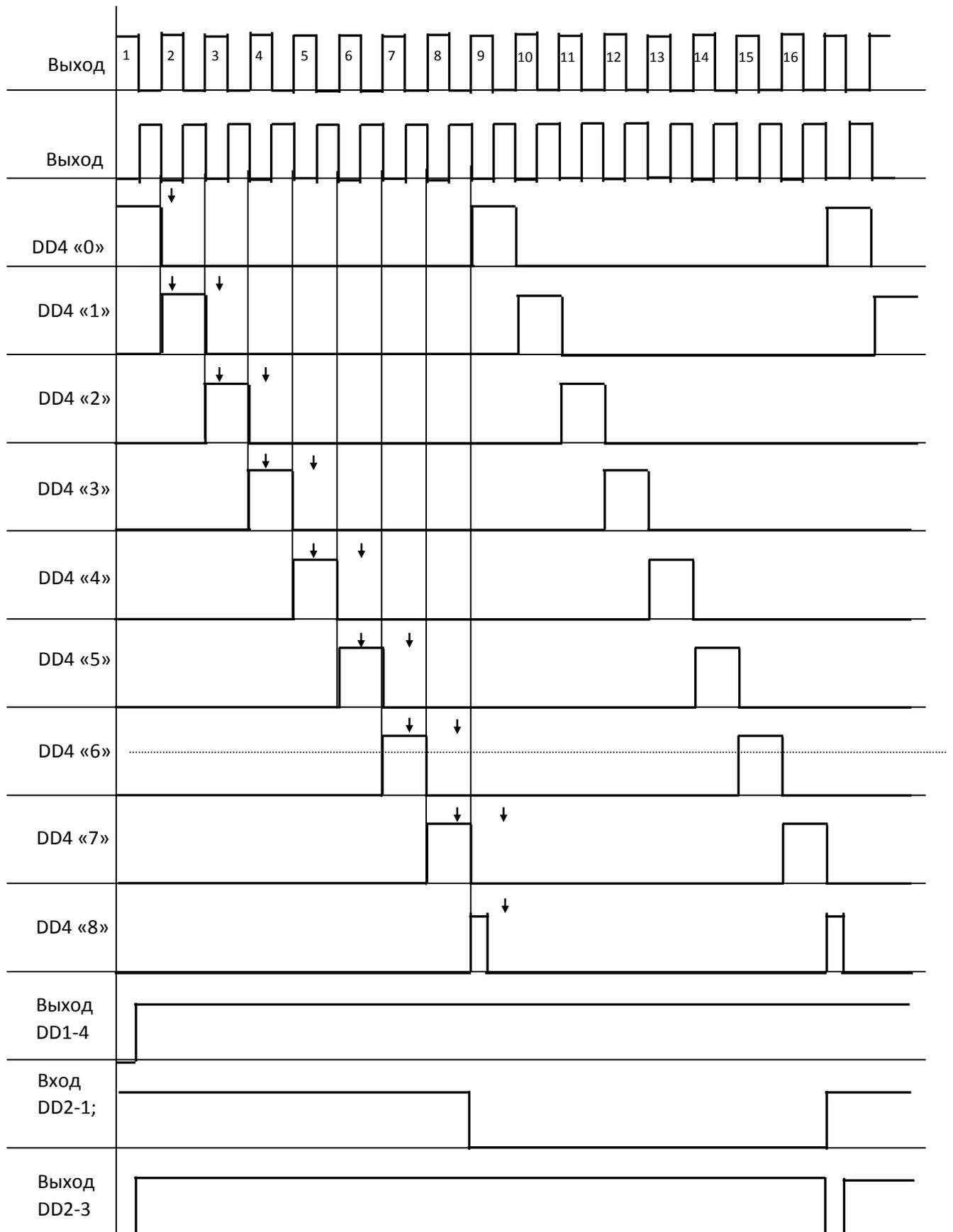
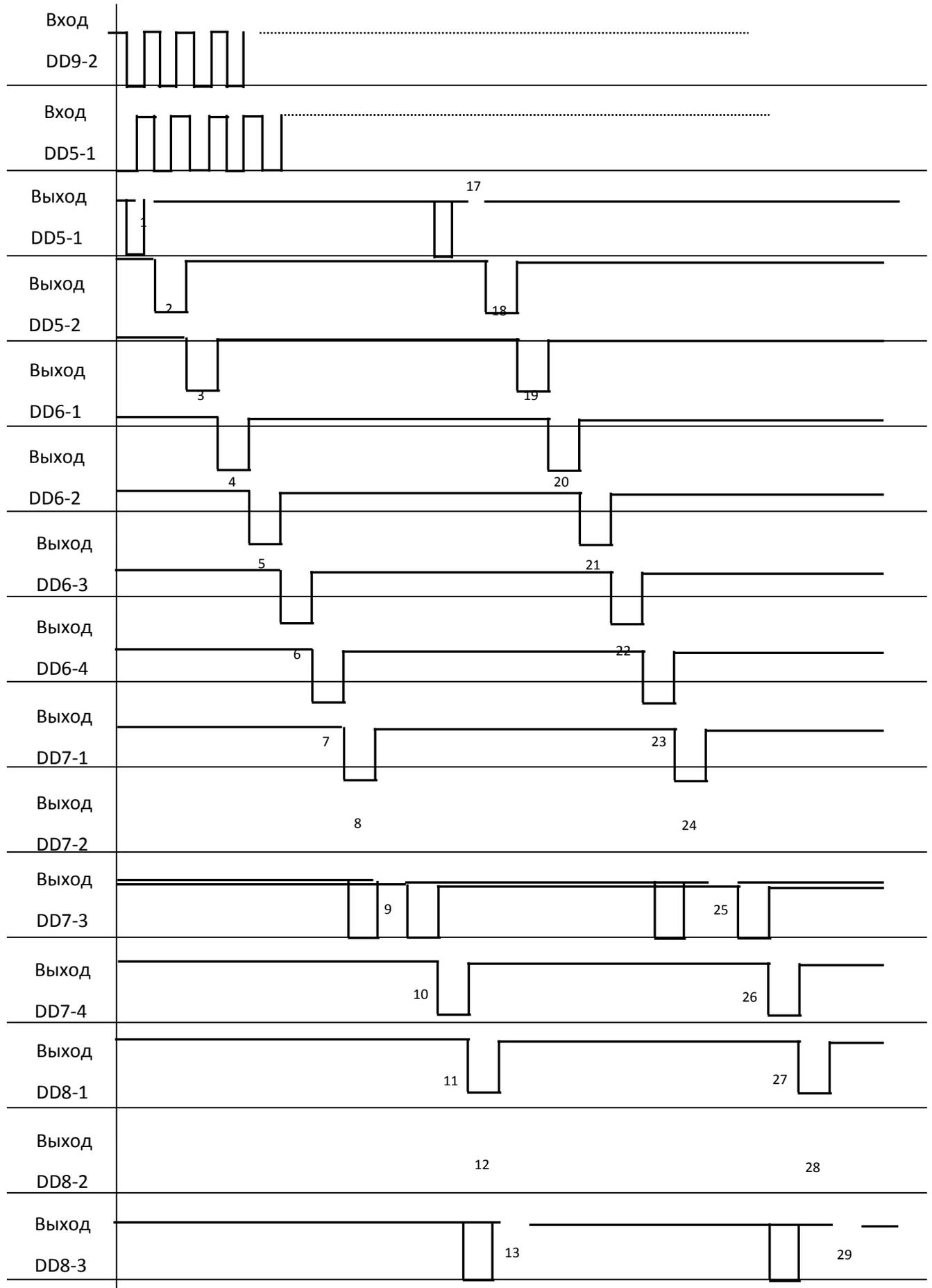
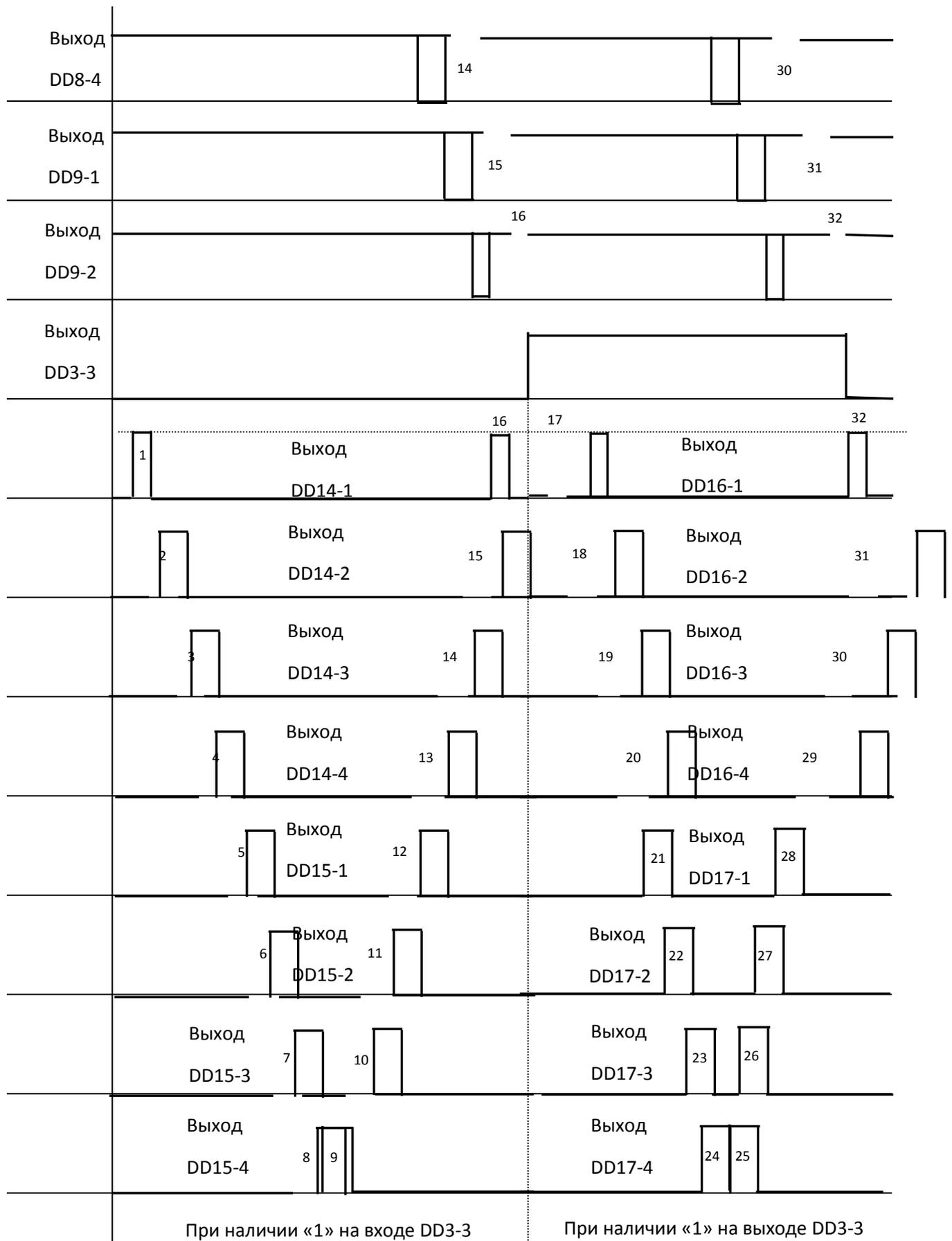


Рис. 6.7. Формирование сигналов дискретизации по времени на логических элементах устройства





$$U_{\text{восст}}(t) = \sum_{k=1}^n a_k \cdot U_k(t), \quad (6.27)$$

где $U_k(t)$ – базисные функции, a_k – коэффициенты ряда.

Коэффициенты ряда a_k и базисные функции могут выбираться или по минимуму средней квадратической погрешности или по критерию совпадения значений восстанавливаемого непрерывного сигнала с мгновенными значениями дискретизированного сигнала.

При этом должен выполняться критерий

$$\int_0^t |U(t) - \tilde{U}(t)|^2 dt = 0. \quad (6.28)$$

Здесь $\tilde{U}(t)$ равен $U_{\text{восст}}(t)$.

Для квазисинусоидального сигнала, дискретизированного во времени и квантованного по уровню, представленного на рис. 6.1, а, предположим, что даны табличные значения функции

$$U_k - U(t_k), \quad (6.29)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots, N+1$ на промежутке $[0, T]$, так что период $T = \frac{1}{2f}$, здесь $f = 50$ Гц и t_k – выбранные значения времени, $N = 2_m - 1$ – нечетное число, $m = 2$.

Далее необходимо найти коэффициенты при аппроксимации восстанавливающей функции

$$U(\Psi) = b + a \sin(2\pi ft + \varphi) = b + a \sin(\Psi + \varphi) = b + A \sin \Psi + B \cos \Psi, \quad (6.30)$$

где $\Psi = 2\pi ft$ – фаза колебаний задана на промежутке $[0, \pi]$, когда t изменяется на $[0, T]$; b, A, B искомые величины, где b – центр колебаний, $a = \sqrt{A^2 + B^2}$ – амплитуда колебаний, $y = \arctg \frac{B}{A}$ – начальная фаза

Рассмотрим аппроксимацию квантованного по уровню и дискретизированного по времени сигнала, используя методы аппроксимирующих функций для численного решения, а именно метод коллокаций и метод наименьших квадратов.

Следуя методу коллокаций, выбираем любые 3 точки (t_k, U_k) и потребуем, чтобы аппроксимирующая кривая проходила через выбранные точки

$$\begin{cases} b + A \sin \Psi_1 + B \cos \Psi_1 = U_1; \Psi_1 = 2\pi \omega t_1, \\ b + A \sin \Psi_2 + B \cos \Psi_2 = U_2; \Psi_2 = 2\pi \omega t_2, \\ b + A \sin \Psi_3 + B \cos \Psi_3 = U_3; \Psi_3 = 2\pi \omega t_3. \end{cases} \quad (6.31)$$

Решение (6.31) можно получить в общем виде, но целесообразно получить значения коэффициентов при A, B и решить три уравнения обычным способом.

Например, пусть $\Psi_1 = 0; \Psi_2 = \frac{\pi}{2}; \Psi_3 = \pi$.

Тогда получим систему уравнений

$$\begin{cases} b + B = U_1, \\ b + A = U_2, \\ b - B = U_3, \end{cases} \quad (6.32)$$

решение которой дает значения

$$\begin{aligned} b &= \frac{U_1 + U_3}{2}, \\ B &= \frac{U_1 - U_3}{2}, \end{aligned} \quad (6.33)$$

$$A = U_2 - \frac{U_1 + U_3}{2} = \frac{1}{2}(2U_2 - U_1 - U_3).$$

Если у нас есть большее количество значений (t_k, U_k) , то можно получить значения $(N+1)$ коэффициентов при аппроксимации вида

$$\tilde{U}(\Psi) = b + \sum_{n=1}^{\frac{1}{2}(N-1)} (A_n \sin_n \Psi + B_n \cos_n \Psi). \quad (6.34)$$

Из условия равенства функции $\tilde{U}(\Psi)$ значениям U_k получаем линейную систему алгебраических уравнений для определения параметров b, A_n, B_n . Решив ее, можно найти ошибку аппроксимации

$$\delta = \sum_k^{N+1} \int_{\Psi_k}^{\Psi_{k+1}} [U(\Psi) - \tilde{U}(\Psi)]^2 d\Psi \approx \sum_{k=1}^N (U_k - \tilde{U}_k)^2 \Delta \Psi_k. \quad (6.35)$$

По методу наименьших квадратов найдем средне-квадратическое отклонение функций

$$\delta(b, A, B) = \int_0^\pi [\tilde{U}(\Psi) - U(\Psi)]^2 d\Psi = \min, \quad (6.36)$$

где $U(\Psi)$ - известно только в точках $\Psi_k = 2\pi f t_k$, $\tilde{U}(\Psi) = b + A \sin \Psi + B \cos \Psi$ - аппроксимирующая функция, δ - функция трех параметров.

Из условия минимума ошибки отклонения функции по параметрам b, A, B получаем три уравнения

$$\begin{aligned} \frac{\partial \delta}{\partial b} &= 2 \int_0^\pi [b + A \sin \Psi + B \cos \Psi - U(\Psi)] d\Psi = 0, \\ \frac{\partial \delta}{\partial A} &= 2 \int_0^\pi [b + A \sin \Psi + B \cos \Psi - U(\Psi)] \sin \Psi d\Psi = 0, \\ \frac{\partial \delta}{\partial B} &= 2 \int_0^\pi [b + A \sin \Psi + B \cos \Psi - U(\Psi)] \cos \Psi d\Psi = 0. \end{aligned} \quad (6.37)$$

Вычислим интегралы от функций

$$\int_0^{\pi} d\Psi = \pi, \quad \int_0^{\pi} \sin \Psi d\Psi = 2, \quad \int_0^{\pi} \cos \Psi d\Psi = 0, \quad \int_0^{\pi} \sin^2 \Psi d\Psi = \frac{\pi}{2}, \quad (6.38)$$

$$\int_0^{\pi} \cos^2 \Psi d\Psi = \frac{\pi}{2}; \quad \int_0^{\pi} \sin \Psi \cos \Psi d\Psi = 0.$$

Интегралы от функций вычислим с помощью линейной аппроксимации на отрезках $[\Psi_k, \Psi_{k+1}]$. Тогда

$$\begin{aligned} \tilde{b} \pi &= \int_0^{\pi} U(\Psi) d\Psi = \sum_{k=1}^N \int_{\Psi_k}^{\Psi_{k+1}} U(\Psi) d\Psi = \sum_{k=1}^N \frac{U_{k+1} + U_k}{2} \int_{\Psi_k}^{\Psi_{k+1}} d\Psi = \\ &= \sum_{k=1}^N \frac{U_k + U_{k+1}}{2} (\Psi_{k+1} - \Psi_k), \end{aligned} \quad (6.39)$$

$$\begin{aligned} \tilde{A} \frac{\pi}{2} &= \int_0^{\pi} U(\Psi) \sin \Psi d\Psi = - \sum_{k=1}^N \int_{\Psi_k}^{\Psi_{k+1}} U(\Psi) d(\cos \Psi) = \\ &= \sum_{k=1}^N \frac{U_{k+1} + U_k}{2} (\cos \Psi_k - \cos \Psi_{k+1}) \end{aligned} \quad (6.40)$$

$$\begin{aligned} \tilde{B} \frac{\pi}{2} &= \int_0^{\pi} U(\Psi) \cos \Psi d\Psi = \sum_{k=1}^N \int_{\Psi_k}^{\Psi_{k+1}} U(\Psi) d(\sin \Psi) = \\ &= \sum_{k=1}^N \frac{U_{k+1} + U_k}{2} (\sin \Psi_{k+1} - \sin \Psi_k). \end{aligned} \quad (6.41)$$

Подставляя эти интегралы в систему уравнений для определения параметров b, A, B получаем

$$\begin{aligned} \pi b + 2A &= \pi \tilde{b}, \\ 2b + \frac{\pi}{2} A &= \frac{\pi}{2} \tilde{A}, \\ \frac{\pi}{2} B &= \frac{\pi}{2} \tilde{B}. \end{aligned} \quad (6.42)$$

Решение данной системы уравнений дает нам значения коэффициентов

$$B = \tilde{B}, \quad b = \frac{\pi \tilde{b} - 2\pi \tilde{A}}{\pi^2 - 8}; \quad A = \frac{\pi^2 \tilde{A} - 4\pi \tilde{b}}{\pi^2 - 8}. \quad (6.43)$$

Имея параметры аппроксимации, можно найти среднеквадратичное отклонение функций

$$\begin{aligned} \delta &= \int_0^{\pi} \tilde{U}^2(\Psi) d\Psi - 2 \sum_{k=1}^N \left(\frac{U_k + U_{k+1}}{2} \right) \int_{\Psi_k}^{\Psi_{k+1}} \tilde{U}(\Psi) d\Psi + \\ &+ \sum_{k=1}^N \left(\frac{U_k^2 + U_{k+1}^2}{2} \right) (\Psi_{k+1} - \Psi_k). \end{aligned} \quad (6.44)$$

Вычислим далее интегралы

$$\begin{aligned} \int_{\Psi_k}^{\Psi_{k+1}} \tilde{U}(\Psi) d\Psi &= \int_{\Psi_k}^{\Psi_{k+1}} (b + A \sin \Psi + B \cos \Psi) d\Psi = \\ &= b(\Psi_{k+1} - \Psi_k) + A(\cos \Psi_k - \cos \Psi_{k+1}) + \\ &\quad + B(\sin \Psi_{k+1} - \sin \Psi_k), \end{aligned} \quad (6.45)$$

$$\begin{aligned} \int_0^{\pi} \tilde{U}^2(\Psi) d\Psi &= \int_0^{\pi} (b^2 + A^2 \sin^2 \Psi + B^2 \cos^2 \Psi + \\ &+ 2Ab \sin \Psi + 2Bb \cos \Psi + 2AB \sin \Psi \cos \Psi) d\Psi = \\ &= b^2 + \frac{\pi}{2} A^2 + \frac{\pi}{2} B^2 + 4bA. \end{aligned} \quad (6.46)$$

Рассмотренные выше методы позволяют выполнить аппроксимацию квазисинусоидального сигнала в синусоидальный сигнал первой гармоники. При дискретизации по времени и квантования по уровню квазисинусоидального сигнала для уменьшения погрешности при аппроксимации необходимо иметь шаг дискретизации Δt малого значения, то есть разбиение периода T на достаточно большее значение N , при этом и квантование по уровню также имеет большое число разбиений. Но исходя из того, что формирование квазисинусоидального сигнала происходит с помощью транзисторов, работающих в ключевом режиме, причем на промежутке $[0; \pi]$, их количество может быть равным половине значения N , поскольку необходимо учитывать порог срабатывания электронного элемента и его частотные характеристики. Исходя из этого, необходимо принимать компромиссное решение между количеством используемых электронных приборов и восстанавливающей аппроксимирующей функции для получения синусоидального сигнала первой гармоники из квазисинусоидального сигнала. Установлено, что наиболее оптимально количество разбиений периода равно 32.

При цифровой обработке дискретизация обычно производится через интервалы времени. При выборе величины интервала дискретизации Δt необходимо иметь в виду, что при выборке в слишком близко расположенных друг к другу точках будут получаться коррелированные данные, число которых будет избыточно велико, что неизбежно вызовет увеличение как объема, так и стоимости расчетов и преобразований. С другой стороны, при выборках в слишком далеко стоящих друг от друга точках возможна маскировка (наложение) частот, что представляет собой источник ошибок.

6.3. Гармонический анализ дискретно заданных сигналов и его численная реализация

Задача теории приближения периодической с периодом T функции, заданной на промежутке $[0, T]$ в точках t_k ($k=0, 1, \dots, N$), заключается в построении аналитической зависимости $\tilde{f}(t)$ этой функции так, чтобы среднеквадратическая погрешность на точках t_k была минимальной, т.е.

$$\Delta = \frac{1}{T} \sum_{k=0}^N [f(t_k) - \tilde{f}(t_k)]^2 (t_{k+1} - t_k) = \min. \quad (6.47)$$

Функцию $\tilde{f}(t)$ ищем в виде линейной комбинации гармонических периодических функций $C_k(t)$, составляющих ортогональную систему на точках t_k отрезка $[0, T]$, где t_k заданы с постоянным шагом

$$t_k = k \frac{T}{N}. \quad (6.48)$$

Такого рода представление функций имеет вид ряда Фурье

$$\tilde{f}(t) = A_0 + \sum_{i=1}^n A_i \cos i \frac{2\pi}{T} t + B_i \sin i \frac{2\pi}{T} t = \sum_{j=0}^{2n} a_j C_j(t). \quad (6.49)$$

Здесь $\frac{2\pi}{T}$ - основная частота изменения функции $\tilde{f}(t)$, $j \frac{2\pi}{T}$ кратные частоты, $\sqrt{A_j^2 + B_j^2}$ - амплитуда колебаний по j -той гармонике, $\varphi_j = -\arctg \frac{B_j}{A_j}$ - сдвиг фаз j -той гармоники.

Можно показать, что гармоники $C_j(t)$ ортогональны на системе точек t_k , то есть

$$\sum_{k=0}^N C_j(t_k) C_p(t_k) = \begin{cases} 0, & \text{если } j \neq p; \\ \delta_j(N), & \text{если } j = p, \end{cases} \quad (p=0, 1, \dots, 2n), \quad (6.50)$$

где

$$\delta_j(N) = \sum_{k=0}^N C_j^2(t_k) = \frac{N}{2}, \quad \delta_0(N) = N, \quad C_0(t) = 1. \quad (6.51)$$

Этим свойством можно воспользоваться для определения неизвестных параметров приближения a_j - коэффициентов Фурье функции $\tilde{f}(t)$, определяемых на основе метода наименьших квадратов, к которому сведена наша задача - найти параметры a_j , при которых ошибка приближения $\Delta(a_0, a_1, a_2 \dots a_{2n})$ имеет минимум

$$\Delta = \frac{1}{T} \sum_{k=0}^N \left[f(t_k) - \sum_{j=0}^{2n} a_j C_j(t_k) \right]^2 \frac{T}{N} = \min, \quad (2n \leq N). \quad (6.52)$$

Тогда

$$\frac{\partial \Delta}{\partial a_3} = -\frac{1}{T} \sum_{k=0}^N 2 \left[f(t_k) - \sum_{j=0}^{2n} a_j C_j(t_k) \right] C_p(t_k) \frac{T}{N} = 0 \quad (6.53)$$

или

$$\sum_{k=0}^N f(t_k) C_p(t_k) - \sum_{j=0}^{2n} a_j \sum_{k=0}^N C_j(t_k) C_p(t_k) = 0. \quad (6.54)$$

В силу свойств ортогональности

$$\sum_{j=0}^{2n} a_j \sum_{k=0}^N C_j(t_k) C_p(t_k) = \delta_p(N) a_p, \quad (6.55)$$

так что

$$a_p = \frac{\sum_{k=0}^N f(t_k) C_p(t_k)}{\delta_p(N)} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^N f(t_k) C_p(t_k), \quad a_0 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N f(t_k). \quad (6.56)$$

Возвращаясь к обозначениям

$$C_0(t)=1; \quad C_{2i-1}(t)=\sin i \frac{2\pi}{T} t; \quad C_{2i}(t) = \cos i \frac{2\pi}{T} t, \quad (6.57)$$

получаем

$$A_i = a_{2i} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^N f(t_k) \cos i \frac{2k\pi}{N}, \quad (6.58)$$

$$B_i = a_{2i-1} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^N f(t_k) \sin i \frac{2k\pi}{N}, \quad (6.59)$$

$$a_0 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N f(t_k). \quad (6.60)$$

Таким образом, найденные коэффициенты ряда Фурье можно подставить в выражение для определения погрешности приближения функции, заданной таблично с постоянным шагом

$$\Delta(N, n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N \left[f(t_k) - \sum_{j=0}^{2n} a_j C_j(t_k) \right]^2, \quad (6.61)$$

$$\Delta(N, n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N f^2(t_k) - \frac{2}{N} \sum_{k=0}^N f(t_k) \sum_{j=0}^{2n} a_j C_j(t_k) + \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{2n} a_j^2 \delta_j(N), \quad (6.62)$$

$$\begin{aligned} \Delta(N, n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N f^2(t_k) - \frac{2}{N} \sum_{j=0}^{2n} a_j^2 \delta_j(N) + \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{2n} a_j^2 \delta_j(N) = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N f^2(t_k) - \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{2n} a_j^2 \delta_j(N). \end{aligned} \quad (6.63)$$

Если применить далее равенство Парсеваля

$$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^N f^2(t_k) = A_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N/2} A_i^2 + B_i^2, \quad (6.64)$$

то при $n=N/2$ ошибка приближения равна нулю, то есть происходит гармоническая интерполяция, когда значения обеих функций $f(t)$ и $\tilde{f}(t)$ в точках t_k совпадают. При $n < N/2$ ошибка существует.

Таким образом, построен алгоритм решения задачи приближения функции, заданной на равномерной сетке, гармоническим рядом Фурье, который решает задачу точно, когда число искомым параметров совпадает с числом точек разбиения. В этом варианте решения необходимо вычислить коэффициенты ряда Фурье по известным формулам и найти затем ошибку приближения, как функцию двух чисел: n – числа членов ряда Фурье и N – число точек в таблице значений функций $f(t)$.

Гармонический анализ на равномерной сетке отрезка $[0, T]$ можно производить на отрезке $[0, 1]$, так как все искомые величины зависят от отношения $\frac{t_k}{T}$, что позволяет ввести новую переменную $x = \frac{t}{T}$, которая изменяется от нуля до единицы с шагом $h = \frac{1}{N}, x_k = \frac{k}{N}$. Таким

образом, заданными величинами являются:

N – четное число заданных значений функции f_k ,

$n \leq N/2$ – число членов ряда Фурье, приближающего функцию,

$x_k = \frac{k}{N}$ – точки разбиения, где $k=0, 1, \dots, N$,

$f(x_k) = f_k$ – значение дискретно заданной функции в точках x_k .

Необходимо вычислить:

1. Значение функций $C_j(x)$ по формулам
- 2.

$$C_0 = 1, C_j = \begin{cases} \sin\left(\frac{j+1}{2} 2\pi x\right) & \text{для } j = 1, 3, 5, \dots, 2n-1, \\ \cos\left(\frac{j}{2} 2\pi x\right), & \text{для } j = 2, 4, \dots, 2n. \end{cases} \quad (6.65)$$

3. Величины

$$\delta_j(N) = \begin{cases} \frac{N}{2}, & \text{для } j \geq 1, \\ N, & \text{для } j = 0. \end{cases} \quad (6.66)$$

4. Коэффициенты ряда Фурье

$$a_j = \frac{1}{\delta_j(N)} \sum_{k=0}^N f(x_k) C_j(x_k), \quad (j=0, \dots, 2n). \quad (6.67)$$

5. Ошибку приближения

$$\Delta(N, n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N f^2(x_k) - \sum_{j=0}^{2n} a_j^2 \delta_j \quad (6.68)$$

или

$$\Delta(N, n) = \sum_{j=2n+1}^N a_j^2 \delta_j, \text{ так что } \Delta = 0 \text{ при } n=N/2. \quad (6.69)$$

Описанный алгоритм реализован на алгоритмическом языке Turbo Pascal.

6.4. Метод неопределенных коэффициентов в теории приближения сигналов

Рассмотрим задачу приближения функций на отрезке $[0; T]$ при неравномерном разбиении или неизвестном периоде. Тогда функцию считают периодической с периодом T , что влечет за собой наличие четного числа гармоник (бесконечное множество, допускающее счет целыми числами).

В этом случае для приближения можно использовать метод неопределенных коэффициентов или метод «коллокаций», что равносильно. При этом заданную функцию $f(t)$ приближает линейной комбинацией простых функций в виде ряда

$$\tilde{f}(t) = \sum_{j=1}^n a_j C_j(t), \quad n \leq N. \quad (6.70)$$

Коэффициенты выбираем из условия совпадения функций в точках разбиения \tilde{t}_k , выбранных как опорные, то есть для коэффициентов a_j получается система линейных алгебраических уравнений

$$f(\tilde{t}_k) = \tilde{f}(\tilde{t}_k) = \sum_{j=1}^n a_j C_j(\tilde{t}_k) = \sum_{j=1}^n a_j C_{jk} \quad (6.71)$$

или в векторной форме

$$\tilde{f} = \hat{C} \bar{a}.$$

Здесь \tilde{f} - вектор-столбец, составленный из n значений функций в точках \tilde{t}_k , заданных таблично, $C = \|c_{jk}\|$ - матрица, элементами которой являются функции $C_j(t)$, заданные в точках \tilde{t}_k , \bar{a} - искомый вектор-столбец с элементами $a_j (j = \overline{1, n})$.

Если матрица \hat{C} невырожденная, то есть $\det \|c_{jk}\| \neq 0$, то существует обратная матрица $\hat{C}^{-1} = \hat{A}$, так что

$$\bar{a} = \hat{A} \tilde{f}, \quad a_i = \sum_{j=1}^n a_{ij} f_j \quad (i = \overline{1, \dots, n}). \quad (6.72)$$

После определения постоянных a_j можно найти среднеквадратическое отклонение функций $f(t)$ и $\tilde{f}(t)$ на множестве точек t_k

$$\Delta = \frac{1}{T} \sum_{k=0}^N (f(t_k) - \tilde{f}(t_k))^2 (t_{k+1} - t_k). \quad (6.73)$$

В этой сумме n членов будет равна нулю в силу условия выбора коэффициентов a_j из равенства функций в опорных точках, поэтому сумма содержит только $(N-n)$ слагаемых. При $n=N$ ошибка аппроксимации отсутствует, то есть происходит интерполяция функции.

Численная реализация этого метода имеет следующий алгоритм:

1. Заданы N значений функции $f(t_k)$ на точках t_k ($k=0,1,\dots,N$), которые можно задать неравномерно. При равномерном разбиении $t_k = \frac{k}{N}T$.

2. n функций $C_j(t)$, которые составляют основную систему (гармонические функции, степенные, ортогональные полиномы) ($j=1,2,\dots,n$) и n опорных точек \tilde{t}_k .

3. Найти элементы матрицы $C = \|c_{jk}\|$ как значения функций C_j в точках t_k .

4. Найти элементы обратной матрицы $\hat{A} = \|a_{ij}\|$.

5. Вычислить коэффициенты a_i ($i=1,2,\dots,n$).

6. Найти ошибку приближения как среднеквадратическое отклонение функций в точках t_k .

Численный алгоритм, изложенный выше, реализован на алгоритмическом языке Turbo Pascal.

6.5. Гармонический анализ периодических сигналов переменного тока

Проведем анализ несинусоидального сигнала суммой гармоник, которые заменяют функцию $f(t)$. Для периодической функции на периоде $[0;1]$, что соответствует для энергетических параметров напряжения и тока $[0; 2\pi]$, обозначенной f_k , задано N значений при числе точек $k=1,2,\dots,N$. При этом $f_{N-1}=f_1$ – условие периодичности. При разбиении периодические значения зададим с равномерным шагом $h = \frac{1}{N}$

(рис.6.8) так, что $X_k = \frac{k-1}{N}$ – заданные точки на промежутке $[0;1]$.

Здесь k – текущая точка на отрезке $M = \left[0; \frac{1}{4}\right]N$, $M = N$.

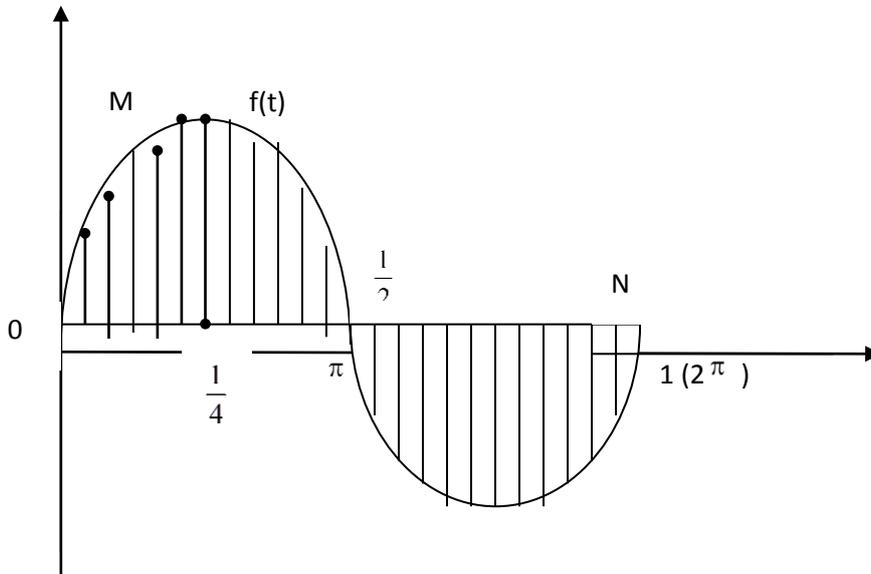


Рис. 6.8. Периодическая функция на периоде $0; 2\pi$

Для поставленной задачи необходимо определить сумму гармонических функций C_k с общим периодом, равным $0; 2\pi$ (представим этот период как от 0 до 1), которая приближает с минимальной погрешностью значения f_k в точках X_k . Число гармоник, которой мы хотим заменить функцию $f(t)$ обозначим t_1 .

$$f(x) = a_1 + \sum_{m=1}^{t_1} a_{2m} \sin m2\pi x + a_{2m+1} \cos m2\pi x = C(x), \quad (6.74)$$

где a_1 – свободный член (центр колебаний), который равен нулю, a_{2m} – коэффициент при синусе, четные гармоники, a_{2m+1} – коэффициент при косинусе, нечетные гармоники, t_1 – число гармоник, которые необходимо учесть при аппроксимации, $t_1 \leq \frac{N}{2}$.

Составляющие в выражении (6.74) представим в следующем виде

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N+1} f_k, \\ a_j = a_{2m} &= \frac{2}{N} \sum_{k=1}^{N+1} f_k \sin m2\pi x_k, \\ a_j = a_{2m+1} &= \frac{2}{N} \sum_{k=1}^{N+1} f_k \cos m2\pi x_k. \end{aligned} \quad (6.75)$$

Суммарная ошибка при такой аппроксимации равна (по точкам x_k)

$$S_1 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N+1} f_k^2 - a_1^2 - \frac{1}{2} \sum_{j=2}^{2t_1+1} a_j^2 = S_1(t_1, N) \quad (6.76)$$

ИЛИ

$$S_1 = S_2 = \frac{1}{2} \sum_{j=2(t_1+1)}^{N+1} a_j^2, \quad (6.77)$$

где $f_k = U_k$; $x = \frac{t_1}{T}$; T – период, равный 1 (или 2π), N – число разбиений на отрезке $0 \div 1$ ($0 \div 2\pi$), S_l – абсолютная ошибка аппроксимации, m – текущие координаты, которые определяют четные или нечетные коэффициенты Фурье, $t_1=1$ – для первой гармоники, M – число разбиений на отрезке $0 \div \frac{1}{2}$.

Если $t_1 = \frac{N}{2}$, то $S_1=S_2=0$ – согласно интерполяции, все точки $C_k(x)$ совпадают с $f(x_k)$ или с $C_k(x)=f(x_k)$ и эти точки проходят через заданные ординаты, то есть проходят через одни и те же точки.

Ошибка аппроксимации при $t_1=1$ (для первой гармоники синусоидального тока) примерно равна нулю

$$S_1 = S_1(N)_{t_1=1} = \frac{1}{2} \sum_{j=4}^{N+1} a_j^2(N). \quad (6.78)$$

Оценим максимальное значение N при $S_1(N)$, равное минимальному значению или равное заданному числу. Если f_k обладает условиями симметрии на отрезке $[0; \frac{1}{2}]$, что соответствует половине периода $[0, \pi]$ и асимметрии на отрезке $[\frac{1}{2}; 1]$, соответствующее $[\pi; 2\pi]$, то можно записать

$$f\left(\frac{1}{2} + x\right) = -f\left(\frac{1}{2} - x\right); \quad 0 \leq x \leq \frac{1}{2},$$

то есть f_k подобен функции $\sin 2\pi x$. В этом случае из таблицы $\frac{1}{2}$ можно выделить $M+1$ точек на отрезке $[0; \frac{1}{2}]$ и вычисления остаются в силе при условии $a_{2m+1}=0$ ($m=0, 1, \dots$), $N=4M$.

Запишем выражение для a_m на отрезке $[0; \frac{1}{2}]$

$$a_m = \frac{2}{M} \sum_{k=1}^{M+1} f_k \sin m2\pi x_k, \quad x_k = \frac{k-1}{4M}, \quad (6.79)$$

так как $N=4M$.

Функцию первой гармоники можно найти по формуле

$$f(x) = f_{\max} \cdot \sin 2\pi x. \quad (6.80)$$

Поставленную задачу можно решать и методом неопределенных коэффициентов, если приближать f_k значениями $A \sin 2\pi x_k$, причем постоянную амплитуду A искать из условия совпадения $f(x) = A \sin 2\pi x$ при

некотором $x=x_k$. Лучше всего для этой цели подходит значение $x = \frac{1}{4}$, когда $A=f_{\max}$.

Затем следует найти среднеквадратическое отклонение

$$S_1(N) = \sum_{k=1}^{N+1} (f_k - f_{\max} \sin 2\pi x_k)^2 (x_{k+1} - x_k) = f_{msx}^2 \cdot \delta, \quad (6.81)$$

где δ - относительная погрешность аппроксимации.

Известно, что выбор величин A из условия минимума ошибки $S_1(A,N)$ дает значение $A=a_2$, то есть

$$a_2 = A = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^{N+1} f_k \sin 2\pi \frac{k-1}{N} \quad (6.82)$$

при равномерном шаге $x_k = \frac{k-1}{N}$.

При $N=4$, то есть для $\pi/2$, $A=a_2=f_{\max}$, амплитуда имеет максимальное значение, относительная погрешность аппроксимации при этом $\delta=0$.

Рассмотренные теоретические положения нашли применение при создании программы гармонического анализа на Turbo Pascal, по которой выполнен численный расчет и анализ при аппроксимации гармонического сигнала с числом разбиений 2,4,8,16 на отрезке $[0; \frac{1}{4}]$, то есть $[0; \frac{\pi}{2}]$.

Результаты расчетных значений амплитуд в зависимости от числа разбиений на отрезке $[0; \frac{1}{4}]$ или $[0; \pi/2]$ представлено в табл. 6.2. По результатам расчетных значений определены абсолютные ошибки аппроксимации для приведенных значениях числа разбиений, определены амплитуды гармонических составляющих, которые приведены в табл. 6.3, где a – коэффициенты разложения Фурье.

Таблица 6.2

Расчетные значения амплитуд от числа разбиений на участке от 0 до $\pi/2$

№	Амплитуды, f			
	2 точки	4 точки	8 точек	16 точек
1.	$f_1=0$	$f_1=0$	$f_1=0$	$f_1=0$
2.	$f_2=200$	$f_2=152$	$f_2=108$	$f_2=80$
3.	$f_3=220$	$f_3=200$	$f_3=152$	$f_3=108$
4.		$f_4=220$	$f_4=180$	$f_4=108$
5.		$f_5=220$	$f_5=200$	$f_5=152$
6.			$f_6=216$	$f_6=152$
7.			$f_7=220$	$f_7=180$
8.			$f_8=220$	$f_8=180$

9.			$f_9=220$	$f_9=200$
10				$f_{10}=200$
11				$f_{11}=216$
12				$f_{12}=216$
13				$f_{13}=220$
14				$f_{14}=220$
15				$f_{15}=220$
16				$f_{16}=220$

Чётные гармоники равны нулю. Аппроксимация функции для 8 точек разбиений имеет вид

$$f(x) \approx 251,42 \sin 2\pi \frac{t}{T} + 31,41 \sin 6\pi \frac{t}{T}. \quad (6.83)$$

Относительная погрешность аппроксимации для 1-ой гармоники

$$\delta = \frac{493}{220^2} = 0,01\%, \quad (6.84)$$

а для 3-й гармоники $\delta=0$.

Таблица 6.3

Абсолютные ошибки аппроксимации и амплитуды гармонических составляющих

Гармоники	a	S ошибка	Число разбиений – 8		Число разбиений – 16
			Амплитуда гармоник	Амплитуда гармоник	Амплитуда гармоник
1	2	3	4	5	6
	a_1		0	0	0
1-ая	a_2		251,42	251,42	256,43
	a_3		0,02	0,02	0,02
	a_4		-0,01	-0,01	-0,01
	a_5		0	0	0
3-я	a_6		31,41	31,41	43,82
	a_7		0,01		0,01
	a_8		-0,02		-0,01
	a_9		0		0
5-я	a_{10}				12,4
	a_{11}				0,01
	a_{12}				-0,01
	a_{13}				0
7-ая	a_{14}				4,99
	a_{15}				0
	a_{16}				-0,01
	a_{17}				0
	S_1		492,83	-0,51	1048,87
	S_2		493,34	0	1049,67

Аппроксимация функции для 16 точек разбиений имеет вид

$$f(x) \approx 256,43 \sin 2\pi \frac{t}{T} + 43,82 \sin 6\pi \frac{t}{T} + 12,4 \sin 10\pi \frac{t}{T} + 4,99 \sin 14\pi \frac{t}{T}. \quad (6.85)$$

Относительная погрешность аппроксимации для 1-ой гармоники составляет 0,02%.

6.6. Методы и способы преобразования энергии высших гармонических составляющих

При работе выпрямительных агрегатов, питающих постоянным током некоторые нагрузки, например, электролизные ванны, в импульсном и импульсно-реверсивном нестационарных режимах имеет место амплитудная модуляция в кривой тока. При этом зависимость тока от времени можно представить выражением

$$i = \sum_{v=1}^n I_{vm} \sin(v\omega t + \varphi_{iv}) \cdot (1 + m \cos \Omega t), \quad (6.86)$$

где m – коэффициент модуляции, Ω – частота модулированного тока, I_{vm} – частотное значение тока g -той гармоники, φ_{iv} – начальная фаза тока g -той гармоники, ω – угловая частота сети.

При наличии высших гармонических составляющих в кривых тока и напряжения мгновенная мощность равна

$$\rho_v(t) = u_v(t) \cdot i_v(t) = \sum_{v=1}^n U_{vm} \sin(v\omega t + \varphi_{uv}) \cdot \sum_{v=1}^n I_{vm} \sin(v\omega t + \varphi_{iv}) \cdot (1 + m \cos \Omega t), \quad (6.87)$$

Резкопеременный характер нагрузки приводит к возникновению модулированных режимов, что обуславливает наибольшие погрешности при измерении мощности и энергии. При реверсивном режиме обратный поток энергии, определяемый отрицательной вторичной мощностью, в некоторые моменты (во время реверса) настолько велик, что суммарная мощность становится отрицательной. Это обуславливается увеличением разности фаз между напряжением и током, которая может принимать значения более 90° .

Резкопеременный характер нагрузки вызывает колебания напряжения, периодические изменения тока приводят к возникновению модулированных режимов. Модулирующие нагрузки, потребляя энергию из сети, частично преобразуют ее и в форме искажения передают обратно в сеть.

Проинтегрировав значение мгновенной мощности за период, выделим составляющую активной мощности

$$P_v(t) = U_v I_v \cos \varphi_v - \frac{m}{\Omega} U_v I_v \sin \Omega t \cdot \cos \varphi_v = U_v I_v \cos \varphi_v \left[1 - \frac{m}{\Omega T} \sin \Omega T \right], \quad (6.88)$$

Составляющая реактивной мощности определяется следующим выражением

$$Q_v = U_v I_v \sin \varphi_v \left[1 - \frac{2mv\omega}{T(2v\omega - \Omega)} \right] - \frac{1}{2} m U_v I_v \frac{1}{T(2v\omega - \Omega)} \sin[(2v\omega - \Omega)T + \varphi_v] - \frac{1}{2} m U_v I_v \frac{1}{T(2v\omega + \Omega)} \sin[(2v\omega + \Omega)T + \varphi_v] \quad (6.89)$$

Полная мощность несинусоидальных токов и напряжений, кроме активной и реактивной мощности, содержит еще и составляющую мощности искажения. Поэтому одной из основных задач является выделение и измерение энергии вторичных потоков от высших гармонических составляющих, преобразование ее в переменное синусоидальное напряжение частотой 50 Гц и возврат ее в питающую сеть.

Автором предложены способы преобразования вторичного потока энергии высших гармоник и устройства для его осуществления, включающие вырезание основной гармоники, отвод и фильтрование высших гармоник, суммирование основной и преобразованных высших гармоник и возврат их в питающую сеть (рис. 6.9).

Высшие гармоники, содержащиеся во вторичном потоке энергии и ухудшающие форму кривой напряжения, создающие колебания напряжения и асимметрию, выделяют первым полосовым фильтром, настроенным на определенную частоту, суммируют на выпрямителе, а выпрямленное напряжение через импульсный стабилизатор тока, генератор синусоидального напряжения, второй полосовой фильтр и сумматор возвращают в питающую сеть.

На рис. 6.9 изображено устройство, состоящее из:

- фильтра 1 основной (первой) гармоники;
- полосового фильтра 2, настроенного на частоты со 2 по 13 гармоники;
- выпрямителя 3;
- импульсного стабилизатора 4;
- генератора 5 синусоидального напряжения;
- полосового фильтра 6;
- сумматора 7.

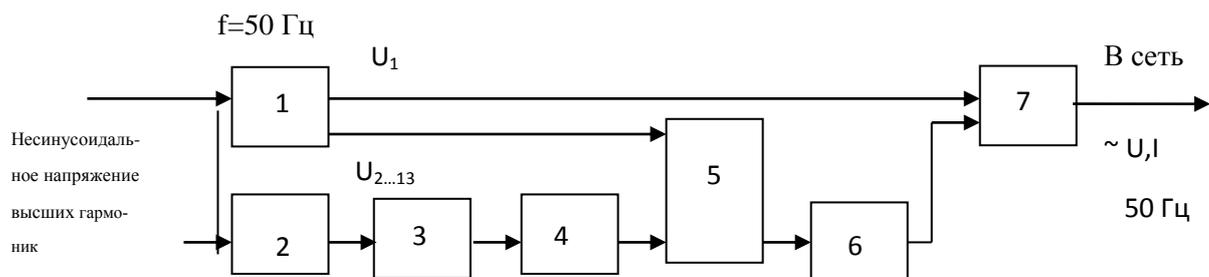


Рис. 6.9. Структурная блок-схема устройства преобразования вторичного потока энергии в синусоидальное напряжение основной гармоники

Вторичный поток энергии высших гармоник после всех преобразований на выходе второго полосового фильтра 6 представляет собой синусоидальное напряжение, совпадающее с основным потоком энергии по напряжению, частоте и фазе. Это синусоидальное напряжение с выхода второго полосового фильтра 6 поступает на вход сумматора 7, на второй вход которого поступает напряжение основной гармоники с выхода фильтра 1. Таким образом мощность основной гармоники после фильтра 1 возвращается в сеть через сумматор 7, с выхода которого основная гармоника и преобразованные в синусоидальное напряжение частотой $50 \text{ Гц} \pm 0,1 \text{ Гц}$ высшие гармоники возвращаются в питающую сеть.

Вторичный поток энергии в предлагаемом устройстве отводят от основного потока энергии путем выделения его фильтром (резонансным или полосовым), настроенным на определенные гармоники, а затем используют для питания нагрузок собственных нужд потребителя непосредственно или после незначительных преобразований. В предлагаемом устройстве использование вторичного потока энергии высших гармоник осуществляется достаточно просто и эффективно, поэтому его можно использовать практически на любых объектах, имеющих, кроме основных нагрузок (потребляющих большую часть поступающей энергии и искажающих форму синусоидального сигнала высшими гармониками), целый ряд вспомогательных нагрузок, так называемых собственных нужд потребителя, например, освещение, питание электродвигателей, зарядка аккумуляторов, резистивные нагреватели.

Глава 7.

ОПТИМИЗАЦИЯ РЕЖИМОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ НАГРУЗКИ В СОВМЕЩЕННОЙ СИСТЕМЕ С ВОЗОБНОВЛЯЕМЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ЭНЕРГИИ

Солнечная электростанция генерирует электрическую энергию практически в течение всего года: в зимнее время генерация электроэнергии в энергосистему продолжается в течение 8 часов – с 10⁰⁰ до 18⁰⁰, а в летнее время в течение 14-15 часов с 5⁰⁰ и до 19 часов. Генерация происходит в течение дневного времени, а потребление электрической энергии нагрузками осуществляется в течение практически суток, то есть и в ночное время. В ночное время солнечная электростанция не генерирует электрическую энергию, потребители используют электроэнергию, потребители используют электроэнергию из энергосистемы, в которую генерируют другие источники энергии. Моментально, как только прекращается генерация СЭС электроэнергии другие генерирующие устройства не могут включаться, так как для ГЭС, так и для ТЭС необходимо время включения и ввода технологического режима.

Возрастающий дефицит электроэнергии, истощение природных ресурсов органического топлива, технологические и организационные сложности, возникающие при эксплуатации высококонцентрированных энергетических мощностей, экологические проблемы атомной, тепловой и гидроэнергетики обусловили возникновение в энергетическом секторе ряд проблем. Для их решения необходимы переоценка приоритетов и принятие эффективных мер по перестройке топливно-энергетического комплекса страны в направлении более экономного использования традиционных топливно-энергетических ресурсов и применения новых альтернативных источников энергии. Энергетическая политика должна соответствовать современным требованиям, быть социально значимой и ориентироваться на повышение жизненного уровня населения.

Анализ отечественного и зарубежного опыта эксплуатации энергетических объектов и тенденций развития топливно-энергетического комплекса показывает, что приоритет в развитии и внедрении энергосберегающих технологий отдается нетрадицион-

ным и возобновляемым источникам энергии, среди которых ветроэнергетика и гелиоэнергетика являются одним из самых развитых и перспективных направлений альтернативной энергетики. Сегодня ветроэнергетика занимает ведущее место среди нетрадиционных возобновляемых источников энергии.

Проведем расчет по оптимизации проведенного с использованием метода Лагранжа и множителей Лагранжа для случая подключения к системе электроснабжения генерирующих станций с использованием ветровой и солнечной энергии на ветро- и солнечных электростанциях.

Рассмотрим основные методы расчета режимов распределения и генерации, для оптимизации режимов распределения нагрузки в совмещенной системе — солнечная электростанция (СЭС) и тепловая электростанция (ТЭС). Для режимов поставленной задачи рассмотрим распределение активных нагрузок между электрическими станциями энергосистемы с учетом потерь активной мощности в электрической сети.

Допустим, что в системе имеется одна эквивалентная теплоэлектростанция (ТЭС) и $j = б, в \dots , г$ солнечных электростанций (СЭС). Каждая СЭС за период $\Delta\phi$ может выработать определенное количество энергии в зависимости от солнечного сияния.

Рассмотрим задачу, которая заключается в том, чтобы в каждом расчетном интервале всего периода $\Delta\phi$ получить наивыгоднейшее распределение нагрузки между станциями.

1. Уравнение цели

$$B = \sum_{t=1}^{t=k} B_t \cdot \Delta\phi_t \Rightarrow \min, \quad (7.1)$$

где B - расход топлива на ТЭС

Расход топлива эквивалентной тепловой станции зависит от того, с какой мощностью она будет работать в каждом расчетном интервале времени $t=1,2,\dots,k$, а следовательно, от мощности СЭС.

Уравнение связи – это расходная энергетическая характеристика эквивалентной ТЭС $B(P_{ТЭС})$ и расходные энергетические характеристики каждой СЭС

Уравнение ограничений.

Для каждого расчетного интервала имеется балансовое уравнение мощности (всего k уравнений)

$$P_{\text{бал.}t} = P_t - (P_{\text{ТЭС},t} + P_{\text{б},t} + P_{\text{в},t} + \dots + P_{\text{г},t}) + P_{\text{пот.}t} = 0, \quad (7.2)$$

где $P_t = P_1, P_2 \dots$ — нагрузки системы в интервале $t=1, 2, \dots, k$;

$P_{\text{ТЭС}}$ — мощность ТЭС;

$P_{\text{б},t}, P_{\text{в},t}, P_{\text{г},t}$ — мощности СЭС;

$P_{\text{пот.}t}$ — потери активной мощности в сети.

Уравнение мощности для солнечной электростанции

$$P_j = \sum_{t=1}^{t=k} I_{j,t} \cdot A \cdot \Delta\phi_t, \quad (7.3)$$

где $I_{j,t}$ — интенсивность солнечного сияния;

A — площадь СЭС.

Уравнение оптимизации имеет вид

$$\frac{b}{1-\sigma_{\text{ТЭС}}} = \frac{i}{1-\sigma_i}, \quad (7.4)$$

где $b = \frac{\partial B_{\text{ТЭС}}}{\partial P_{\text{ТЭС}}}$ — относительный прирост расхода топлива тепловой станции;

$i = \frac{\partial I_j}{\partial P_i}$ — относительный прирост солнечной радиации на СЭС

$\sigma_{\text{ТЭС}} = \frac{\partial p}{\partial P_{\text{ТЭС}}}$, $\sigma_i = \frac{\partial p}{\partial P_i}$ — относительные приросты потерь активной мощности в электрических сетях при изменениях мощностей ТЭС и СЭС соответственно.

Вывод уравнения оптимизации. Если требуется найти систему функций, реализующую максимум или минимум, подчиняющуюся достаточно гладким дополнительным условиям или уравнениям связи, искомую систему функций получаем в виде решения системы дифференциальных уравнений (уравнений Эйлера). Применим необходимое условие максимума или минимума функции при ограничениях параметров и воспользуемся методом множителей Лагранжа. Функция Лагранжа включает в себя формулы и имеет вид:

$$\Phi = \sum_{t=1}^{t=k} B_t + \sum_{t=1}^{t=k} \lambda_t P_{\text{балан.}t} + \sum_{j=1}^{j=r} \lambda_j P_j, \quad (7.5)$$

где λ — множитель Лагранжа.

Неизвестными величинами будут мощности ТЭС и j СЭС в каждом расчетном t -м расчетном интервале времени, всего $jt+t$ неизвестных мощностей. Неизвестны также множители Лагранжа t множителей λ_t и j множителей λ . Итак число неизвестных равно $jt+2t+j$. Чтобы решить задачу, необходимо составить $jt+2t+j$ уравнений.

При решении этих уравнений можно определить $jt+t$ неизвестных. Уравнение мощностей СЭС дают j уравнений, а балансовое уравнение мощности — t уравнений. Таким образом, число уравнений достаточно для определения неизвестных.

Производные по мощности ТЭС имеют вид:

$$\frac{\partial \Phi}{\partial P_{\text{ТЭС}t}} = \frac{\partial B_t}{\partial P_{\text{ТЭС}t}} + \lambda_t \left(1 - \frac{\partial p_t}{\partial P_{\text{ТЭС}t}} \right) = 0 \quad (7.6)$$

Из данного уравнения:

$$-\lambda_1 = \frac{b_1}{1 - \sigma_{\text{ТЭС}1}}; -\lambda_2 = \frac{b_2}{1 - \sigma_{\text{ТЭС}2}}; \dots; -\lambda_k = \frac{b_k}{1 - \sigma_{\text{ТЭС}k}}; \quad (7.7)$$

Производные по мощности СЭС имеют вид:

$$\frac{\partial \Phi}{\partial P_{j_t}} = \lambda_t \left(1 - \frac{\partial p_t}{\partial P_{j_t}} \right) + \lambda_j \frac{\partial I_{j_t}}{\partial P_{i_t}} \quad (7.8)$$

Из уравнения:

$$\begin{aligned} -\lambda_1 &= \frac{\lambda_{\sigma} i_{\sigma,1}}{1 - \sigma_{\sigma,1}} = \frac{\lambda_{\text{В}} i_{\text{В},1}}{1 - \sigma_{\text{В},1}} = \dots = \frac{\lambda_{\text{Г}} i_{\text{Г},1}}{1 - \sigma_{\text{Г},1}}; \\ -\lambda_2 &= \frac{\lambda_{\sigma} i_{\sigma,2}}{1 - \sigma_{\sigma,2}} = \frac{\lambda_{\text{В}} i_{\text{В},2}}{1 - \sigma_{\text{В},2}} = \dots = \frac{\lambda_{\text{Г}} i_{\text{Г},2}}{1 - \sigma_{\text{Г},2}}; \end{aligned} \quad (7.9)$$

Из уравнений (7.7) и (7.9) получаем условия оптимизации:

$$\begin{aligned} -\lambda_1 &= \frac{b_1}{1 - \sigma_{\text{ТЭС}1}} = \frac{\lambda_{\text{В}} i_{\text{В},1}}{1 - \sigma_{\text{В},1}} = \frac{\lambda_{\text{Г}} i_{\text{Г},1}}{1 - \sigma_{\text{Г},1}} = \dots; \\ -\lambda_2 &= \frac{b_2}{1 - \sigma_{\text{ТЭС}2}} = \frac{\lambda_{\text{В}} i_{\text{В},2}}{1 - \sigma_{\text{В},2}} = \frac{\lambda_{\text{Г}} i_{\text{Г},2}}{1 - \sigma_{\text{Г},2}} = \dots; \end{aligned} \quad (7.10)$$

Все величины входящие в (7.10), за исключением множителей Лагранжа, определяются энергетическими характеристиками оборудования (относительными приростами ТЭС- b и СЭС- i) и параметрами электрической сети (относительными приростами потерь мощности σ), поэтому и получим окончательном виде уравнение оптимизации:

$$\frac{b}{1-\sigma_{\text{ТЭС}}} = \lambda_{\text{б}} \frac{i_{\text{б}}}{1-\sigma_{\text{б}}} = \lambda_{\text{в}} \frac{i_{\text{в}}}{1-\sigma_{\text{в}}} = \dots = \lambda_{\text{г}} \frac{i_{\text{г}}}{1-\sigma_{\text{г}}} \quad (7.11)$$

Условие (7.11) имеет следующий смысл: для наивыгоднейшего распределения нагрузки необходимо для всего периода оптимизации соблюдать постоянное соотношение λ между ТЭС и СЭС б нагрузка должна распределяются по соотношению.

$$\lambda_{\text{б}} = \frac{\frac{b}{1-\sigma}}{\frac{i_{\text{б}}}{1-\sigma_{\text{б}}}}, \quad (7.12)$$

Между ТЭС и СЭС в по соотношению.

$$\lambda_{\text{в}} = \frac{\frac{b}{1-\sigma}}{\frac{i_{\text{в}}}{1-\sigma_{\text{в}}}}, \quad (7.13)$$

и так далее.

Разномерность и физический смысл множителей Лагранжа.

Рассмотрим простейшую систему, состоящую из одной ТЭС и одной СЭС. Условие наивыгоднейшего распределения нагрузки имеет вид:

$$b = \lambda i$$

Известно, что $b = \frac{\Delta V_{\text{ТЭС}}}{\Delta P_{\text{ТЭС}}}$, $i = \frac{\Delta I_j}{\Delta P_i}$, тогда

$$\lambda = \frac{\frac{\Delta V_{\text{ТЭС}}}{\Delta P_{\text{ТЭС}}}}{\frac{\Delta I}{\Delta P_{\text{СЭС}}}} \quad (7.14)$$

Рассмотрим случай, когда мощности, вырабатываемы на станциях, равны $\Delta P_{\text{ТЭС}} = \Delta P_{\text{СЭС}}$. Тогда уравнение примет вид

$$\lambda = \Delta B_{\text{ТЭС}} / \Delta I \quad (7.15)$$

Следовательно, λ —мера эффективности использования солнечной энергии в системе. Этот коэффициент показывает какое количество топлива будет сэкономлено при использовании солнечных ресурсов на СЭС.

Отсюда видна эффективность использования СЭС в системе одновременной работы с тепловой электростанцией. Если СЭС работает в минимальном режиме, то в системе возрастает нагрузка на ТЭС и она потребляет большее количество топлива. Каждый введенный кВт мощности СЭС будет давать значительную экономию топлива за счет разгрузки неэкономичного оборудования ТЭС.

В качестве источника электрической энергии для СЭС мощностью 80 МВт использованы солнечные батареи (СБ), преобразующие солнечную энергию в электрическую энергию постоянного тока. Характеристика СБ представлена в таблице 7.1.

Таблица 7.1

Характеристика солнечного модуля

№	Параметр	Условное обозначение	Величина
1	Максимальная выходная мощность	P_{max} , Вт	230
2	Максимальное напряжение холостого хода	U_{max} , В	28,22
3	Максимальный ток короткого замыкания	I_{max} , А	8,15
4	Длина солнечной батареи	A , м	1,65
5	Ширина солнечной батареи	B , м	0,99
6	Площадь солнечной батареи	$S_{СБ}$, м ²	1,63
7	Длина солнечного модуля	a , м	0,16
8	Ширина солнечного модуля	b , м	0,16
9	Площадь одного модуля	s , м ²	0,024
10	Количество модулей в СБ	n , шт	60
11	Активная площадь	$S_{act.} = n \cdot s$, м ²	1,46
12	Коэффициент полезного действия СБ;	η , %	15,75
13	Коэффициент заполнения модулями СБ;	$K_{зап}$, %	89,39

Солнечная электростанция состоит из $N=347827$ модулей, которые установлены под углом $\alpha = 44^{\circ}56'$ к горизонту. Рабочая площадь станции $S_{\text{раб}}=507883 \text{ м}^2$.

Тепловая электростанция на выработку 1 кВт·ч электроэнергии расходует $b=340$ грамм условного топлива (г.у.т.)

С целью оптимизации совместной работы СЭС и ТЭС и уменьшения выбросов CO_2 на ТЭС в результате сгорания топлива произведены расчеты, значение которых приведены в таблице 7.2.

Таблица 7.2

Расчетные значения параметров совместной работы СЭС и ТЭС мощностью по 80МВт

№	Величина	Ед. изм.	Месяц											
			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Выработка энергии на ТЭС без ввода СЭС														
1	$W_{\text{ТЭС}}$	МВт·ч	59520	53760	59520	57600	59520	57600	59520	59520	57600	59520	57600	59520
2	$B_{\text{ТЭС}}$	т.у.т.	20237	18278	20237	19584	20237	19584	20237	20237	19584	20237	19584	20237
Выработка энергии на СЭС														
3	$I_{\text{ясн}}$	Вт/м ²	107848	25584	176012	195249	213881	209416	211557	207104	187242	159486	126324	93316
4	$I_{\text{ср. обл.}}$	Вт/м ²	33275	45516	77708	106544	137744	147329	156550	143012	122177	89771	46565	28173
5	$W_{\text{ясн 1}}$	МВт·ч	8628	10047	14081	15620	17111	16753	16925	16568	14979	12759	10106	7465
6	$W_{\text{ср.обл1}}$	МВт·ч	2662	3641	6217	8524	11020	11786	12524	11441	9774	7182	3725	2254
Процент замещения ТЭС														
7	$\mu_{\text{ясн}}$	%	14,50	16,88	23,66	26,24	28,75	28,15	28,44	27,84	25,17	21,44	16,98	12,54
8	$\mu_{\text{ср. обл}}$	%	4,47	6,12	10,44	14,32	18,51	19,80	21,04	19,22	16,42	12,07	6,26	3,79
Выработка энергии на ТЭС при работе СЭС														
9	$W_{\text{ясн 2}}$	МВт·ч	50892	43713	45439	41980	42410	40847	42595	42952	42621	46761	47494	2055
10	$W_{\text{ср.обл2}}$	МВт·ч	56858	50119	53303	49076	48500	45814	46996	48079	47826	52338	53875	57266
11	$B_{\text{ясн 2}}$	т.у.т.	17303	14862	15449	14273	14419	13888	14482	14604	14491	15899	16148	17699
12	$B_{\text{ср.обл2}}$	т.у.т.	19332	17041	18123	16686	16490	15577	15978	16347	16261	17795	18317	19471
Количество сэкономленного топлива за счет ввода СЭС														
13	$B_{\text{ясн 1}}$	т.у.т.	2933	3416	4788	5311	5818	5696	5754	5633	5093	4338	3436	2538
14	$B_{\text{ср.обл1}}$	т.у.т.	905	1238	2113	2898	3747	4007	4258	3890	3323	2442	1267	766
15	$M_{\text{ясн 1}}$	т.	4804	5594	7841	8697	9528	9329	9424	9226	8341	7104	5627	4157
16	$M_{\text{ср.обл1}}$	т.	1482	2028	3462	4746	6136	6563	6974	6371	5442	4000	2074	1255

где $W_{ТЭС} = P_{ТЭС} \cdot k \cdot 24$ — энергия вырабатываемая на ТЭС без ввода СЭС

k — количество дней в месяце;

$B_{ТЭС} = W_{ТЭС} \cdot b \cdot 10^3$ — количество топлива сжигаемое ТЭС без ввода

СЭС;

$I_{ясн}$ — солнечная активность на СБ при ясном небосводе;

$I_{ср.обл.}$ — солнечная активность на СБ при средней облачности;

$W_{ясн 1} = I_{ясн} \cdot S_{act} \cdot N \cdot 3 \cdot 10^{-9}$ — энергия выработанная на СЭС при

ясном небосводе;

$W_{ср.обл 1} = I_{ср.обл.} \cdot S_{act} \cdot N \cdot 3 \cdot 10^{-9}$ — энергия выработанная на СЭС при

средней облачности;

$M_{ясн} = W_{ясн 1} \cdot 100 / W_{ТЭС}$, $M_{ср.обл.} = W_{ср.обл 1} \cdot 100 / W_{ТЭС}$ — процент

замещения

ТЭС при вводе СЭС при ясном небосводе и при средней облачности;

$W_{ясн 2} = W_{ТЭС} - W_{ясн 1}$, $W_{ср.обл.2} = W_{ТЭС} - W_{ср.обл 1}$ — энергия, вырабатываемая

на ТЭС при работе СЭС при ясном небосводе и при средней облачности;

$B_{ясн 2} = W_{ясн 2} \cdot b \cdot 10^3$, $B_{ср.обл.2} = W_{ср.обл.2} \cdot b \cdot 10^3$ — количество топлива

сжигается на ТЭС при работе СЭС при ясном небосводе и при средней

облачности;

$B_{ясн 1} = W_{ясн 1} \cdot b \cdot 10^3$, $B_{ср.обл.1} = W_{ср.обл.1} \cdot b \cdot 10^3$ — количество

сэкономленного топлива за счет ввода СЭС при ясном небосводе и при

средней облачности;

$M_{ясн.1} = W_{ясн 1} \cdot b \cdot j \cdot 10^3$, $M_{ср.обл.1} = W_{ср.обл.1} \cdot b \cdot j \cdot 10^3$ — масса CO_2

$j=0,018977$ т — количество CO_2 при сжигании 1 т.у.т..

По полученным данным построены графики зависимостей генерируемой электрической энергии СЭС и ТЭС в ясный день (рис. 7.1) и при средней облачности (рис. 7.2).

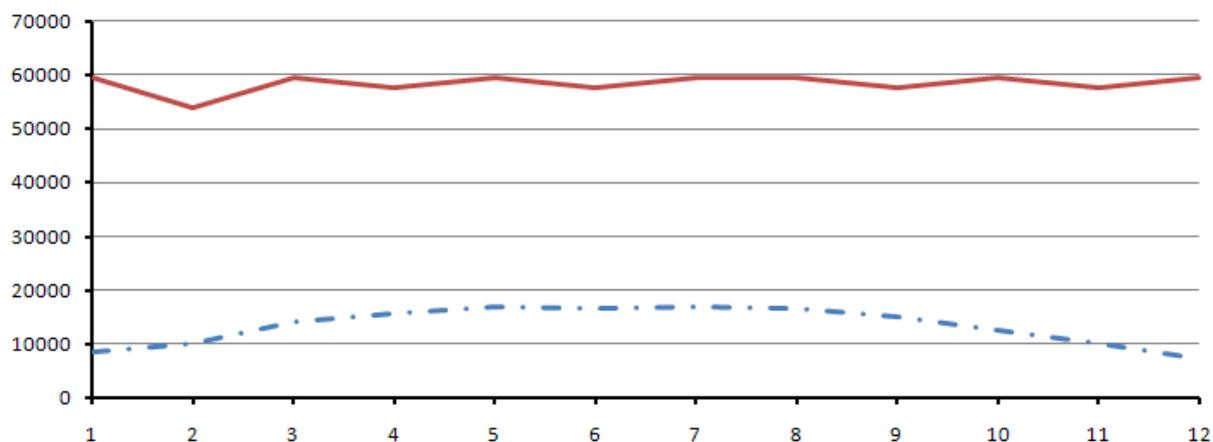


Рис. 7.1. Генерирование СЭС и ТЭС в ясный день.

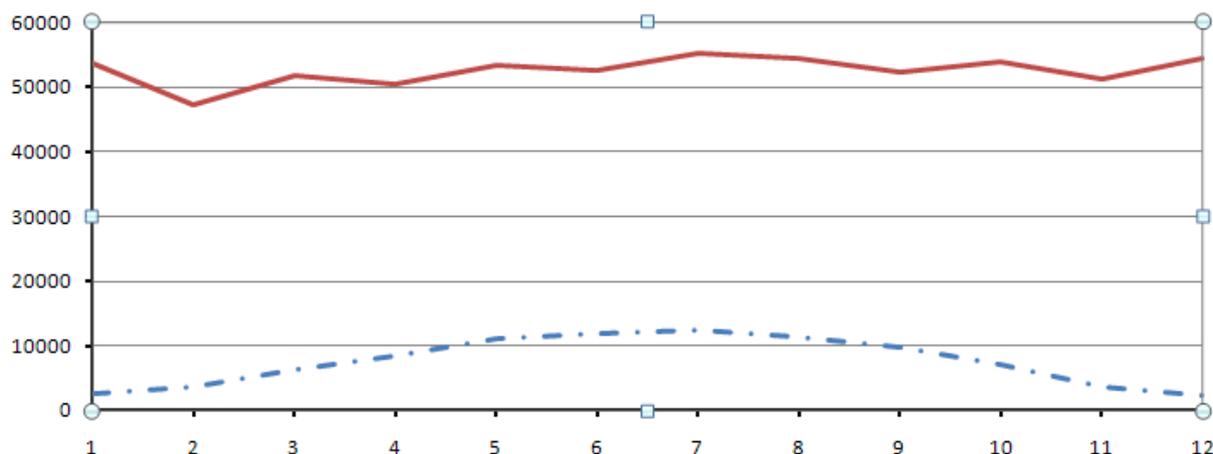


Рис. 7.2. Генерирование СЭС и ТЭС при средней облачности.

Рассмотрим расчет ветроэнергетической станции (ВЭС) и оптимизацию распределения нагрузки между ветроэнергетической (ВЭС), солнечной (СЭС) и тепловой электростанцией.

Предположим, что станция расположена в Крыму на Мирновской ветровой площадке. Станция состоит из 40 ветротурбин Vestas V80 суммарной мощностью 80 МВт. Характеристика ветротурбины приведена в таблице 7.3.

Таблица 7.3.

Характеристика ветротурбины Vestas V80

1	Номинальная мощность	кВт	2000
2	Стартовая скорость	м/с	4
3	Номинальная скорость	м/с	16
4	Максимальная скорость	м/с	25
Ротор			
5	Диаметр ротора	м	80
6	Номинальные обороты	об/мин	16,7
7	Минимальные обороты	об/мин	10,8
8	Максимальные обороты	об/мин	19,1
Башня			
10	Тип: трубчатая стальная башня		
11	Высота башни	м	80
Генератор			
12	Тип: 4х полюсный асинхронный		
13	Частота, f	Гц	50
14	Номинальное напряжение, U	В	690

На рисунке 7.3 приведен график зависимости мощности вет-

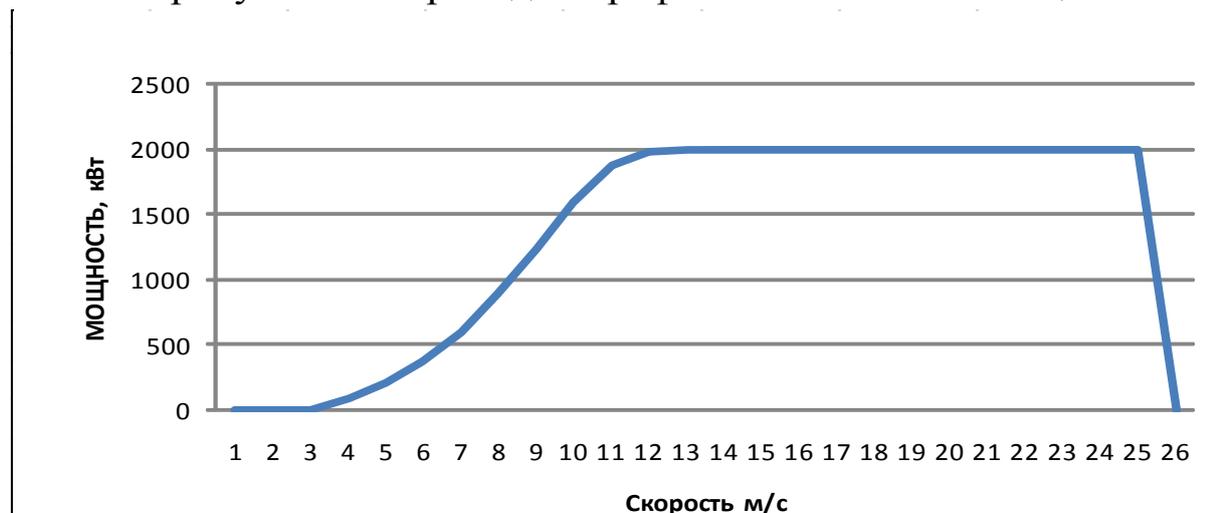


Рис. 7.3. График зависимости мощности ветротурбины от скорости ветра

Расчет производился в программе Excel. Ниже представлены результаты расчета.

В таблице 7.4 представлена выработка электроэнергии ВЭС $W_{\text{ВЭС}}$ за каждый месяц в МВт·ч. Так же в таблице 7.4 представлено количество сэкономленных выбросов диоксида углерода CO_2 m_1 если бы эта энергия была выработана тепловой электростанцией (ТЭС) (на 1кВт 0.5 грамм CO_2).

Таблица 7.4.

Выработка электроэнергии ВЭС мощностью 80 МВт и выбросы диоксида углерода

	Январь	Февраль	Март	Апрель	Май	Июнь	Июль	Август	Сентябрь	Октябрь	Ноябрь	Декабрь	Σ за год
$W_{ВЭС},$ МВт·ч	21923,6	27703,6	18503,9	12945,9	9394,4	12054,6	7816,2	14394,0	16541,9	14761,5	17605,5	20485,2	194130
m_1, T	12207,6	15426,0	10303,4	7208,6	5231,0	6712,3	4352,3	8014,9	9210,9	8219,5	9803,2	11406,7	108096

В таблице 7.5 приведена выработка электроэнергии аналогичными по установленной мощности солнечной $W_{СЭС}$ и тепловой $W_{ТЭС}$ электростанциями. Солнечная электростанция (СЭС) расположена в Симферопольском районе.

Таблица 7.5.

Выработка СЭС и ТЭС мощностью по 80 МВт

	Январь	Февраль	Март	Апрель	Май	Июнь	Июль	Август	Сентябрь	Октябрь	Ноябрь	Декабрь	Σ за год
$W_{СЭС},$ МВт·ч	5644,9	6844,0	10148,8	12071,7	14065,0	14269,8	14724,3	11004,7	12376,8	9970,3	6915,5	4859,6	125895
$W_{ТЭС},$ МВт·ч	59520	53760	59520	57600	59520	57600	59520	59520	57600	59520	57600	59520	700800

Таблица 7.6 отражает количество электроэнергии, вырабатываемое ветроэлектрическими электростанциями и солнечными электростанциями и процент замещения ими ТЭС. Коэффициент замещения $K_{зам}$, который будет отражать отношение электроэнергии, вырабатываемой возобновляемыми источниками энергии $W_{ВИЭ}$ электроэнергии к вырабатываемой традиционными источниками $W_{ТИЭ}$.

$$K_{зам} = \frac{W_{ВИЭ}}{W_{ТИЭ}} \cdot 100\%$$

Так же в таблице 6 приведено количество выбросов m_2 сэкономленных при вводе возобновляемых электростанций в энергосистему.

Таблица 7.6

Выработка электроэнергии на основе возобновляемых источников энергии $W_{\text{ВИЭ}}$ (суммарное $W_{\text{СЭС}}+W_{\text{ВЭС}}$) и электроэнергии на основе традиционных источников

	Январь	Февраль	Март	Апрель	Май	Июнь	Июль	Август	Сентябрь	Октябрь	Ноябрь	Декабрь	Σ за год
МВт·ч	27568,5	34547,6	28562,7	25017,7	23459,4	26324,4	22540,6	28398,7	28918,7	24731,6	24521,1	25344,8	320026
$K_{\text{зам, \%}}$	46,3	64,3	48,1	43,4	39,4	45,7	37,9	47,7	50,2	41,6	42,6	42,6	45,6
m_2, T	15350,8	19236,9	15954,5	13930,4	13062,7	14658,0	12551,1	15813,0	16102,6	13771,2	13653,9	14112,6	178198

На рисунке 7.4 представлен график выработки электроэнергии электростанциями в течении года

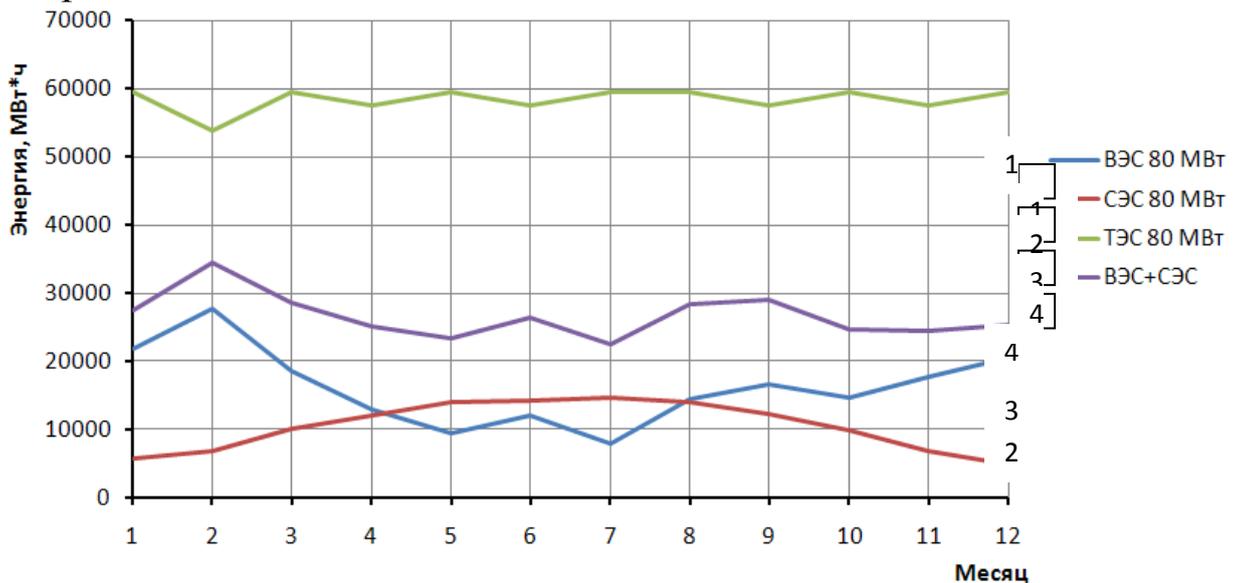


Рис. 7.4. График выработки электроэнергии ВЭС, СЭС, ТЭС в течение года

Важной задачей является распределение нагрузки между электростанциями. Данный расчет показывает возможный процент замещения нагрузки, приходящейся на тепловую электростанцию. Выработку электроэнергии на СЭС и ВЭС трудно контролировать т. к. это зависит от погодных условий. Подстроить ТЭС под работу ВЭС и СЭС является практически не осуществимой задачей. Так как ВЭС и СЭС практически сразу начинают генерацию электроэнергии при наличии ветра и солнца, а для ТЭС время начала генерации электроэнергии связано с рядом условий и время начала генерации электроэнергии колеблется от нескольких часов до суток в зависимости от мощности ТЭС.

Глава 8.

ФОРМИРОВАНИЕ КВАЗИСИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

8.1. Применение расчетно-аналитического метода при формировании квазисинусоидального напряжения

Для определения необходимого и достаточного условия при формировании квазисинусоидального напряжения приближенного к синусоидальной форме, проведем анализ квазисинусоидальных напряжений с использованием метода разложения сигналов в ряд Фурье. Данный расчетно-аналитический метод необходим для того, чтобы выбрать наиболее приемлемое решение по формированию ступенек квазисинусоидального напряжения и решения по наличию высших гармоник в кривой сигнала согласно требованию ГОСТ и числом коммутирующих полупроводниковых приборов по приближению квазисинусоидального сигнала к форме синусоидального.

N – номер гармоники

A – амплитуда синусоиды в процентах относительно максимума исходной кривой

B – фаза синусоиды в градусах

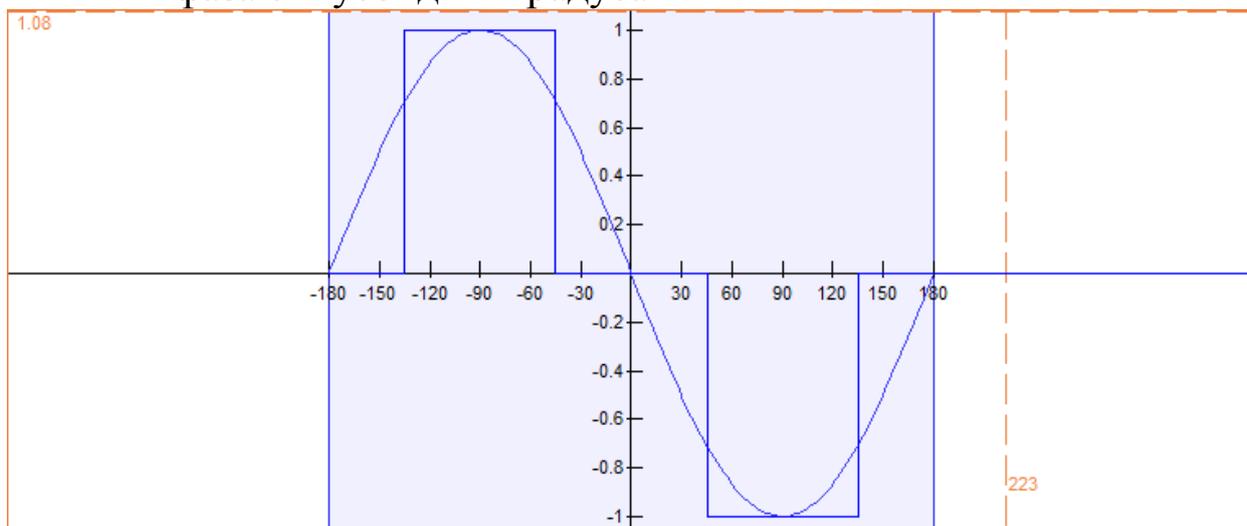


Рис. 8.1.

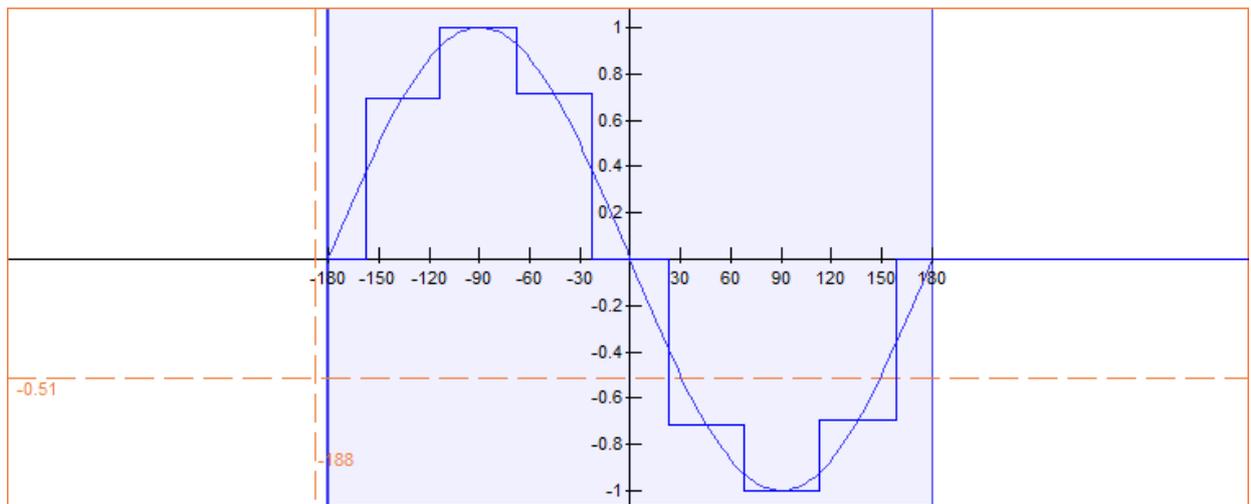


Рис.8.2.

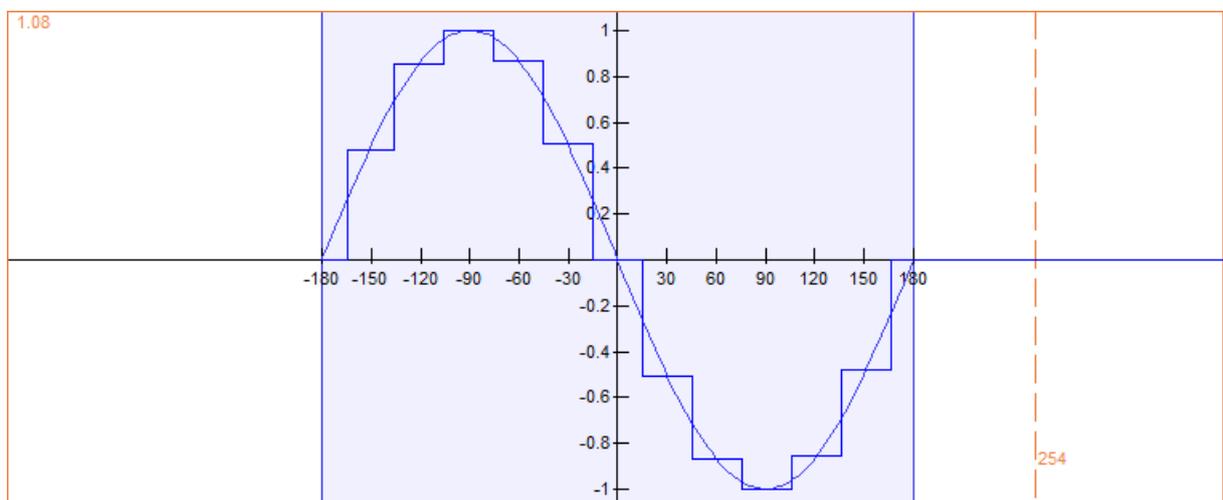


Рис.8.3.

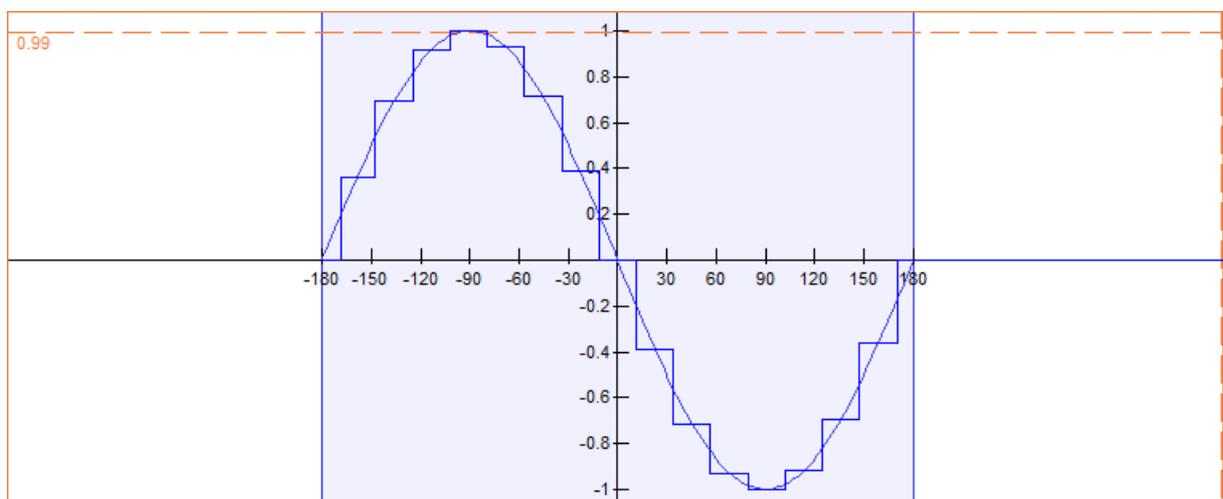


Рис.8.4.

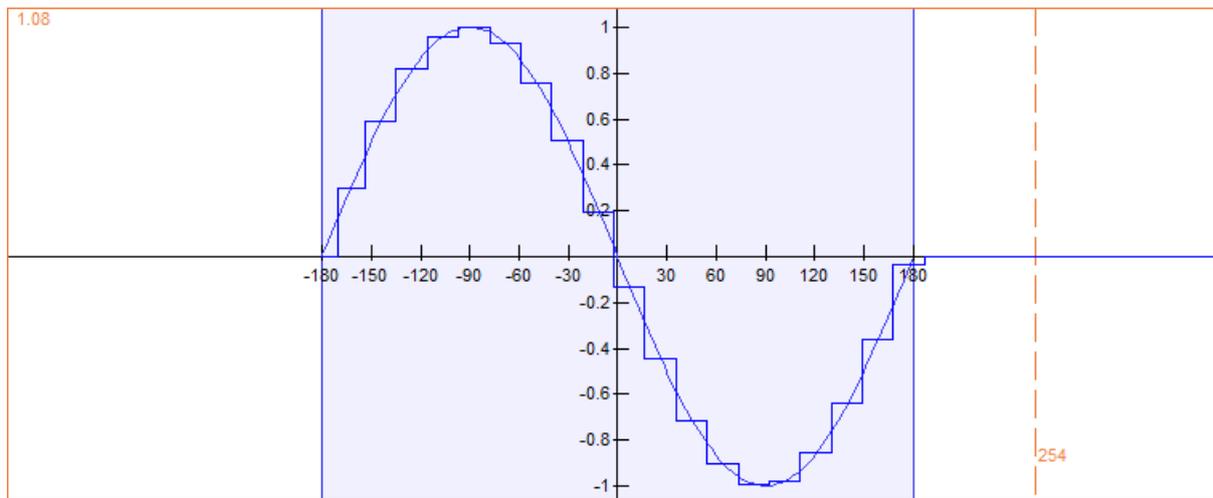


Рис.8.5.

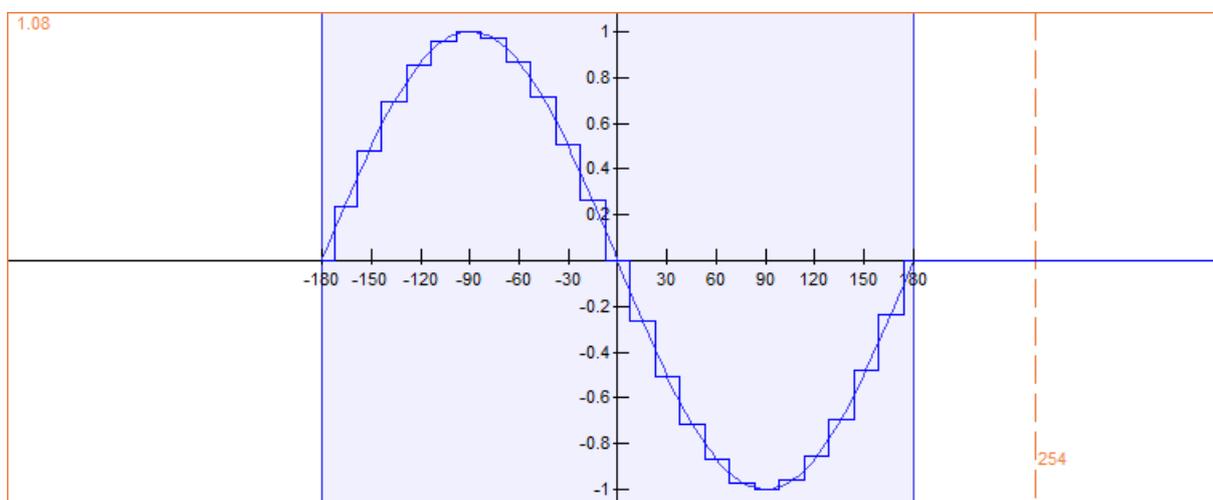


Рис.8.6.

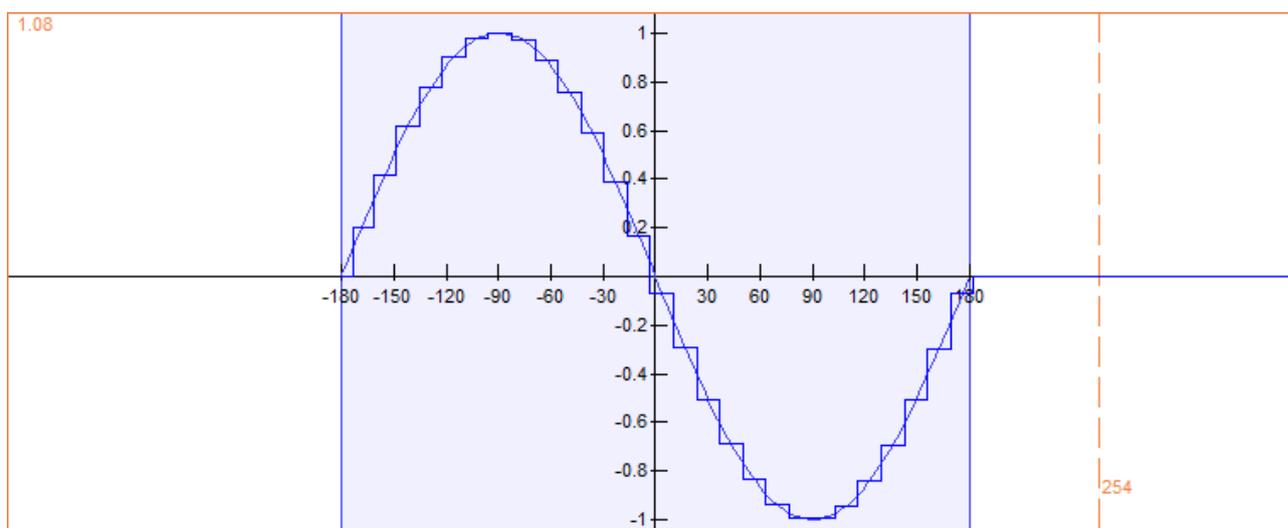


Рис.8.7.

Рассмотрим разложение кривой тока в виде ступенчатого квазисинусоидального сигнала (рис. 8.1-8.7) на высшие гармонические составляющие и оценим вплоть до пятидесятой гармоники. На рис. 8.1 приведена кривая напряжения в виде прямоугольного. В аналитическом виде напряжение с учетом наличия гармонических составляющих имеет значение

$$u_1 = 0,9U_m \sin \omega t + 0,3U_m \sin 3\omega t + \frac{0,18U_m \sin(5\omega t + 108^\circ)}{5} + \frac{0,13U_m \sin(7\omega t + 154,3^\circ)}{7} + \frac{0,09U_m \sin(9\omega t + 160^\circ)}{9} + \frac{0,081U_m \sin 11\omega t}{11} + \frac{0,07U_m \sin(13\omega t + 152,4^\circ)}{13} + \frac{0,06U_m \sin(15\omega + 178^\circ)}{15} + \frac{0,052U_m \sin(17\omega t + 173^\circ)}{17}. \quad (8.1)$$

Как видно из аналитического выражения (8.1) преобладают нечетные гармоники.

Для кривой напряжения, показанной на рис. 8.2, аналитическое выражение имеет вид

$$u_2 = 0,973U_m \sin \omega t + \frac{0,136U_m \sin(7\omega t + 128,7^\circ)}{7} + \frac{0,11U_m \sin(9\omega t + 140^\circ)}{9} + \frac{0,0614U_m \sin(15\omega t + 168,1^\circ)}{15} \quad (8.2)$$

Для квазисинусоидального напряжения, показанного на рис. 8.3 аналитическое выражение имеет вид:

$$u_3 = 0,988U_m \sin \omega t + \frac{0,085U_m \sin(11\omega t + 147,4^\circ)}{11} + \frac{0,0782U_m \sin(13\omega t + 152,5^\circ)}{13} \quad (8.3)$$

Для рис. 4, 5, 6, 7 аналитические выражения имеют соответствующие значения

$$u_4 = 0,993U_m \sin \omega t + \frac{0,06U_m \sin(15\omega t + 156^\circ)}{15} + \frac{0,06U_m \sin(17\omega t + 159^\circ)}{17} \quad (8.4)$$

$$u_5 = 0,995U_m \sin \omega t + \frac{0,054U_m \sin(18\omega t + 167,7^\circ)}{18} + \frac{0,0464U_m \sin(20\omega t + 168,9^\circ)}{20} \quad (8.5)$$

$$u_6 = 0,9972U_m \sin \omega t + \frac{0,0133 \sin(22\omega t + 179,6^\circ)}{22} + \frac{0,0361U_m \sin(23\omega t + 164,4^\circ)}{23} + \frac{0,0414U_m \sin(25\omega t + 165,6^\circ)}{25} \quad (8.6)$$

$$u_7 = 0,9976U_m \sin \omega t + \frac{0,028U_m \sin(28\omega t + 170,7^\circ)}{28} \quad (8.7)$$

В приведенных выше значениях напряжения (8.1 – 8.7) приведены составляющие гармоник, имеющих наиболее значимые значения составляющих коэффициента несинусоидальности.

Согласно формуле, приведенной ранее, коэффициент несинусоидальности напряжения, приведенного для рис. 8.1 составляет $K_{нс} = 11\%$; для рис. 8.2 $K_{нс} = 2,5\%$; для рис. 8.3 $K_{нс} = 1,5\%$; для рис. 8.4 $K_{нс} = 1\%$; для рис. 8.5, 8.6, 8.7 $K_{нс}$ менее 1%.

Кроме такого параметра как коэффициент несинусоидальности напряжения при формировании синусоидального напряжения необходимо учитывать и технические параметры полупроводниковых приборов, которые формируют ступенчатое напряжение. Допустим, при формировании квазисинусоидального напряжения с числом ступеней, равной восьми, длительность формирования напряжения не будет одинаковой, так как фронт нарастания и фронт спада синусоиды протекает довольно быстро. Так, например, для первой ступени изменение напряжения составляет 18В; для второй – 49В; для третьей – 44В; для четвертой – 32В; пятой – 20В; для шестой – 16В; для седьмой – 4В. По быстрдействию используемого полупроводникового прибора, который должен реагировать на сигнал до 0,1 мс или 100мкс, то есть время включения транзистора должно быть не более 10 мкс. Поэтому для формирования квазисинусоидального напряжения желательно использовать среднечастотные и высокочастотные транзисторы.

8.2. Способы улучшения работы генераторов синусоидального напряжения

Как хорошо известно, основным элементом генераторов синусоидального напряжения являются инверторы, преобразующие постоянное напряжение в синусоидальное или квазисинусоидальное напряжение переменного тока и создаваемые в зависимости от уровня преобразуемой мощности на транзисторных либо тиристорных полупроводниковых элементах. Несмотря на большое число предлагаемых на уровне изобретений и патентов, технических решений в области инверторных схем. Автором данной работы разработаны новые схемы, отличающиеся улучшенными массогабаритными показателями и надежностью функционирования устройств в целом. Структурная блок-схема одного из таких ин-

верторов представлена на рис. 8.8, а принципиальные электрические схемы отдельных блоков представлены на рис. 8.9 – 8.14

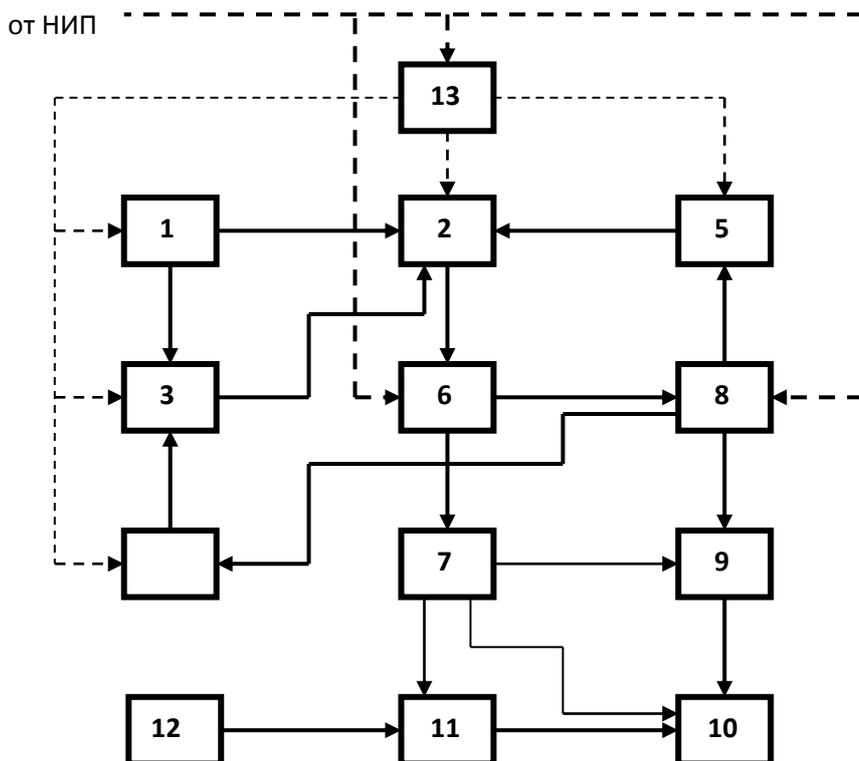


Рис. 8.8. Структурная блок-схема инвертора квазисинусоидального напряжения

Принципиальные электрические схемы: на рис. 8.9 – блоков 1-5; на рис. 8.10 – блоков 6 и 7; на рис. 8.11 – блока 13; на рис. 8.12 – блоков 8 и 9; на рис. 8.13 – блока 11; на рис. 8.14 – блока 10.

Структурная схема устройства состоит из следующих функциональных блоков:

- 1- задающий генератор импульсного стабилизатора напряжения;
- 2- устройство управления выходным каскадом импульсного стабилизатора напряжения;
- 3- широтно-импульсный модулятор импульсного стабилизатора напряжения;
- 4- формирователь модулированных импульсов управления импульсного стабилизатора напряжения;
- 5- устройство токовой защиты импульсного стабилизатора напряжения;
- 6- предварительный усилитель мощности импульсного стабилизатора напряжения;

- 7- первый выпрямитель напряжения питания преобразователя;
- 8- усилитель мощности импульсного стабилизатора напряжения;
- 9- второй выпрямитель напряжения питания преобразователя;
- 10- преобразователь;
- 11- устройство управления преобразователем;
- 12- устройство контроля напряжения;
- 13- параметрический стабилизатор напряжения.

Функция блока 12 устройства контроля напряжения заключается в том, что в этом блоке сравниваются два напряжения – сетевое и напряжение с выхода преобразователя. При превышении последнего над сетевым, срабатывает устройство, подключающее выход преобразователя к сети и инвертор подключается к сетевой нагрузке.

Функционирование данного преобразователя осуществляется следующим образом. Напряжение питания от нетрадиционного источника питания – солнечной батареи (НИП) на схему управления импульсным стабилизатором подается через параметрический стабилизатор – блок 13, реализованный на элементах R1, C1, C2, VD1, VD2 (рис. 8.11). На рис. 8.11 представлена принципиальная схема блока 13.

При подключении импульсного стабилизатора к выходу НИП, начинает работать устройство управления импульсным стабилизатором, которое состоит из блоков 1-5 (рис. 8.9).

Задающий генератор импульсного стабилизатора напряжения – блок 1 – собран по схеме функционального генератора на операционных усилителях DA1-1 и DA1-2 с обратной связью по току через резисторы R10 и R16. Микросхема DA1-1 включена по схеме интегратора с конденсатором C4 в цепи обратной связи, R2 – буферный резистор, ограничивающий входной ток по прямому входу DA1-1. Рабочая частота задающего генератора определяется параметрами цепи, состоящей из R10, R16, C4.

Выход интегратора через резистор R11, который вместе с R17, определяет коэффициент усиления по напряжению компаратора DA1-2, поступает на вход DA1-2, который управляет работой интегратора, зарядом или разрядом C4 через R10 и R16.

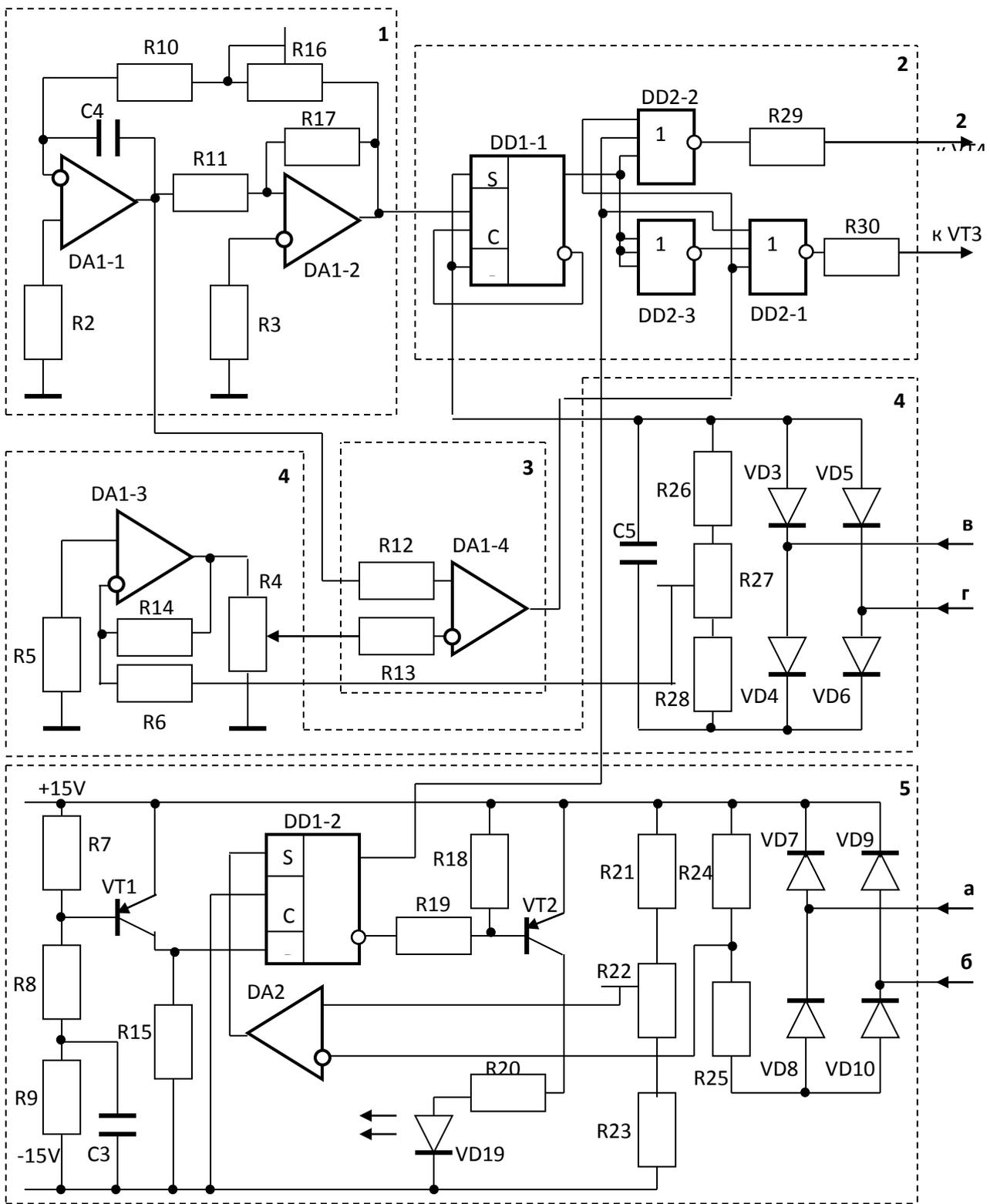


Рис. 8.9. Принципиальные электрические схемы задающего генератора ИСН-1; устройства управления выходным каскадом ИСН-2; ШИМ ИСН-3; ФМИУ ИСН-4; УТЗ

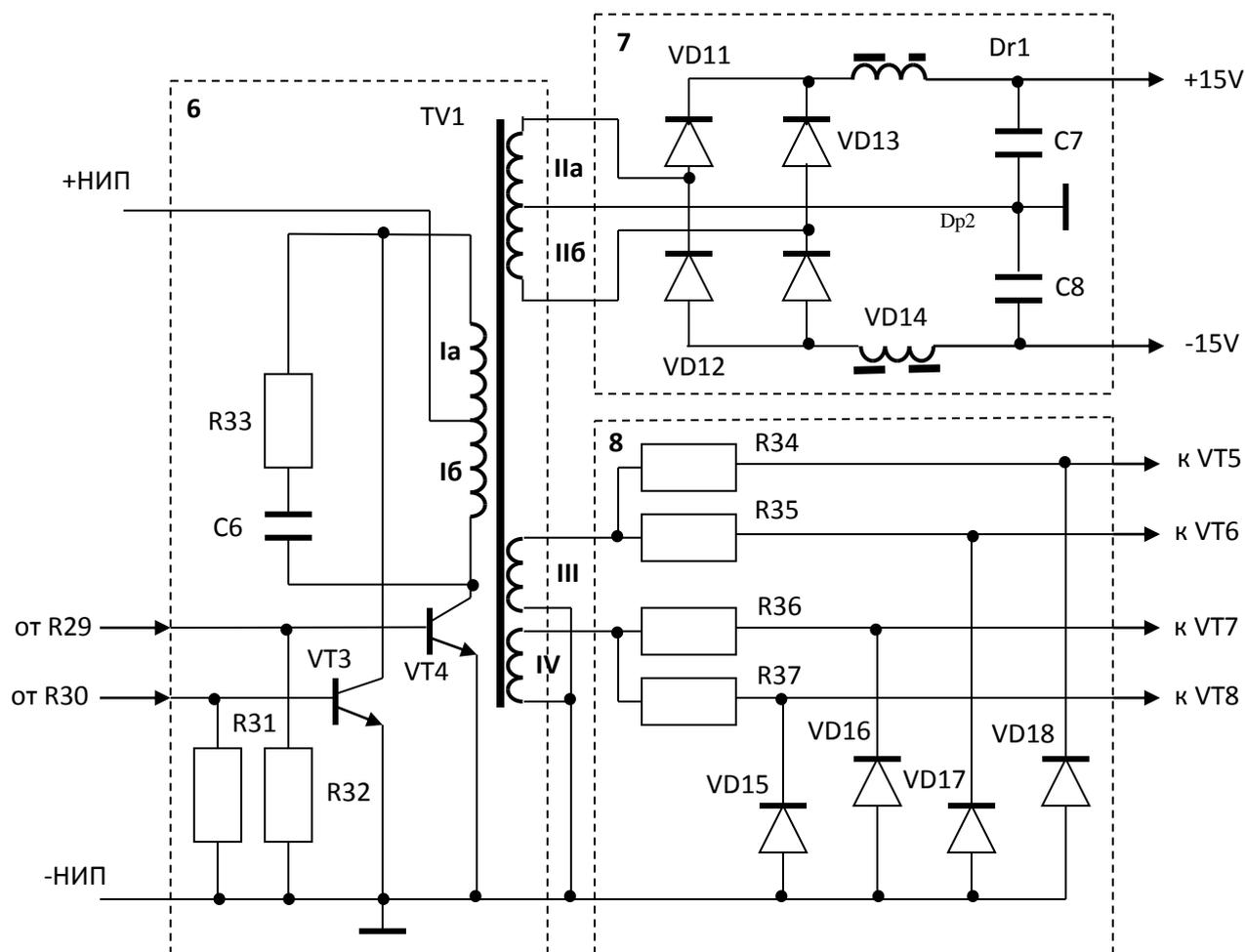


Рис. 8.10. Принципиальные электрические схемы предварительного усилителя мощности ИСН-6; первый выпрямитель напряжения питания преобразователя – 7

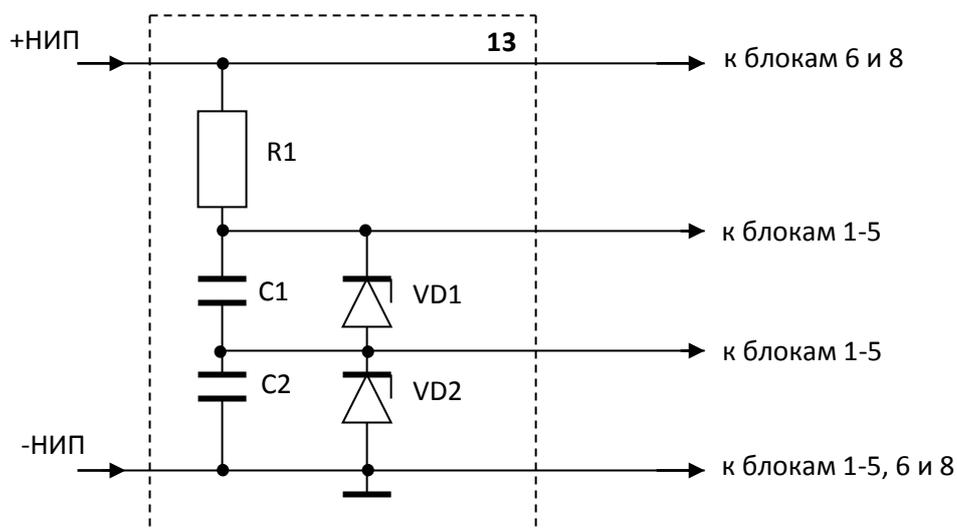


Рис. 8.11. Принципиальная электрическая схема параметрического стабилизатора напряжения

На выходе интегратора присутствуют импульсы треугольной формы, а на выходе компаратора – импульсы прямоугольной формы, причем полный цикл заряд-разряд конденсатора С4 происходит за один период прямоугольных колебаний. С выхода интегратора импульсы треугольной формы через буферный резистор R12, который ограничивает входной ток, поступают на вход микросхемы DA1-4, которая выполняет функцию широтно-импульсного модулятора ШИМ – блок 3. На инверсный вход DA1-4 поступает постоянное напряжение, которое сравнивается с уровнем напряжения импульса треугольной формы с выхода интегратора в данный момент времени.

Постоянное напряжение управляет шириной отрицательных импульсов на выходе ШИМ (компаратора) DA1-4. Это постоянное напряжение изменяется при изменении выходного напряжения импульсного стабилизатора. Причем, при увеличении выходного напряжения, это напряжение уменьшается, а, при уменьшении, увеличивается. Соответственно, уменьшается или увеличивается длительность отрицательных импульсов на выходе DA1-4, тем самым, уменьшается или увеличивается среднее значение напряжения на выходе выпрямителя импульсного стабилизатора.

Напряжение, которое управляет шириной отрицательных импульсов – напряжение управления – формируется на элементах DA1-3, R5, R14, R26-R28, C5, VD3-VD6 – в блоке 4 – в формирователе модулированных импульсов управления импульсного стабилизатора напряжения. Резистор R5 выполняет роль ограничителя тока по прямому входу DA1-3.

Напряжение обратной связи (переменное) снимается с выходного трансформатора TV2 (рис. 8.12) импульсного стабилизатора, выпрямляется диодами VD3-VD6, его среднее значение формируется на конденсаторе C5 и нагрузке R26-R28 и подается через резистор R6 на инверсный вход микросхемы DA1-3, которая выполняет функцию усилителя обратной связи – УОС. При этом резисторы R6 и R14 определяют коэффициент усиления УОС (DA1-3, R6, R14, R5), от которого зависит коэффициент стабилизации импульсного стабилизатора. С выхода УОС напряжение управления поступает на нагрузку, которой является резистор R4, с помощью которого регулируется коэффициент стабилизации и выставляется уровень выходного напряжения импульсного стабилизатора. С потенциометра на резисторе R4 выходное напряжение через токоограничивающий резистор R13 поступает на инверсный вход ШИМ на микросхеме DA1-4. Для управления двухтактным импульсным стабилизатором необходимо иметь два такта для создания нормальных условий перемагничивания сердечника силового выходного трансформатора импульсного

стабилизатора. Это происходит в блоке 2 – в устройстве управления выходным каскадом импульсного стабилизатора напряжения, схема которого реализована на элементах DD1, DD2, VT3, VT4, R29-R33, C6, TV1 (рис. 8.9, 8.10).

Как было указано выше, полный цикл треугольного импульса происходит за период прямоугольного импульса на выходе задающего генератора.

Для получения двух полупериодов нужно получить два треугольных импульса за один период, причем знак импульса изменяется в середине полупериода треугольного импульса. Это реализуется путем деления на «2» частоты следования прямоугольных импульсов D-триггером DD1-1, включенным в режиме деления. При наличии нулевого уровня на прямом выходе DD1-1 он поступает на вход DD2-2. На втором входе DD2-2 в это время присутствует нулевой уровень от устройства токовой защиты (УТЗ) – блок 5 – при нормальной работе импульсного стабилизатора. На третий вход DD2-2 поступает нулевой уровень с выхода ШИМ, на выходе DD2-2 присутствует уровень «1». DD2-2 выполняет роль инвертора. Этот уровень присутствует все время, пока нулевой уровень присутствует на выходе ШИМ. По окончании длительности импульса на выходе ШИМ на выходе DD2-2 появляется нулевой уровень, который также появляется и при окончании первого полупериода (появление единичного уровня на входе DD1-1). DD2-3 выполняет роль инвертора, когда на выходе DD1-1 присутствует «1» (единичный уровень), на выходе DD2-3 присутствует нулевой уровень. Аналогично работает элемент DD2-1, формируя второй полупериод.

Следовательно, в зависимости от состояния выхода DD1-1, единичный уровень появляется поочередно, то на выходе DD2-2, то на выходе DD2-1. Время длительности положительных полупериодов импульсов соответствует длительности отрицательных импульсов на выходе ШИМ, но он всегда меньше длительности половины периода потому что формируется из треугольных импульсов, максимальная длительность которых у основания меньше длительности полупериода.

DD2-4 выполняет роль инвертора, обеспечивающего работу предварительного биполярного усилителя, собранного на транзисторах разной проводимости. Этот усилитель служит для согласования большого выходного сопротивления формирователя импульсов управления с малым входным сопротивлением усилителя мощности.

УМ собран по схеме полумостового инвертора на транзисторах разной проводимости с разделительным трансформатором TV1, который обеспечивает развязку между напряжением, вырабатываемым

солнечной батареей и внутренними потребителями прибора. Усиленные разнополярные импульсы управления перемагничивают сердечник трансформатора то в одну (1-ый такт), то в противоположную (2-ой такт) сторону по петле. В результате в обмотках TV1 наводится э.д.с.

Модулированные по ширине импульсы каждого полупериода через делитель на резисторах R29, R32 и R30, R31 поступают соответственно на базы мощных составных транзисторов VT4 и VT3, коллекторы которых включены в первичную обмотку переходного трансформатора TV1 по параллельной схеме – блок 6 – предварительный усилитель мощности импульсного стабилизатора напряжения.

Цепочка, состоящая из R33 и C6, устраняет выбросы э.д.с. самоиндукции при переключении транзисторов VT3 и VT4. Обмотки трансформатора TV1 – Ia и Ib – включены между собой согласно. Если, например, первым включился транзистор VT4, то ток, проходящий по обмотке Ib намагничивает сердечник трансформатора TV1 в одну сторону, а при включении VT3 ток, протекающий по обмотке Ia, перемагничивает сердечник трансформатора TV1 в другую сторону, симметрично по петле, потому что транзисторы VT4 и VT3 работают поочередно.

Ia и Ib обмотки создают переменное магнитное поле в сердечнике трансформатора TV1, в результате чего на обмотках II, III и IV появляется э.д.с.

Трансформатор TV1 используется как переходный для питания транзисторов усилителя мощности, так и как силовой, для питания устройства синхронизации и устройства управления преобразователем.

Э.д.с., наведенная на обмотке II трансформатора TV1, выпрямляется в блоке 7 – первом выпрямителе напряжения питания преобразователя – мостовым выпрямителем на диодах VD11-VD14 и фильтруется Г-образным LC-фильтром на Dp1, C7 для + 15 V и Dp2, C8 для – 15 V соответственно относительно средней точки II обмотки трансформатора TV1 (точка соединения II а и II б). Эти напряжения поступают для питания вышеуказанных блоков. С обмоток III и IV трансформатора TV1 через токоограничивающие резисторы R34-R37 и защитные диоды VD15-VD18 импульсы полупериодов поступают на силовые транзисторы усилителя мощности импульсного стабилизатора напряжения – блок 8.

УТЗ (рис. 8.9) собрано на элементах: микросхемах DA2, DD1-2, транзисторах VT1 и VT2, диодах VD7-VD10, VD19, резисторах R7-R9, R15, R18-R25, конденсаторе C3.

Напряжение, пропорциональное величине потребляемого тока, в виде биполярных симметричных импульсов поступает на мостовую схему выпрямителя VD7-VD10 и преобразуется в однополярные, амплитуда которых пропорциональна потребляемому току. Через нагрузку и делитель эти импульсы поступают на инверсный вход компаратора DA2. Пока их амплитуда не превышает напряжение на прямом входе DA2, на ее выходе напряжение равно «0» относительно «+» источника питания. Напряжением на прямом входе микросхемы DA2 устанавливается порог срабатывания защиты.

Если амплитуда импульсов на инверсном входе компаратора DA2 превышает значение установленного напряжения на прямом входе, то на выходе DA2 появляется положительный импульс, который переводит триггер DD1-2 в единичное состояние, т.е. появляется «1» на выходе DD1-1. Эта логическая единица устанавливает нулевое напряжение на выходах DD2-1 и DD2-2. При этом прекращается работа усилительного каскада на транзисторах VT3 и VT4 и всей схемы в целом. Одновременно на инверсном выходе DD1-2 появляются «0» напряжения и через делитель R18 и R19 открывается транзистор VT2, который через балластный резистор R20 подключает на «+» источника питания светодиодный индикатор «перегрузка» (VD19). Для возобновления работы импульсного стабилизатора необходимо отключить его от НИП и через некоторое время опять включить. При отключении питания C3 разряжается через резистор R9.

При включении питания зарядным током C3 через резисторы R7 и R8 включается транзистор VT1. Положительный фронт при открывании транзистора VT1 устанавливает микросхему DD1-2 в нулевое состояние, т.е. на его выходе устанавливается «0» и стабилизатор начинает работать.

На рис. 8.12 представлены принципиальные электрические схемы блоков 8 и 9. Трансформатор тока ТТ1, выполняющий функцию датчика устройства токовой защиты, включен в общую цепь трансформатора TV2.

Напряжение, пропорциональное протекающему току по первичной обмотке TV2 снимается со вторичной обмотки трансформатора тока ТТ1 и поступает на УТЗ – блок 5 – устройство токовой защиты импульсного стабилизатора напряжения.

Усилитель мощности импульсного стабилизатора – блок 8 (рис. 8.12) – собран по параллельной схеме на транзисторах VT5-VT8 и силовом трансформаторе TV2, первичная обмотка которого зашунтирована демпфирующей цепью C9, R38.

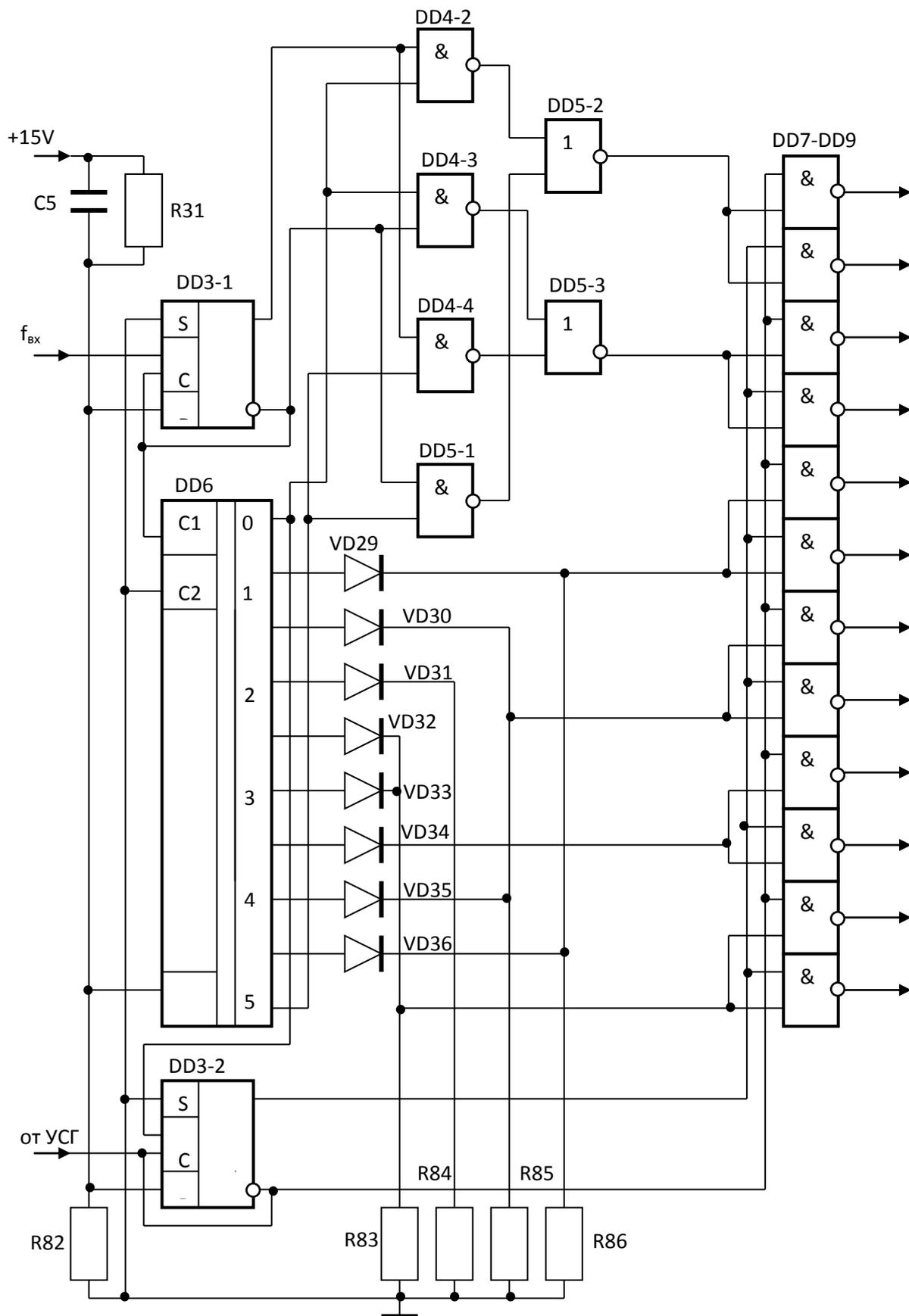


Рис. 8.13. Принципиальная электрическая схема устройства управления преобразователем – 11

На рис. 8.14 представлена принципиальная электрическая схема блока 10.

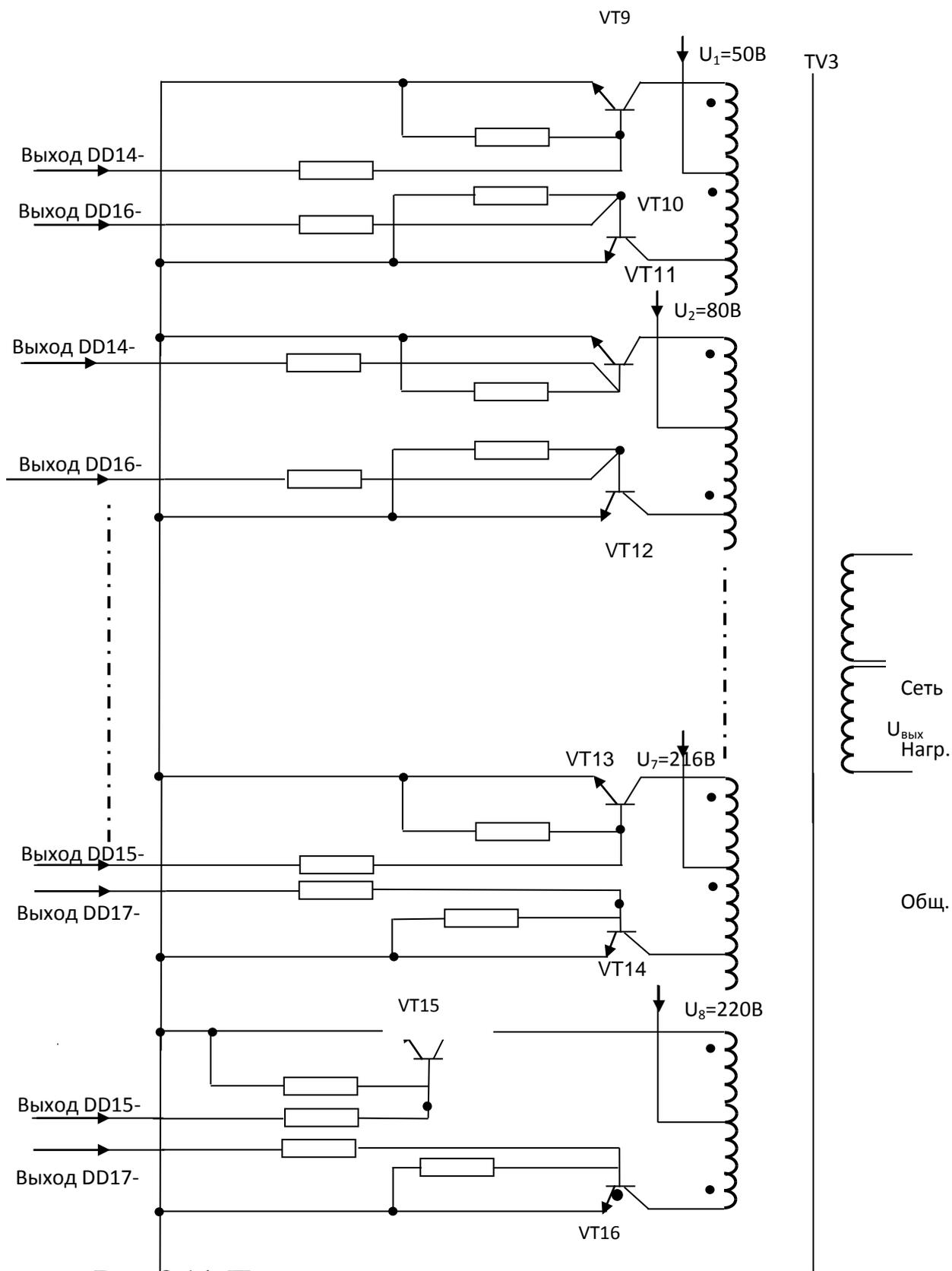


Рис. 8.14. Принципиальная электрическая схема преобразователя – 10

В каждом плече усилителя мощности работают соответственно по два транзистора – VT5, VT6 и VT7, VT8.

Устройство управления преобразователя – блок 11 – реализовано на КМОП-микросхемах серии K561. Сигнал, частотой 2000 Гц, с задающего генератора с устройства синхронизации поступает на вход делителя-формирователя на элементе DD3-1 (триггер, включенный в режиме деления). С выхода «2» этого элемента частота, разделенная на «2», т.е. 1000 Гц, поступает на счетный вход-делителя DD6. На выводах этого счетчика-делителя последовательно во времени появляются 10 импульсов длительностью 1 мс. Это и есть время одного полупериода частоты 50 Гц, т.к. $1\text{ мс} \times 10 = 10\text{ мс}$.

При появлении положительного фронта импульса на выходе счетчика-делителя DD6 триггер DD3-2 переходит в другое устойчивое состояние, на выходах DD6 появляется еще одна цепочка распределенных во времени импульсов и так формируется второй полупериод длительностью 10 мс. Затем с приходом очередного положительного фронта процесс повторяется. Следовательно, на выходе DD3-2 частота прямоугольных импульсов соответствует частоте сети.

Эти импульсы, снимаемые с инверсного и прямого выходов, управляют работой бесконтактного переключателя полупериодов на элементах DD7-DD9, через который импульсы управления силовыми транзисторами поступают либо на транзисторы, формирующие положительный полупериод, либо на транзисторы, формирующие отрицательный полупериод.

Ввиду того, что в начальный период формирования синусоидального сигнала скорость нарастания напряжения выше, чем на стадии формирования вершины, первую ступень формирования синусоидального сигнала делим на два участка следующим образом: снимаем с прямого и инверсного выходов DD3-1 сигнал частотой 1000 Гц, $T = 1\text{ мс}$, длительностью 0,5 мс.

Прямой и инверсный сигналы поступают соответственно на 5 и 13 входы DD4. При начале формирования синусоидального сигнала на «0» выходе DD6 появляется «1» импульс длительностью 1 мс и на выходе DD4 формируется отрицательный импульс с начала отсчета.

Этот импульс длительностью 0,5 мс через DD5-2 поступает на переключатель полупериодов и далее на силовой транзистор, который подключает обмотку силового трансформатора к напряжению U_1 на 0,5 мс.

При суммировании на элементе DD4-3 получается импульс, который следует через 0,5 мс после первого и поступает через DD5-3

на переключатель периодов, через который на второй временной позиции поступает на силовой транзистор, который после отключения U_1 подключает на $0,5$ мс U_2 .

Через 1 мс на «0» выходе DD6 появляется «0», а на «1» выходе – «1» и через диод VD29 этот импульс, длительностью 1 мс, поступает через переключатель полупериодов на силовой транзистор, подключающий на $0,5$ мс обмотку силового трансформатора к U_3 .

По окончании этого импульса, т.е. через 1 мс, импульс длительностью 1 мс появляется на выходе «2», через диод MB30 и через переключатель и силовой транзистор подключает обмотку силового трансформатора к U_4 и т.д., соответственно – 3 – VD31 – U_5 ; 4 – VD32 – U_6 ; 5 – VD33 – U_6 ; 6 – VD34 – U_5 ; 7 – VD35 – U_4 ; 8 – VD36 – U_3 ; 9 – DD4-4 – DD5-3 – U_2 ; 10 – DD5-1 – DD5-2 – U_1 .

При появлении положительного фронта на «0» DD6 триггер DD3-2 переходит в другое устойчивое состояние и аналогичный процесс повторяется, только подключаются транзисторы, формирующие отрицательную полуволну. Затем процесс повторяется.

С выхода DD3-2 прямоугольные импульсы, соответствующие частоте преобразователя, поступают в устройство синхронизации генератора для сравнения с частотой сети и выработки корректирующего сигнала по частоте.

Более совершенным является второй вариант инвертора квазисинусоидального напряжения, структурная схема которого представлена на рис. 8.15. По сравнению с первым вариантом во втором варианте решена задача – упрощение схемотехники устройства и повышения надежности работы устройства в целом.

На рис. 8.16 показаны структурная и принципиальная схемы блока генерации частот; на рис. 8.17 и рис. 8.18 показана принципиальная электрическая схема блока дискретизации по времени; на рис. 8.19 показана принципиальная электрическая схема формирователя сетевых импульсов напряжения.

Структурная схема предложенного устройства состоит из следующих функциональных блоков:

Блок управления – состоит из формирователя сетевых импульсов напряжения, блока генерации частот и блока квантования по времени.

Формирователь сетевых импульсов напряжения – ФСИН – предназначен для получения прямоугольных импульсов, соответствующих частоте и фазе сетевого напряжения.

Блок генерации частот – БГЧ – предназначен для получения частот, кратных и синфазных частоте питающей сети.

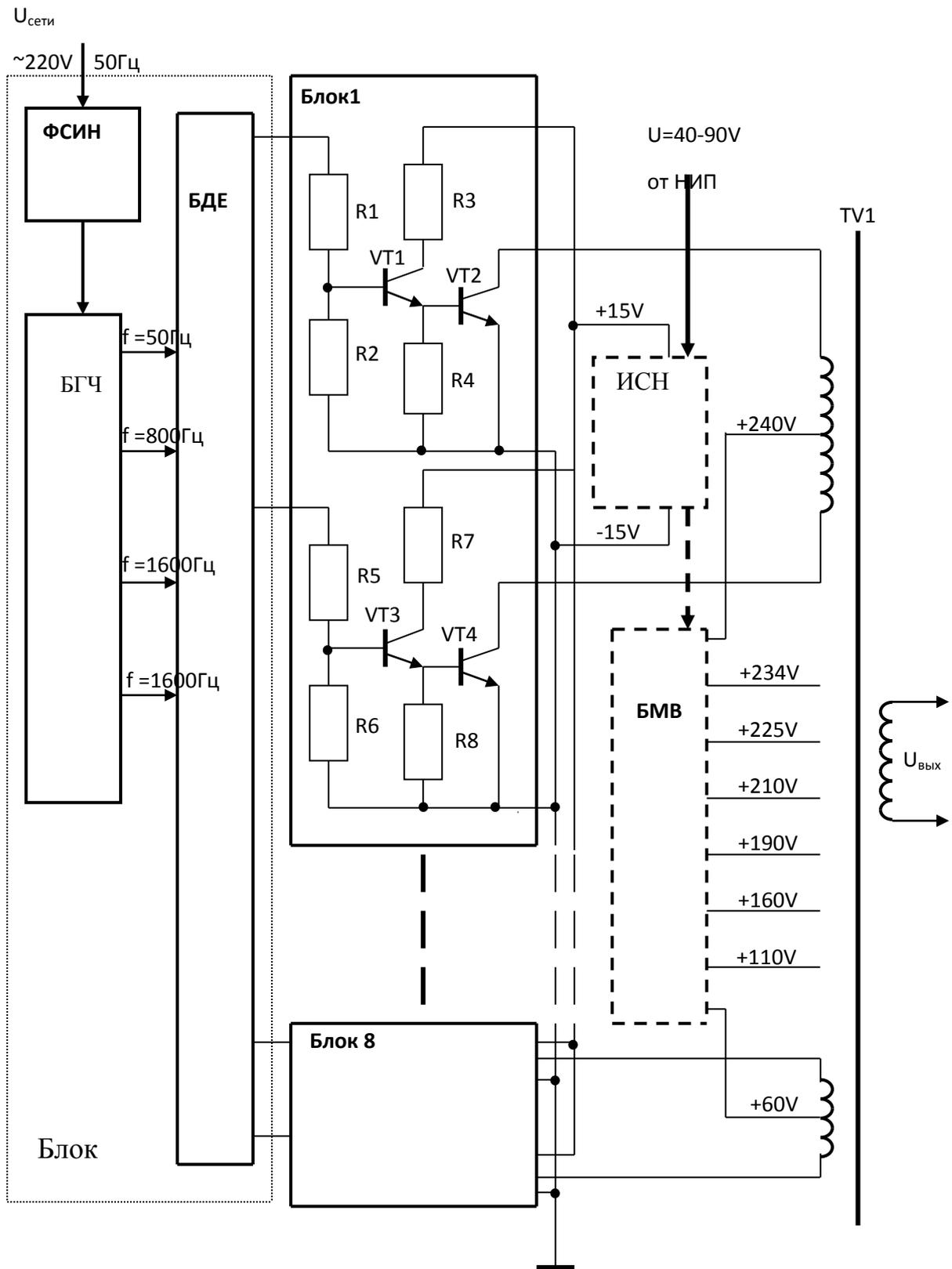


Рис. 8.15. Структурная блок-схема инвертора квазисинусоидального напряжения (ИКСН – 2)

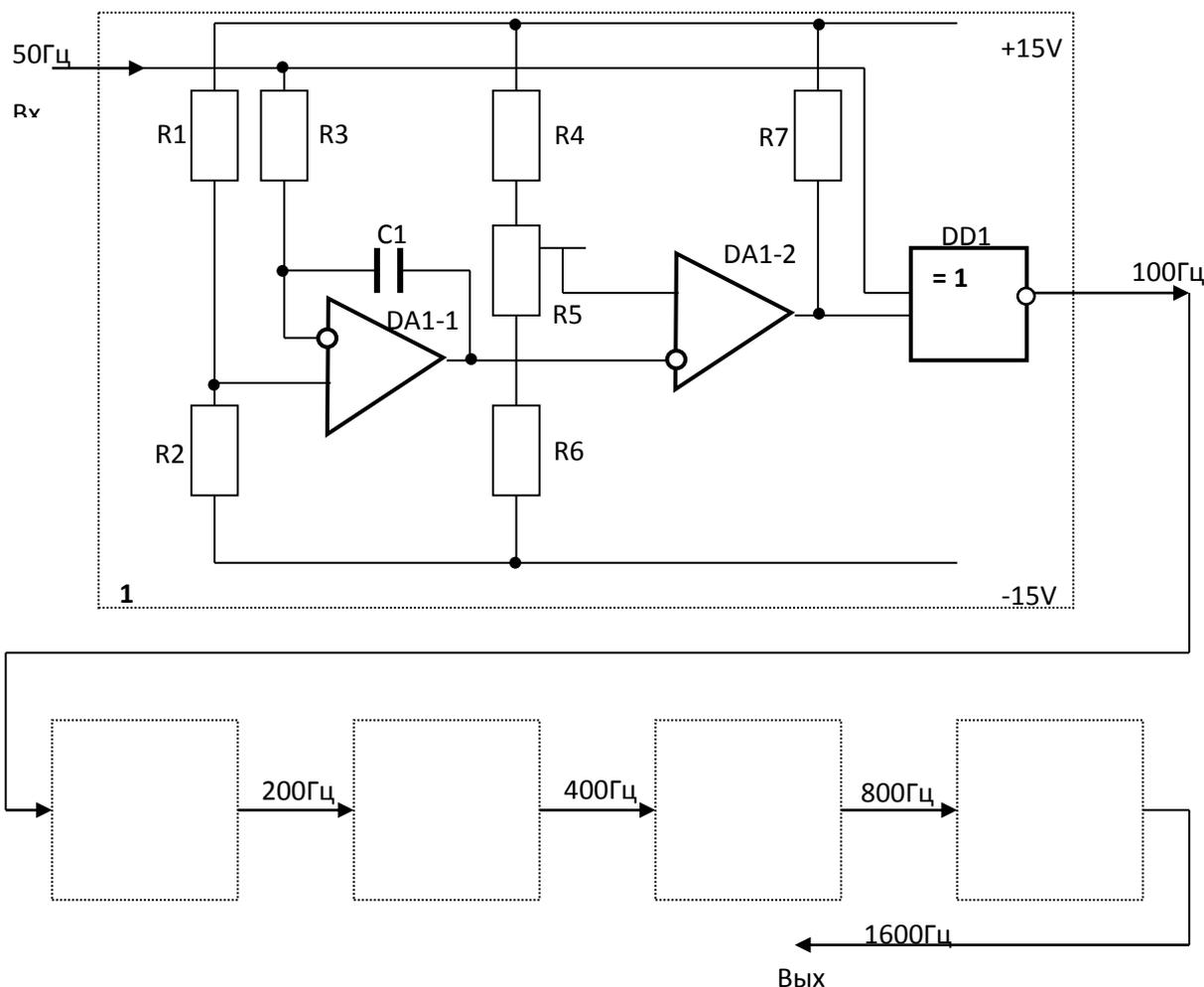


Рис. 8.16. Структурная блок-схема блока генерации частот

Блок дискретизации по времени – БДК – предназначен для получения 32-х импульсов управления блоками 1-8, осуществляющих формирование квазисинусоидального напряжения, достоверно отображающего синусоидальную форму сигнала.

Блоки 1-8 – восемь двухтактных выходных инверторов.

Импульсный стабилизатор напряжения – ИСН – преобразует постоянное напряжение 40-90 В от нетрадиционного источника питания НИП в постоянное напряжение 15 В для питания схемы управления инвертора. Кроме того, импульсный стабилизатор напряжения преобразует постоянное напряжение от НИП в восемь уровней переменного напряжения для питания блоков 1-8 через блок мостовых выпрямителей.

Блок мостовых выпрямителей – БМВ – преобразует восемь уровней переменного напряжения с выходного трансформатора ИСН в восемь уровней постоянного напряжения для питания блоков 1-8.

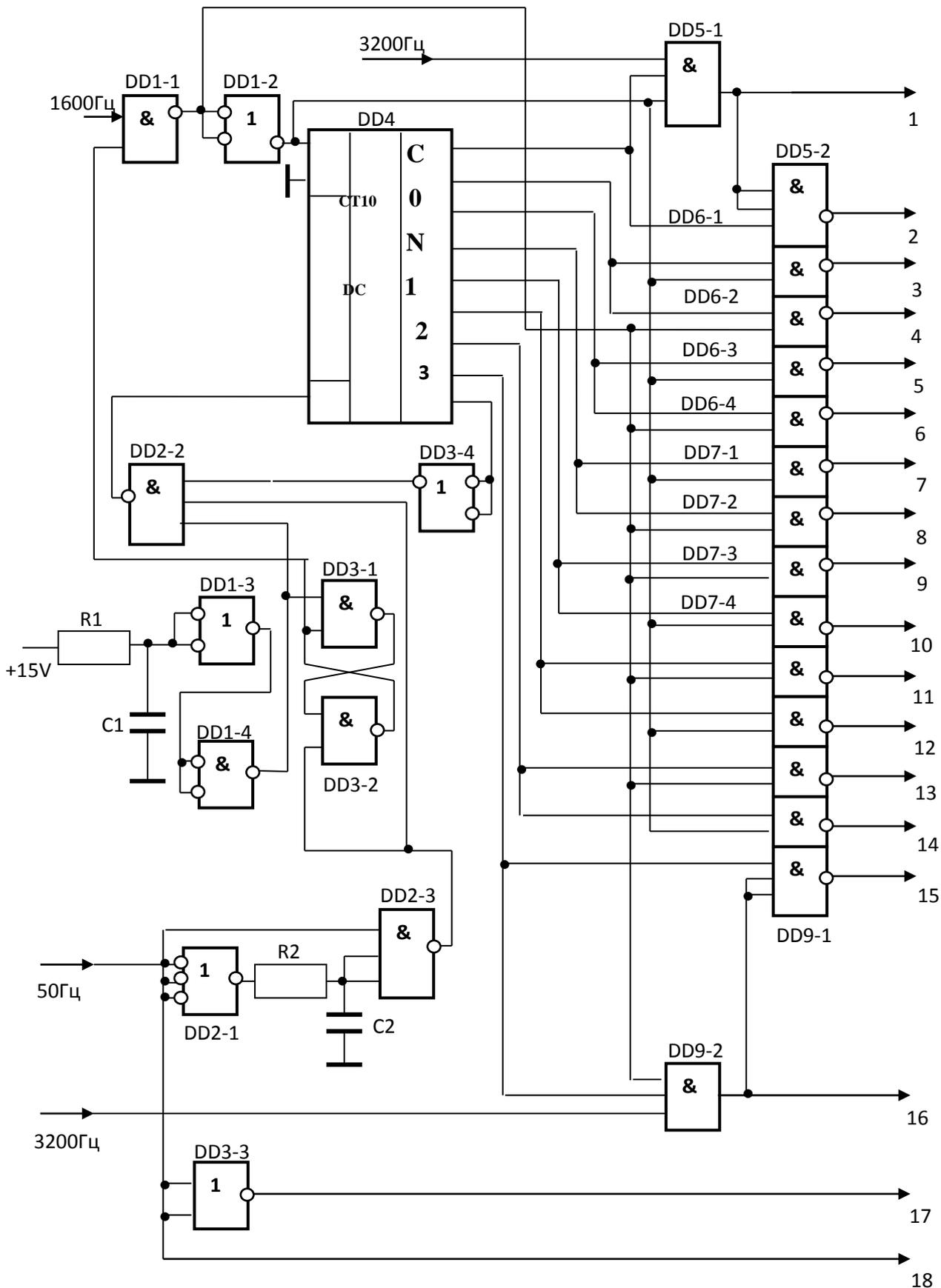


Рис. 8.17. Принципиальная электрическая схема блока дискретизации по времени – БДК

Выходной трансформатор – многообмоточный трансформатор, имеющий восемь обмоток с выводом от средней точки для формирования квазисинусоидального напряжения.

Рассмотрим работу каждого блока устройства, причем нумерация элементов каждого блока выполнена независимой от нумерации остальных элементов других блоков. Формирователь длительности периода импульсов сети собран на DD1.

Согласование фотодиода оптронной пары и входа формирователя выполняется схемой: R6 – нагрузка фотодиода, фотодиод оптронного преобразователя и DD1, выполняющий функцию инвертора.

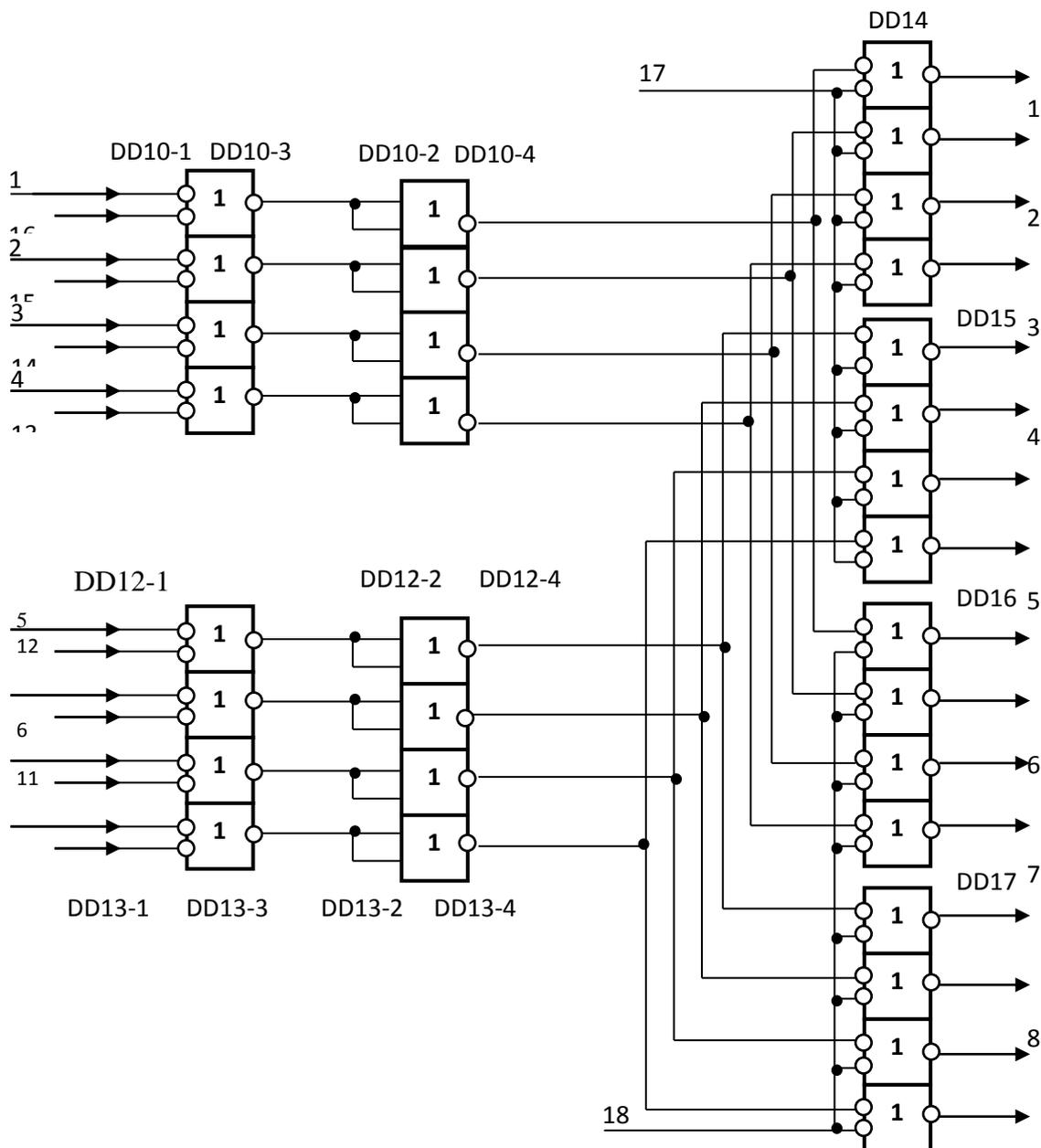


Рис. 8.18. Принципиальная электрическая схема блока дискретизации по времени – БДК

Начальная установка формирователя осуществляется через логический элемент «исключающее «ИЛИ» DD1, работающий в режиме отрицательной логики, что позволяет сократить количество элементов схемы. При работе формирователя на выходе DD1 присутствуют прямоугольные импульсы, сфазированные с напряжением сети.

На рис. 8.16 пунктирными линиями изображена функциональная схема блока генерации частот (БГЧ), а сплошными линиями показана принципиальная электрическая схема БГЧ, причем показан вариант БГЧ, в котором $n = 5$, входное напряжение имеет частоту $f = 50$ Гц, а выходное синфазное напряжение имеет частоту $f = 1600$ Гц.

Для оптимального режима работы компаратора DA1 формирователя его напряжение питания должно быть прямоугольным и симметричным, которое получают с помощью двухстороннего преобразователя (ограничителя), выполненного на элементах – C1, C2, R1, R2, VD6, VD7 (рис. 8.19).

Синусоидальное переменное напряжение сети 220В поступает на реактивное балластное сопротивление, выполненное в виде конденсаторов C1 и C2, с помощью которых напряжение питания формирователя симметрируется относительно «0» синусоидального напряжения сети, т.к. $C1 = C2$, и на двухсторонний ограничитель напряжения сети, который симметрируется относительно «0» синусоидального напряжения резисторами R1 и R2, т.к. $R1 = R2$. На C1 и C2 не происходит рассеивание энергии.

Выпрямленное с помощью мостовой схемы на диодах VD1 – VD4 напряжение стабилизируется с помощью стабилитрона VD5.

Источник питания компаратора DA1 формирователя симметричен относительно прямоугольных импульсов, сформированных R1, R2, VD6, VD7, относительно «мнимой» нулевой шины формирователя на операционном усилителе DA1. VD6, VD7 предназначены для двустороннего ограничителя, чтобы сформировать импульсы из синусоиды.

Напряжение, равное половине напряжения источника питания поступает на инверсный вход DA1, на прямой вход которого поступают прямоугольные импульсы, сформированные двухсторонним симметричным ограничителем R1, R2, VD6, VD7. Синусои-

дальнее напряжение на DA1 поступает из сети через ограничитель VD6, VD7.

Искусственная средняя точка питания микросхемы DA1 создана резисторами R3, R4 и R5 и служит для обеспечения работы DA1 как в режиме усиления, так и в режиме компаратора. С помощью подгоночного резистора R4 выполняется точное деление на два стабилизированного напряжения.

На выходе DA1, реализованном на микросхеме K140UD6A, присутствуют прямоугольные импульсы амплитудой ~ 26 В относительно «-» источника питания, которые через оптронную пару VHS 1, реализованную на 30D129A, поступают на вход DD1.

Через буферный резистор R6 эти импульсы поступают на светодиод оптронной пары, которая развязывает напряжение сети ~220 В переменного тока со входом формирователя длительности периода импульсов сети.

Структурная схема, предлагаемого БГЧ, состоит из n-блоков, соединенных последовательно друг с другом. Частота выходного синфазного напряжения каждого последующего блока вдвое выше частоты входного напряжения и кратна частоте питающей сети. Каждый из n-блоков состоит из функционального генератора и узла контроля фазы.

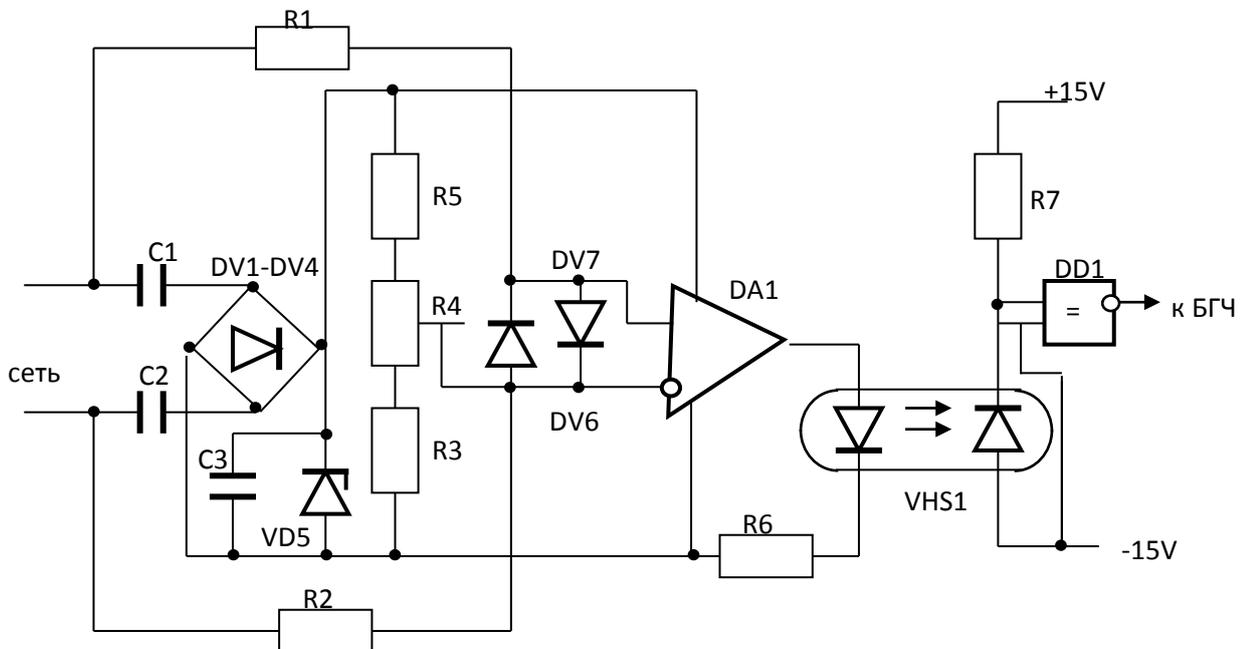


Рис. 8.19. Принципиальная электрическая схема формирователя сетевых импульсов напряжения

Функциональный генератор является релаксационной системой, состоящей из интегратора DA1-1 и компаратора DA1-2. Постоянная времени интегратора и, следовательно, частота генерируемых колебаний зависят от емкости конденсатора C1 и резистора R3, включенных в цепь отрицательной обратной связи (рис. 8.16).

Напряжение с выхода интегратора DA1-1 подается на инвертирующий вход двухполярного компаратора DA1-2 и, по достижении порога срабатывания DA1-2, полярность напряжения на выходе компаратора DA1-2 изменяется на противоположную, и цикл повторяется. Плавная регулировка частоты осуществляется резистором R5. Следовательно, если на выходе компаратора DA1-2 присутствует положительная полуволна, то на выходе интегратора DA1-1 – нарастание фронта треугольного импульса напряжения, а при переключении компаратора DA1-2 – на выходе интегратора DA1-1 присутствует отрицательный спад треугольного импульса.

Входное напряжение питающей сети поступает на вход интегратора DA1-1, на выходе которого имеем калиброванные импульсы треугольной формы, сдвинутые на 90° относительно входных. Эти треугольные импульсы поступают на инвертирующий вход компаратора DA1-2. Интегратор DA1-1 и компаратор DA1-2 выполнены на микросхеме K574UD2 (сдвоенный операционный усилитель).

На микросхеме DD1 реализован узел контроля фазы, выполненный на логическом элементе «исключающее «ИЛИ»».

Входное напряжение питающей сети также поступает на вход микросхемы DD1, второй вход которой соединен с выходом DA1-2. На выходе DD1 присутствуют импульсы удвоенной частоты, то есть 100 Гц. Таким образом, на базе интегратора DA1-1, компаратора DA1-2 и узла контроля фазы DD1 построен суммирующий синфазный формирователь и умножитель прямоугольных импульсов, который формирует импульсы от 50 Гц до 1600 Гц (при числе блоков $n = 5$).

При этом следует особо подчеркнуть, что полученные на выходе n -блоков частоты синфазны частоте питающей сети, что важно при построении инверторов квазисинусоидального напряжения, выходное напряжение которых по частоте и фазе должно всегда совпадать с частотой и фазой напряжения питающей сети.

На рис. 8.17 и рис. 8.18 изображена принципиальная электрическая схема блока дискретизации по времени (БДК).

Для того, чтобы получить квазисинусоидальное напряжение, достоверно отображающее синусоидальную форму сигнала, необходимо выполнить квантование по уровню и дискретизацию по времени, т.е. необходимо получить квантование по 32-м уровням напряжения и по времени.

Для получения этих уровней квантования на схему узла квантования необходимо подать три напряжения различных частот, синхронные с частотой напряжения сети, а именно: $f = 50$ Гц – для синхронизации по фазе выходного сигнала преобразователя, $f = 800$ Гц и 1600 Гц – чтобы получить начальную $\frac{1}{4}$ и конечную $\frac{3}{4}$ часть синусоиды временного интервала для дискретизации по времени.

БГЧ формирует напряжения этих трех частот, синхронные с частотой напряжения сети. Сигналы с БГЧ с частотами $f = 50$ Гц, $f = 800$ Гц, $f = 1600$ Гц поступают на входы микросхем DD2-1, DD2-3, DD3-3, DD1-1, DD5-1, DD9-2 соответственно.

Напряжение 15В с ИСН поступает на блок начальной установки, выполненный в виде логического инвертора DD1-3, на входе которого установлена RC-цепочка, выполненная на резисторе R1 и конденсаторе C1. С выхода DD1-3 сигнал поступает на инвертор DD1-4. Инверторы DD1-3 и DD1-4 служат для начальной установки при подаче питания на устройство. Входной делитель-формирователь выполнен в виде триггера на микросхемах DD3-1 и DD3-2, выполняющих роль коммутатора.

Блок синхронизации выполнен в виде двух логических инверторов на микросхемах DD2-1 и DD2-3, причем выход DD2-1 через RC-цепочку на резисторе R2 и конденсаторе C2 подключен к первому входу логического элемента «И» на микросхеме DD2-3, на второй вход которого подается напряжение сети частотой 50 Гц.

Микросхемы DD2 и DD3 предназначены для синхронизации с напряжением сети напряжения преобразователя, в состав которого входит узел дискретизации по времени.

Распределитель импульсов выполнен в виде счетчика-дешифратора на девять выходов и реализован на микросхеме

DD4. Дешифратор выполнен шестнадцатиканальным и реализован на микросхемах DD5-DD9, DD10-DD13.

Формирователь начального участка квазисинусоидального сигнала выполнен в виде логических элементов DD5-1, DD5-2 и DD9-1, DD9-2, на входы которых подаются четыре частотных сигнала, синфазных с частотой сетевого напряжения – $f = 800$ Гц и 1600 Гц (прямой и инверсный сигналы), а также сигналы с выходов «0» и «7» счетчика-дешифратора DD4.

Выходы DD10...DD3 подсоединены ко входам DD14...DD17 – коммутатору полупериодов квазисинусоидального сигнала с частотой сети.

Выходы DD14...DD17 с 1-го по 16-тый подаются на базы транзисторов VT1 блоков 1-8, которые входят в состав выходных усилителей инвертора, позволяющего получить мощность выходного квазисинусоидального сигнала до 1 кВт.

8.3. Принцип действия инвертора при формировании квазисинусоидального сигнала

При подаче напряжения питания на устройство происходит начальная установка входного делителя-формирователя на микросхеме DD3-1 и DD3-2, который устанавливает в нуль счетчик-дешифратор на микросхеме DD4.

От БГЧ импульсы с частотами $f = 50$ Гц, $f = 800$ Гц, $f = 1600$ Гц поступают на входы БДВ, на выходе которого формируются 32 импульса напряжения, последовательно распределенных во времени. Эти импульсы напряжения, поочередно поступают на входы блоков 1-8 выходных усилителей инвертора, которые поочередно формируют очередную ступеньку квазисинусоидального напряжения.

Кроме того, важным обстоятельством, улучшающим качество напряжения на выходе инвертора, является то, что начальные участки квазисинусоидального сигнала формируются на повышенной частоте, т.е. число ступенек в начале и в конце полуволны квазисинусоидального сигнала значительно больше, чем в середине полуволны. Это позволяет более точно воспроизвести на выходе инвертора синусоидальное напряжение.

Так как все частотные импульсы, подаваемые на устройство, синхронизированы с частотой питающей сети, то выходное квазисинусоидальное напряжение также синфазно частоте питающей сети, т.е. частота и фаза выходного квазисинусоидального напряжения точно соответствуют частоте и фазе питающего сетевого напряжения.

На рис. 8.15 показана принципиальная электрическая схема блока 1 – остальные блоки 2-8 – аналогичны. Устройство содержит n -блоков выходных усилителей (в данном конкретном случае – $n = 8$). Каждый из n -блоков выходных усилителей содержит две аналогичные схемы, выполненные в виде двухтранзисторных составных каскадов – на транзисторах VT1 (типа КТ 972 А), VT2 (типа КТ 812 А) и резисторах R1-R4 и на транзисторах VT3 (типа КТ 972 А), VT4 (типа КТ 812 А) и резисторах R5-R8. На базы транзисторов каждого из n -блоков поступают управляющие сигналы из БДВ. Коллекторы выходных транзисторов каждого из n -блоков подключены к своей n -обмотке многообмоточного трансформатора TV1, выполненных со средним выводом. На средние выводы каждой из n -обмоток трансформатора TV1 подается свое напряжение от БМВ, на выходах которых установлены Г-образные LC-фильтры. Для квантования по уровню и по времени необходимо получение 1/16 полуволны, т.е. 32 квантования по времени 32 уровней напряжения полуволны синусоиды. Эти сигналы квантования поступают с БДК на базы транзисторов каждого из n -блоков выходного усилителя в строго определенные моменты времени. Прямоугольные синфазные с сетью импульсы с ФСИН поступают на БГЧ, где они преобразуются в синфазные с сетью импульсы с частотой от 50 Гц до 1600 Гц, а далее поступают через коммутатор на входы счетчика-дешифратора.

Затем на элементах БДК формируются импульсы управления блоками 1-8 выходного усилителя инвертора квазисинусоидального напряжения. Далее эти импульсы поступают на коммутатор полупериодов квазисинусоидального сигнала, с выхода которого они подаются на базы силовых транзисторов блоков 1-8 выходного усилителя. Коллекторы выходных транзисторов блоков 1-8 подключены к обмоткам силового трансформатора TV1, имеющие по три вывода каждая. К первому и третьему выводам этих обмоток

подключены коллекторы выходных транзисторов блоков 1-8, а на средний (второй) вывод подается постоянное напряжение с выводов БМВ – от +60 V до + 240 V.

При формировании квазисинусоидального сигнала импульсы с БДК поступают на базу транзистора VT1 блока 8, который открывается и отпирает транзистор VT2. Открытый транзистор VT2 подключает первый вывод обмотки 8 трансформатора TV1 к минусу постоянного напряжения 60 V. При этом по полуобмотке I обмотки 8 протекает ток, формирующий первую ступеньку положительной полуволны квазисинусоидального напряжения. Затем с БДК поступают поочередно сигналы на базы транзисторов VT1 блоков 7-1, которые поочередно открываются и отпирают транзисторы VT2 своих блоков 7-1. Поочередно открытые транзисторы VT2 блоков 7-1 подключают первые выводы обмоток 7-1 трансформатора TV1 к минусу постоянного напряжения 110 V, 160 V, 190 V, 210 V, 225 V, 234 V и 240 V. Таким образом за восемь тактов работы БДК формируется нарастающий фронт положительной полуволны квазисинусоидального напряжения.

Затем с БДК, уже в обратном порядке, подаются сигналы на базы транзисторов VT1 блоков 1-8, которые поочередно открываются и отпирают транзисторы VT2 своих блоков 1-8. Поочередно открытые транзисторы VT2 блоков 1-8 подключают третьи выводы обмоток 1-8 трансформатора TV1 к минусу постоянного напряжения 240 V, 234 V, 225 V, 210 V, 190 V, 160 V, 110 V и 60 V. Таким образом за восемь тактов работы БДК формируется спадающий фронт положительной полуволны квазисинусоидального напряжения. Аналогично происходит работа устройства при формировании отрицательной полуволны квазисинусоидального напряжения.

Как было указано выше, для периода синусоидального колебания 50 Гц при шаге дискретности 0,625 мсек необходима частота 1600 Гц ($T=0,625$). Покажем это графически на примере одной полуволны (рис. 8.20).

График показывает, что для создания необходимой защитной ступеньки t_0 частоту 1600 Гц необходимо удвоить, значит дополнительно необходимо еще одно звено удвоения, описанное выше. Кроме этого, первый шаг дискретизации нужно разделить на два, а восьмой и девятый удвоить. Приблизительно по графику можно

определить и напряжения для восьми уровней квантования, которые равны $U_1 \approx 50V$, $U_2 \approx 80V$, $U_3 \approx 108V$, $U_4 \approx 152V$, $U_5 \approx 180V$, $U_6 \approx 200V$, $U_7 \approx 216V$, $U_8 \approx 220V$.

Шаги дискретности соответственно: $t_0=0,156$ м.сек; $t_1=0,156$; $t_2=0,313$; $t_3=0,625$; $t_4=0,625$; $t_5=0,625$; $t_6=0,625$; $t_7=0,625$; $t_8=0,625$; $t_9=0,625$ м.сек. Как видим получилось 10 шагов.

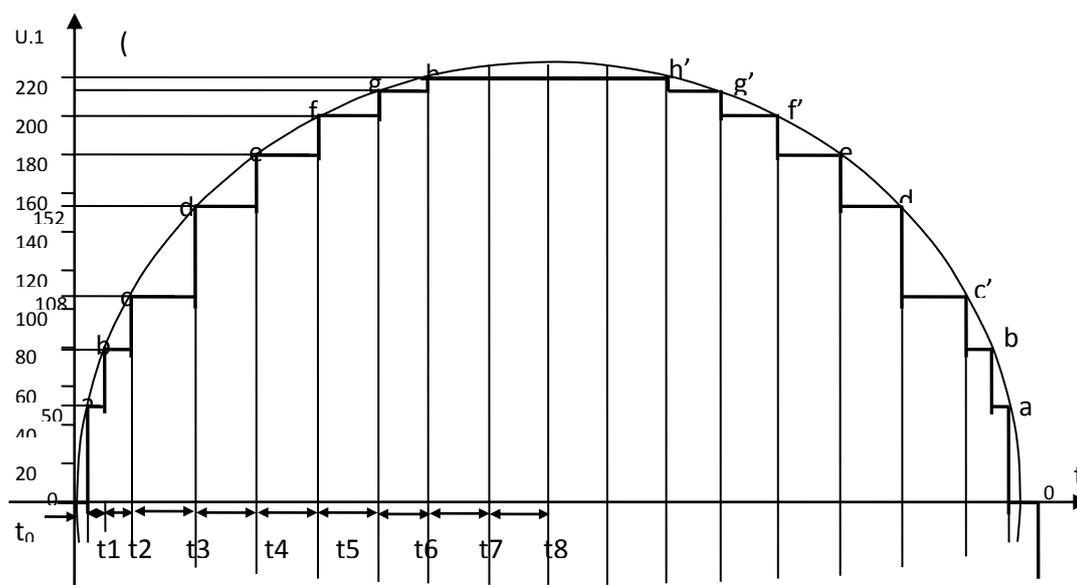


Рис. 8.20. Схема формирования квазисинусоидального сигнала

Из рис. 8.20 видно, что в первый шаг входит t_0 , t_1 , t_2 , а соответственно в восьмой t_8 - t_9 .

На рис. 8.21 представлено формирование сигналов дискретизации по времени счетчика-дешифратора по схеме регистра сдвига для формирования шагов дискретизации.

Эти сигналы подаются на ключевые каскады для транзисторов, в нагрузку которым подаются напряжения, соответствующие уровням квантования соответственно 1, 16, 17, 32 – 50V. 2, 15, 18, 31 – 80V. 3, 14, 19, 30 – 108V. 4, 13, 20, 29 – 152V. 5, 12, 21, 20 – 180V. 6, 11, 22, 27 – 200V. 7, 10, 23, 26 – 216V. 8, 9, 24, 25 – 220V.

Для формирования восьми шагов дискретизации применен счетчик – дешифратор по схеме регистра сдвига К56С1ИЕ8.

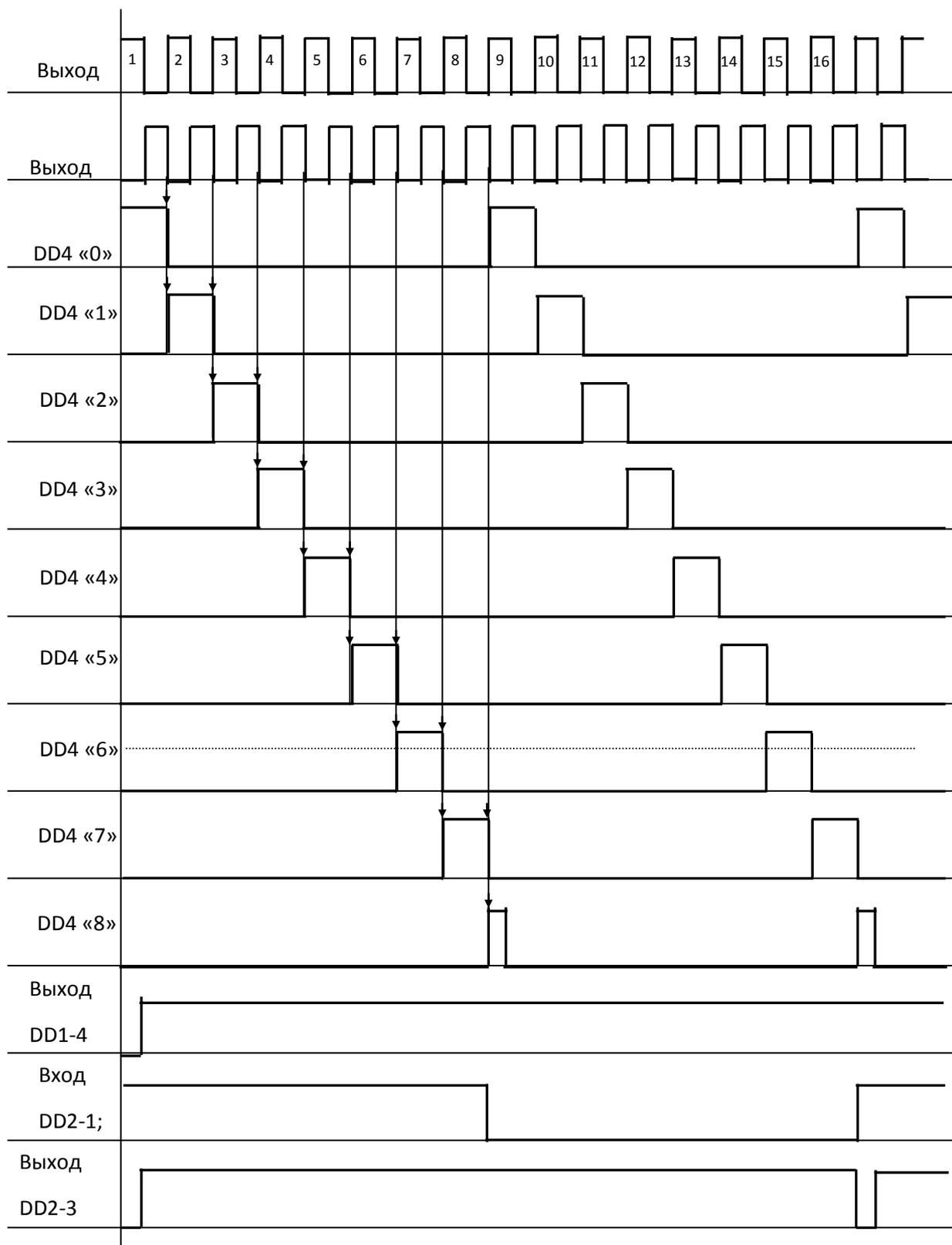
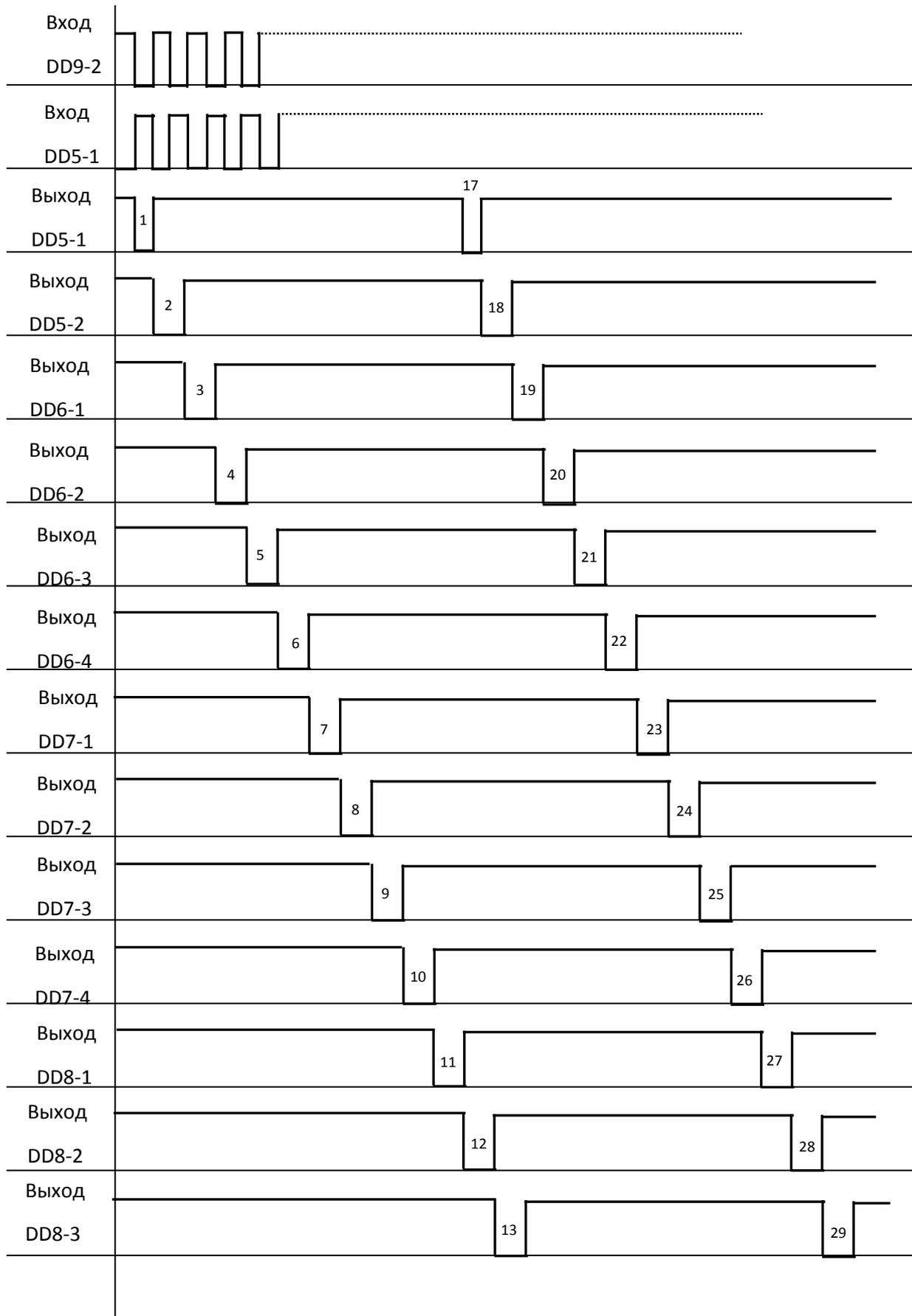
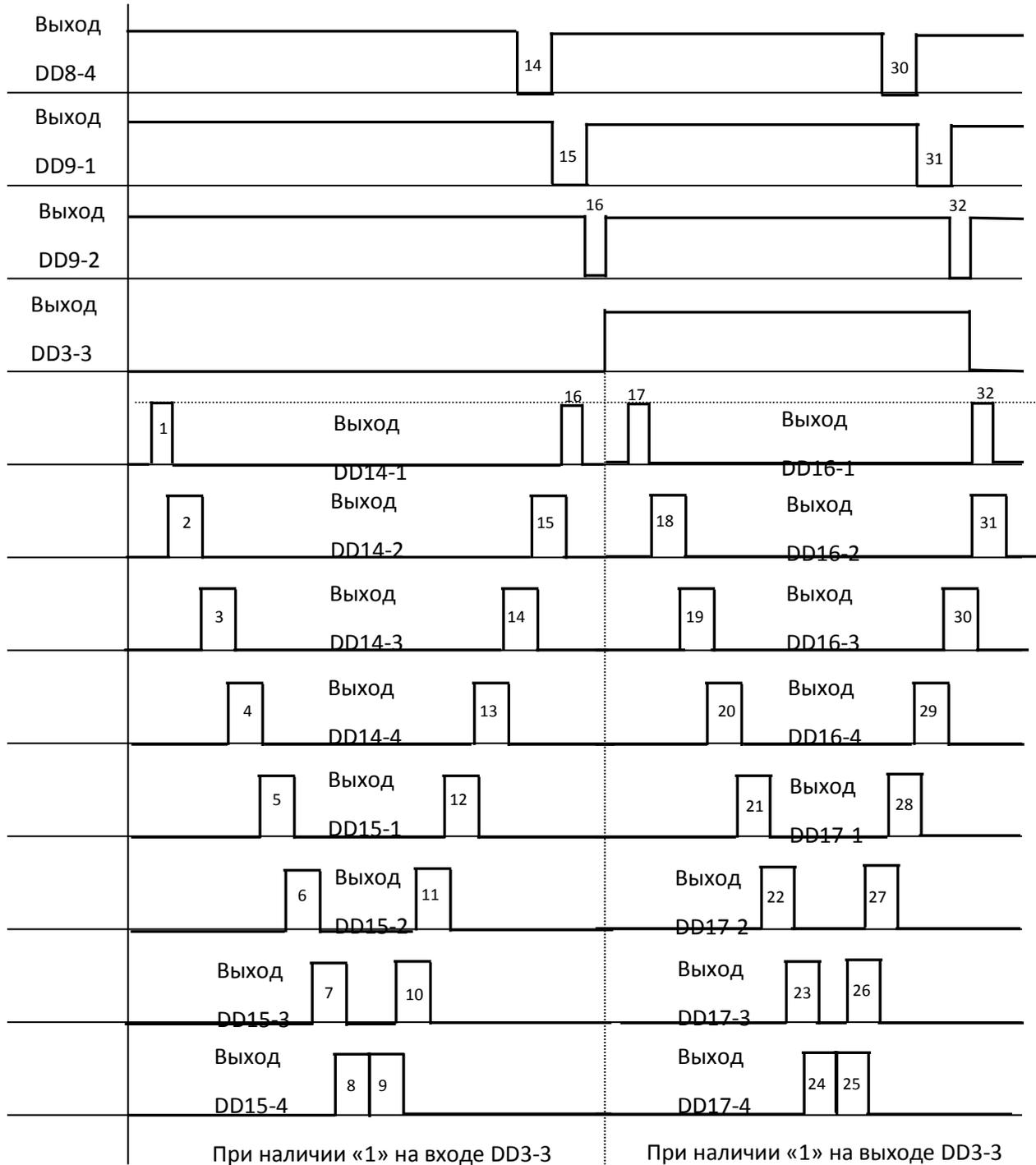


Рис. 8.21. Формирование сигналов дискретизации по времени на логических элементах устройства





Для формирования квазисинусоидального напряжения необходимы напряжения, которые соответствуют уровням квантования. Выберем 6 таких уровней и рассмотрим схемную реализацию этих шести уровней квантования напряжений. С помощью графоаналитического метода находим напряжение каждого уровня: $U_6 = 225\text{В}$; $U_5 = 215\text{В}$; $U_4 = 200\text{В}$; $U_3 = 142\text{В}$; $U_2 = 92\text{В}$; $U_1 = 50\text{В}$.

Основным элементом преобразователя постоянного напряжения в переменное синусоидальное или квазисинусоидальное напряжение являются инверторы и создаваемые в зависимости от уровня преобразуемой мощности на транзисторных или тиристорных полупроводниковых элементах.

При формировании квазисинусоидального напряжения необходимо компромиссное решение по формированию ступенчато изменяющегося напряжения близкого к синусоидальному.

Условием для выбора ступенчатого напряжения, близкого к синусоидальному, является с одной стороны – несинусоидальность напряжения не должна превышать допустимых значений, этому значению соответствует кривая квазисинусоидального напряжения на рис.8.4, а число ступенек в полуволне, равной 8. Для более точного приближения квазисинусоидального напряжения к синусоидальному (рис. 8.7) с коэффициентом несинусоидальности напряжения менее 1%, и числом ступенек равным 16 в полуволне. В этом случае необходимо использование 16 формирующих напряжений, следовательно, и 16 полупроводниковых приборов – 8 транзисторов формируют фронт нарастания синусоиды, 8 транзисторов – спад синусоиды. Наиболее оптимальным является формирование квазисинусоидального напряжения соответствующего рисунку 8.4 для которого необходимо использовать 8 полупроводниковых приборов и для такого квазисинусоидального напряжения коэффициент несинусоидальности напряжения не превышает 2%.

Глава 9.

СИНХРОНИЗАЦИЯ НАПРЯЖЕНИЙ СЕТИ И ГЕНЕРАТОРА

МЕТОДЫ И СИСТЕМЫ СОГЛАСОВАНИЯ ВТОРИЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИСТОЧНИКОВ С СЕТЬЮ

Для параллельной работы с сетью необходимо согласование напряжения вторичных источников питания по амплитуде, частоте и фазе, что является основным требованием и при включении их в сеть. Кроме того, важными являются вопросы обеспечения порядка чередования фаз и малых значений параметров несимметрии напряжений и токов источника для трехфазных сетей, а также необходимость обеспечения низкого уровня высших гармонических составляющих в выходном напряжении источника питания, свойственных полупроводниковым преобразователям, содержащим такие нелинейные элементы как транзисторы и трансформаторы. Перечисленные выше обстоятельства приводят к необходимости наряду с решением проблемы синхронизации вторичных источников электропитания, разработки систем контроля электрических параметров источника и сети, а также создания устройств защиты преобразователя [85-88,90-101,110-112,117,118].

9.1. Принцип фазовой синхронизации и схема его реализации

Принцип фазовой синхронизации преобразователя, которая является наиболее сложной в реализации, осуществляется следующим образом: разность фаз двух колебаний трансформируется в управляющее воздействие на частоту генератора – и происходит синхронизация колебаний. Для коррекции расфазировок необходимо совпадение начальных частот сетевого и подстраиваемого преобразователей. В качестве подстраиваемого имеется в виду частота генератора преобразователя, в котором подстройка достигается путем введения специальных тактовых генераторов.

Рассмотрим суперпозицию функций

$$G(t) = F[\theta(t)], \quad (9.1)$$

которая задает колебательный процесс $G(t)$.

Здесь $\theta(t)$ – дифференцируемая функция, отображающая вещественную прямую. Функция $F(\theta)$ – 2π -периодична, $\theta(t)$ – фаза, а $\theta'(t)$ – частота колебаний.

Для синусоидальных гармонических колебаний

$$G(t) = \sin(\omega t + \theta_0), \quad (9.2)$$

где $\theta(t) = \omega t + \theta_0$ – фаза колебаний, $\theta'(t) = \omega \left[\frac{p a \partial}{c} \right]$ – частота колебаний, ω – угловая частота, $\omega = 2\pi f$.

Таким образом, $G(t)$ представляется в виде суперпозиции функций

$$F(\theta) = \sin \theta; \theta(t) = \omega t + \theta_0, \quad (9.3)$$

или

$$F(\theta) = \sin 2\pi\theta; \theta(t) = ft + \frac{\theta_0}{2\pi}, \quad (9.4)$$

где f – частота, Гц.

Для задающего генератора, вырабатывающего последовательность тактовых импульсов, рассмотрим следующую суперпозицию $F[\theta(t)]$, где

$$\theta(t) = \omega t + \theta_0,$$

а ω – угловая частота генератора.

На выходе преобразователя при подключении его в сеть имеем колебания

$$G_j(t) = F(\omega t + \theta_0 - \omega t_j), \quad (9.5)$$

где t_j – время прохождения сигнала от генератора до сети; $j = 1, \dots, m$. Время прохождения сигнала от подстраиваемого генератора настолько мало, что величиной ωt_j можно пренебречь.

Блок синхронизации устраняет расфазировку следующим образом (рис. 9.1). Сигналы от сетевого напряжения и генератора синусоидального напряжения преобразователя подаются на фазовый детектор, функции которого выполняет компаратор. На выходе фазового детектора появляется сигнал

$$\varphi[\theta(t) - \eta(t)], \quad (9.6)$$

где $\theta(t)$ – фаза напряжения сети,
 $\eta(t)$ – фаза генератора синусоидального напряжения,
 $\varphi(\sigma)$ – 2π -периодическая функция, называемая характеристикой фазового детектора.

Известно большое число электронных схем, реализующих фазовые детекторы. Типичными характеристиками фазовых детекторов являются функции $a \sin \sigma$, где a – некоторое число.

При дискретизации сигналов по уровню и по времени часто используются фазовые детекторы с амплитудно-квантованными характеристиками и с аналого-цифровыми преобразователями.

Сигнал с выхода фазового детектора

$$\xi(t) = \varphi[\theta(t) - \eta(t)] \quad (9.7)$$

подается на вход фильтра нижних частот.

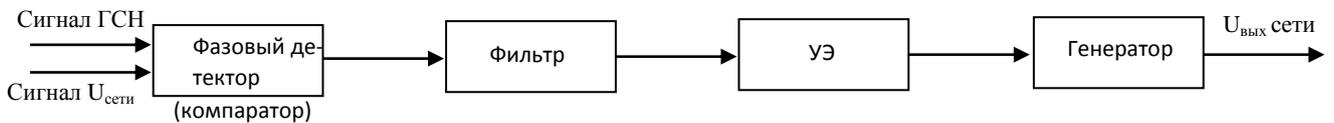


Рис. 9.1. Блок-схема системы фазовой подстройки генератора

Физическая реализация аналогового (непрерывного) фильтра может быть выполнена в виде линейной электрической цепи (RC – цепи, RLC – цепи и т.д.), а реализация цифрового (дискретного) фильтра – на цифровых элементах.

С математической точки зрения фильтр – это линейный оператор, вход $\xi(t)$ и выход $\varphi(t)$ которого в непрерывном времени $t \in R^1$ связаны соотношениями

$$\frac{dx}{dt} = Ax + b\xi(t); \quad \varphi(t) = c^* x + \rho\xi(t), \quad (9.8)$$

а в дискретном времени $t \in Z$ -соотношениями

$$x(t+1) = Ax(t) + b\xi(t), \quad \varphi(t) = c^* x(t) + \rho\xi(t) \quad (9.9)$$

Здесь A – постоянная $(n \times n)$ -матрица,

b и c – n – мерные векторы,
 операция $*$ – означает транспонирование (комплексное сопряжения);
 ρ – константы,
 R^1 – вещественнозначное евклидово пространство,
 Z – множество целых чисел,
 $x(t)$ – n -мерный вектор состояния системы (9.8) или (9.9), который называется решением системы (9.8) или (9.9).

Решение $x(t)$ однозначно определяется по начальному состоянию $x(0) = x_0$ и по функции $\xi(t)$ на входе. Поэтому выход фильтра $\varphi(t)$ также однозначно определяется по $\xi(t)$ и $x(0) = x_0$.

В том случае, когда фильтр в системе отсутствует, имеем равенство $\varphi(t) = \xi(t)$.

Выход фильтра $\varphi(t)$, воздействуя на управляющий элемент УЭ генератора, линейно изменяет частоту этого генератора

$$\omega(t) = \omega(0) + S\varphi(t). \quad (9.10)$$

Приведенное описание блок-схемы (рис. 9.8) и соотношений вход – выход позволяет перейти к дифференциальным и разностным уравнениям. Анализ этих уравнений дает условие, при которых реализуются синхронизация частот и коррекция фазировки.

В момент включения преобразователя частоты сетевого напряжения $\omega_c(0)$ и преобразователя $\omega_\pi(0)$ могут быть разными. Обозначим $\Omega(0) = \omega_c(0) - \omega_\pi(0)$.

При включении преобразователя происходит замыкание цепи управления и частота $\omega_n(t)$ меняется вследствие появления напряжения $\varphi(t)$ на входе управляющего элемента УЭ

$$\omega_n(t) = \omega_\pi(0) + \omega_y(t), \quad (9.11)$$

где $\omega_y(t)$ – частота, создаваемая управляющим элементом.

Автором разработан и запатентован способ синхронизации генератора с сетью по напряжению и частоте, а также схемотехника синхронизатора транзисторного генератора синусоидального сигнала, реализующего способ синхронизации.

Сущность способа синхронизации заключается в следующем. Формируют импульсы с частотой сети и подсчитывают наперед заданное число генерируемых нормированных импульсов, а затем формируют управляющий сигнал путем сравнения напряжения и частоты генератора синусоидального сигнала с напряжением и частотой сети, выделяя разностный сигнал по напряжению и «нулевые биения» по частоте. Эти сигналы подают на блок логической обработки сигналов, управляющий сигнал с которого подключают на коммутирующее устройство, с помощью которого синхронизируют частоту генератора синусоидального сигнала с частотой сети, а подключение выхода генератора синусоидального напряжения к сети разрешают, если в блоке логической обработки сигнала генерируются импульсы с длительностью 2 мс, и подают их на счетчик с дешифратором, отсчитывая 5000 импульсов, а установку счетчика в нуль осуществляют разностным сигналом «нулевых биений» по частоте. При этом управляющий сигнал с выхода блока логической обработки сигнала формируют с помощью разностного сигнала по напряжению.

На рис. 9.2 изображена функциональная блок-схема разработанного синхронизатора, реализующего вышеописанный способ синхронизации.

Функциональная блок-схема устройства, представленная на рис. 9.2, включает следующие блоки и узлы:

1 – первый сумматор, выделяющий разностную частоту сети и генератора синусоидального напряжения;

2 – формирователь импульсов установки в нуль счетчика нормированных импульсов и триггера управления;

3 – счетчик нормированных импульсов;

4 – генератор нормированных импульсов;

5 – дешифратор длительности периода следования импульсов разности частот сети и генератора синусоидального напряжения;

6 – триггер управления включением выхода генератора синусоидального напряжения в сеть;

7 – второй сумматор, суммирующий равенство частот и уровень напряжений генератора синусоидального напряжения и сети;

8 – узел контроля разности напряжений генератора синусоидального напряжения и сети;

9 – релейно-транзисторный узел.

Счетчик 3 и дешифратор 5 выполнены с возможностью подсчета не менее 5000 нормированных импульсов.

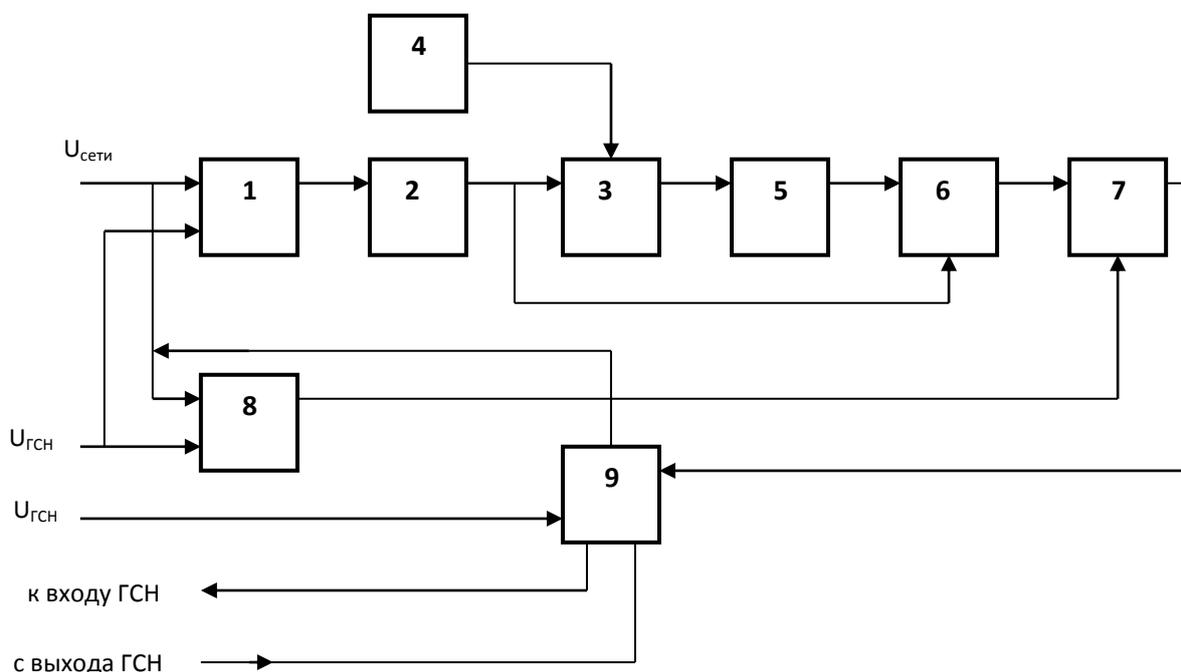


Рис. 9.2. Функциональная блок-схема устройства

Более совершенным, но более сложным, является разработанный автором способ синхронизации генератора с сетью по частоте и устройство для его реализации, схема которой представлена на рис. 9.3.

Функциональная блок-схема устройства, представленная на рис. 9.3 включает следующие блоки и узлы:

Блок 1 – формирователь импульсов сети (рис. 9.4) – выполнен в виде сетевого бестрансформаторного мостового выпрямителя с гасящими конденсаторами, выходное напряжение которого сглажено фильтром, стабилизировано и через резисторный делитель подано на инвертирующий вход компаратора, на прямой вход которого подано напряжение сети через симметричный резистивно-диодный делитель, а выход компаратора нагружен на излучатель диодной оптопары.

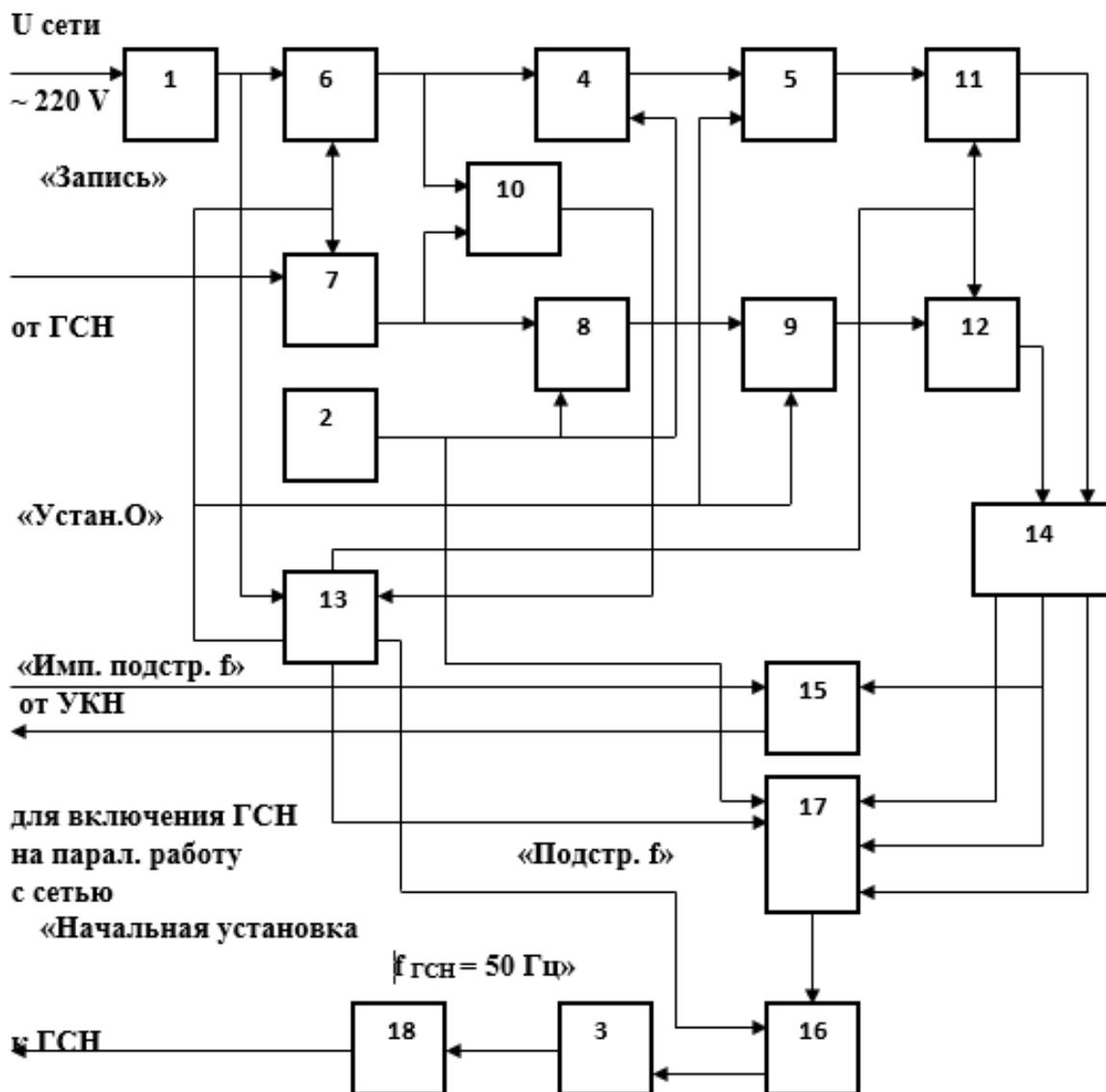


Рис. 9.3. Функциональная структурная схема синхронизации генератора синусоидального сигнала с сетью по частоте

Формирователь прямоугольных импульсов из синусоидального напряжения сети собран на элементах: реактивных балластных сопротивлениях – конденсаторах $C1$ и $C2$, мостовом выпрямителе $VD1$ - $VD4$, стабилитроне $VD5$ и конденсаторе фильтра $C3$, параметрическом стабилизаторе $VD5$ на стабилизаторе $2C527A$ (напряжение $27B$). Для оптимального режима работы формирователя его напряжение питания должно быть прямоугольным и симметричным, которое получают с помощью двухстороннего преобразователя (ограничителя), выполненного на элементах – $C1$, $C2$, $R1$, $R2$, $VD6$, $VD7$.

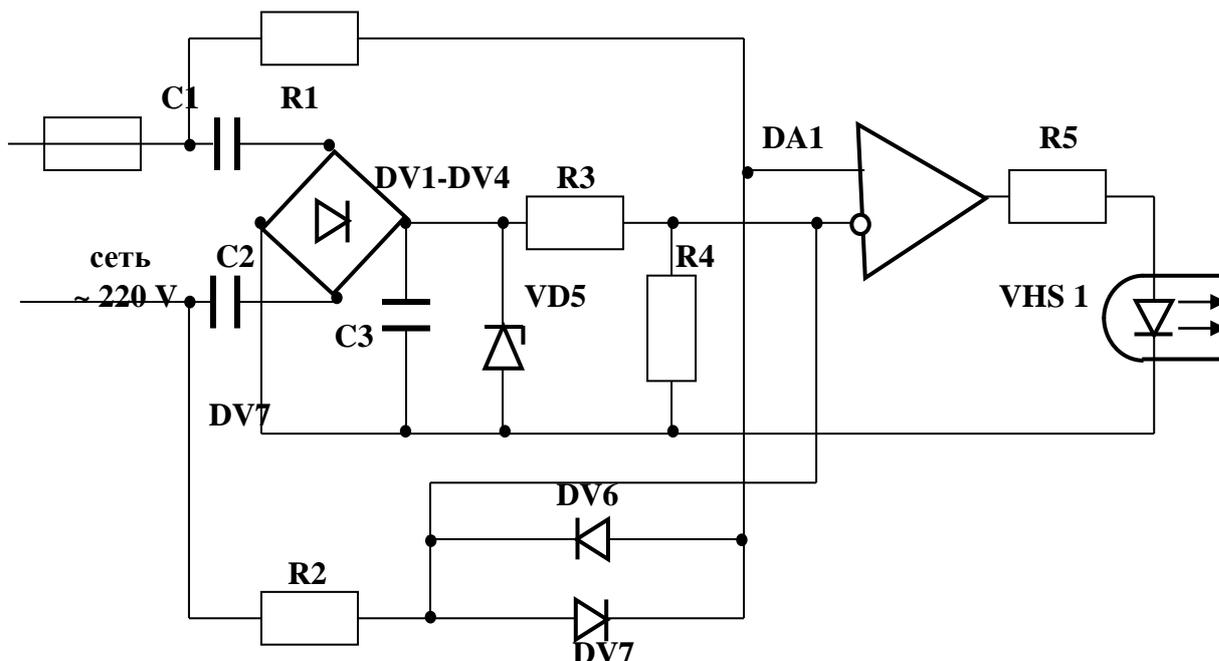


Рис. 9.4. Принципиальная электрическая схема блока 1 – формирователя импульсов сети

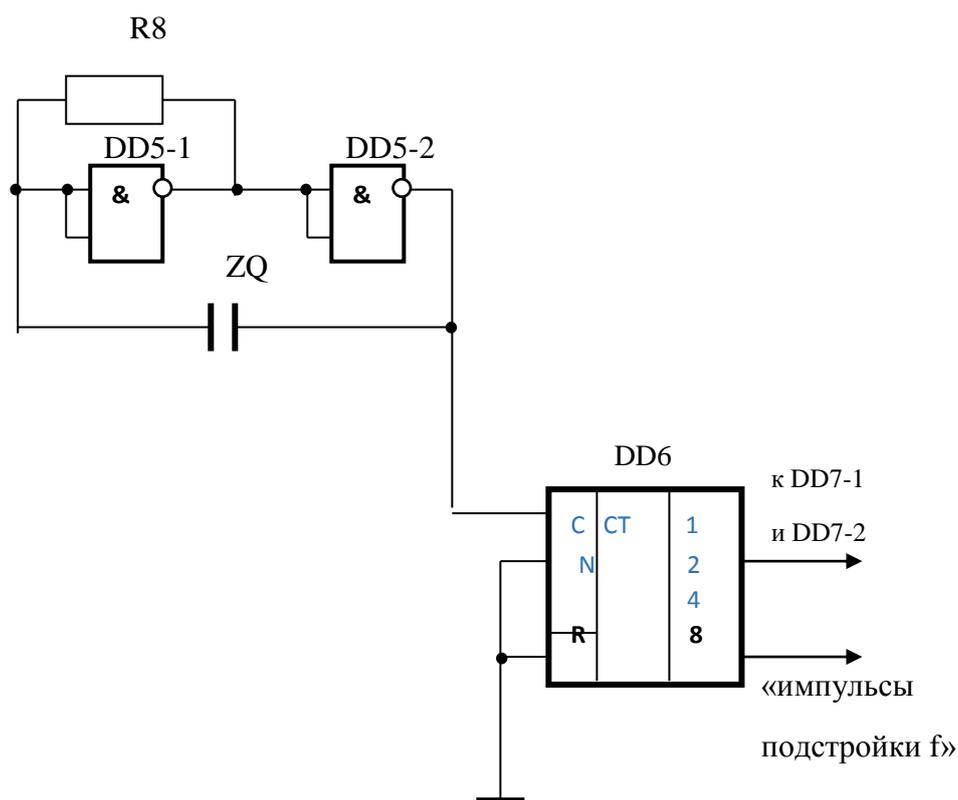


Рис. 9.5. Принципиальная электрическая схема установки кварцевого генератора калиброванных импульсов

Блок 2 – кварцевый генератор калиброванных импульсов с делителем частоты – выполнен по типовой схеме на двух инверто-

рах DD 5-1 и DD 5-2, резисторе R8 и кварцевом резонаторе ZQ с возможностью генерирования импульсов длительностью 1 мкс, а делитель частоты выполнен на счетчике DD6 с возможностью получения импульсов длительностью 4 мкс.

Блок 3 – бесконтактный цифровой переменный резистор – выполнен на базе трех бесконтактных коммутаторов DD3 с возможностью получения функции управляемого бесконтактного переменного резистора с шагом 100 Ом.

Блок 4 – первый сумматор длительности периода сети (рис. 9.6) – выполнен в виде логического элемента «И» DD7 – 1.

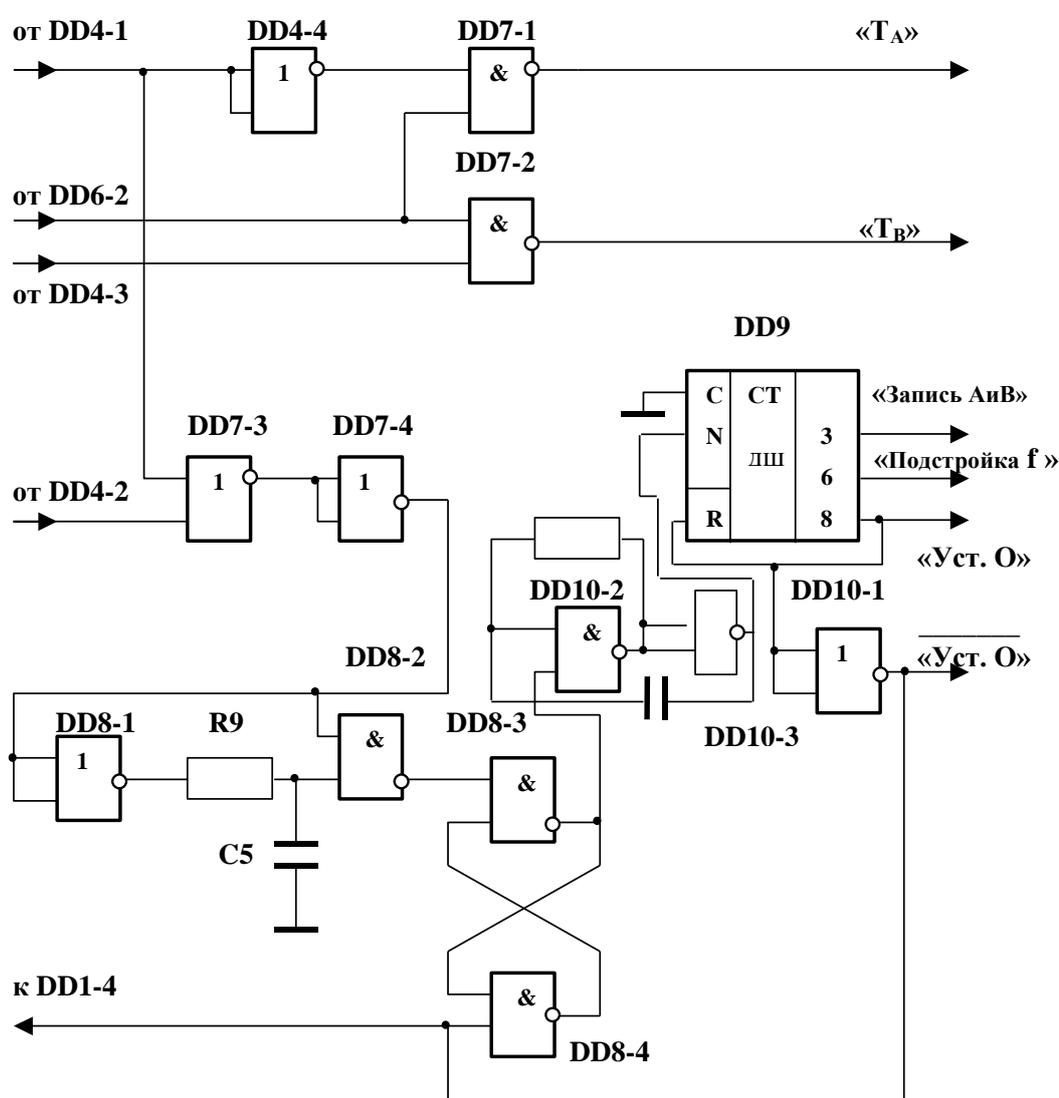


Рис. 9.6. Принципиальные электрические схемы: сумматора длительности периода сети; периода генератора напряжения; схемы совпадения

Блок 5 – первый преобразователь длительности периода сети в двоичное число (рис. 9.7) – выполнен в виде четырех счетчиков DD11 – 1 – DD12 – 2, логического элемента «И» DD15 – 1 и логического элемента «ИЛИ» DD15 – 2 с возможностью подсчета не менее 1024 калиброванных импульсов.

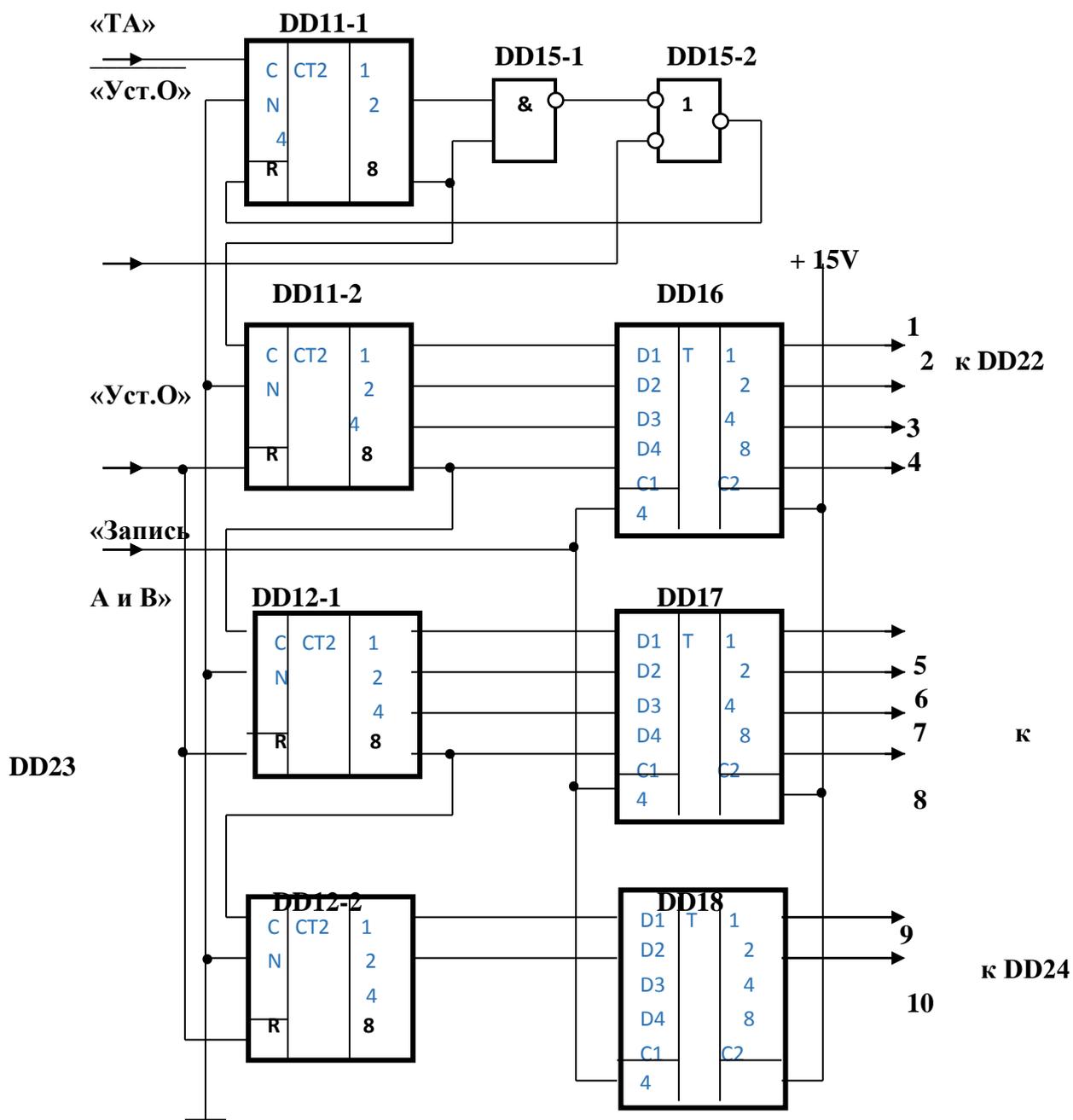


Рис. 9.7. Принципиальные электрические схемы: преобразователь длительности периода сети в двоичное число и буферной памяти двоичных чисел длительности периода сети

Блок 6 – первый формирователь длительности периода сети (рис. 9.8.) – выполнен в виде приемника диодной оптопары VHS 1, соединенного с резистором R6, общая точка которых подключена к входам инвертора DD1-1, выход которого подключен к двум последовательно включенным триггерам DD2-1 и DD2-2, а выходы которых подключены к входам логического элемента «И» DD4-1.

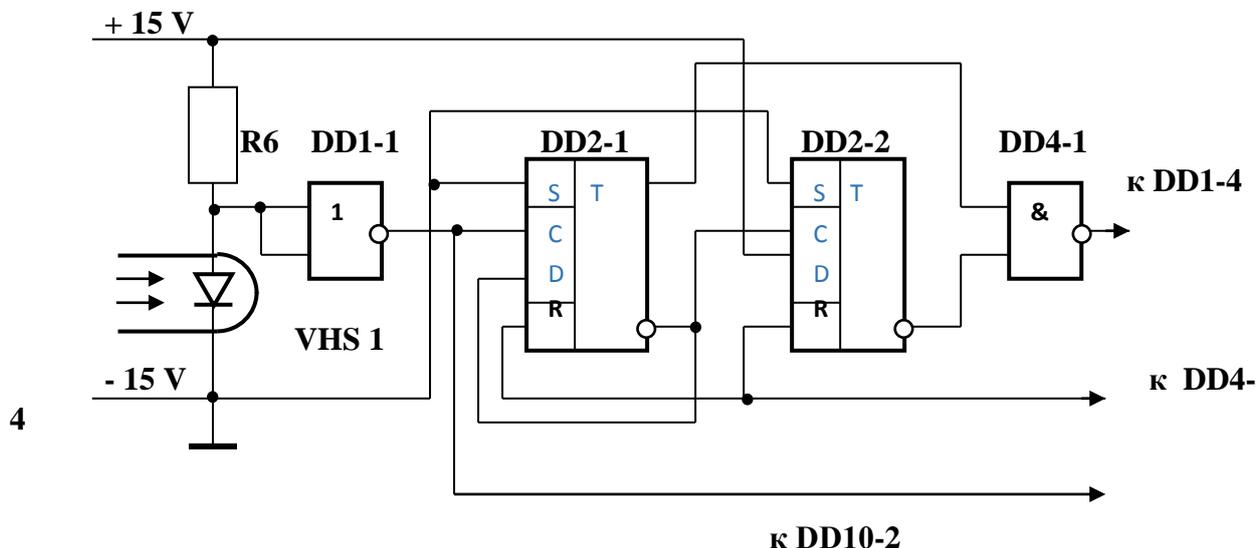


Рис. 9.8. Принципиальная электрическая схема блока 6 – формирователя длительности периода сети

Блок 7 – второй формирователь длительности периода генератора напряжения (рис. 9.9.) – выполнен в виде двух последовательно включенных триггеров DD3-1 и DD3-2, выходы которых подключены к входам логического элемента «И» DD4-2.

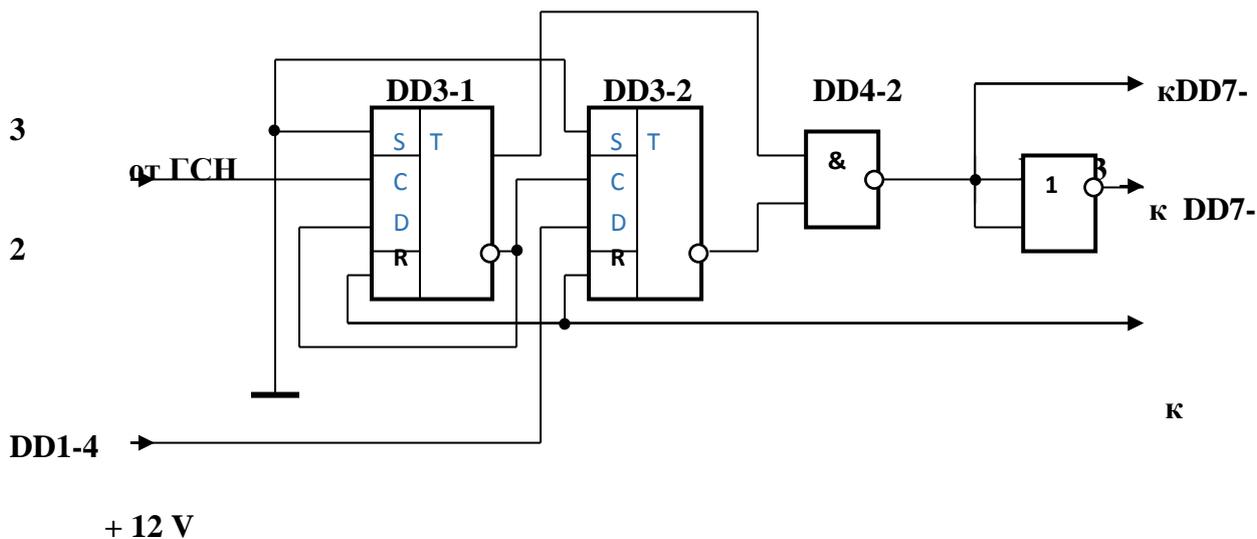


Рис. 9.9. Принципиальная электрическая схема установки «0» блока 7 – формирователя длительности периода генератора напряжения

Блок 8 – второй сумматор длительности периода генератора напряжения (рис. 9.6.) – выполнен в виде логического элемента «И» DD7-2.

Блок 9 – второй преобразователь длительности периода генератора напряжения в двоичное число (рис. 9.10) – выполнен в виде четырех счетчиков DD13-1 – DD14-2, логического элемента «И» DD15-3 и логического элемента «ИЛИ» DD15-4 с возможностью подсчета не менее 1024 калиброванных импульсов.

«ТВ» DD13-1

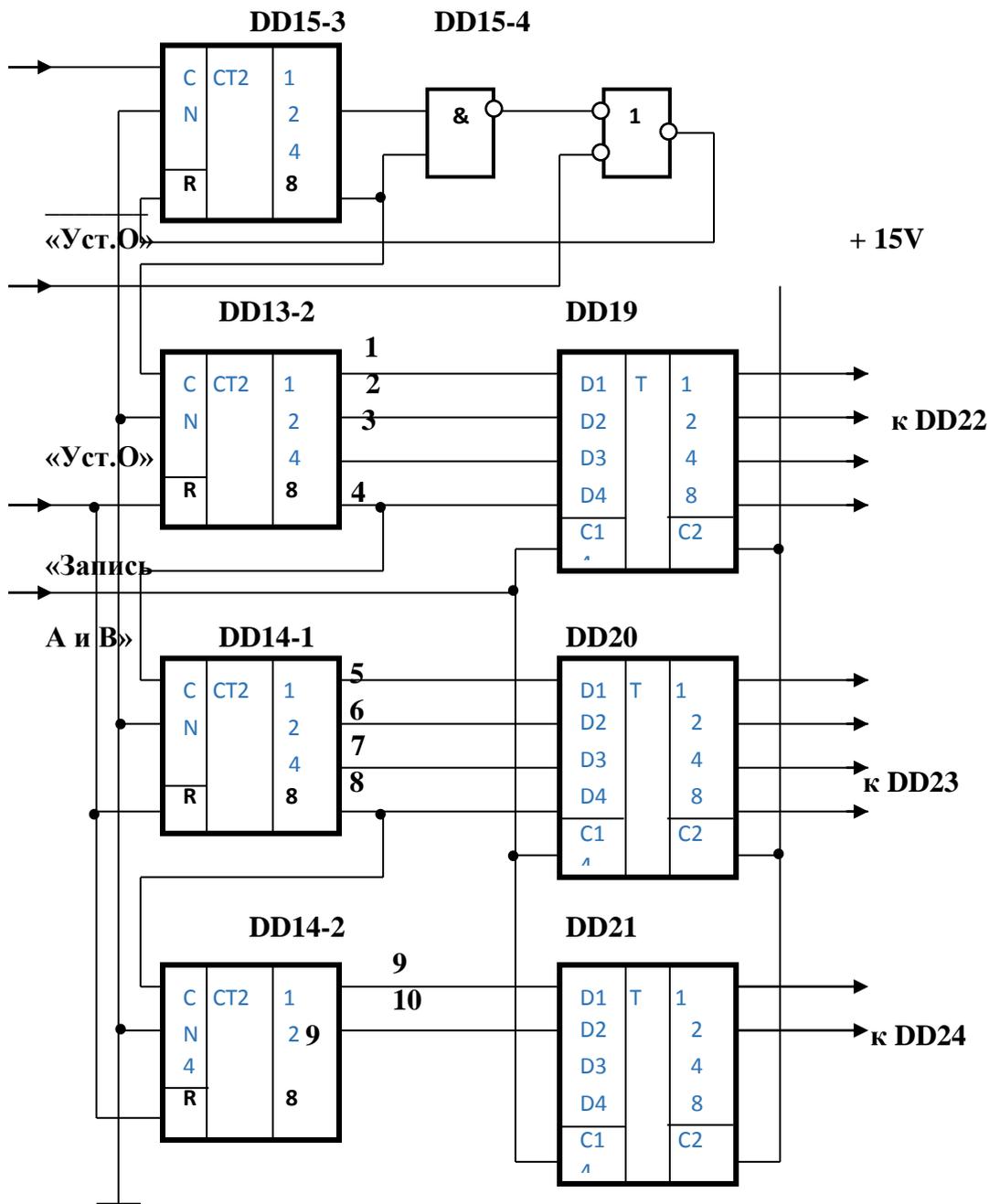


Рис. 9.10. Преобразователь длительности периода генератора напряжения в двоичное число

Блок 10 – схема совпадения (рис. 9.6) – выполнена на логическом элементе «ИЛИ» DD7-3.

Блок 11 – первая буферная память двоичных чисел длительности периода сети (рис. 9.7) – выполнен на трех счетчиках DD16 – DD18 с возможностью записи не менее 1024 калиброванных импульсов.

Блок 12 – вторая буферная память двоичных чисел длительности периода сети (рис. 9.7) – выполнен на трех счетчиках DD16 – DD18 с возможностью записи не менее 1024 калиброванных импульсов.

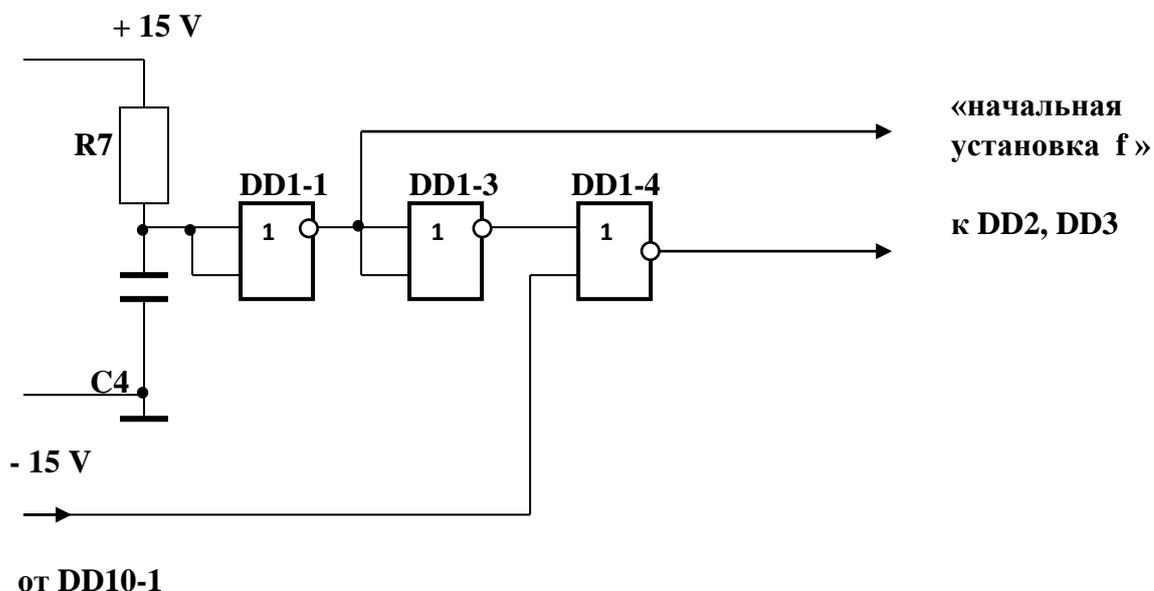


Рис. 9.11. Принципиальная электрическая схема установки в «0» блока 13 – блока управления устройством синхронизации

Блок 13 – блок управления устройством синхронизации (рис. 9.11) – содержит схему установки в «0» блоков 5 – 7 и 9, выполненную на конденсаторе С4 и резисторе R7, инверторах DD1-1, DD1-3 и логическом элементе «ИЛИ» DD1-4, схему разрешения записи в блоки 11 и 12, схему подстройки частоты блока 17 и схему начальной установки частоты блока 16, выполненные в виде одновибратора на инверторе DD8-1 (рис. 9.6.), логическом

элемента «И» DD8-2, резисторе R9 и конденсаторе C5, RS-триггере на двух логических элементах «И» DD8-3 и DD8-4, а также логическом элементе «И» DD10-2, счетчика-дешифратора DD9 и инвертора DD10-1.

Блок 14 – узел сравнения двоичных чисел длительности периодов сети и генератора напряжения (рис. 9.12) – выполнен на трех микросхемах сравнения DD22-DD24.

Блок 15 – узел включения (рис. 9.12) – выполнен в виде транзистора VT1, в коллекторную цепь которого включена обмотка реле P1, зашунтированная диодом VD8, а база транзистора VT1 подключена к резистивному делителю R11 и R12, нагруженного на элемент «И» DD25-2, на входы которого поданы сигнал от устройства контроля напряжения через инвертор DD25-1 и сигнал от устройства сравнения двоичных чисел периодов сети и генератора напряжения DD24.

Блок 16 – реверсивный счетчик частоты генератора напряжения (рис. 9.13) – выполнен в виде двух реверсивных счетчиков DD30 и DD31.

Блок 17 – узел управления реверсивным счетчиком (рис. 9.13) – выполнен в виде двух RS-триггеров DD28-1 и DD28-2, четырех логических элементов «И» DD26-1 – DD26-4 и четырех логических элементов «ИЛИ» DD27-1 – DD27-4.

Блок 18 – задающий генератор напряжения (рис. 9.14) – выполнен по схеме задающего генератора на двух операционных усилителях DA2-1 и DA2-2, резисторах R13-R17 и конденсаторе C6. К выходу задающего генератора подключен выходной транзисторный каскад на транзисторе VT2 и резисторах R18-R20.

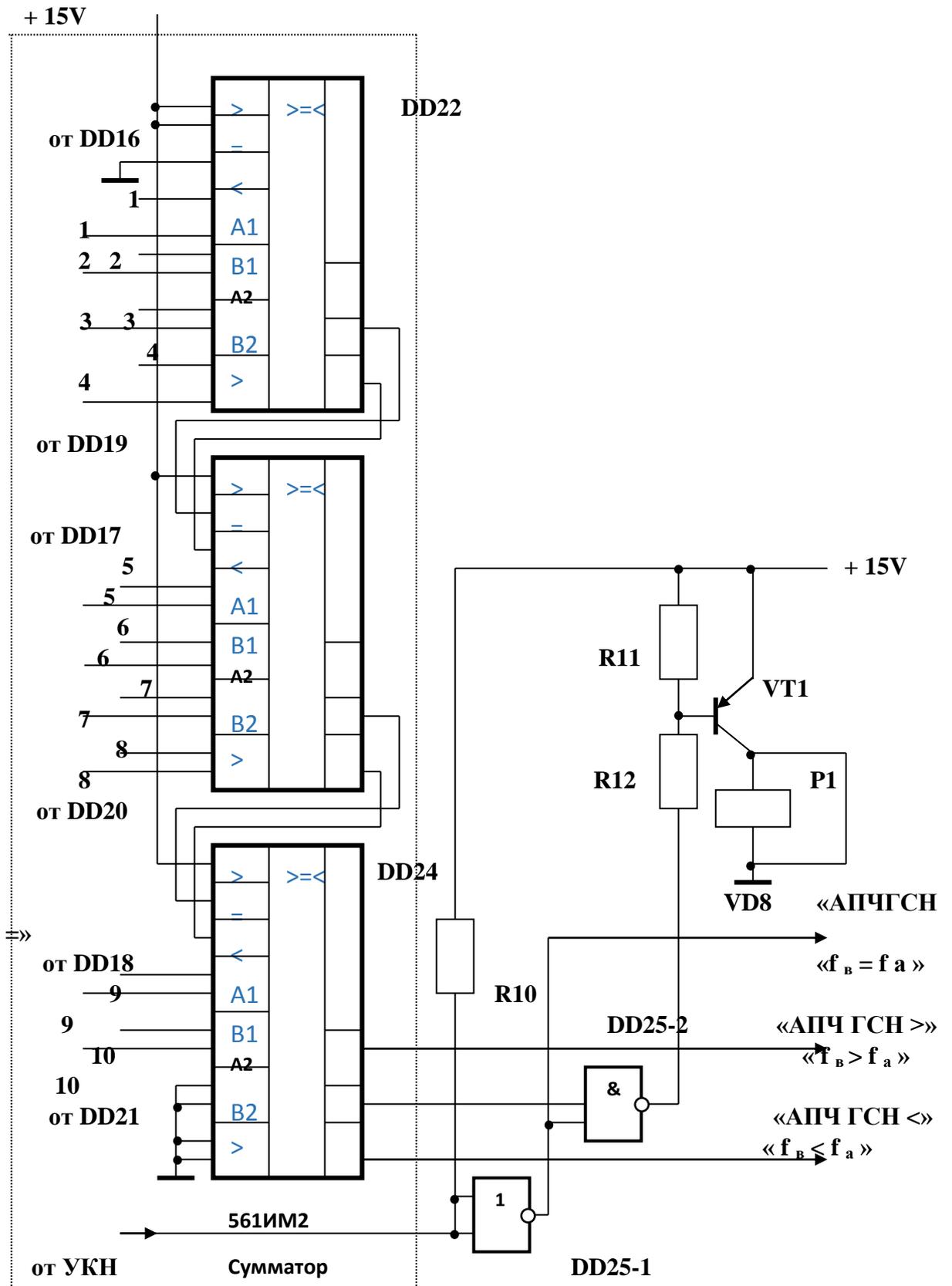


Рис. 9.12. Принципиальная электрическая схема узла сравнения двоичных чисел длительности периодов сети, генератора напряжения и узла включения

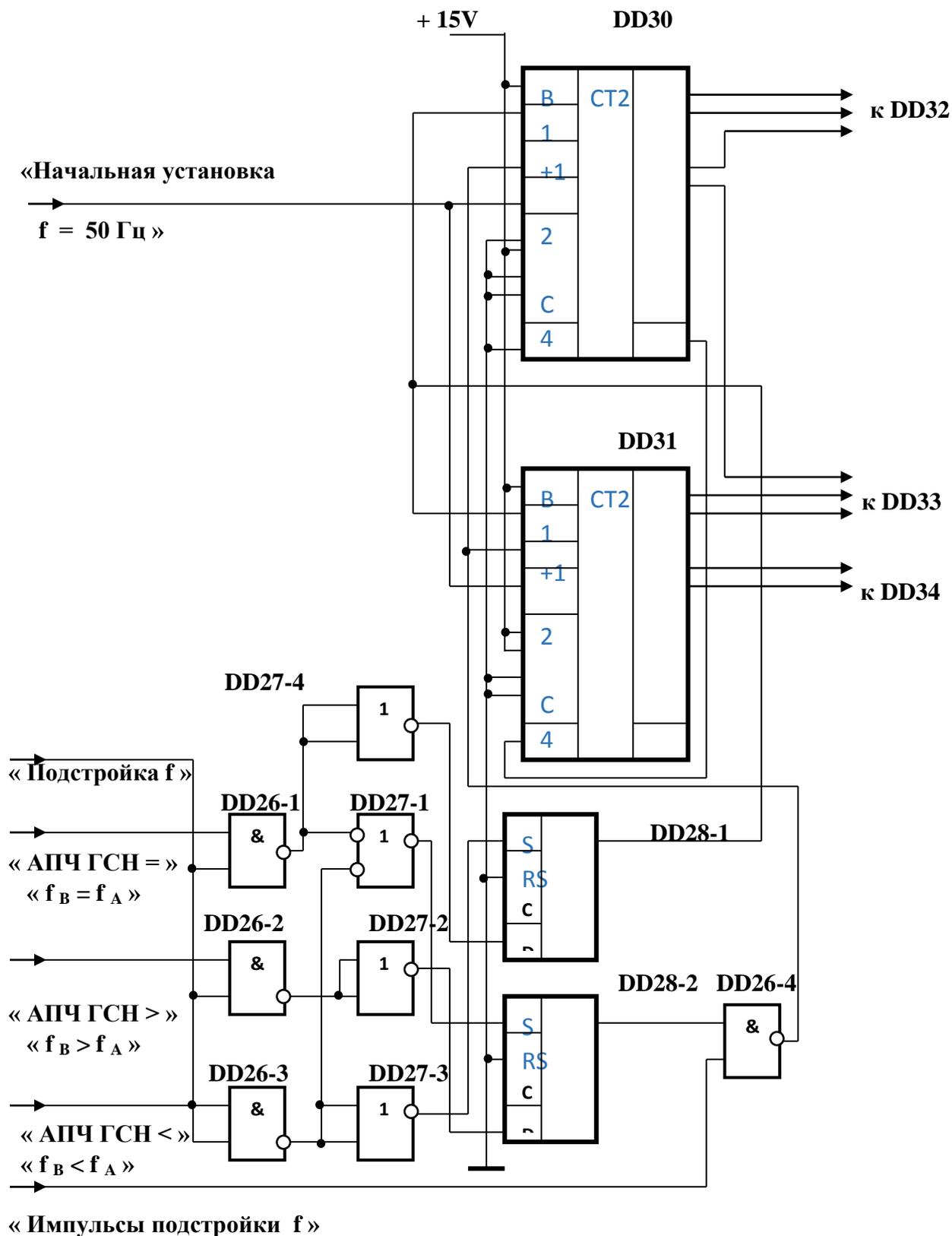


Рис. 9.13. Принципиальная электрическая схема реверсивного счетчика частоты генератора напряжения

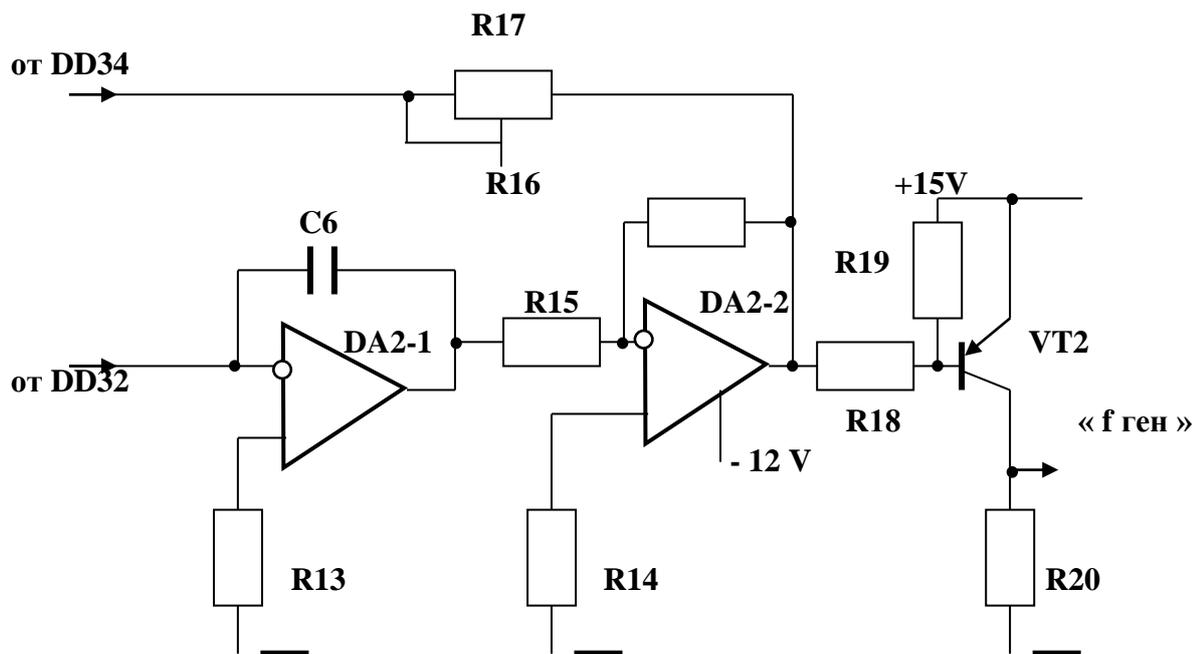


Рис. 9.14. Принципиальная электрическая схема задающего генератора напряжения

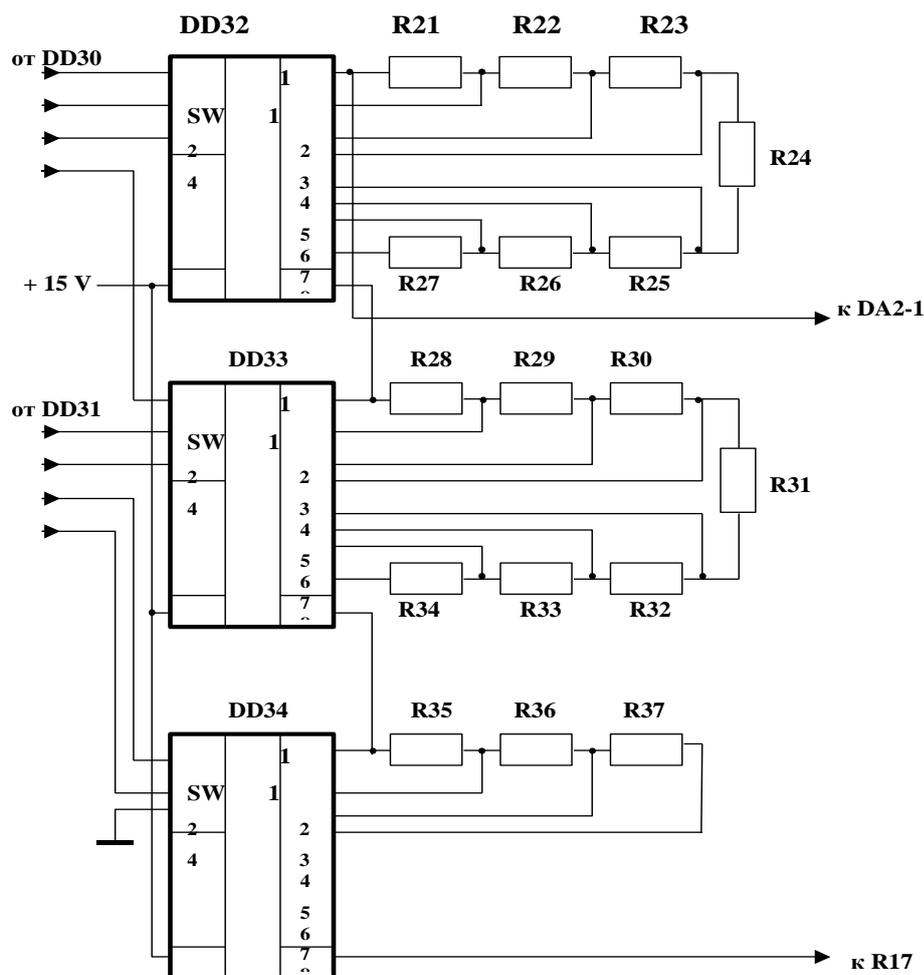


Рис. 9.15. Принципиальная электрическая схема узла управления задающего генератора напряжения

9.2. Принцип действия устройства синхронизации генератора с сетью по частоте

Для работы устройства синхронизации необходимы прямоугольные импульсы, соответствующие частоте сети и прямоугольные импульсы, соответствующие частоте генератора синусоидального (или квазисинусоидального) напряжения (далее по тексту – ГСН). Переменное синусоидальное напряжение сети $220 \text{ В} \pm 10 \%$ преобразуется в пониженное стабилизированное напряжение (от 3 В до 15 В), служащее для питания устройства. Для гальванической развязки постоянных и импульсных напряжений в схеме установлен оптронный преобразователь VHS 1 типа 3 ОД 129 А.

Напряжение сети поступает на реактивное балластное сопротивление, выполненное в виде конденсаторов $C1$ и $C2$, с помощью которых напряжение питания формирователя симметрируется относительно «0» синусоидального напряжения сети, т.к. $C1=C2$, и на двухсторонний ограничитель напряжения сети, который симметрируется относительно «0» синусоидального напряжения резисторами $R1$ и $R2$, так как $R1=R2$ (рис. 9.4.).

Источник питания формирователя симметричен относительно прямоугольных импульсов, сформированных $R1$, $R2$, $VD6$, $VD7$, относительно «мнимой» нулевой шины формирователя на операционном усилителе $DA1$. Искусственная средняя точка питания микросхемы $DA1$ создана резисторами $R3$, $R4$ и служит для обеспечения работы $DA1$ как в режиме усиления, так и в режиме компаратора.

Напряжение, равное половине напряжения источника питания, поступает на инверсный вход $DA1$, на прямой вход которого поступают прямоугольные импульсы, сформированные двухсторонним симметричным ограничителем $R1$, $R2$, $VD6$, $VD7$ (рис. 9.4.). На выходе компаратора $DA1$ присутствуют прямоугольные импульсы с амплитудой $\sim 26 \text{ В}$ относительно «←» источника питания. Через буферный резистор $R5$ эти импульсы поступают на светодиод оптронного преобразователя, который развязывает напряжение сети $\sim 220 \text{ В}$ переменного тока со входом формирователя длительности периода импульсов сети. Формирователь длительности периода импульсов сети собран на $DD2$ и $DD4-1$ (рис. 9.8).

Согласование фотодиода оптронного преобразователя и входа формирователя выполняется схемой: $R6$ – нагрузка фотодиода, фотодиод оптронного преобразователя и $DD1-1$, выполняющий функцию инвертора, с выхода которого прямоугольные импульсы, соответствующие частоте сети, поступают на вход преобразователя и на

вход устройства управления в качестве тактовых импульсов. Начальная установка формирователя осуществляется через DD1-4, работающий в режиме отрицательной логики, что позволяет сократить количество элементов схемы.

При установке DD2 в нулевое (начальное) состояние отрицательный фронт поступает по цепи R1, C4, инвертор DD1-2, инвертор DD1-3, вход логической «1» DD1-4, выход DD1-4, входы установки в «0» микросхемы DD2. Первый триггер DD2-1 включен в режиме деления на «2», а второй – в режиме работы «D»-триггера.

При поступлении первого положительного фронта прямоугольных импульсов с выхода DD1-1 на счетный вход триггера DD2-1 последний переходит в состояние «1», т.е. на единичном выходе появляется «1», которая поступает на вход ячейки «И» микросхемы DD4-1, на второй вход которой поступает «1» с нулевого выхода DD2-2, которая получается при установке в «0» формирователя периода. На выходе DD 4-1 появляется «0». Следующий положительный фронт, поступивший на счетный вход DD2-1, переводит этот триггер в исходное состояние и записывает «1», которая поступает на вход «D» триггера DD2-2. Следовательно, на инверсном входе этого триггера появляется «0», а на выходе DD4-1 появляется «1». Таким образом, на выходе DD 4-1 формируется отрицательный импульс, длительность которого соответствует длительности периода синусоидального напряжения сети.

Аналогично формируется импульс, равный по длительности периоду переменного напряжения ГСН, собранный на DD3 и DD4-2. Прямоугольные импульсы ГСН поступают с триггера DD3-2 (стабилизатора), который формирует полупериоды в узле управления ГСН.

Отрицательные импульсы с выходов DD4-1 и DD4-2 поступают в два адреса:

первый – входы инверторов DD4-4 и DD4-3;

второй – на два входа ячейки «ИЛИ».

Микросхема для определения количества импульсов работает в режиме отрицательной логики; наличие «0» на любом из входов обуславливает наличие «1» на выходе микросхемы, что позволяет устройству управления начинать работу после того, как сформированы оба не синхронизированных между собой импульса.

Через инвертор DD7-4 импульс, который формируется микросхемой DD7-3, положительной полярности инвертируется и поступает в отрицательной полярности на одновибратор, собранный на эле-

ментах DD8-1, R9, C5, DD8-2, который выделяет задний фронт этого импульса.

Работает одновибратор следующим образом: импульс отрицательной полярности поступает на вход инвертора DD8-1 и элемента «И-НЕ» DD8-2; с выхода инвертора DD8-1 импульс положительной полярности поступает на интегрирующую цепь – R9 и C5, которая выполняет функцию линии задержки после суммирования отрицательного и задержанного положительного импульсов, т.е. после положительного фронта первого и отрицательного фронта задержанного на выходе DD8-2, появляется импульс отрицательной полярности, длительность которого определена временем задержки линии R9, C5.

Этот импульс поступает на «S» вход RS-триггера, выполненного на элементах DD8-3 и DD8-4, и переводит его в состояние «1». Эта единица разрешает прохождение тактовых импульсов с частотой сети на счетный вход счетчика-дешифратора DD9. Со второй временной позиции DD9 выходит управляющий сигнал «запись»; с четвертой временной позиции – управляющий сигнал «Подстройка f»; с последней временной позиции поступает управляющий сигнал «Установка в 0» всей схемы, длительность которого соответствует сквозной временной задержке в пересчетной схеме и дешифраторе микросхемы потому, что этим сигналом она устанавливает в себя «0» (выход 11 микросхемы соединен с 15 входом этой же микросхемы, а 15 вход – это установка в «0» пересчетной схемы).

Импульс «Установка 0» сбрасывает в нулевое состояние RS-триггер на элементах DD8-3 и DD8-4. Далее поступление тактовых импульсов на вход DD9 прекращается.

По цепи 11 и 15 выводов DD9, DD10-1 инвертор, второй вход DD1-4 устанавливаются в начальное «0» состояние формирователи длительности периода, затем цикл повторяется снова.

Как было указано ранее, импульсы длительности периодов поступают по двум адресам и путь второго адреса описан выше.

Рассмотрим теперь первый путь. С инверторов DD4-3 и DD4-4 импульсы поступают на входы сумматоров DD7-1 и DD7-2, на вторые входы которых поступают импульсы с генератора калиброванных периодов импульсов. При наличии «1» на 1 и 6 входах DD7-1 и DD7-2 соответственно на их выходах появляются импульсы с калиброванным периодом следования.

Генератор калиброванных импульсов собран на элементах – R9, DD5-1, DD5-2, DD6-1, DD5-3, DD5-4 и для стабилизации периода

следования служит кварцевый резонатор ZQ с резонансной частотой 1000кГц, $T=1\text{мкс}$.

Для того, чтобы длительность периода перевести в частоту на периоде длительностью 20 мс (частота 50 Гц), должно вписаться для замера с точностью 0,01 Гц 5000 калиброванных периодов импульсов заполнения, т.е. длительность периода импульсов заполнения должна быть равна 20000мкс: $5000 = 4 \text{ мкс}$, т.е. частота равна 250 кГц. Это достигается делением на 4 частоты задающего генератора DD5-1, DD5-2, ZQ1, R9 на микросхеме DD6-2.

Пачки импульсов, которые заполняют длительности периодов «ТА» и «ТВ» поступают на счетчики импульсов DD11, DD12, DD15-1, DD15-2 и DD13, DD14, DD15-3, DD15-4 соответственно. Этими счетчиками длительности периодов преобразовываются в двоичные числа периодов. Эти двоичные числа соответствуют частотам сети и ГСН соответственно.

Числа, отображающие точность до 0,01 Гц не участвуют в сравнении, они не записываются в буферную память. Это выходы DD11-1 и DD12-1 соответственно и сравниваются с точностью до 0,1 Гц. Максимальное число, которое может быть записано в счетчики DD11-2, DD12 и DD13-2, DD14 соответственно равно 1024.

В исходное состояние счетчики устанавливаются общим сигналом «Установка 0» из устройства управления.

После преобразования счетчиками периода получают двоичное число, соответствующее частоте.

Это число по импульсу «Запись» устройства управления перезаписывается из счетчика в буферную память DD16, DD17, DD18 и DD19, DD20, DD21 соответственно.

Эти числа сравниваются по принципу «больше – равно – меньше» на микросхемах DD22, DD23, DD24.

Присвоим значения: число А – период следования импульсов с частотой сети; число В – период следования импульсов с частотой ГСН

Если $T_A > T_B$, то $f_B > f_A$.

Если $T_A < T_B$, то $f_B < f_A$.

Выход микросхемы, фиксирующей равенство частот, соединен со входом DD25-2, на второй вход которой поступает сигнал от узла контроля напряжения через согласующий инвертор DD25-1, единица на выходе которого означает, что:

1 – $U_{ГСН} > U_{сети}$.

2 – наличие напряжение U сети.

При различии на входах 5 и 6 DD25-2 единиц на его выходе будет «0», который открывает через делитель R11 и R12 и транзистор VT1 реле P1, которое своими контактами включает устройство, обеспечивающее выход ГСН на параллельную работу с сетью, и ГСН отдает энергию в сеть. При отсутствии одного из сигналов генератор отключается от сети.

Если периоды, а, следовательно, и частоты генератора и сети не равны, то сигнал равенства частот на выходе микросхем сравнения равен «0», а «1» присутствует на одном из выходов « > » или « < », то в работу включается узел подстройки частоты задающего генератора.

Сигналы, фиксирующие равенство и неравенство частот сети и ГСН, а также сигнал «Подстройка f » устройства управления «Импульсы подстройки f » от генератора калиброванных импульсов поступают на узел управления реверсивными счетчиками DD 26, DD27, DD28.

На DD26-1-3 сигналы с частотами $f_B > f_A$, $f_B = f_A$, $f_B < f_A$ суммируются с импульсом «Подстройка f », точнее сигналы $f_B > f_A$, $f_B = f_A$, $f_B < f_A$ своим единичным уровнем обеспечивают соответственно прохождение сигнала «Подстройка f » к DD28, RS-триггерам, т.е. D-триггерам, включенным в режиме RS-триггера.

При поступлении сигнала $f_B > f_A$ импульсы «Подстройка f » через DD26-3, инвертор DD27-3; через DD26-3 и DD27-1 поступают на S-входы RS-триггеров DD 28-1, DD28-2б; при этом на прямых выходах этих триггеров устанавливаются единичные значения, одновременно подавая на реверсивный счетчик DD30, DD 31 импульсы подстройки частоты f через DD26-4 и единицу на реверсивный вход, что заставляет счетчик работать на суммирование и число на его выходе увеличивается.

Это будет происходить до тех пор, пока частоты не сравняются, т.е. пока на выходе $f_B = f_A$ не появится «1», что перебрасывает в «0» состояние DD28-2 и прекращает доступ импульсов счета на вход реверсивного счетчика.

При поступлении сигнала $f_B < f_A$ импульс «Подстройка f » опрокидывает через инвертор DD27-4 RS-триггер DD28-1 в «0» состояние, переключив работу реверсивного счетчика в режим вычитания, а через DD27-1 включает RS-триггер в единичное состояние и через DD26-4 поступают импульсы на счетный вход реверсивного счетчика, число на его выходе будет уменьшаться, пока $f_B = f_A$, и будет равно «1», и триггер DD28-2 не установится в «0» состояние через DD26-2 и DD27-2.

Начальная установка реверсивного счетчика происходит при включении прибора путем подачи импульса на S-входы DD30, DD31 и коммутации начала установки на D-входы.

Информация об изменении частоты задающего генератора преобразователя в двоичном коде разбивается на периоды (переводится в восьмеричную систему) для более полного использования бесконтактных коммутаторов 530 КН6, которые совместно с резисторами R21-R37 образуют управляемый бесконтактный переменный резистор с шагом, равным 100 Ом, что соответствует изменению частоты задающего генератора в пересчете на $f = 50$ Гц на 0,1 Гц.

Для того, чтобы получить на выходе ГСН квазисинусоидальный сигнал (квазисинусоидальную форму напряжения), частота задающего генератора выбрана равной 1800 Гц, потому что квазисинусоидальный сигнал разбит на 20 временных позиций, следовательно, $50 \text{ Гц} \times 20 = 1000 \text{ Гц}$.

Задающий генератор ГСН собран по схеме функционального генератора на микросхеме DA2, у которой в одном корпусе расположены два операционных усилителя, а также на элементах R13-R17, С6.

Для согласования биполярного выхода задающего генератора преобразователя с однополярным входом преобразователя служит транзистор VT2.

Нестандартным вариантом синхронизатора является разработанный автором синфазный умножитель частоты. Новизна данного синхронизатора заключается в самом отсутствии синхронизатора, как такового, т.к. для синхронизации работы генератора или инвертора квазисинусоидального напряжения (ГИКСН) с частотой и фазой сетевого напряжения автором использована оригинальная идея получения вспомогательных частот, синфазных сетевому напряжению и используемых для работы устройства квантования по напряжению и по времени, входящего в состав ГИКСН.

Рассматриваемое устройство относится к устройствам преобразования параметров электрической энергии и может быть использовано при создании ГИКСН, когда необходимо получение частот, кратных и синфазных частоте питающей сети. Кроме того, возможно использование устройства в качестве умножителя синфазного напряжения в любых радио- и электротехнических устройствах.

В качестве базового устройства при создании синфазного умножителя частоты был использован задающий генератор, входящий в состав импульсного стабилизатора постоянного напряжения, содержащий задающий генератор, выполненный в виде функционального

генератора, включающего генератор треугольных импульсов, выполненный по схеме интегратора, и синхронизированный с ним генератор прямоугольных импульсов, выполненный по схеме компаратора.

На рис. 9.16 пунктирными линиями изображена функциональная схема задающего генератора, а сплошными линиями показана принципиальная электрическая схема устройства, при этом показан вариант устройства, в котором $n = 5$, входное напряжение имеет частоту $f = 50$ Гц, а выходное синфазное напряжение имеет частоту $f = 1600$ Гц.

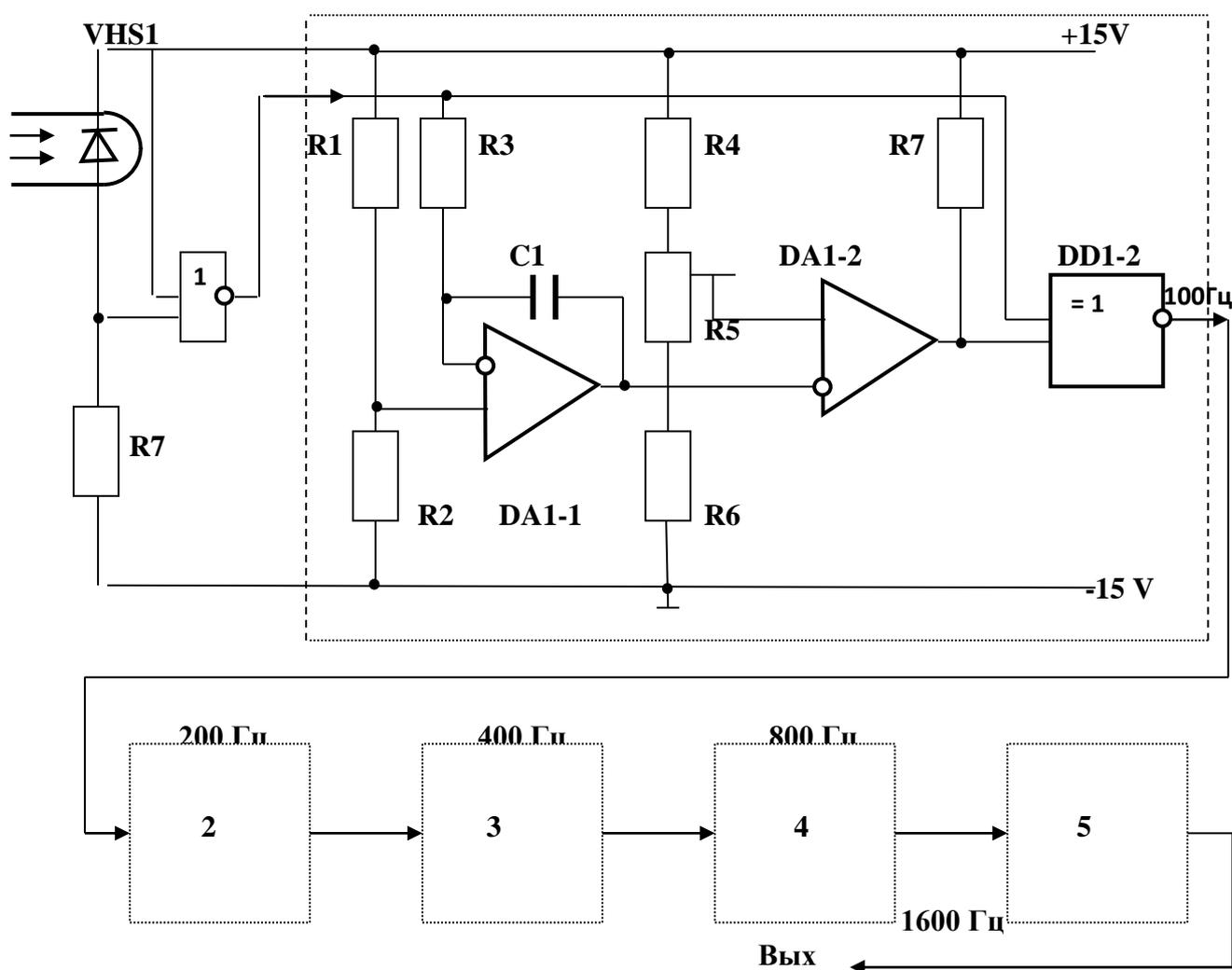


Рис. 9.16. Принципиальная электрическая схема синфазного умножителя частоты

Структурная схема задающего генератора состоит из n блоков, соединенных последовательно друг с другом. Частота выходного синфазного напряжения каждого последующего блока вдвое выше частоты входного напряжения и кратна частоте питающей сети. Каж-

дый из n -блоков состоит из функционального генератора и узла контроля фазы.

Функциональный генератор является релаксационной системой, состоящей из интегратора DA1-1 и компаратора DA1-2. Постоянная времени интегратора и, следовательно, частота генерируемых колебаний зависят от емкости конденсатора C1 и резистора R3, включенных в цепь отрицательной обратной связи. Напряжение с выхода интегратора DA1-1 подается на инвертирующий вход двухполярного компаратора DA1-2 и, по достижении порога срабатывания DA1-2, полярность напряжения на выходе компаратора DA 1-2 изменяется на противоположную, и цикл повторяется. Плавная регулировка частоты осуществляется резистором R5. Следовательно, если на выходе компаратора DA1-2 присутствует положительная полуволна, то на выходе интегратора DD1-1 – нарастает фронт треугольного импульса напряжения; при переключении компаратора DA1-2 – на выходе интегратора DA1-1 присутствует отрицательный спад треугольного импульса. Входное напряжение питающей сети поступает на вход интегратора DA1 – 1, на выходе которого мы имеем калиброванные импульсы треугольной формы, сдвинутые на 90^0 относительно входных. Эти треугольные импульсы поступают на инвертирующий вход компаратора DA1 – 2. Интегратор DA1 – 1 и компаратор DA1 – 2 выполнены на микросхеме K574YD2 (сдвоенный операционный усилитель).

На микросхеме DD1 реализован узел контроля фазы, выполненный на логическом элементе «исключающее «ИЛИ»».

Входное напряжение питающей сети также поступает на вход микросхемы DD1, второй вход которой соединен с выходом DA1 – 2. На выходе DD1 присутствуют импульсы удвоенной частоты, то есть 100 Гц. Таким образом, на базе интегратора DA 1-1, компаратора DA 1-2 и узла контроля фазы DD1 построен суммирующий синфазный формирователь и умножитель прямоугольных импульсов, который формирует импульсы от 50 Гц до 1600 Гц (при числе блоков $n = 5$).

При этом следует особо подчеркнуть, что полученные на выходе n -блоков частоты синфазны частоте питающей сети, что важно при построении инверторов квазисинусоидального напряжения, выходное напряжение которых по частоте и фазе должно всегда совпадать с частотой и фазой напряжения питающей сети.

На рис. 9.17 приведена диаграмма выходных напряжений и импульсов, поясняющих работу устройства синхронизации.

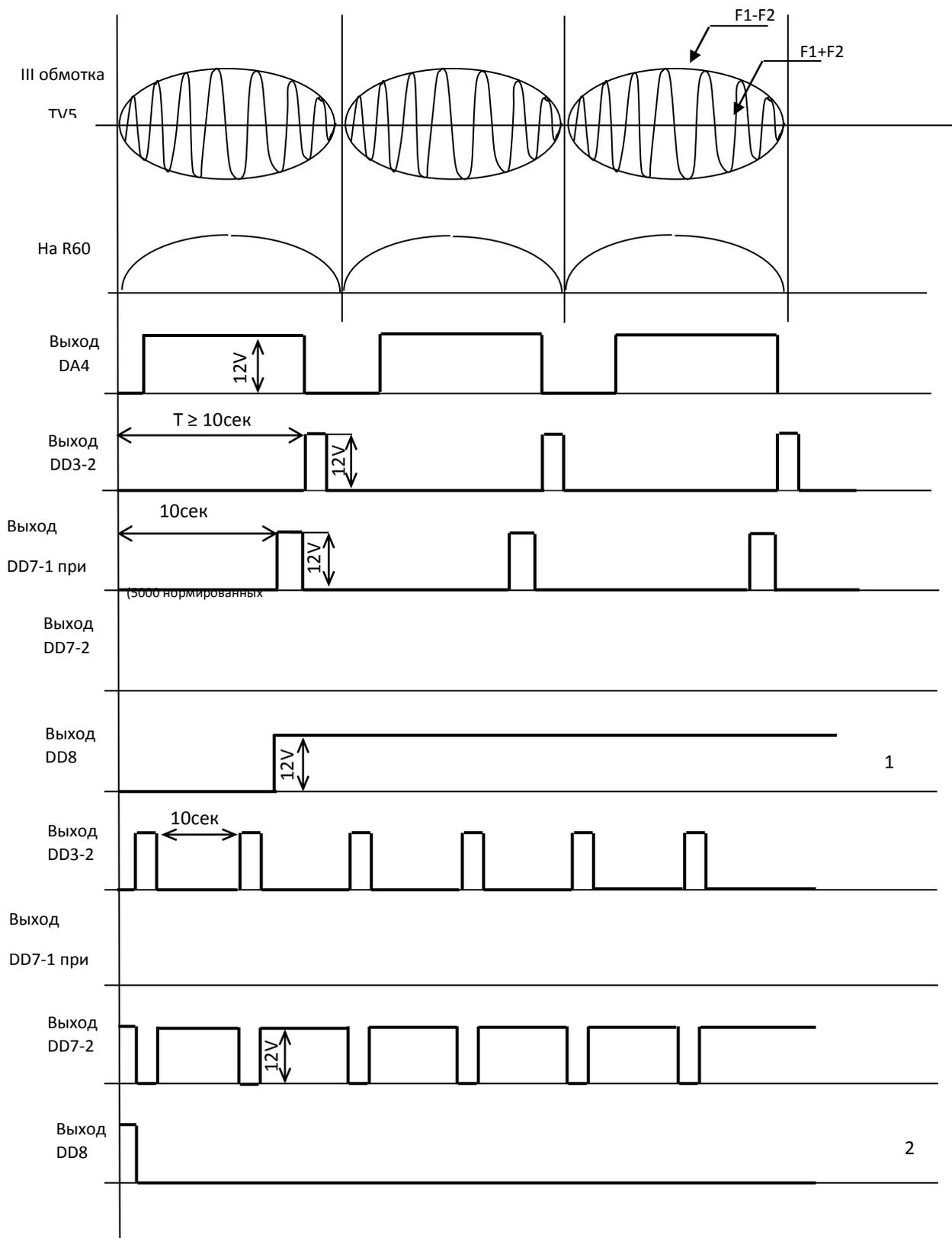


Рис. 9.17. Диаграмма выходных напряжений и импульсов устройства синхронизации

9.3. Системы контроля электрических параметров вторичных преобразователей энергии и их защиты

Повышение надежности, уменьшение массы, габаритов и стоимости аппаратуры в значительной степени зависят не только от правильного выбора и проектирования самого источника питания, но и от способов построения защитных и индикаторных устройств, обеспечивающих нормальную работу аппаратуры и ее сохранность в аварийных режимах, улучшение ремонтпригодности и облегчение условий эксплуатации.

Недостатком источников питания с полупроводниковыми элементами является повышенная чувствительность к перегрузкам. В настоящее время существует много систем защиты источников, и преобразователей, которые отличаются друг от друга сложностью, чувствительностью, принципом построения, быстродействием. Однако схемы защиты, режим их работы, схемы сигнализации аварийных состояний исследованы недостаточно полно, не существует единой методики расчета подобных схем.

Преобразователи, источники питания с устройствами защиты и сигнализации об аварийных режимах имеют свои особенности. С одной стороны, такие источники содержат большое число элементов, с другой – защита исключает недопустимые перегрузки элементов, то есть преобразователи остаются пригодными для дальнейшей эксплуатации после устранения возмещающего воздействия. Таким образом, наличие защитных устройств становится технически и экономически целесообразным.

В связи с этим в работе был разработан ряд систем контроля и защиты вторичных преобразователей энергии.

Принципы построения устройств защиты предусматривают необходимость наличия трех основных узлов: датчика перегрузки, схему сравнения и исполнительный орган. Эти узлы должны быть функционально совмещенными. Устройство защиты должно строиться исходя из минимальных потерь и собственного потребления энергии элементами, входящими в устройство защиты, то есть для защиты по току необходимо, чтобы используемые в качестве датчика элементы были низкоомными, а для защиты по напряжению – высокоомными.

На рис. 9.18 изображена функциональная блок-схема устройства контроля напряжения; на рис. 9.19 изображена принципиальная электрическая схема блоков 1 и 2 устройства; на рис. 9.20 – принципиальная электрическая схема блоков 3-8 устройства; на рис. 9.21 – принципиальная электрическая схема блоков 9-13 устройства.

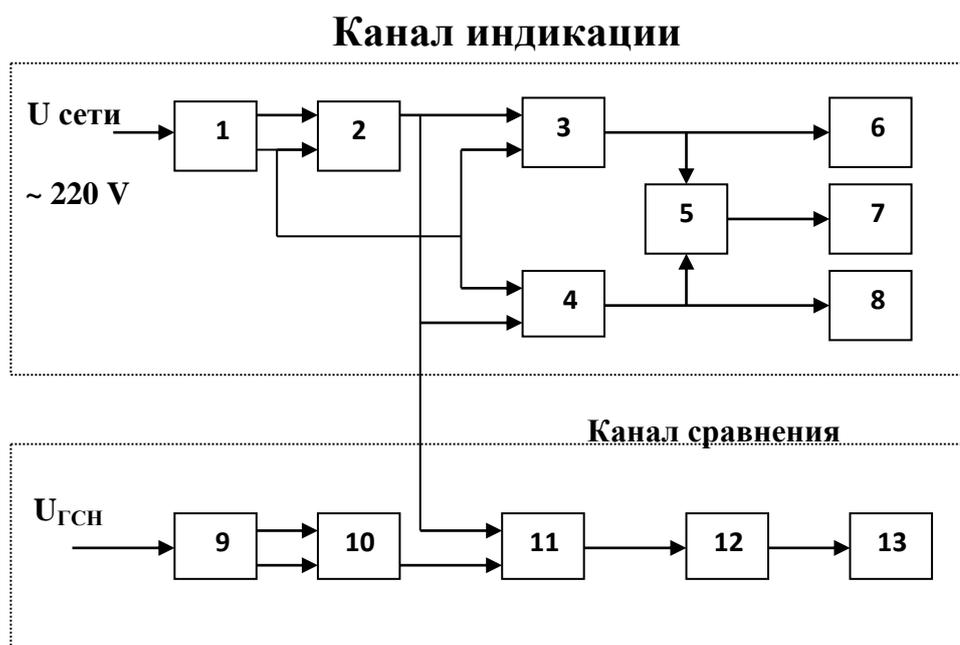


Рис. 9.18. Функциональная блок-схема устройства контроля напряжения

Блок 1 – блок сетевого выпрямителя – выполнен в виде сетевого бестрансформаторного мостового выпрямителя – стабилизатора с гасящими конденсаторами, выходное напряжение которого сглажено фильтром, стабилизировано и через резисторные делители подано на прямой и инвертирующий входы первого усилителя – блока 2.

Блок 2 – первый усилитель – выполнен в виде дифференциального усилителя, на прямой вход которого подано стабилизированное сетевое напряжение с резистивного делителя, а на инверсный вход подано нестабилизированное сетевое напряжение с резистивного делителя.

Блок 3 – первый компаратор «больше» – выполнен в виде схемы сравнения, на инверсный вход которого подано нестабилизированное напряжение с резистивного делителя, а прямой вход подключен к выходу блока 2.

Блок 4 – второй компаратор «меньше» – выполнен в виде схемы сравнения, на прямой вход которого подано нестабилизированное напряжение с резистивного делителя, а инверсный вход подключен к выходу блока 2.

Блок 5 – схема «И» – выполнена в виде транзисторного каскада, к базе которого через развязывающие диоды подключены выходы блоков 3 и 4.

Блок 6 – первый индикатор «больше» – выполнен в виде гасящего резистора, подключенного к выходу блока 3 и последовательно соединенного со светодиодом.

Блок 7 – третий индикатор «норма» – выполнен в виде гасящего резистора, подключенного к коллектору транзистору блока 5 и последовательно соединенного со светодиодом.

Блок 8 – второй индикатор «меньше» – выполнен в виде гасящего резистора, подключенного к выходу блока 4 и последовательно соединенного со светодиодом.

Блок 9 – блок выпрямителя напряжения генератора – выполнен в виде бестрансформаторного мостового выпрямителя-стабилизатора, выходное напряжение которого сглажено фильтром, стабилизировано и через резисторные делители подано на прямой и инвертирующий входы второго усилителя блока 10.

Блок 10 – второй усилитель – выполнен в виде дифференциального усилителя, на прямой вход которого подано стабилизированное напряжение генератора с резистивного делителя, а на инверсный вход подано нестабилизированное напряжение генератора с резистивного делителя.

Блок 11 – третий компаратор – выполнен в виде схемы сравнения, прямой вход которой подключен к выходу блока 9, а инверсный вход подключен к выходу блока 2.

Блок 12 – четвертый индикатор – выполнен в виде гасящего резистора, подключенного к выходу блока 11 и последовательно соединенного со светодиодом.

Блок 13 – узел развязки – выполнен в виде диодной оптопары, излучающий светодиод которой подключен к выходу блока 12, а приемный светодиод подключен к схеме синхронизатора.

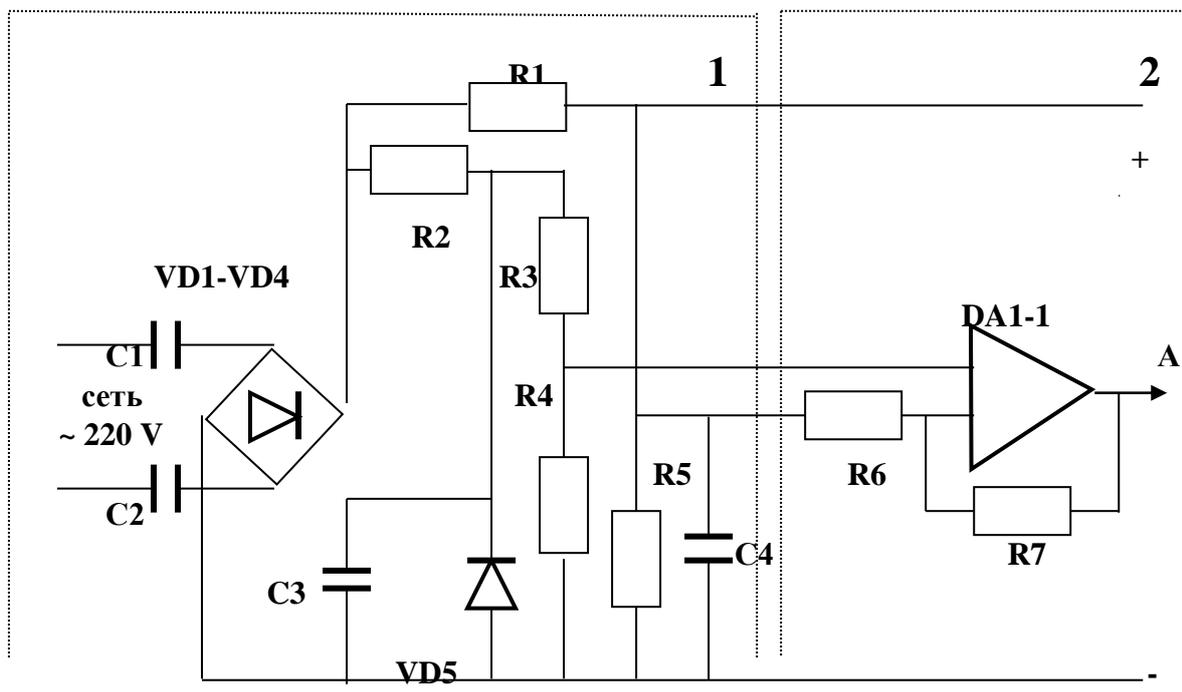


Рис. 9.19. Принципиальная электрическая схема блока сетевого выпрямителя (1) и усилителя (2)

Предложенное устройство работает следующим образом. Переменное синусоидальное напряжение сети 220 В ($\pm 10\%$) преобразуется в блоке 1 в пониженное напряжение постоянного тока. Снижение переменного сетевого напряжения осуществляется на реактивных сопротивлениях – конденсаторах C1 и C2, выпрямляется диодным мостом VD1-VD4, сглаживается фильтром на конденсаторе C3 и подается на параметрический стабилизатор, реализованный на резисторе R2 и стабилитроне VD5. Далее стабилизированное напряжение со средней точки резистивного делителя R3 и R4 подается на прямой вход первого усилителя DA1-1 – блок 2, выполненного в виде дифференциального усилителя, на инверсный вход которого подано нестабилизированное сетевое напряжение со средней точки резистивного делителя R1 и R5. Выход DA1-1 отрицательной обратной связью через резистор R7 соединен с его инверсным входом, что позволяет усилить сигнал, поступающий на DA1-1, и подать его на входы блоков 3 и 4.

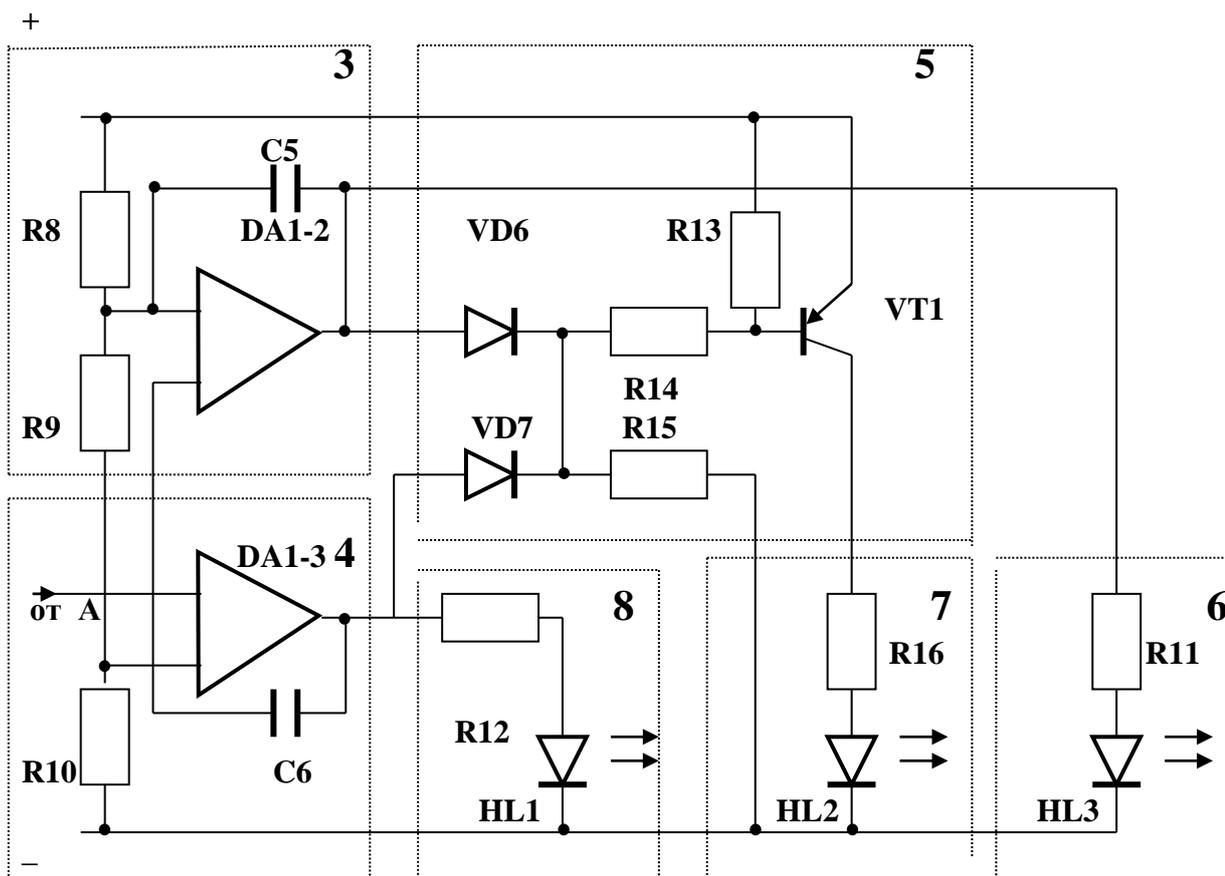


Рис. 9.20. Принципиальные электрические схемы компараторов (3,4), схемы «И» (5) и индикаторов (6,8) на светодиодах

Первый компаратор «больше» – блок 3 (рис. 9.20) – выполнен в виде схемы сравнения DA1-2, на инверсный вход которой подано нестабилизированное напряжение с резистивного делителя R8, R9, R10, а прямой вход подключен к выходу блока 2. При этом, если сетевое напряжение превышает «норму» – 220В, то на выходе блока 3 появляется сигнал, который поступает на блок 6 и через резистор R11 включает первый индикатор – светодиод HL3 «больше», свечение которого указывает на превышение величины сетевого напряжения более 240В.

Второй компаратор «меньше» – блок 4 – выполнен в виде схемы сравнения DA1-3, на прямой вход которой подано нестабилизированное напряжение с резистивного делителя R8, R9, R10, а инверсный вход подключен к выходу блока 2. При этом, если сетевое напряжение ниже «нормы» – 220 В – на 20 В, то на выходе блока 4 появляется сигнал, который поступает на блок 8 и через резистор R12 включает второй индикатор – светодиод HL1

«меньше», свечение которого указывает на уменьшение величины сетевого напряжения на 20 В по сравнению с «нормой» – 220 В.

Схема «И» – блок 5 – выполнена в виде транзисторного каскада VT1, к базе которого через развязывающие диоды VD6 и VD7 подключены выходы блоков 3 и 4. При этом, если напряжение сети находится в «норме» – 220 В (± 10 В), то на выходах блоков 3 и 4 присутствует логический «0». При этом транзистор VT1 открывается и на его коллекторе появляется напряжение, которое поступает на блок 7 и через резистор R16 подается на третий индикатор – светодиод HL2, свечение которого указывает, что сетевое напряжение находится в «норме», то есть составляет 220 В (± 10 В).

Блок 9 выпрямителя напряжения генератора – выполнен в виде бестрансформаторного мостового выпрямителя-стабилизатора на диодном мосте VD8-VD11 (рис. 9.21), выходное напряжение которого сглажено фильтром с конденсатором C7, стабилизировано с помощью стабилитрона VD12 и через резисторные делители R19, R20 и R17, R21 подается соответственно на прямой и инвертирующий входы второго усилителя DA2-1 второго усилителя – блок 10, который выполнен в виде дифференциального усилителя, выход которого подключен к прямому входу блока 11 – третьему компаратору DA2-2, выполненному в виде схемы сравнения, инверсный вход которого подключен к выходу блока 2. Если напряжение на прямом входе третьего компаратора DA2-2 больше, чем напряжение на его инверсном входе, то на выходе третьего компаратора DA2-2 присутствует напряжение, которое подается на вход блока 12 – четвертый индикатор, который выполнен в виде гасящего резистора R26 и последовательно соединен со светодиодом HL4. При этом выход блока 12 подключен к входу блока 13 – узла развязки, который выполнен в виде диодной оптопары VE1, излучающий светодиод которой подключен к выходу блока 12, а приемный светодиод подключен к схеме синхронизатора.

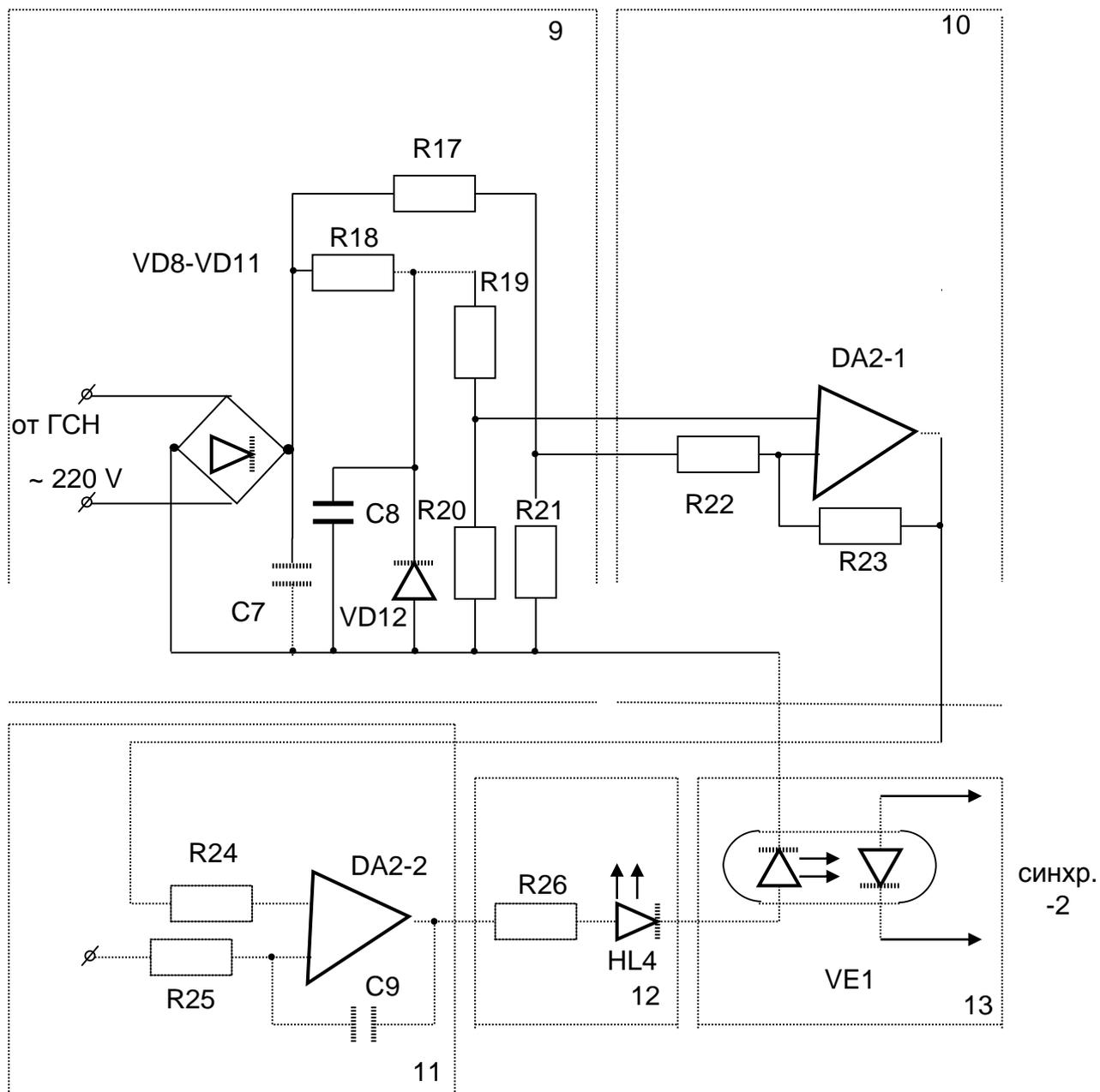


Рис. 9.21. Принципиальные электрические схемы выпрямителя напряжения генератора (9), усилителя (10), компаратора (11), индикации (12) и узла гальванической развязки (13)

Разработан также улучшенный вариант устройства контроля напряжения, которое позволяет контролировать и сравнивать два входных напряжения в диапазоне – «меньше» - «больше». Это устройство схемотехники проще и надежнее в работе по сравнению с первым вариантом.

На рис. 9.22 изображена функциональная блок-схема устройства; на рис. 9.23 изображена принципиальная электрическая схема устройства.

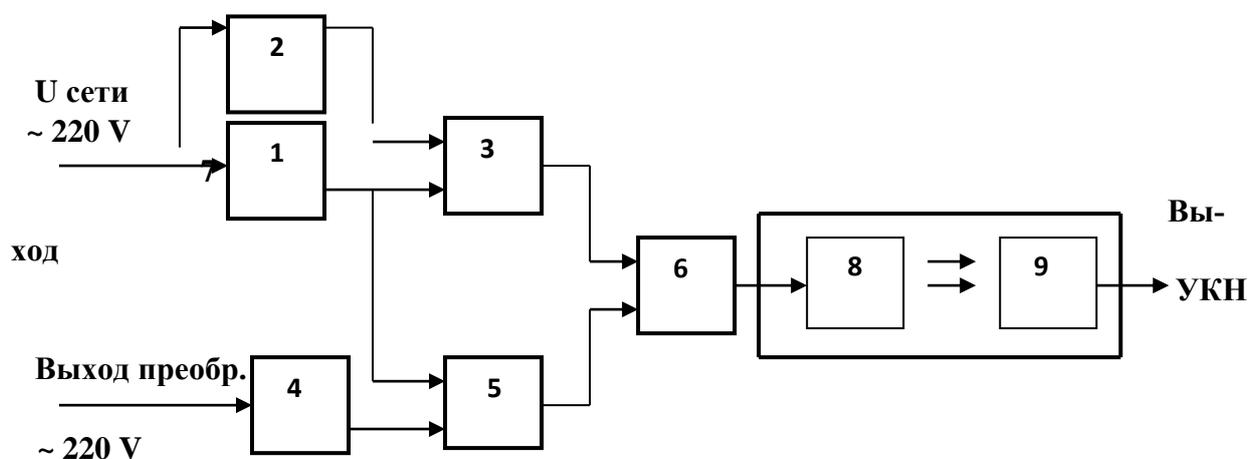


Рис. 9.22. Функциональная блок-схема устройства контроля напряжения (УКН)

Рассмотрим состав и назначение элементов устройства.

Блок 1 – первый выпрямитель – выполнен в виде сетевого диодно-конденсаторного бестрансформаторного выпрямителя с удвоением напряжения, с «искусственной» средней точкой и параметрическим стабилизатором, выходное напряжение которого через резисторы подано на прямые входы первого (блок 3) и второго (блок 5) масштабирующих усилителей.

Блок 2 – второй выпрямитель – выполнен в виде однополупериодного сетевого выпрямителя, напряжение с которого подано на резистивный делитель напряжения блока 3, зашунтированный конденсатором.

Блок 3 – первый масштабирующий усилитель – выполнен на операционном усилителе, на прямой вход которого подано стабилизированное сетевое напряжение через ограничительный резистор, а на инверсный вход нестабилизированное сетевое напряжение со второго выпрямителя (блок 2), подключенного к регулируемому резистивному делителю напряжения.

Блок 4 – третий выпрямитель – выполнен в виде однополупериодного выпрямителя напряжения преобразователя, а выходное напряжение с третьего выпрямителя подано на резистивный делитель напряжения блока 5.

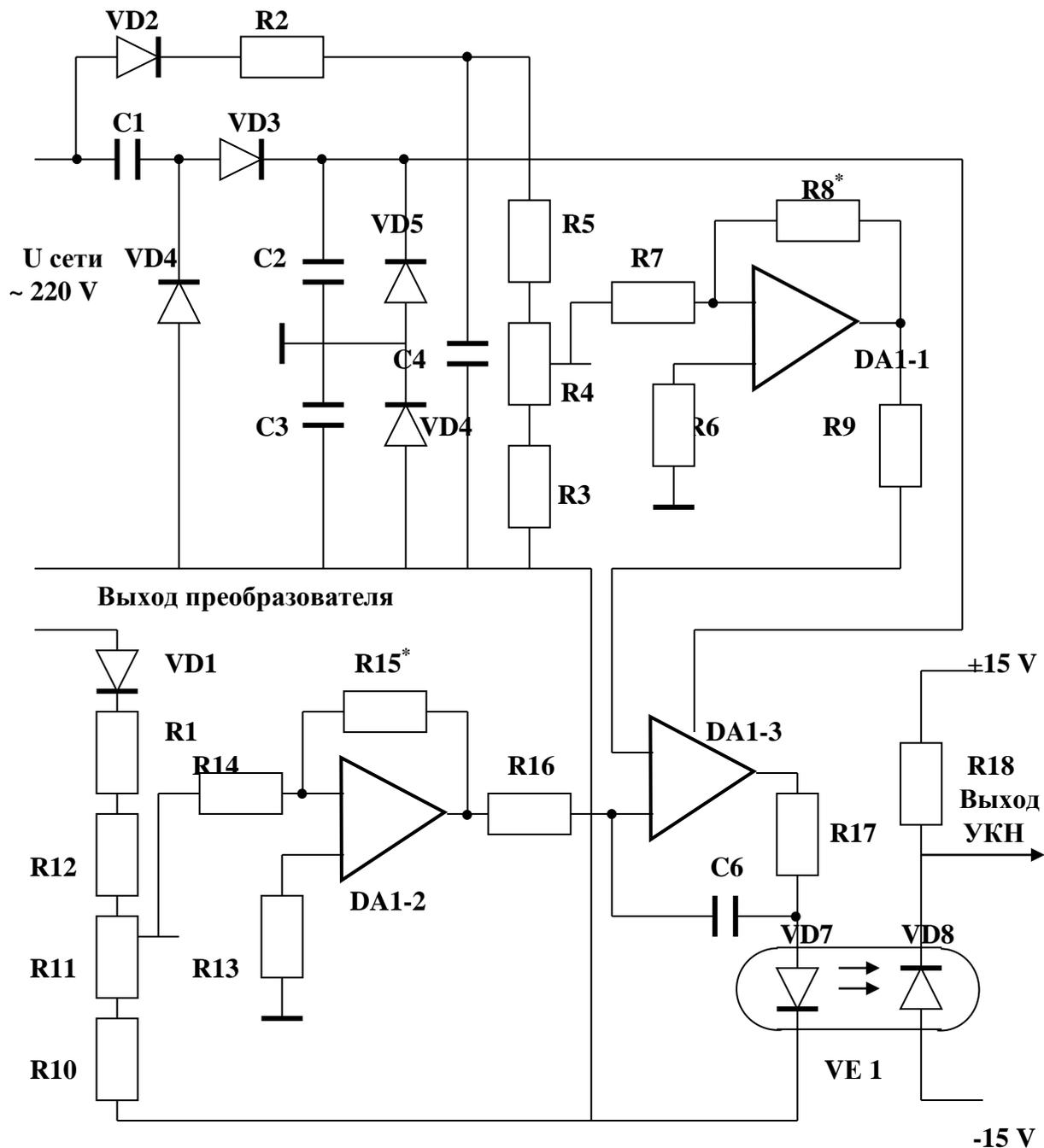


Рис. 9.23. Принципиальная электрическая схема, улучшенного варианта устройства контроля напряжения

Блок 5 – второй масштабирующий усилитель – выполнен на операционном усилителе, на прямой вход которого подано стабилизированное сетевое напряжение через ограничительный резистор, а на инверсный вход подано нестабилизированное напряжение с третьего выпрямителя (блок 4) через регулируемый резистивный делитель напряжения.

Блок 6 – компаратор – выполнен в виде схемы сравнения, прямой вход которой подключен к выходу блока 3, а инверсный вход подключен к выходу блока 5.

Блок 7 – узел развязки – выполнен в виде диодной оптопары, излучающий светодиод которой – 8 – подключен к выходу блока 6, а приемный светодиод – 9 – является выходом устройства.

Устройство работает следующим образом.

Переменное синусоидальное напряжение 220 В ($\pm 10\%$) преобразуется в блоке 1 в удвоенное напряжение сети, то есть в постоянное двухполярное напряжение 440В, которое стабилизируется диодом VD5 и VD6 и сглаживается фильтром на конденсаторах C2 и C3. «Искусственная» средняя точка – земля – образована соединением общих точек стабилитронов VD5 и VD6 и конденсаторов C2 и C3 между собой. Это двухполярное напряжение используется для питания операционных усилителей устройства. Нестабилизированное напряжение со второго выпрямителя VD2 подается на резистивный делитель напряжения, выполненный на резисторах R3, R4 и R5, и с движка потенциометра R4 через ограничительный резистор R7 подается на инверсный вход первого масштабирующего усилителя, выполненного на операционном усилителе DA1-1, прямой вход которого «заземлен» через резистор R6. Выход DA1-1 через подстроечный резистор обратной связи R8 соединен с его инверсным входом, что позволяет усилить сигнал, поступающий на DA1-1, и подать его на вход блока 6. Нестабилизированное напряжение с третьего выпрямителя VD1 подается на резистивный делитель напряжения, выполненный на резисторах R10, R11 и R12, и с движка потенциометра R11 подается на инверсный вход второго масштабирующего усилителя, выполненного на операционном усилителе DA1-2, прямой вход которого «заземлен» через резистор R13. выход DA1-2 через резистор обратной связи R15 соединен с его инверсным входом, что позволяет усилить сигнал, поступающий на DA1-2, и подается его на вход блока 6.

Компаратор (блок 6) выполнен в виде схемы сравнения на операционном усилителе DA1-3, прямой вход которой подключен к выходу блока 3, а инверсный вход подключен к выходу блока 5. При этом, если сетевое напряжение ниже напряжения преобразователя, то на выходе блока 6 появляется сигнал, который поступает на блок 7. При этом разрешается подключение преобразователя к сети и происходит генерация напряжения в промышленную сеть. Выход блока 6 подключен к входу блока 7 – узлу развязки, кото-

рый выполнен в виде диодной оптопары VE1, излучающий светодиод 7 (VD7) которой подключен к выходу блока 16, а приемный светодиод 9 (VD8) является выходом устройства.

При разработке устройства для контроля фазы ставилась задача создания новой схемотехники узла контроля фазы с достижением технического результата – упрощения устройства, уменьшение его габаритов и повышения функциональных возможностей устройства. Действительно, новая схемотехника предлагаемого устройства по сравнению с известными позволяет значительно упростить устройство и уменьшить его габариты, так как отсутствие трансформатора значительно уменьшает габариты устройства, а также упрощает технологию его изготовления за счет исключения операций по изготовлению специального трансформатора. Кроме того, введение в данное устройство блока контроля и исполнительного органа позволяет расширить функциональные возможности устройства за счет сравнения величин двух напряжений от двух различных источников – сетевого напряжения и выходного напряжения преобразователей, причем исполнительный орган осуществляет подключение преобразователя к питающей сети при превышении напряжения преобразователя по сравнению с напряжением питающей сети, а также при совпадении фазы этих двух напряжений.

На рис. 9.24 изображена принципиальная электрическая схема устройства.

Блок сравнения выполнен на логической схеме «исключающее «ИЛИ» DD1-1, на первый вход которой поступают импульсы от формирователя прямоугольных импульсов, синхронизированные с сетевым напряжением, а на второй вход подается напряжение с выхода преобразователя. Первый инвертор DD1-2 выполнен на логической схеме «И». Индикатор выполнен на транзисторном каскаде VT1, резисторах R1, R2 и конденсаторе C1. В коллекторную цепь транзистора VT1 включен светодиодный индикатор HL1, последовательно с которым соединен токоограничивающий резистор R3.

Блок контроля напряжения выполнен на логической схеме «И» DD1-3, на первый вход которой поступает сигнал первого инвертора DD1-2, а на второй вход поступает сигнал с выхода устройства контроля напряжения (УКН). Исполнительный орган выполнен в виде транзисторного каскада VT2 с выходным реле P1, включенным в его коллекторную цепь. Обмотка реле P1 зашунти-

рована диодом VD2, защищающим транзистор VT2 от экстратоков и перенапряжений при переключениях обмотки реле P1. В базовую цепь транзистора VT2 включен делитель напряжения на резисторах R4 и R5, причем резистор R5 зашунтирован конденсатором C2 и переключателем SA1.

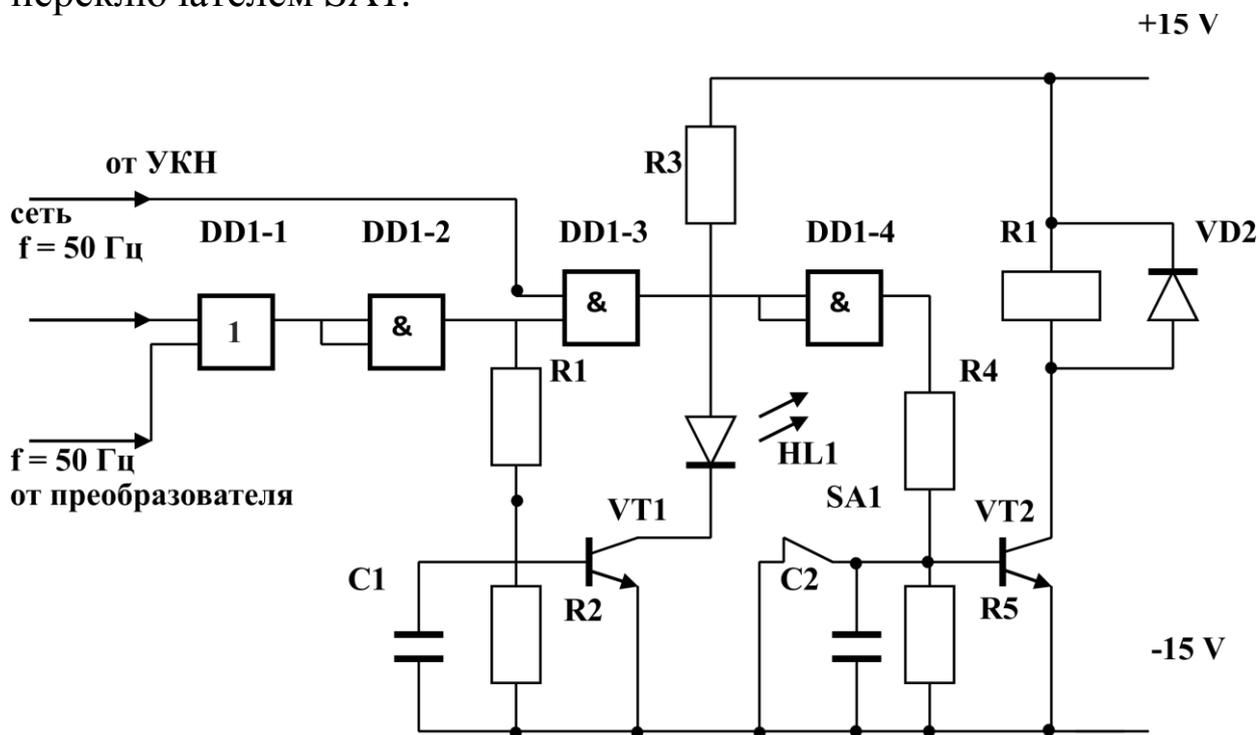


Рис. 9.24. Принципиальная электрическая схема устройства для контроля фазы

Устройство работает следующим образом.

Импульсы, пропорциональные напряжению сети U_c и импульсы, пропорциональные напряжению переменного тока с преобразователя нетрадиционного источника, поступают на входы логического элемента DD1-1, реализующего функцию «исключающее «ИЛИ»». Двоичное число на выходе этого элемента является младшим разрядом суммы двоичных чисел на его входах, то есть при наличии на обоих входах нулей (или единиц), на выходе присутствует нулевой уровень сигнала. При других комбинациях входных сигналов на выходе DD1-1 появляется сигнал логической единицы. При совпадении частот сети и преобразователя на выходе DD1-1 присутствует сигнал логического нуля, который инвертируется логическим элементом DD1-2, и сигнал логической единицы поступает с выхода элемента DD1-2 на первый вход логического элемента DD1-3, реализующего логическую функцию «И», на второй вход которой поступает сигнал с УКН. На выходе элемента

DD1-3 присутствует сигнал логической единицы при наличии единичных сигналов на его обоих входах.

При наличии сигнала на выходе DD1-2 через делитель напряжения на резисторах R1 и R2 создается смещение на базе транзистора VT1, который открывается. При этом через VT1 протекает ток светодиода HL1, свечение которого указывает на совпадение частот и фаз напряжений сети и преобразователя. При этом переключатель SA1 переводят в положение «Вкл» и смещение, создаваемое резисторами R4 и R5, подключенными к выходу логического элемента DD1-4, открывает транзистор VT2, который включает реле K1. Реле K1 подключает квазисинусоидальное напряжение с выхода преобразователя к промышленной сети.

Для защиты узлов и элементов преобразователя от перегрузок по току и напряжению разработано несколько устройств защиты по входному и выходному току, а также устройства защиты по выходному напряжению.

9.4. Взаимодействие синусоиды напряжения сети с синусоидой напряжения генератора, не соответствующей нормам.

При несоответствии нормам по качеству электрической энергии, вырабатываемой генератором электрического тока и подключением данного устройства в сеть, возможно ухудшение качества работы и сокращение срока службы электрических машин. Данные исследования более подробно изучают эти несоответствия, что позволяет приблизиться к решению проблемы.

Целью является определение значения и характеристика суммарных синусоид напряжения, которые получились в результате сложения синусоид сети и генератора.

Методика исследования. Рассмотрим наложение напряжений:

Суммирование двух напряжений, имеющих разные частоты и начальные фазы.

Функция биения представляет собой сумму двух синусоидальных колебаний, имеющих одинаковые амплитуды и близкие, но не равные частоты и начальные фазы.

$$f_1 = A_m \sin \omega_1 t + \varphi_1, f_2 = A_m \sin \omega_2 t + \varphi_2, \text{ причем } \omega_1 > \omega_2, \omega_1 \approx \omega_2. \quad (9.12)$$

Сумма этих функций:

$$\begin{aligned}
f &= A_m (\sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \sin(\omega_2 t + \varphi_2)) = \\
&= 2A_m \cos\left(\frac{\omega_1 t + \varphi_1 - \omega_2 t + \varphi_2}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 t + \varphi_1 + \omega_2 t + \varphi_2}{2}\right) = \\
&= 2A_m \cos\left(\frac{(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{(\omega_1 + \omega_2)t + (\varphi_1 + \varphi_2)}{2}\right) = \\
&= 2A_m \cos\left(\frac{(\omega_1 - \omega_2)}{2}t + \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{(\omega_1 + \omega_2)}{2}t + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}\right) = \\
&2A_m \cos(\Omega t + \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}) \cdot \sin(\omega t + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}).
\end{aligned}
\tag{9.13}$$

9.4.1 Построение синусоид напряжения 380 В с разницей в частоте колебания напряжения: 45; 47; 49; 49,5 Гц и сложение ее с синусоидой сети.

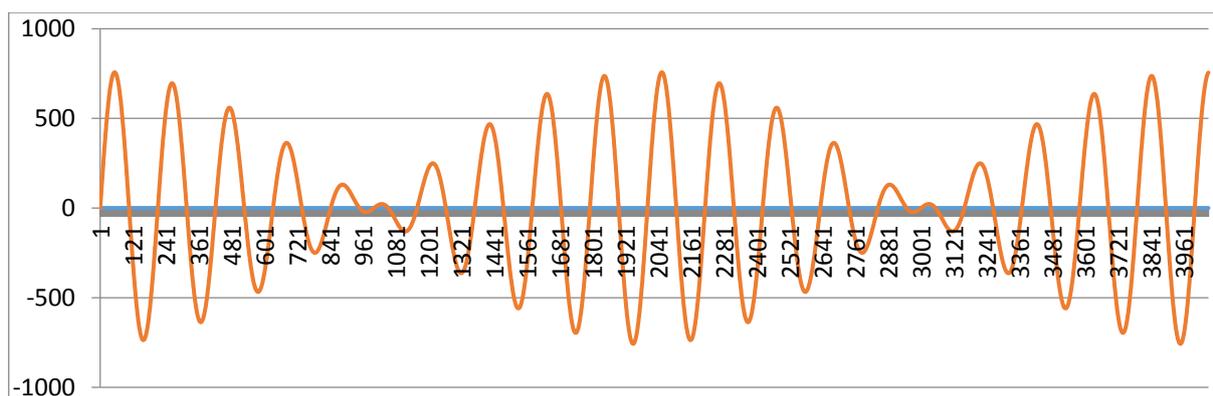


Рис. 9.25. График функции $f = 380 \cdot \sin(2 \pi \cdot 50 \cdot t + 0) + 380 \cdot \sin(2 \pi \cdot 45 \cdot t + 0)$

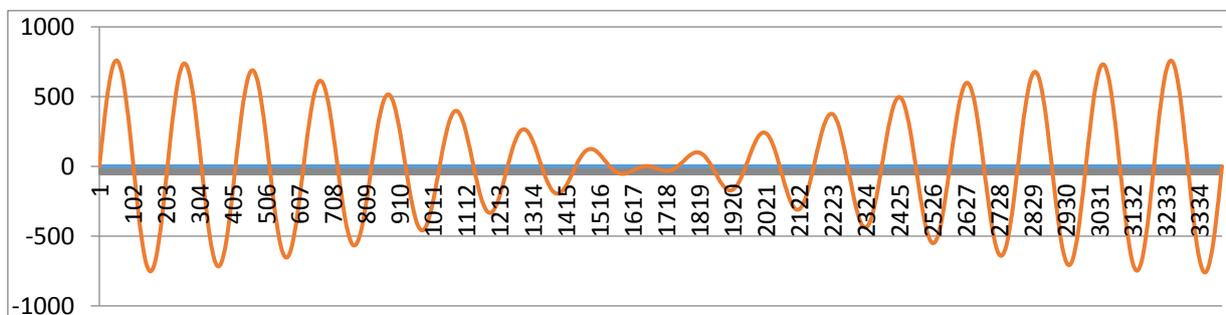


Рис. 9.26. График функции $f = 380 \cdot \sin(2 \pi \cdot 50 \cdot t + 0) + 380 \cdot \sin(2 \pi \cdot 47 \cdot t + 0)$

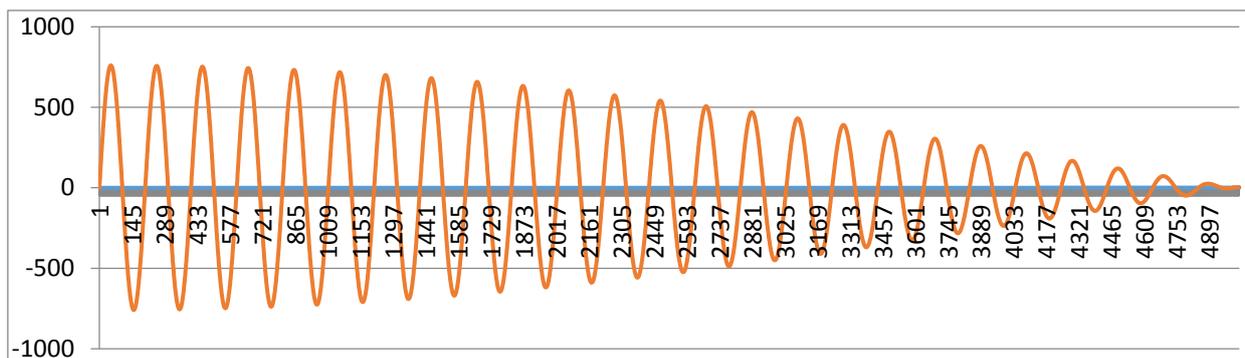


Рис. 9.27. График функции $f = 380 \cdot \sin(2 \pi \cdot 50 \cdot t + 0) + 380 \cdot \sin(2 \pi \cdot 49 \cdot t + 0)$

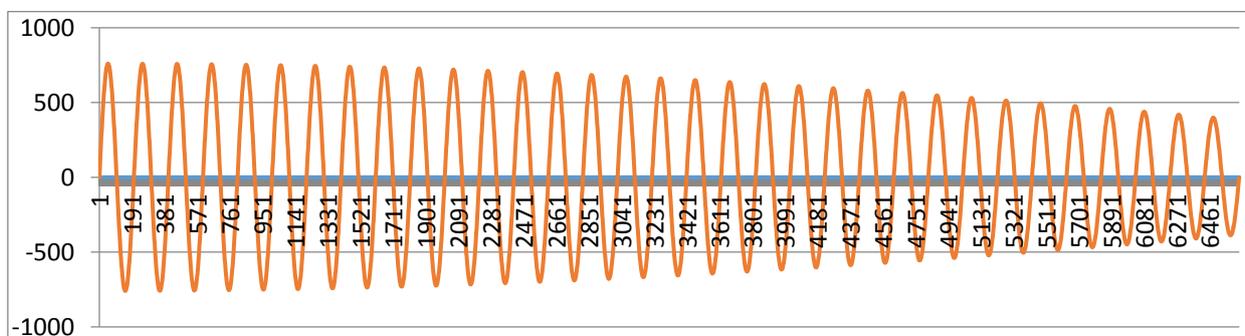


Рис. 9.28. График функции $f = 380 \cdot \sin(2 \pi \cdot 50 \cdot t + 0) + 380 \cdot \sin(2 \pi \cdot 49,5 \cdot t + 0)$

9.4.2 Построение синусоид напряжения 380 В с разным начальным углом сдвига фаз: 5, 10, 15, 20 градусов и с разницей частоты колебания напряжения: 45; 47; 49; 49,5 Гц и сложение ее с синусоидой сети

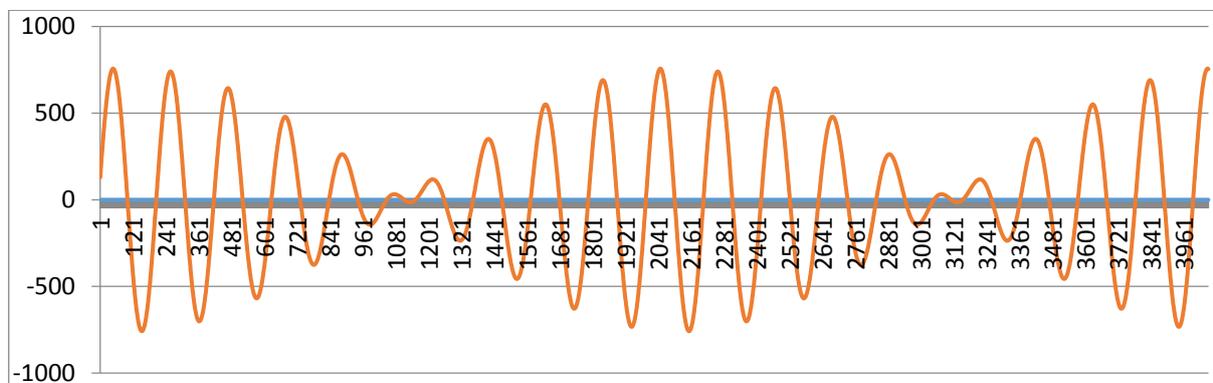


Рис. 9.29. График функции $f = 380 \cdot \sin(2 \pi \cdot 50 \cdot t + 0) + 380 \cdot \sin(2 \pi \cdot 5 \cdot t + 20)$

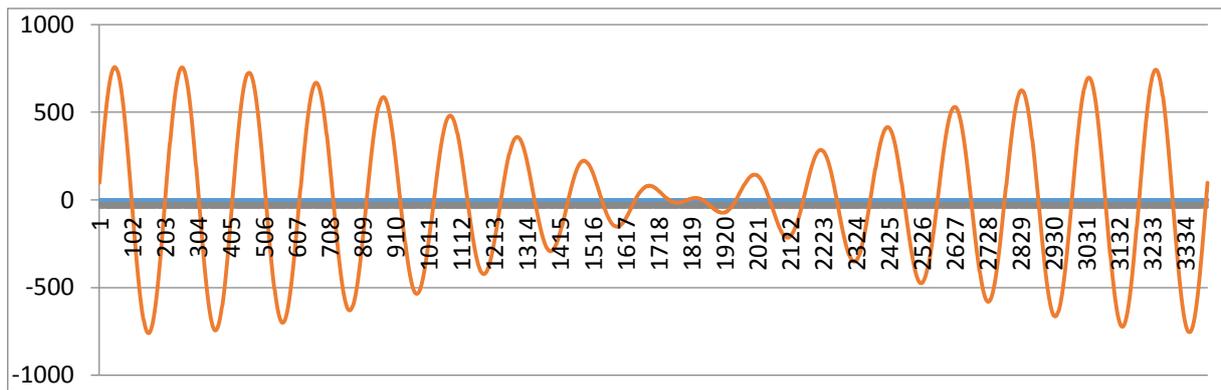


Рис. 9.30. График функции $f = 380 \cdot \sin(2 \pi \cdot 50 \cdot t + 0) + 380 \cdot \sin(2 \pi \cdot 47 \cdot t + 15)$

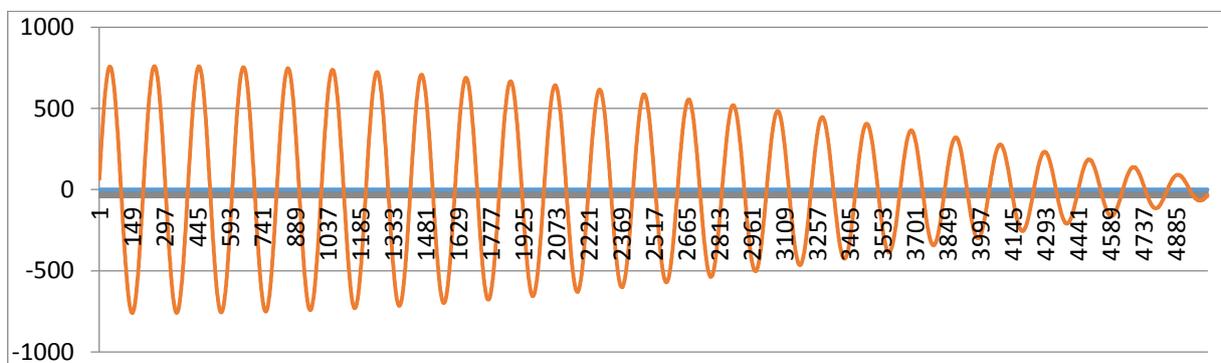


Рис. 9.31. График функции $f = 380 \cdot \sin(2 \pi \cdot 50 \cdot t + 0) + 380 \cdot \sin(2 \pi \cdot 49 \cdot t + 10)$

9.4.3. Применение математического аппарата для анализа полученных осциллограмм.

Входное напряжение первой синусоиды характеризуется следующим уравнением:

$$U_{вх1} = U_1 \cdot \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (9.14)$$

Входное напряжение второй синусоиды:

$$U_{вх2} = U_2 \cdot \sin(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (9.15)$$

Результирующее выходное напряжение:

$$U_{вых} = U_1 \cdot \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cdot \sin(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (9.16)$$

Методом сложения синусоид нашли результирующее значение синусоиды сети при включении в нее электрического генератора, выяснили насколько данная синусоида отличается от идеальной.

9.5 Анализ работы электрогенерирующих систем при нестационарных режимах в реальном времени

Предложена методика анализа в реальном времени работы генерирующих электроустановок при включениях и отключениях к общей энергосистеме. Показана важность синхронизации параметров напряжения генерирующих устройств и общей сети при их параллельной работе. Данная методика позволит избежать негативные влияния переходных процессов, возникающих при несоответствии нормам качества электрической энергии, вырабатываемой генератором при подключении его в сеть.

В современных энергосистемах одновременно на общую сеть работает целый ряд электростанций, которые включают в себя большое число генераторов, работающих параллельно. Для корректной работы энергосистемы все параллельно работающие генераторы должны отдавать в сеть ток одинаковой частоты. Для этого они должны вращаться синхронно, а скорости их вращения должны быть в точности обратно пропорциональны числам пар полюсов:

$$n_1 = \frac{f}{p_1}; n_2 = \frac{f}{p_2}; n_3 = \frac{f}{p_3}; \dots \quad (9.17)$$

где n_i – скорость вращения i -го генератора;

f – частота тока в сети;

p_i – число пар полюсов i -го генератора.

Причем, скорости вращения генераторов с одинаковыми числами полюсов должны быть в точности одинаковыми. Включение и отключение различных генерирующих систем может привести к возникновению модулированных колебаний в системе электроснабжения если генерирующие системы не согласованы по амплитуде, частоте или фазе, или эти параметры изменяются во времени. Это приводит к переходным процессам в трехфазных электрических сетях на генерирующих установках, что может оказать на них негативное влияние.

Для синхронизации генераторов при включении их на параллельную работу необходимо избегать чрезмерно большого толчка тока и возникновения ударных электромагнитных моментов и сил, способных вызвать повреждение генератора и нарушить работу электрической сети или энергосистемы. При плановых включениях генератора для генерации электрической энергии в энергосистему необходимо предварительно отрегулировать режим работы генератора на холостом ходу. Идеальными условиями при этом являются соблюдения следующих требований: напряжение включаемого генератора U_G должно быть равно напряжению сети U_C ; частоты генератора f_G и сети f_C должны быть равны; чередование фаз генератора и сети должно быть одинаково; напряжения U_G и U_C должны быть одинаковы по фазе $\varphi_G = \varphi_C$.

При соблюдении этих условий векторы напряжений генератора и сети совпадают и вращаются с одинаковой скоростью, разности напряжений между контактами выключателя при включении генератора равны:

$$\dot{U}_{GA} - \dot{U}_{CA} = \dot{U}_{GB} - \dot{U}_{CB} = \dot{U}_{GC} - \dot{U}_{CC} = 0, \quad (9.18)$$

где $\dot{U}_{GA}, \dot{U}_{GB}, \dot{U}_{GC}$ - напряжения генератора на фазах А, В, С соответственно;

$\dot{U}_{CA}, \dot{U}_{CB}, \dot{U}_{CC}$ - напряжения сети на фазах А, В, С соответственно.

В этом случае при включении генератора в сеть не возникает никакого толчка тока.

Несоответствие нормам качества электрической энергии, вырабатываемой генератором при подключении его в сеть ведет к ухудшению работы и сокращению срока службы электрических машин. Приведенные исследования позволяют оценить эти несоответствия и факторы, влияющие на работу генерирующих устройств при подключении к общей сети, что позволяет уменьшить риски дестабилизирующих факторов на работу электрогенерирующих установок.

Необходимым является определение значений показателей качества электроэнергии, характеристика суммарных синусоид напряжения, которые являются результатом сложения синусоид сети и генератора, а также анализ явлений, происходящих при не-

синхронизации напряжений сети и генерирующих установок, реально возникающих в энергосистемах.

9.5.1 Частотная и фазовая модуляция

При отключениях и включениях электрогенерирующих установок в общую энергосистему могут возникать модулированные колебания. При равных напряжениях сети и генератора по значению, но разных по частоте и фазе в энергосистеме имеет место частотная и фазовая модуляция.

Теоретическое исследование частотно-модулированных и фазомодулированных колебаний показывает, что они могут быть представлены в виде бесконечной суммы синусоидальных колебаний, частоты которых различаются на частоту модулирующего сигнала [23].

Аргумент синусоидально изменяющейся функции $f(t)$ обозначим $\alpha(t)$:

$$\alpha(t) = \omega t + \varphi, \quad (9.19)$$

тогда
$$f(t) = U[\alpha(t)], \quad (9.20)$$

здесь $\alpha(t)$ - угол, на который повернется вращающийся вектор напряжения на комплексной плоскости за время t .

Угловая частота поворота этого вектора:

$$\omega = \frac{d\alpha(t)}{dt}. \quad (9.21)$$

В том случае, когда $\omega = \omega_0 = \text{const}$:

$$\alpha(t) = \int \omega_0 dt = \omega_0 t \quad \text{и} \quad f(t) = U \sin \omega_0 t. \quad (9.22)$$

При частотной модуляции частота ω изменяется и равна

$$\omega_0 + \Delta\omega\varphi(t). \quad (9.23)$$

При этом:

$$\alpha(t) = \int [\omega_0 + \Delta\omega\varphi(t)] dt = \omega_0 t + \Delta\omega \int \varphi(t) dt. \quad (9.24)$$

При $\varphi(t) = \cos\Omega t$

$$\alpha(t) = \omega_0 t + \gamma \sin \Omega t, \quad (9.25)$$

где $\gamma = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$ - глубина модуляции.

Таким образом

$$\frac{f(t)}{U} = \sin(\omega_0 t + \gamma \sin \Omega t) = \sin \omega_0 t \cos(\gamma \sin \Omega t) + \cos \omega_0 t \sin(\gamma \sin \Omega t); \quad (9.26)$$

$$\sin(\gamma \sin \Omega t) = 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\gamma) \sin(2n+1)\Omega t; \quad (9.27)$$

$$\cos(\gamma \sin \Omega t) = J_0(\gamma) + 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n}(\gamma) \cos 2n\Omega t, \quad (9.28)$$

где $J_k(\gamma)$ - функция Бесселя k -го порядка от действительного аргумента γ [57].

В случае частотной и фазовой модуляции возникает бесконечный спектр боковых частот, амплитуды которых быстро убывают с увеличением их номера. Это убывание происходит тем быстрее, чем меньше индекс модуляции $\Delta\varphi$ (величина отклонения фазы колебаний от значения $\omega_0 t + \varphi_0$). Колебания боковых частот, номера которых больше индекса модуляции, имеют величину меньше 10% от амплитуды колебаний и содержат менее 1% всей энергии.

Для анализа энергетических процессов, возникающих в сетях, рассмотрим характеристику суммарных синусоид напряжения, которые являются результатом сложения двух синусоид, изменяющихся по частоте и фазе. Методика исследований предусматривает:

1. Построение синусоид напряжения, одинаковых по амплитуде, но имеющих разницу начального угла сдвига фазы 5, 10, 15, 20 градусов и сложение их с синусоидой $u = U_m \sin \omega t$.
2. Построение синусоид напряжения, одинаковых по амплитуде, но имеющих разницу в частоте от 45 до 49,5 Гц и сложение их с синусоидой с синусоидой $u = U_m \sin \omega t$

Функция биения представляет собой сумму двух синусоидальных колебаний, имеющих одинаковые амплитуды и близкие, но не равные частоты и начальные фазы:

$$f_1 = U_m \sin(\omega_1 t + \varphi_1); \quad f_2 = U_m \sin(\omega_2 t + \varphi_2),$$

причем $\omega_1 > \omega_2$; $\omega_1 \approx \omega_2$.

Сумма этих функций:

$$f = U_m [\sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \sin(\omega_2 t + \varphi_2)] = 2U_m \cos\left(\Omega t + \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}\right) \sin\left(\omega t + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}\right), \quad (9.29)$$

где $\Omega = \omega_1 - \omega_2$; $\omega = \omega_1 + \omega_2$.

В первом случае при суммировании двух синусоид, имеющих одинаковые амплитуды и частоты колебаний, сдвиг начальной фазы одного из напряжений приводит к сдвигу фазы суммарного напряжения.

Наиболее характерные синусоиды напряжения с одинаковыми амплитудами, имеющих разницу в частоте от 45 до 49,5 Гц и сложение их с синусоидой $u = U_m \sin \omega t$ показаны на рис. 9.25 – 9.31.

На рис. 9.25 имеем биение с частотой 5 Гц, а на рис. 9.26 биения с частотой 3 Гц. При наличии сетевого напряжения стандартной частоты 50 Гц и напряжения генератора с аналогичной амплитудой, но имеющей другие частоты, имеем биения, величина которых определяется как разность частот $\Omega = \omega_1 - \omega_2$. Наличие разности по фазам может привести к несимметрии напряжений.

Пока в энергосистеме имеется вращающийся резерв активной мощности, системы регулирования частоты и мощности будут поддерживать заданный уровень частоты. После того как вращающийся резерв будет исчерпан, дефицит активной мощности, вызванный отключением части генераторов или включением новых потребителей, повлечет за собой снижение частоты в энергосистеме.

Небольшое снижение частоты (на несколько десятых герца) не представляет опасности для нормальной работы энергосистемы, хотя влечет за собой ухудшение экономических показателей. Снижение же частоты более чем на 1-2 Гц представляет серьезную опасность и может привести к полному расстройству работы энергосистемы. Это в первую очередь определяется тем, что при понижении частоты снижается частота вращения электродвигателей, а следовательно и производительность приводимых ими механизмов собственных нужд тепловых электростанций. Так, например, снижение частоты на 3-5 Гц приводит к уменьшению на 20-40% пода-

чи воды в конденсатор циркуляционными насосами. При таком снижении частоты питательные насосы почти полностью прекращают подачу воды в котел. Вследствие снижения производительности механизмов собственных нужд резко уменьшается располагаемая мощность тепловых электростанций, особенно электростанций высокого давления, что влечет за собой дальнейшее снижение частоты в энергосистеме. Таким образом, происходит лавинообразный процесс - «лавина частоты», который может привести к полному расстройству работы энергосистемы. Следует также отметить, что современные крупные паровые турбины не могут длительно работать при низкой частоте из-за опасности повреждения их рабочих лопаток.

Процесс снижения частоты в энергосистеме сопровождается также снижением напряжения, что происходит вследствие уменьшения частоты вращения возбuditелей, установленных на одном валу с основными генераторами. Если регуляторы возбуждения генераторов и синхронных компенсаторов не смогут удержать напряжение, то также может возникнуть лавинообразный процесс - «лавина напряжения» так как снижение напряжения сопровождается увеличением потребления реактивной мощности, что еще более осложнит положение в энергосистеме.

Аварийное снижение частоты в энергосистеме, вызванное внезапным возникновением значительного дефицита активной мощности, протекает очень быстро, в течение нескольких секунд. Поэтому дежурный персонал не успевает принять каких-либо мер, вследствие чего ликвидация аварийного режима должна возлагаться на устройства автоматики. Для предотвращения развития аварии должны быть немедленно мобилизованы все резервы активной мощности, имеющиеся на электростанциях. Все вращающиеся агрегаты загружаются до предела с учетом допустимых кратковременных перегрузок.

При отсутствии вращающегося резерва единственно возможным способом восстановления частоты в сети является отключение части наименее ответственных потребителей. Это и осуществляется с помощью специальных устройств - автоматов частотной разгрузки (АЧР), срабатывающих при опасном снижении частоты в сети.

Изменение частоты энергосистемы является сложным процессом, связанным с изменением параметров отдельных её элементов: активной мощности, развиваемой агрегатами электростанций и мощности нагрузки, большая часть которой состоит из электродвигателей.

Глубина снижения частоты зависит не только от значения дефицита активной мощности в первый момент аварии, но и от характера нагрузки. Потребление мощности одной группой потребителей, к которой относятся электроосветительные приборы и другие установки, имеющие чисто активную нагрузку, не зависит от частоты и при её снижении остается постоянной. Потребление же другой группы потребителей (электродвигателей переменного тока) при уменьшении частоты снижается. Чем больше в энергосистеме доля нагрузки первой группы, тем больше снизится частота при возникновении одинакового дефицита активной мощности. Нагрузка потребителей второй группы будет в некоторой степени сглаживать эффект снижения частоты, поскольку одновременно будет уменьшаться потребление мощности электродвигателями.

Уменьшение мощности, потребляемой нагрузкой при снижении частоты или, как говорят, регулирующий эффект нагрузки характеризуется коэффициентом регулирующего эффекта K_H , равным отношению:

$$K_H = \frac{\Delta P\%}{\Delta f\%}. \quad (9.30)$$

Коэффициент K_H показывает, на сколько процентов уменьшается потребление нагрузкой активной мощности на каждый процент снижения частоты. Значение коэффициента регулирующего эффекта нагрузки должно определяться специальными испытаниями и принимается в расчетах равным 1-3.

При отключении и включении напряжения энергосистемы на генерирующих электростанциях происходят отклонения («провалы») напряжения ΔU до 58%, а частота генераторов может уменьшиться до 42 Гц, что приводит к биениям. Из осциллограмм трехфазных напряжений (рис. 9.32) видно, что провалы напряжений ΔU составляют от 49% до 58%. При этом возникают модулированные режимы. Из осциллограмм трехфазных токов всех трех фаз (рис.

9.32) следует, что при снижении частоты до 44 Гц и даже 38 Гц возникают биения.

Наличие модулированных колебаний и биений приводит к переходным процессам. Синхронизация напряжения генератора с сетью длится от нескольких секунд до десятков секунд. До достижения синхронизации электрические аппараты и устройства испытывают ударные нагрузки, что приводит к аварийным режимам работы электрогенератора. На первых трех осциллограммах показаны фазные напряжения U_A , U_B , U_C генератора и обобщенного параметра при возбуждении генератора. Текущее отклонение напряжения – это разница между номинальным значением и текущим значением модуля изображающего вектора напряжения трехфазной системы.

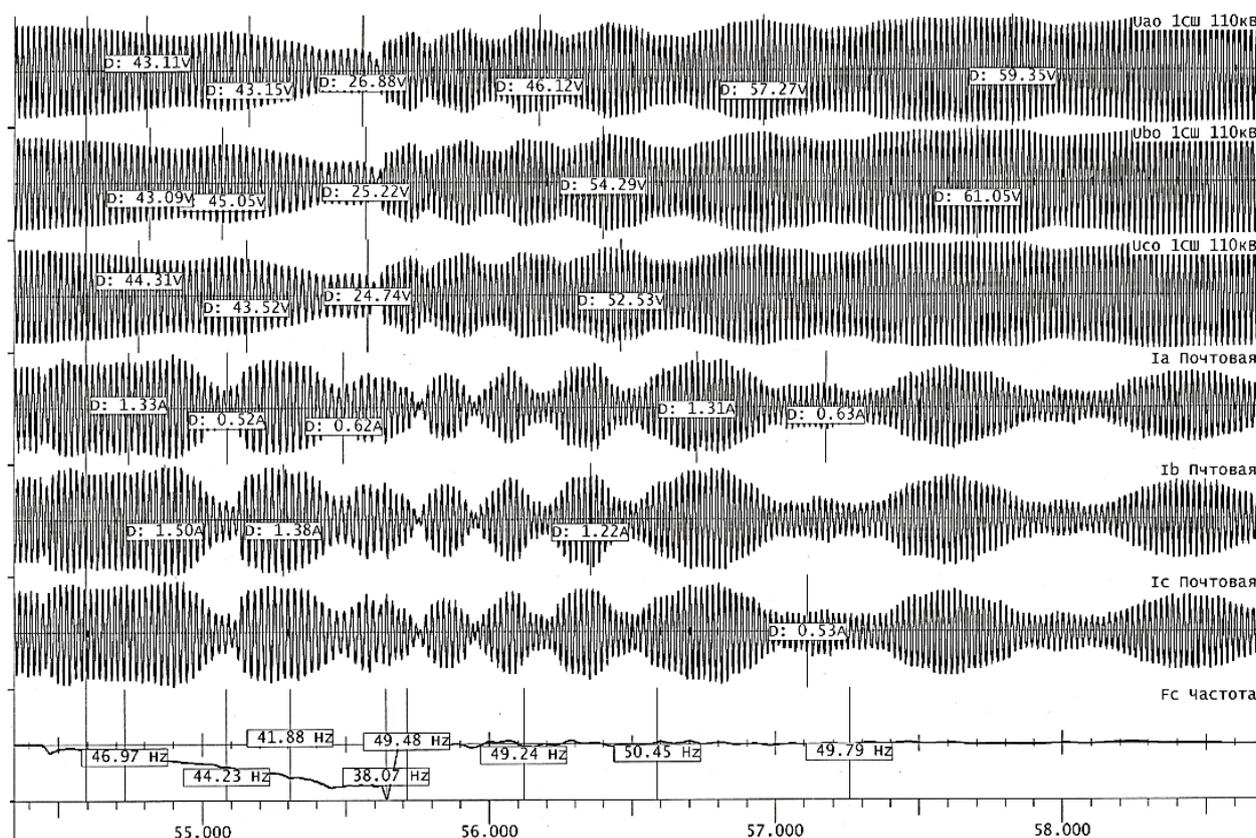


Рис. 9.32

На осциллограммах (рис. 9.33) показаны фазное напряжение при включении нагрузки на шины синхронного генератора с регулятором возбуждения. «Провал» напряжения ΔU достигает до 77%

по осциллограмме модуля $U(t)$. Длительность провала достигает 3 сек.

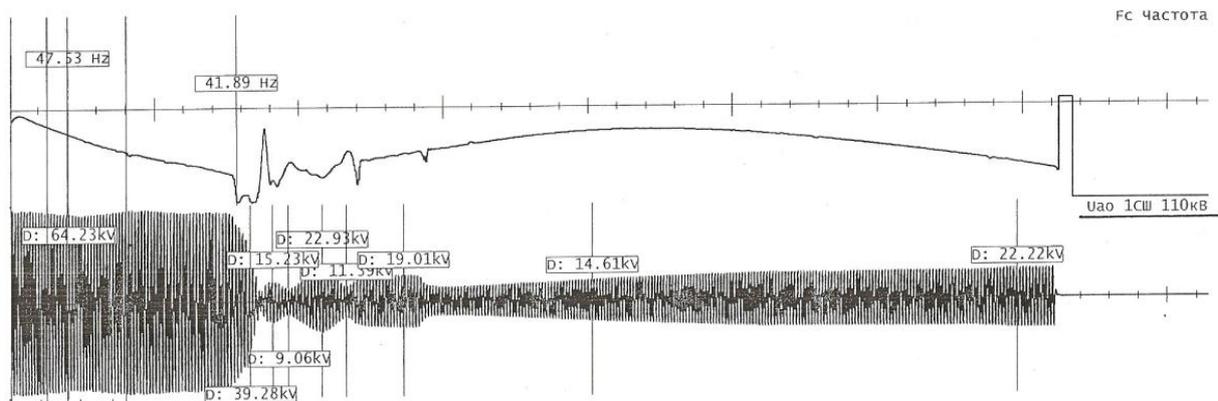


Рис. 9.33

В устройствах с дискретной оценкой малых отклонений ΔU при измерении низкочастотной модуляции напряжения использование величины квадрата модуля U^2 может оказаться фактически более удобной, чем величины модуля U . Осциллограмма модуляции фазного напряжения или тока с частотой 5 Гц, показанная в виде расчетного значения на рис. 9.32, позволяет определить коэффициент низкочастотной модуляции по максимальному значению квадрата модуля U^2_{MAX} изображающего вектора трехфазного напряжения:

$$K_{МОД} = \frac{0,2(U^2_{MAX} - U^2_{MIN})}{U^2_H}. \quad (9.31)$$

Использование величины квадрата модуля U^2 выбрано для наглядности получаемых показаний и не влияет на смысл трактовки.

Предлагаемая методика исследования позволяет оценить энергетические процессы, возникающих в сетях электроснабжения при подключении генерирующих устройств на общую сеть. Результаты показывают, что в случае, когда напряжение сети и генератора равны по значению, но разные по частоте и фазе в энергосистеме имеет место частотная и фазовая модуляция. Это приводит к переходным процессам в электрических сетях на генерирующих установках, что может оказать на них негативное воздействие.

Глава 10.

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

При эксплуатации энергетических установок возобновляемой энергетики с генерированием электроэнергии в общую энергосистему могут возникать процессы, которые ухудшают показатели качества электроэнергии, которые рассматривались ранее. С целью улучшения работы энергоустановок разработаны ряд устройств, которые позволяют измерять энергетические параметры, улучшать совместимость генерируемой электроэнергии, а также преобразователи качественно улучшающие генерируемые напряжения и токи, чтобы в энергосистемах высшие гармоники не превышали нормируемые значения. Рассмотрим схематические решения и принцип работы предлагаемых преобразовательных устройств.

10.1. Устройство для измерения периода колебаний.

В результате разности частот генераторов, подключенных к сети в электроэнергетической системе возникает модуляция, что приводит к появлению модулированных режимов в электроэнергетической системе.

Для устранения модуляции требуется синхронная работа генераторов на одну сеть, с постоянным отслеживанием и взаимной подгонкой частот параллельно работающих генераторов. Динамика работы генераторов машинного типа «мягкая». Однако, статистические преобразователи жестко привязаны по частоте. Следовательно, при подключении в сеть источника тока подобного типа может вызывать перегрузку автоматов и электрических аппаратов из-за инерционности выравнивания частоты машинных генераторов.

Когда источник тока, статический преобразователь, подключается к сети машинный генератор разгружается и частота его работы растет из-за инерционности обработки системы автоматического регулирования (САР) разброс частот может вызвать увеличение тока машинного генератора, что может привести к срабатыванию защиты по току.

Для устранения этого явления желательно частоту статического генератора «привязать» к частоте машинного генератора, то есть статический преобразователь должен быть ведомым, а машинный генератор – ведущим.

На рис. 10.1 показана функциональная схема устройства, на рис. 10.2 показана принципиальная электрическая схема устройства, на рис. 10.3 показаны эпюры импульсов, поступающих на запись в блок логической обработки сигнала (БЛОС).

Устройство для измерения периода колебаний содержит:

- делитель напряжения (ДН), выполненный на резисторах R1 и R2;
- выпрямитель (В), выполнен на элементах VD1, VD2, C1, R3 и R4;
- фильтр (Ф), выполненный на конденсаторах C2 и C3;
- стабилизатор напряжения (СН), выполненный на стабилитронах VD3 и VD4;
- фильтр низких частот (ФНЧ), выполненный на операционном усилителе DA1-1 и элементах R5-R9, C4-C6;
- биполярный источник питания (БИ), который представляет собой два последовательно-встречно включенных источника питания, выполненных на двух суперконденсаторах C₆;
- компаратор (К), выполненный на операционном усилителе DA1-2 и элементах R10-R12;
- устройство гальванической развязки (УГР), выполненное на оптронной паре VS1, логическом элементе DD1-1 и резисторах R13 и R14;
- триггер управления (Т), выполненный на элементе DD2;
- генератор эталонной частоты (ГЭЧ), выполненный на элементах DD1-2 и DD1-3, резисторах R15, R16 и конденсаторе C7;
- блок логической обработки сигнала (БЛОС), выполненный на элементах DD3-2, DD4- DD9;
- буферная память (БП), выполненной на элементах DD10—DD13;
- дешифраторы (ДШ), выполненные на элементах DD14—DD17;
- отсчетное устройство-индикатор (ОУ), выполненное на элементах DD18—DD21.

При этом генератор импульсов выполнен в виде генератора эталонной частоты (ГЭЧ), а выход делителя напряжения (ДН) соединен с входом выпрямителя (В), выход которого соединен с фильтром (Ф), выход которого подключен к стабилизатору напряжения (СН), выход которого соединен с фильтром низких частот (ФНЧ), выход которого через биполярный источник питания (БИ) подключен к

компаратору (К), а выход К подключен к входу устройства гальванической развязки (УГР), выход которого соединен с С-входом триггера управления (Т), выход которого подключен к входу генератора эталонной частоты (ГЭЧ), при этом выход ГЭЧ подключен ко входу блока логической обработки сигнала (БЛОС), выходы которого включены на буферную память (БП), импульсы с которой поступают на дешифраторы (ДШ), выходы которых соединены с соответствующими разрядами отсчетного устройства-индикатора (ОУ).

В предлагаемом устройстве переменное напряжение U подается на делитель напряжения ДН, напряжение с которого поступает на фильтр Ф, выход которого подключается к стабилизатору напряжения СН.

ФНЧ представляет собой активный фильтр низких частот элементы которого приведены согласно расчетным данным по передаточной функции фильтра Чебышева, отличающихся резким спадом амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в переходной полосе, но в полосе пропускания эти характеристики не являются плоскими. Согласно расчетным данным крутизна ската до 4 Гц. Выход ФНЧ через биполярный источник питания (БИ) подключен к компаратору (К).

Выход компаратора подключен ко входу устройства гальванической развязки (УГР). УГР предназначено для гальванической развязки цепей аналоговой обработки напряжения от цепей логической обработки информации. Выходные сигналы с УГР поступает на триггер управления (Т), на вход которого поступают также импульсы калиброванной частоты с генератора эталонной частоты.

Выход триггера (Т) подключен ко входу блока логической обработки сигнала (БЛОС), выход которого включен на буферную память (БП). Импульсы с БП подаются на дешифратор (ДШ), выход которого подключается к отсчетному устройству (ОУ) – индикатору.

Входное напряжение 220 В поступает через делитель напряжения R1, R2, конденсатор C1 на двухполупериодный выпрямитель, собранный на диодах VD1 и VD2. Конденсатор C1 пропускает только переменную составляющую напряжения. Выходы диодов VD1 и VD2 через токоограничивающие сопровождения R3, R4 подключены к фильтру (C2, C3) со стабилизацией напряжения параметрическим стабилизатором напряжения, собранным на VD3, VD4 для питания микросхем и элементов схемы.

Напряжение с делителя R1, R2 поступает на вход низкочастотного активного фильтра, собранного на элементах R5, R6, R7, R8, C4,

C5, C6, DA1-1. Параметры фильтра выбраны согласно расчетным данным по Чебышеву. Крутизна ската для фильтра Чебышева до 4 Гц. Сопротивления R5÷R8 выбраны согласно расчетам номинальными значениями 91 кОм, C4 = 1 мкФ, C5 = 1,2 мкФ, C6 = 0,15 мкФ. Микросхема для активного фильтра низких частот выбрана K140УД20. Выход фильтра подключен к биполярному источнику C6, собранному на электролитических конденсаторах. Напряжение с биполярного источника поступает на инверсный вход компаратора DA1-2. Выход компаратора подключается к светоизлучающему диоду оптронной пары VS1. Коэффициент усиления DA1-2 равно 30, частота на выходе $f = 4$ Гц.

Выход оптрона через схему «ИЛИ» DD1-1, собранном на K561JA7 подключается к триггеру управления DD2 (561TM2). Прямой выход DD2 подключен к генератору частоты DD1-2, DD1-3, R15, R16. Инверсный выход DD2 подключается к схеме формирователя импульсов DD3, DD4 и через схему управления DD3-3, DD4-5, DD4-6, DD5-1, DD5-2, DD5-3, DD5-4, DD5-5 сигнал записывается в буферную память с задержкой 75 нс. Сигнал с буферной памяти поступает дешифратор DD14, DD15, DD16 и затем подается на индикатор DD17 (AAC314A). В данной схеме производится измерение периода T. Преобразование сигнала показана эюрами сигналов (рис. 10.3). Для преобразования периода T в частоту f необходима пересчетная таблица.

Данное устройство позволяет определять период колебаний частоты напряжения сети с 4 Гц и позволяет определять частоту низкочастотного сигнала, биения колебаний и частоту модуляции напряжения.

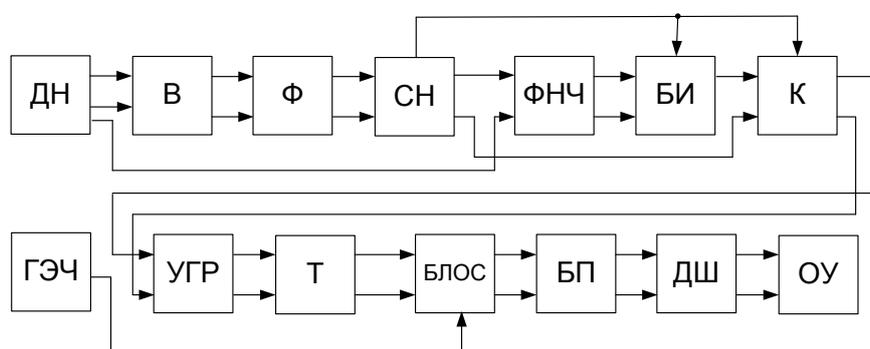


Рис. 10.1. Функциональная блок-схема устройства для измерения периода колебаний

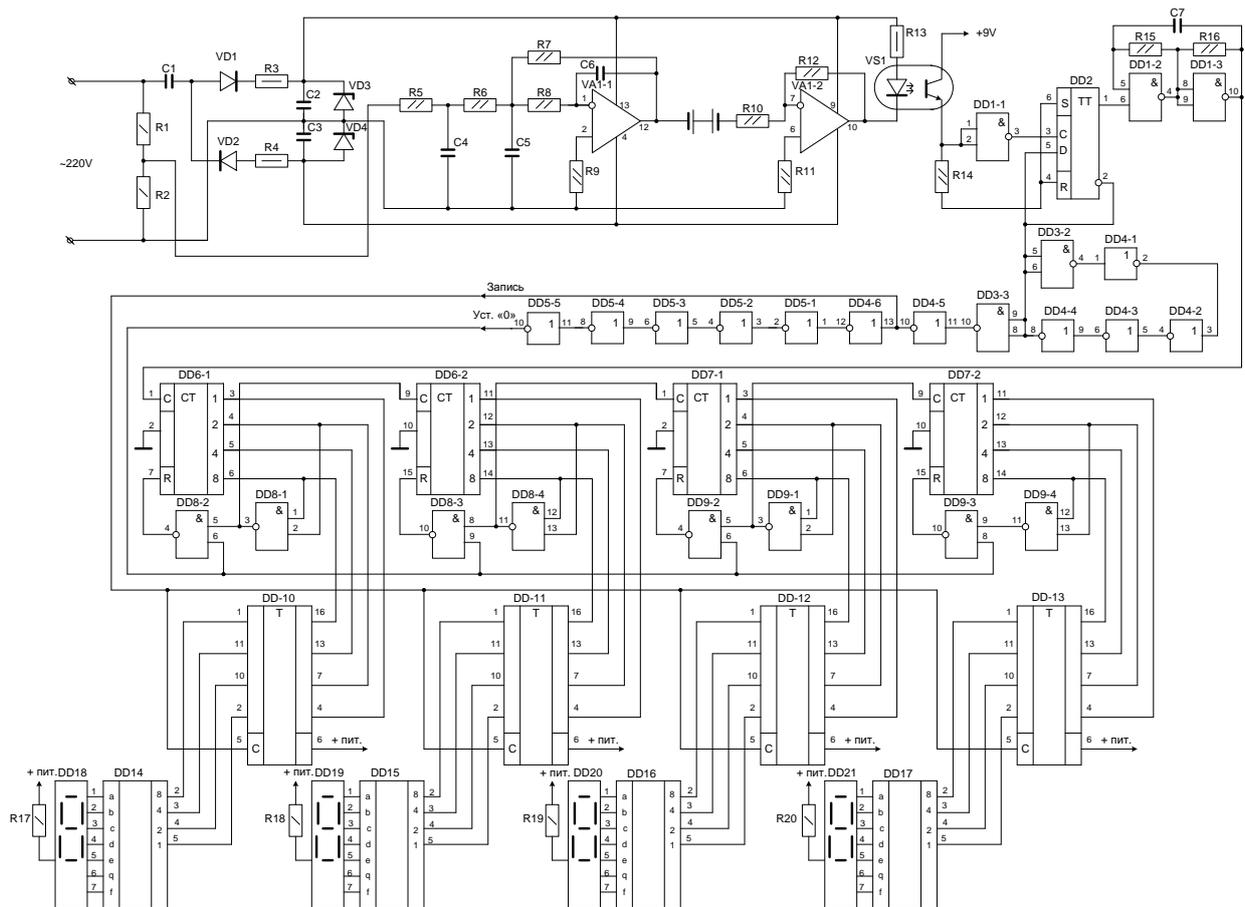


Рис. 10.2. Принципиальная схема устройства для измерения периода колебаний

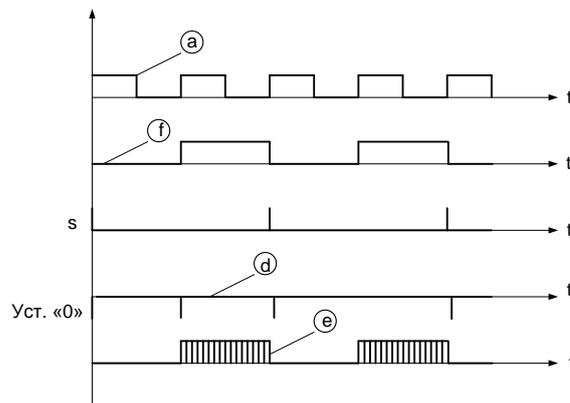


Рис. 10.3. Эпюры импульсов, поступающих на запись в блок логической обработки сигналов

10.2 Устройство для измерения инфранизких частот

Техническими решениями устройства для измерения инфранизких частот являются:

- сетевой многообмоточный трансформатор, выходы которого соединены с блоком постоянных напряжений (БПН), со стабилизатором напряжения (СН) и с делителем напряжения (Д),
- выход Д соединен с фильтром низких частот (ФНЧ);
- напряжение с ФНЧ поступает на инвертирующий усилитель (У);
- после У напряжение поступает на инвертирующий компаратор (К);
- к которому К подключен формирователь прямоугольных импульсов (ФПИ);
- выход ФПИ соединен со входом первого счетчика импульсов (СИ1);
- устройство содержит генератор импульсов (ГИ) эталонной частоты, выходы которого подключены ко входам двух счетчиков импульсов (СИ2 и СИ3);
- сигналы с СИ2 и СИ3 поступают на входы блока буферной памяти (БП);
- выход БП соединен со входом дешифраторов (ДШ);
- выходы ДШ соединены с отсчетным устройством цифровой индикации (И);
- устройство цифровой индикации И выполнено на светодиодных матрицах.

На рис. 10.4 показана функциональная схема устройства, на рис. 10.5 показана принципиальная электрическая схема устройства.

Устройство для измерения инфранизких частот (рис.10.4) содержит сетевой многообмоточный трансформатор, выходы которого соединены с блоком постоянных напряжений (БПН), со стабилизатором напряжения (СН) и с делителем напряжения (Д). БПН содержит два мостовых выпрямителя со стабилизаторами напряжений, а Д выполнен на резисторах R1-R4 и конденсаторах C1 и C2. Источник питания собран на основе трансформатора TV1, а также элементов VD₁ ÷ VD₈, C₃ ÷ C₈, DA₁, VD₉, VD₁₀, R₅, R₆. На элементах VD₁ ÷ VD₄, C₃ ÷ C₆, VD₉, VD₁₀ собраны два параметрических стабилизатора напряжения с напряжением ±12 В. На элементах VD₅ ÷ VD₈, C₇, C₈, DA₁ (K142ЕН8А) собран стабилизатор напряжения на 9 В. Выход делителя напряжения Д соединен с фильтром низких частот (ФНЧ), который реализован на операционном усилителе DA2-1, конденсаторах C1, C2, C9 и резисторах R4, R7, R8. С выхода ФНЧ напряжение по-

ступает на инвертирующий усилитель (У) с коэффициентом усиления $K_y = 30$, который выполнен на элементах DA2-2 и резисторах R10, R12. С усилителя У напряжение поступает на инвертирующий компаратор (К), реализованный на операционном усилителе DA3 типа К544УД1, резисторах R₁₃, R₁₄ и конденсаторе С₁₀. К компаратору К подключен формирователь прямоугольных импульсов (ФПИ), выполненный на резисторе R₁₅ и диодах VD9, VD10, которые подключены к входам логического элемента DD1-1. Выход ФПИ соединен со входом первого счетчика импульсов (СИ1), выполненного на элементах DD₅, DD₆, DD₇, DD₈.

Генератор импульсов (ГИ) эталонной частоты реализован на логических элементах DD₃, конденсаторе С₁₁ и резисторе R₁₆ и работает на частоте 1000 Гц.

Выходы ГИ подключены ко входам двух счетчиков импульсов (СИ2 и СИ3), выполненных на элементах DD₉, DD₁₀. С выходов счетчиков СИ2 и СИ3 сигналы поступают на входы блока буферной памяти (БП), реализованного на элементах DD₁₁, DD₁₂. Выход блока БП соединен со входом дешифраторов (ДШ), выполненных на элементах DD₁₃, DD₁₄. Выходы ДШ соединены с отсчетным устройством цифровой индикации (И), выполненного на светодиодных матрицах.

Переменное напряжение 220 В (рис.10.5) поступает на первичную обмотку трансформатора TV, со вторичных обмоток имеем ряд напряжений - переменное напряжение 36 В поступает на делитель, а два других напряжения со вторичных обмоток TV поступают на блок постоянных напряжений БПН.

БПН содержит два выпрямителя, собранных по мостовой схеме с фильтрами, выходы которых подключены к стабилизаторам напряжений.

На выходе стабилизаторов имеем ± 12 В с первого стабилизатора, собранного по параметрической схеме с двумя стабилитронами и +9 В со второго стабилизатора напряжения.

Стабилизированное напряжение с параметрического стабилизатора ± 12 В предназначено для питания:

- фильтра инфранизких частот $f_{\phi} \leq 4$ Гц, который собран на элементах DA2-1 (К140УД20); R₃, R₄, R₇, R₈, R₉, С₁, С₂, С₉ (фильтр Чебышева);

- усилителя инфранизкочастотных колебаний, который собран по схеме инвертирующего усилителя на операционном усилителе DA2-2, R₁₀, R₁₁, R₁₂;

- компаратора на операционном усилителе DA3 (K544УД1) R₁₃, R₁₄, C₁₀ (инвертирующий компаратор), при этом использование C₁₀ устраняет возможный «дребезг контактов», для нормальной работы последующих счетчиков.

Стабилизированное напряжение с параметрического стабилизатора, выполненного на микросхеме K142ЕН8А +9 В предназначено для питания логических элементов блоков: формирователя прямоугольных импульсов ГИ эталонной частоты, счетчиков импульсов СИ1 и СИ2, микросхем, входящих в блок буферной памяти БП, дешифраторов ДШ и отсчетного устройства цифровой индикации И, выполненной на светодиодах.

Для согласования биполярного выходного напряжения со входом логических схем в приведенную принципиальную схему введен резистор R₁₅ и диоды VD9, VD10, которые подключены к входам DD1-1. На выходе DD1-1 (вывод 3) присутствуют прямоугольные колебания, соответствующие выделенным фильтром колебаний, но имеющие логический уровень единицы + 9 В для нормальной работы последующей цепочки микросхем. Элемент DD1-2 коммутирует подачу импульсов, выделенной фильтром частоты на калиброванное время счета.

С первой обмотки переменное напряжение 36 В через делитель напряжения R1, R2 подается на вход с фильтра инфранизких частот, собранного на элементах DA2-1, C1, C2, C9, R4, R7, R8. Выход ФНЧ подключен ко входу инвертирующего усилителя У на элементах DA2-2, R10, R12 с коэффициентом усиления $K_y = 30$. Напряжение с выхода У подается на вход компаратора К.

Калиброванное время счета вырабатывается схемой, состоящей из триггера управления DD2, четырех декадных счетчиков DD₅, DD₆, DD₇, DD₈, а также управляемый генератором DD₃, C₁₁, R₁₆, который работает на частоте 1000 Гц и управляется триггером управления.

При поступлении на «S» вход триггера управления (DD2) (рис.10.5) первого из измеряемых импульсов триггер переходит в единичное состояние, то есть на выходе (вывод 1) появляется уровень логической единицы. Этот сигнал запускает управляемый генератор по входу (вывод 9) DD3-3. На выходе DD-3 (вывод 10) появ-

ляются импульсы с частотой следования 1000 Гц. Эти импульсы поступают на вход первой декады двоично-десятичного счетчика DD5-1, DD6-1, DD6-2.

С выхода первой декады DD6-2 (вывод 4) каждый десятый импульс поступает на вход второй декады DD5-2, DD6-3, DD6-4.

С выхода второй декады DD6-3 (10) каждый сотый импульс поступает на вход третьей декады DD7-1(2), DD8-1, DD8-2.

С выхода третьей декады DD8-1 (3) выходят уже секундные импульсы. Для достижения точности до 0,1 Гц секундные импульсы поступают на вход четвертой декады DD7-2(10).

Следовательно, с выхода четвертой декады импульсы следуют каждые 10 секунд. Первый десятисекундный импульс устанавливает триггер управления в нулевое состояние, то есть нуль на выходе DD2(1). Работа генератора прекращается.

Таким образом, вырабатывается временной интервал, в течение которого осуществляется подсчет импульсов, которые были выделены фильтром.

Одновременно при поступлении первого счетного импульса триггер управления открывает DD1-2 по входу (6) и обеспечивает поступление этих импульсов на вход первой декады счетчика счетных импульсов DD₉, DD₁₀ (вход 2 DD9-1).

С выхода первой декады DD10-1 (3) каждый десятый импульс переходит на счет во вторую декаду DD9-2(10). Эти декады аналогичны декадным счетчикам временного интервала.

Выходы каждой декады подключаются на буферную память DD11 и DD12. Количество счетных импульсов, подсчитанное этим счетчиком, записывается в буферную память десятисекундным импульсом по входу 6 микросхем DD11 и DD12.

На микросхеме DD4 выполнена линия задержки примерно на 1 мксек. Они инвертируются на микросхеме DD3-4 и через 1 мксек устанавливают двухдекадный счетчик DD9, DD10 в «нуль» и прибор готов к приему следующего цикла измерения.

Число счетных импульсов из буферной памяти поступает на индикацию (светодиодная матрица АЛС 314А) через дешифраторы двоично-десятичного кода в семисегментный код. Точка, разделяющая единицы и десятые доли частоты Герца, включена постоянно после второй декады.

В конце следующего цикла происходит перезапись информации в буферную память.

Анализ схемотехники устройства показывает, что наличие стабилизаторов напряжений, фильтров низких частот позволяет отстроиться от высокочастотных импульсных помех, возникающих в измеряемых цепях при импульсных переходных процессах, особенно на высших гармониках, а построение схемотехники данного устройства исключает возможность ложных срабатываний при счете, записи и индикации снятия частотной характеристики в исследуемых цепях.

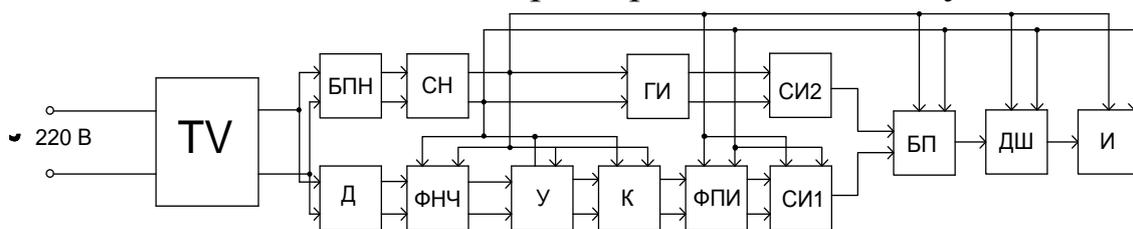


Рис. 10.4. Блок-схема устройства для измерения инфранизких частот

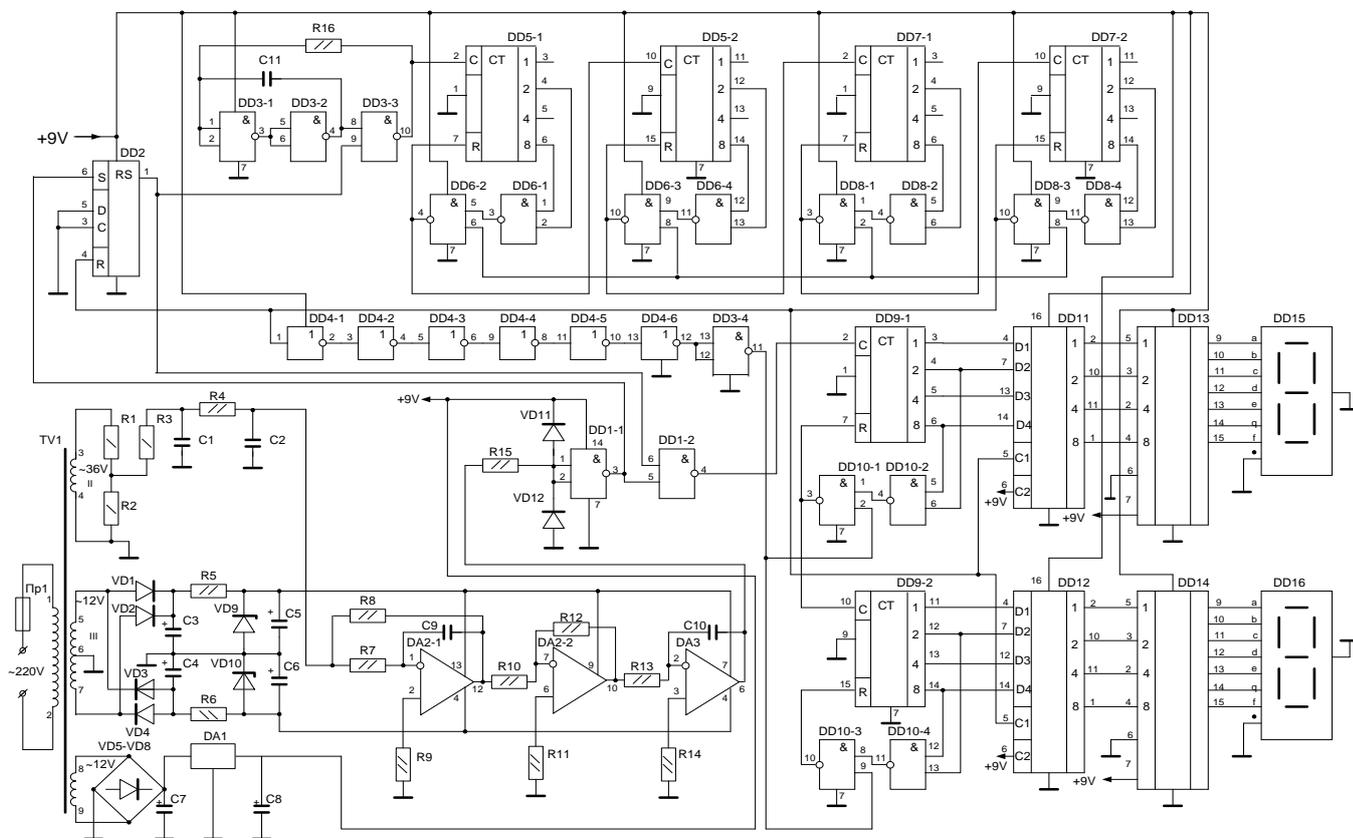


Рис. 10.5. Принципиальная схема устройства для измерения инфранизких частот

Полумостовой коммутатор полуволн. На рис.10.6 изображена принципиальная электрическая схема устройства.

Полумостовой коммутатор полуволн включает входной выпрямитель на диодах VD9-VD12, трансформатор TV2, два силовых транзистора VT7 и VT8, два конденсатора C10 и C11, образующих с двумя силовыми транзисторами VT7 и VT8 полумостовую схему.

Трансформатор TV2 содержит одну первичную обмотку I, две обмотки управления II и III и три вторичных обмотки IV, V и VI, каждая из которых нагружена на выпрямительный мост (VD17-VD20, VD21-VD24 и VD25-VD28) и конденсаторный сглаживающий фильтр C12, C13 и C14.

Каждая из обмоток управления II и III TV2 нагружена на диодный выпрямитель (VD13, VD14 и VD15, VD16) и сглаживающий конденсатор (C12, C13) и подключена к эмиттерному переходу соответствующего силового транзистора VT7 или VT8.

Блок питания устройства собран по схеме полумостового коммутатора полуволн с рабочей частотой 25 кГц.

Переменное напряжение 220 В 50 Гц подается на вход устройства и после мостового выпрямителя на диодах VD9-VD12 выпрямленное напряжение поступает на полумостовой коммутатор полуволн, выполненный на конденсаторах C10 и C11 и силовых транзисторах VT7 и VT8.

Через цепь запуска коммутатора полуволн, выполненной в виде резистора R36, включенного между коллектором и базой силового транзистора VT7, запускается в работу полумостовой коммутатор полуволн, работающей на частоте 25 кГц. Повышенная частота преобразования выбрана с целью уменьшения массогабаритных характеристик трансформатора TV2, габариты которого фактически определяют габариты всего устройства.

На выходе трансформатора TV2 имеются три вторичных обмотки IV, V и VI, каждая из которых нагружена на свой выпрямительный мост и конденсаторный сглаживающий фильтр:

- VD17-VD20 и C12 для получения постоянного напряжения +5В;
- VD21-VD24 и C13 для получения постоянного напряжения +12В;
- VD25-VD28 и C14 для получения постоянного напряжения -12В.

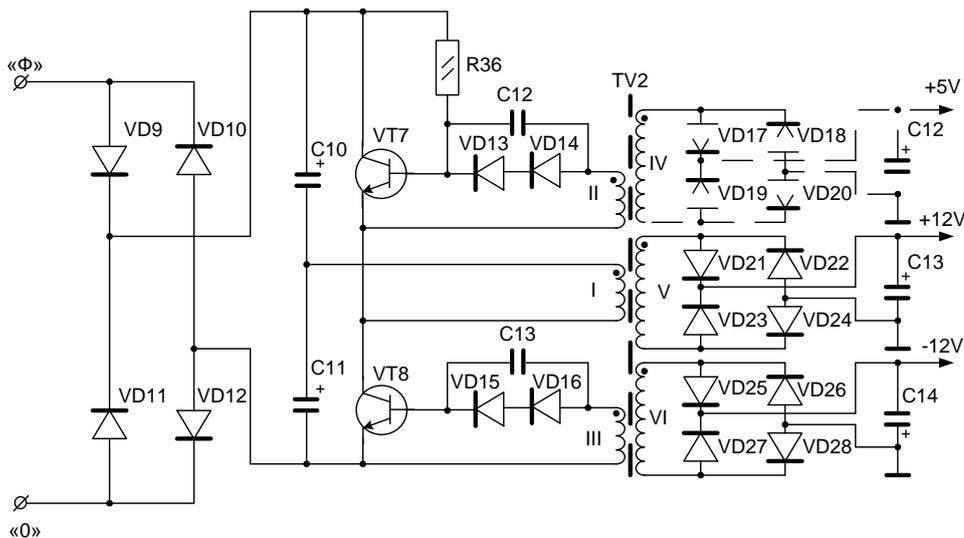


Рис. 10.6. Принципиальная схема коммутатора полуволн

10.3 Аналитические методы расчета потерь при совместной работе суперконденсаторов и аккумуляторов с солнечными батареями. Разработка схемотехнических решений.

Для локальных потребителей электроэнергии, работающих в основной системе электроснабжения небольших объектов, удаленных от промышленных сетей электроснабжения необходимым является сохранение и аккумуляция электрической энергии при отсутствии генерации электроэнергии от солнечных батарей.

Аккумуляция электрической энергии становится еще более актуальной задачей при использовании возобновляемых источников для генерирования электрической энергии. Кроме аккумуляторных батарей, имеющих высокую стоимость и небольшой срок службы, возможно использование суперконденсаторов. Суперконденсаторы (СК), имеющие большую емкость, обладают тем недостатком, что при подключении к нагрузке разряд происходит в течение небольшого периода времени. Следовательно, совместное использование суперконденсаторов и аккумуляторных батарей с управлением времени разряда суперконденсаторов требует разработки модуля управления аккумулялирующим устройством на базе суперконденсаторов и анализа работы суперконденсаторов при заряде и при разряде, вывод аналитических выражений при расчете мощности потерь.

Закон изменения заряда и разряда суперконденсатора можно описать с помощью метода на основе интегрирования дифференциального уравнения модели или метода с использованием операционного исчисления, в котором так же, как и в методе с использованием

переходной функции, каждый импульс последовательности, который осуществляется во время заряда или во время разряда представляем алгебраической суммой двух одинаковых по величине перепадов напряжений, сдвинутых во времени.

Модуль управления аккумулирующим устройством на базе суперконденсаторов представляет собой устройство автоматического бесконтактного подключения суперконденсаторов на заряд от солнечных батарей или на разряд на нагрузку. Блок-схема модуля управления представлена на рис. 10.7.

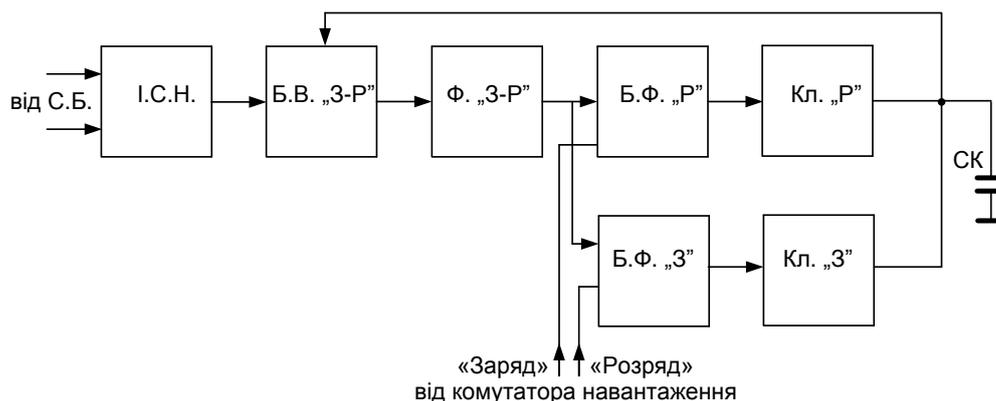


Рис. 10.7. Функциональная схема модуля управления аккумулирующим устройством.

Устройство состоит из следующих основных блоков:

- импульсный стабилизатор напряжения (ИСН);
- блок определения "заряд-разряд" СК (Б. «З-Р»);
- фиксатор «заряд-разряд» СК (. «З-Р»)
- блок формирования заряда СК (Б.Ф. «З»);
- блок формирования разряда СК (Б.Ф. «Р»);
- ключ заряда СК (Кл. «З»);
- ключ разряда СК (Кл. «Р»).

Принципиальная схема модуля управления приведена на рис. 10.8.

Работа устройства. Импульсный стабилизатор напряжения (ИСН) стабилизирует напряжение, поступающее с солнечных батарей и обеспечивает стабильным напряжением питания схему устройства и СК. Блок определения "заряда-разряда" суперконденсатора выполнен на двух компараторах DA 1-1 и DA 1-2, реализованных на сдвоенном операционном усилителе. Блок содержит источник ста-

ляется сигнал логической "1" и, при поступлении от коммутатора нагрузок так же сигнала логической "1", по линии "3" (заряд) на выходе "10» DD 2-3 появляется логический "0", и на выходе "4" DD 2-2 также присутствует сигнал логического "0" и ключ VT2 закрывается, при этом транзистор VT4 закрывается и через АОТ2 открывается транзистор VT1, включая в режим заряда суперконденсатора СКЗ.

Для стабилизации выходного напряжения солнечной батареи (СБ) служит ИСН, с выхода которого поступает положительное и отрицательное напряжения для питания устройства зарядки СК. На каждом СК присутствует соответствующее только ему напряжение заряда, поэтому на каждый СК должно подаваться свое напряжение зарядки. Следовательно, каждый СК должен быть оснащен своим модулем управления аккумулирующим устройством, осуществляющим контроль «заряд-разряд» СК. Если СК заряжен, то отрицательным фронтом с выхода DA 1-1 он устанавливается в положение готовности к разряду.

Блок "З-Р" состоит из двух пороговых элементов: элемент пороговый заряженного конденсатора и элемент разряженного конденсатора на операционных усилителях DA 1-1 и DA 1-2 соответственно, на один из входов которых подано опорное напряжение, на другие входы подано напряжение от СК через делители напряжения R1, R2 и R3, R4 соответственно. При равенстве этих напряжений, а именно эталонного (опорного) напряжения и напряжения "зарядов" или "разрядов" СК, на выходах DA 1-1 или DA 1-2 появляется отрицательный перепад напряжения. Этот перепад и фиксирует Ф "З-Р" на D-триггере DD1, включенный в режиме RS-триггера, выдавая команды: заряжен конденсатор (на прямом выходе) и конденсатор разряжен (на инверсном выходе) сигнал логической "1".

Команда СК "заряжен" поступает на вход логической схемы DD 2-1, выполняющей функцию "И-НЕ". Если на втором входе DD 2-1 также присутствует логическая "1", то есть поступил сигнал "разряд" от коммутатора нагрузки солнечной батареи, то на выходе DD 2-1 появляется сигнал логического "0", то есть напряжение общего провода.

На логическом элементе DD 1-2 это напряжение инвертируется, то есть становится логической "1" и поступает через резисторный делитель R12, R13 на базу VT3. Транзистор VT3 открывается, в результате чего светодиод оптронной пары АОТ 1 через балластный резистор R14 начинает светиться, вследствие чего открывается составной транзистор оптронной пары АОТ 1, при этом на затвор силового ключа VT2 подается отрицательное напряжение.

Силовой ключ на полевом транзисторе VT2 открывается и начинается разряд СКЗ на нагрузку. СКЗ разряжается до нижнего порога и с выхода ДА 1-2 отрицательным фронтом переключает Ф "З-Р" на D-триггере DD1 в другое устойчивое состояние - на прямом выходе появляется сигнал логического "0", который сигнализирует о разряде СК 3 и передает информацию на разряд СК следующей ячейки. Силовой ключ VT2 закрывается. На логическом элементе DD 2-3 появляется сигнал готовности к заряду СК 3: на инверсном выходе DD 1-1 присутствует логическая "1" и при поступлении от коммутатора нагрузок солнечных батарей сигнала "заряд" (логической "1") на выходе DD 2-3 появляется сигнал логического "0", который через делитель R15, R16 подается на базу транзистора VT4, который закрывается. При этом прекращается ток через светодиод в оптронной паре АОТ 2 и составной транзистор оптопары АОТ 2 закрывается. На затворе VT1 появляется через буферный резистор R10 потенциал положительной полярности напряжения питания. Полевой ключ открывается и начинается заряд СК 3.

После заряда СК 3, Ф "З-Р" на D-триггере DD1 переходит в другое устойчивое состояние и на прямом выходе DD1 появляется сигнал логической "1", на инвертном выходе DD1 - сигнал логического "0", при этом информация о заряженном СК 3 передается в следующую ячейку, и если в ней СК заряжен, то он начинает разряжаться. Далее процесс повторяется по всей цепочке до полных зарядов всех СК, а затем при необходимости и разрядов СК на нагрузку.

Расчет мощности потерь в суперконденсаторе аналитическими методами базируется на эквивалентной схеме, характеризующей его свойства в широком диапазоне частот. В реальной диэлектрике суперконденсатора имеют место релаксационные процессы с постоянными времени $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_i, \dots, \tau_k$, которые соответствуют конечному числу цепочек $C_1R_1, C_2R_2, \dots, C_iR_i$.

Потери, обусловленные сквозной проводимостью диэлектрика на 5 порядков ниже, чем потери в диэлектрике. В большинстве случаев потерями сквозной проводимости можно пренебречь. Потери в металлических частях конденсатора обычно невелики (до 10% от потерь в диэлектрике).

Общая мощность потерь всей модели СК находится суммированием потерь во всех СК

$$P_{\Pi} = \sum_{i=1}^k P_{\Pi i}, \quad (10.1)$$

Напряжение, прикладываемое к RC-цепочке $u(t)$ складывается из напряжений на активном резисторе R_i и на конденсаторе C_i .

$$u(t) = U_R(t) + u_C(t) \quad (10.2)$$

Известно, что $U_R(t) = R_i \frac{dQ(t)}{dt}$; $u_C(t) = \frac{Q(t)}{C_i}$, где $Q(t)$ - заряд, накапливаемый на конденсаторе C_i .

Подставляя значения $U_R(t)$ и $u_C(t)$ в выражение (10.2), получаем дифференциальное уравнение, описывающее процессы в цепочке $C_i R_i$.

$$R_i \frac{dQ(t)}{dt} + \frac{Q(t)}{C_i} = u(t)$$

или

$$\frac{dQ(t)}{dt} + \frac{Q(t)}{\tau_i} = \frac{u(t)}{R_i} \quad (10.3)$$

Интегрирование уравнения (10.3) при заданном $u(t)$ дает закон изменения запасаемого заряда $Q(t)$, который позволяет рассчитать мощность потерь.

Рассмотрим методы расчета мощности потерь в установившемся режиме на примере заряда СК последовательностью прямоугольных импульсов амплитудой U_p , периодом повторения T_n и длительностью t_u (рис. 10.9).

Действующее на $C_i R_i$. Напряжение

$$u(t) = \begin{cases} U_p & \text{при } 0 \leq t \leq t_u \\ 0 & \text{при } t_u \leq t \leq T_n \end{cases}$$

Представим это напряжение в виде алгебраической суммы двух смещенных во времени перепадов напряжения:

$$u(t) = u_1(t) - u_1(t - t_u),$$

где $u_1(t) = U_p$ при $0 \leq t \leq \infty$; $u_1(t - t_u) = U_p$ при $t_p \leq t \leq \infty$.

При таком представлении напряжения запасаемый в суперконденсаторе C_i заряд $Q_1'(t)$ во время действия первого перепада напряжения (рис. 10.9, б) определяется произведением

$$Q_1'(t) = U_p C_i [1 - A(t)] = U_p C_i \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right], \quad (10.4)$$

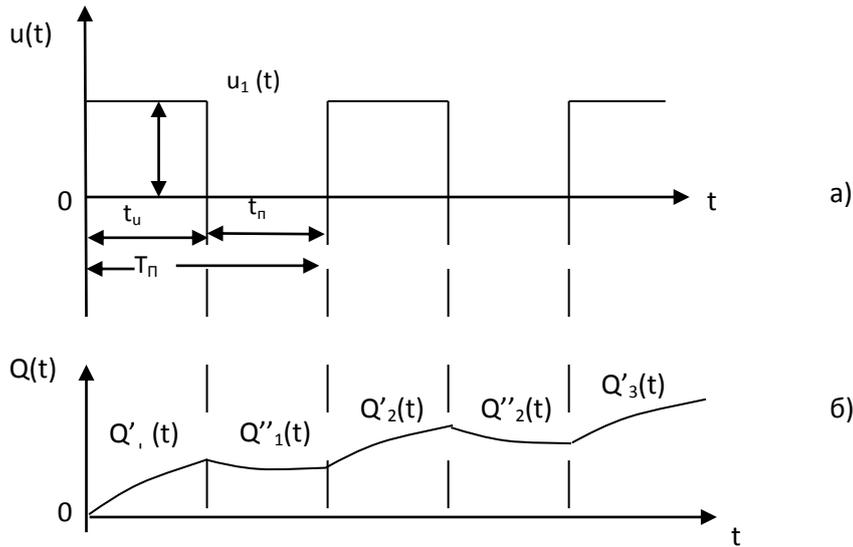


Рис. 10.9. Временная диаграмма прямоугольных импульсов (а) и характер изменения заряда на СК $Q C_i(\delta)$.

где $A(t) = e^{-\frac{t}{\tau_i}}$ - переходная функция $C_i R_i$, изменяющаяся в пределах от до $A(0) = 1$ до $A(\infty) = 0$; $\tau_i = R_i C_i$.

Аналогично определяется отдаваемый СК заряд $Q''_1(t)$ во время паузы между первым и вторым импульсами заряда СК, как реакция цепи на второй перепад напряжения

$$Q''_1(t) = U_p C_i (1 - e^{-\frac{t-t_u}{\tau_i}})$$

Результирующий заряд за первый период повторения

$$Q_1(t) = Q'_1(t) - Q''_1(t) = U_p C_i (e^{t_u/\tau_i} - 1) e^{t_u/\tau_i} = Q_M e^{t_u/\tau_i}, \quad (10.5)$$

где $Q_M = U_p C_i [e^{t_u/\tau_i} - 1]$.

Закон изменения заряда в установившемся режиме найдем, воспользовавшись принципом суперпозиции, в соответствии с которым заряд при действии $(n+1)$ -го импульса ищем в виде суммы слагаемых, каждый из которых определяется действием отдельных импульсов напряжения заряда (от 1-го до n -го), плюс заряд от действия первого перепада $(n+1)$ -го импульса. Результирующий заряд в первом периоде повторения определяется формулой (10.5). Для нахождения результирующего заряда во втором периоде надо учесть сдвиг по времени на величину периода повторения T_n и в формулу (10.5) вместо t ввести время $(t - T_n)$ и т.д. Заряд же от действия первого перепада $(n+1)$ -го импульса $Q'_{n+1}(t)$ определится

формулой (10.4) подстановкой в нее времени $(t - n \cdot T_{\Pi})$. Таким образом, закон изменения заряда при действии $(n+1)$ -го импульса в интервале времени $n \cdot T_{\Pi} \leq t \leq n \cdot T_{\Pi} + t_u$

$$Q_n(t) = Q_M \frac{e^{\frac{eT_{\Pi}}{\tau_i}} - 1}{\frac{T_{\Pi}}{\tau_i} - 1} e^{-\frac{t}{\tau_i}} + U_p C_i \left(1 - e^{-\frac{t-nT_{\Pi}}{\tau_i}} \right)$$

Если текущее время t_1 , отсчитываемое от начала первого импульса заряда, заменить временем $t' = t - n \cdot T_{\Pi}$, отсчитываемым от начала $(n+1)$ -го импульса, и $n \rightarrow \infty$, что соответствует установившемуся импульсному режиму, то получим уравнение, описывающее закон нарастания заряда во время действия импульса напряжения в установившемся режиме:

$$Q_u(t') = U_p C_i - U_p C_i \frac{1 - e^{-\frac{T_{\Pi} - t_u}{\tau_i}}}{1 - e^{-\frac{T_{\Pi}}{\tau_i}}} e^{-\frac{t'}{\tau_i}} \quad (10.6)$$

Закон уменьшения заряда в паузе между импульсами в установившемся режиме получим суммируя результирующие заряды от действия $(n+1)$ импульсов напряжения

$$Q_{\Pi}(t') = U_p C_i \frac{1 - e^{-\frac{t_u}{\tau_i}}}{1 - e^{-\frac{T_{\Pi}}{\tau_i}}} e^{-\frac{t' - t_u}{\tau_i}} \quad (10.7)$$

Средняя за период повторения мощность потерь в i -том элементе ($R_i C_i$) определяется по формуле

$$P_{ni} = \frac{1}{T_{\Pi}} \left\{ \int_0^{t_u} R_i \left[\frac{dQ_u(t')}{dt'} \right]^2 dt' + \int_{t_u}^{T_{\Pi}} R_i \left[\frac{dQ_{\Pi}(t')}{dt'} \right]^2 dt' \right\} \quad (10.8)$$

То же самое можно получить значение P_{ni} , но при меньшем объеме вычислений, воспользовавшись формулой

$$P_{ni} = \frac{1}{T_{\Pi}} \int_0^{t_u} u(t) [dQ_u(t') dt'] dt', \quad (10.9)$$

где $u(t)$ - закон изменения напряжения во время действия импульса заряда.

Если подставим в формулу (10.9) значение $u(t) = U_p$ и производную от $Q_u(t')$, после преобразований получим

$$P_{ni} = \frac{U_p^2 \cdot C_i}{T_{\Pi}} \cdot \frac{\left\{ 1 - e^{-\frac{T_{\Pi} - t_u}{\tau_i}} \right\} \left\{ 1 - e^{-\frac{t_u}{\tau_i}} \right\}}{1 - e^{-\frac{T_{\Pi}}{\tau_i}}} \quad (10.10)$$

Закон нарастания заряда на конденсаторе C_i во время действия импульса напряжения (интервал $0 \leq t \leq t_u$)

$$Q_U(t) = U_p C_i \frac{1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}}{1 - e^{-\frac{T_{II}}{\tau_i}}} e^{-\frac{t}{\tau_i}} \quad (10.11)$$

Закон убывания заряда в паузе между импульсами (интервал $0 \leq t \leq t_{II}$)

$$Q_{II}(t) = U_p C_i \frac{1 - e^{-\frac{t_u}{\tau_i}}}{1 - e^{-\frac{T_{II}}{\tau_i}}} e^{-\frac{t}{\tau_i}} \quad (10.12)$$

Процессы заряда-разряда суперконденсаторов можно анализировать и с использованием методов операционного исчисления. Каждый процесс заряда СК можно рассматривать в виде импульса последовательности с большим временем и представлять алгебраической суммой двух одинаковых по величине перепадов напряжений $u_1(t)$ и $u_1(t - t_u)$, сдвинутых во времени.

Изображение первого импульса

$$U_1'(p) = \frac{U_p}{(p)} \quad (10.13)$$

На основании теоремы запаздывания изображение второго перепада, сдвинутого во времени на t_u

$$U_1''(p) = U_1'(p) e^{-ptu} = \frac{U_p}{p e^{-ptu}} \quad (10.14)$$

Следовательно, изображение действующего на RC-цепочку напряжения для любого момента времени (интервал $0 \leq t \leq \infty$) на основании теоремы запаздывания можно представить выражением

$$U(p) = \frac{U_p}{p} \cdot \frac{1 - e^{-ptu}}{1 - e^{-pT_{II}}} \quad (10.15)$$

Изображение тока, протекающего через цепь $R_i C_i$ связано с изображением напряжением передаточной функцией цепи $K(p) = p \frac{C_i}{1 + p\tau_i}$, которая является проводимостью этой цепи в операторной форме, то есть

$$I(p) = U(p) \cdot K(p) = \frac{U_p C_i}{1 + p\tau_i} \cdot \frac{1 - e^{-ptu}}{1 - e^{-pT_{II}}} \quad (10.16)$$

Оригинал тока можно найти по формуле обратного преобразования Лапласа (интервал Бромвича). Ток установившегося процесса

$$i_{np}(t) = i(t) - i_{св}(t) \quad (10.17)$$

$$i_{\text{св}}(t) = \frac{U_p}{R_i} \frac{1 - e^{-\frac{t_u}{\tau_i}}}{\frac{T_{\Pi}}{1 - e^{-\frac{t_u}{\tau_i}}}} e^{-\frac{t}{\tau_i}} \quad (10.18)$$

$$i_{\text{пр}}(t) = \frac{U_p}{R_i} \cdot \frac{e^{\frac{T_{\Pi}}{\tau_i}} - e^{-\frac{t_u}{\tau_i}}}{\frac{T_{\Pi}}{e^{\frac{T_{\Pi}}{\tau_i}} - 1}} e^{-\frac{t}{\tau_i}} \quad (10.19)$$

Как метод с использованием переходной функции, так и операторный метод требуют представления действующего на РС цепь напряжения $U(t)$ с суммой элементарных функций (перепадов, линейных функций, синусоид, экспонент). При этом очень сложные формы напряжения трудно представить суммой простых функций. Метод, основанный на интегрировании дифференциального уравнения, требует только функционального описания закона изменения $U(t)$ на отдельных временных интервалах напряжения, тока.

При работе солнечных батарей для автономного электропитания объектов аккумулярование электрической энергии может осуществляться СК и аккумуляторными батареями (АБ), работающими совместно. Для подзарядки АБ можно использовать СК. Энергетический процесс работы АБ состоит из: а) процесса заряда АБ; б) АБ заряжена и э.д.с. E аккумуляторной батареи равен напряжению U_c суперконденсатора; в) процесс разряда АБ на нагрузку.

Энергия АБ:

$$W = u \cdot i \cdot t;$$

Если $Q=C \cdot U$; $i = \frac{dQ}{dt}$; $U = \frac{Q}{C}$, то

$$W = \frac{Q(t)}{C} \cdot \frac{dQ(t)}{dt} \cdot t = \frac{Q(t) \cdot t}{C} \frac{dQ}{dt} \quad (10.20)$$

Возьмем производную энергии за время $t \frac{dW}{dt}$, проинтегрируем данное выражение. Данное выражение будет равно $L(t)$ - энергии заряженного конденсатора, или равно нулю при полном разряде. При заряженной АБ равной величине $L(t)$ суперконденсатора возьмем интеграл по левой и правой части формулы.

$$\int \frac{d}{dt} \left[\frac{Q(t) \cdot t}{C} \frac{dQ(t)}{dt} \right] = \int L(t) dt$$

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{Q(t) dQ(t)}{C} \cdot t \right] = L(t)$$

$$Q(t) = \sqrt{2 \int \frac{C \cdot L(t)}{t} dt} \cdot \quad (10.21)$$

Мощность потерь в СК, на которое действует напряжение трапецеидальной формы (рис. 10.10) можно рассчитать методом, основанным на решении дифференциального уравнения.

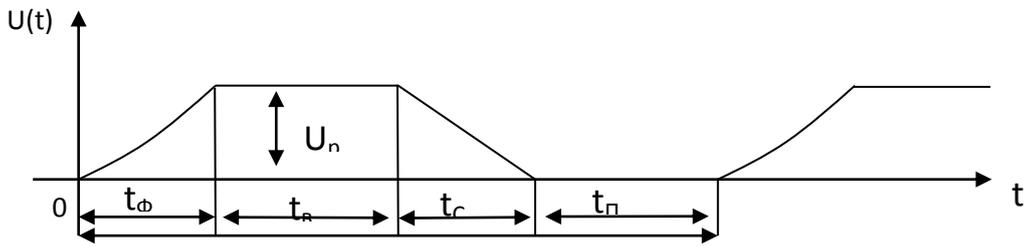


Рис 10.10. Временная диаграмма напряжения на суперконденсаторе.

Закон изменения напряжения на отдельных временных интервалах, действующего на суперконденсатор, можно записать в виде

$$u(t) = \begin{cases} \frac{U_p}{2 \left[1 - \cos \frac{\pi}{t_\phi} t \right]} & \text{при } 0 \leq t \leq t_\phi \\ U_p & \text{при } 0 \leq t \leq t_{ex} \\ U_p - \frac{U_p}{2 \left[1 - \cos \frac{\pi}{t_\phi} t \right]} & \text{при } 0 \leq t \leq t_e \end{cases} \quad (10.22)$$

Для интервала $0 \leq t \leq t_\phi$

$$Q(t) = \frac{U_p C_i}{2} = \frac{U_p C_i t_\phi^2}{2(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \cos \frac{\pi}{t_\phi} \cdot t - \frac{U_p C_i t_\phi \tau_i}{2(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \sin \frac{\pi}{t_\phi} \cdot t + Q_\phi e^{-\frac{t}{\tau_i}}. \quad (10.23)$$

Для интервала $0 \leq t \leq t_{BX}$

$$Q_2(t) = U_p C_i + Q_B e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (10.24)$$

Для интервала $0 \leq t \leq t_c$

$$Q_3(t) = U_p C_i - \left[\frac{U_p + U_\pi}{t_c} \right] (t - \tau_i) + Q_c e^{-\frac{t}{\tau_i}}. \quad (10.25)$$

Мощность потерь в i -том СК определяем по формуле

$$P_{ni} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_\phi} U_1(t) \frac{dQ_1(t)}{dt} dt + \int_0^{t_B} U_2(t) \frac{dQ_2(t)}{dt} dt + \int_0^{t_c} U_3(t) \frac{dQ_3(t)}{dt} dt \right], \quad (10.26)$$

где $U_1(t), \dots, U_3(t)$ - изменения напряжения на отдельных временных интервалах импульса заряда определяется по выражению (10.22);

$\frac{dQ_1(t)}{dt} dt, \dots, \frac{dQ_3(t)}{dt} dt$ - изменения тока во время действия соответствующего участка зарядного импульса, определяемые дифференцированием выражений (10.23),..., (10.25).

Формула мощности потерь в i -том суперконденсаторе для трапецеидального импульса заряда СК с косинусоидальным фронтом и линейным спадом.

$$P_{wi} = \frac{U^2 C_i}{T_n} \left\{ \frac{\tau_i}{t_c} - \frac{\tau_i^2}{t_c^2} \cdot \frac{\left[1 - e^{-\frac{t_c}{\tau_i}} \right] \left[1 - e^{-\frac{T_n - t_c}{\tau_i}} \right]}{1 - e^{-\frac{T_n - t_c}{\tau_i}}} - \frac{\tau_i (\pi^2 \tau_i^2)}{2t_c (t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \frac{\left[1 + e^{-\frac{t_\phi}{\tau_i}} \right] \left[1 - e^{-\frac{t_c}{\tau_i}} \right] \left[e^{-\frac{t_c}{\tau_i}} \right]}{1 - e^{-\frac{T_n}{\tau_i}}} + \right. \\ \left. + \frac{(\pi^2 \tau_i^2)^2}{4(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)^2} \frac{\left[1 + e^{-\frac{t_\phi}{\tau_i}} \right] \left[1 + e^{-\frac{T_n - t_\phi}{\tau_i}} \right]}{1 - e^{-\frac{T_n}{\tau_i}}} + \frac{\pi^2 \cdot \tau_i \cdot t_\phi}{8(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \right\}. \quad (10.27)$$

При значениях $t_\phi=0$ и $t_c=0$ данная формула преобразуется для идеального прямоугольного импульса.

При заряде СК от источника постоянного напряжения через зарядный резистор напряжение и ток определяем по формулам

$$u = u_0 \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \quad (10.28)$$

$$i = \frac{u_0}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} = i_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (10.29)$$

При заряде СК от источника постоянного напряжения через зарядный дроссель L напряжение и ток определяем по формулам

$$u = u_0 \left[1 - e^{-0,5\delta\omega \cdot t} \cdot \cos \omega_0 t \right] \quad (10.30)$$

$$i = \frac{u_0}{Z} e^{-0,5\delta\omega_0 t} \cdot \sin \omega_0 t, \quad (10.31)$$

где $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$; $\delta = \frac{R}{Z}$; $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

В момент коммутации зарядное напряжение на СК.

$$U_{ск} = U_0 \left[1 + e^{-0,5\delta\pi} \right] \approx 2u_0 \left(1 - \delta \frac{\pi}{4} \right). \quad (10.32)$$

Модуль управления аккумулирующим устройством на базе суперконденсаторов. Устройство управления накопителями электрической энергии может быть использована при создании аккумулирующих источников вторичного электропитания на базе суперконденсаторов. В настоящее время широкое применение находят суперконденсаторы – высокомоощный электрический конденсатор, способный принимать подзаряд очень быстро и также быстро высвободить накопленную энергию. Основные достоинства суперконденсаторов заключаются в большой электроемкости при малых габаритах, а также в крайне малом значении эквивалентного последовательного сопротивления. В результате при больших импульсных разрядных токах основную роль играет резистивная составляющая общего сопротивления конденсаторов, а при малых импульсных токах большой длительности – емкостная составляющая. Поэтому при работе с большими импульсами тока следует применять суперконденсаторы с малым эквивалентным последовательным сопротивлением (ЭПС), а при работе с малыми токами – конденсаторы большой емкости. При разряде СК на нагрузку первоначальное напряжение падает на величину U_r (влияние ЭПС), после чего разрядная кривая принимает вид экспоненты.

При соединении аккумуляторной батареи АБ с СК аккумулятор запасает намного больше энергии, чем конденсатор, его последовательное сопротивление потерь также намного выше. СК берет на себя часть нагрузки, ограничивая максимальный ток и продлевая тем самым жизнь АБ.

На рис.10.11 показана блок-схема устройства; рис.10.12 изображена принципиальная электрическая схема устройства.

Устройство состоит из следующих основных блоков, непосредственно связанных друг с другом:

- блок определения БО «заряд-разряд» СК (далее по тексту – БО«З-Р»);
- фиксатор «заряд-разряд» СК (далее по тексту – Ф«З-Р»);
- блок формирования заряда СК (далее по тексту – БФ«З»);
- блок формирования разряда СК (далее по тексту – БФ«Р»);
- ключ заряда СК (далее по тексту – Кл«З»);
- ключ разряда СК (далее по тексту – Кл«Р»)
- силовые ключи заряда и разряда СК.

БО«З-Р» СК выполнен на двух компараторах DA 1-1 и DA 1-2, реализованных на сдвоенном операционном усилителе.

Ф«З-Р» СК выполнен на D-триггере DD 1-1.

БФ«З» СК выполнен на двух логических элементах «И»: DD 2-1 и DD 2-2.

БФ«Р» СК выполнен на логическом элементе «И» DD 2-3.

Кл«З» СК выполнен на транзисторе VT 3, нагрузкой которого является оптопара АОТ 1-1.

Кл«Р» СК выполнен на транзисторе VT 4, нагрузкой которого является оптопара АОТ 2-1.

Силовые ключи заряда VT2 и разряда VT1 СК выполнены на полевых транзисторах МОП-структуры.

Импульсный стабилизатор напряжения (ИСН) стабилизирует напряжение, поступающее с солнечных батарей и обеспечивает стабильным напряжением питания схему устройства и СК.

БО«З-Р» содержит источник стабильного опорного напряжения параметрического типа, который состоит из стабилизатора VD2 (КС175А) и балластного резистора R9, двух компараторов DA1-1 и DA1-2 на основе операционных усилителей, определяющих состояние «заряд-разряд» СК.

Ф«З-Р» выполнен на D-триггере DD1, работающего в режиме R-S-триггера с начальной установкой по цепи C1, R7, R8. При включении отрицательным спадом напряжения триггер DD1 устанавливается в состояние заряженного СК.

Если СК разряжен, то отрицательным фронтом с выхода компаратора DA1-2 он устанавливается в нужное состояние.

Далее состояние триггера DD1 зависит от перепадов напряжения на выходах компараторов DA1-1 и DA1-2, таким образом триггер DD1 фиксирует заряден СК или нет. Если конденсатор СК3 заряжен, то с выхода «Р» триггера DD1 логическая «1» поступает на БФ«Р».

БФ«Р» собран на DD2-1, DD2-2 и, при поступлении на его вход «2» логической «1» от коммутатора нагрузок (условно не показан), на выходе «3» DD2-1 появляется сигнал логического «0».

Этот сигнал поступает на входы 5 и 6 DD2-2, с выхода «4» которого логическая «1» через базовый делитель R12 и R13 поступает на ключевой транзистор VT3, который через балластный резистор R14 включает светодиод оптронной пары АОТ-1.

При этом открывается составной фототранзистор этой оптопары и на вход силового ключа разряда VT1 поступает потенциал – 15 В, который открывает силовой ключ разряда VT1 и СК3 разряжается в нагрузку.

Сопrotивление R11 является нагрузкой составного транзистора оптопары.

Когда Ф«З-Р», выполненный на D-триггере DD1, переходит в состояние «З», на входе DD2-3 появляется сигнал логической «1» и, при поступлении от коммутатора нагрузок (условно не показан) также сигнала логической «1», по линии «3» (заряд) на выходе DD2-3 («10»)

появляется логический «0», и на выходе «4» DD2-2 также присутствует сигнал логического «0» и ключ VT2 закрывается, при этом транзистор VT4 закрывается и через АОТ2 открывается транзистор VT1, включая в режим заряда конденсатор СКЗ.

Для стабилизации выходного напряжения СБ служит ИСН, с выхода которого с устройство поступает два напряжения: основное +15 В и вспомогательное -15 В для питания устройства зарядки СК.

На каждом СК присутствует соответствующее только ему напряжение заряда, поэтому на каждый СК должно подаваться свое напряжение заряда.

Следовательно, каждый СК должен быть оснащен своим модулем управления аккумулялирующим устройством, осуществляющим контроль «заряд» - «разряд» СК, принципиальная схема которого приведена на рис. 10.12.

Устройство управляется от коммутатора управления выхода солнечных батарей (условно не показан).

При первом включении Ф«З-Р» на D-триггере DD1 устанавливается в исходное состояние «СК разряжен» по цепочке С1, R8, R7, при этом на «D»-входе DD1 присутствует логический «0».

Если СК заряжен, то отрицательным фронтом с выхода DA1-1 он устанавливается в положение готовности к разряду.

БО«З-Р» состоит из двух пороговых элементов: элемент пороговый заряженного конденсатора и элемент разряженного конденсатора на операционных усилителях DA1-1 и DA1-2 соответственно, на один из входов которых подано опорное напряжение, на другие входы подано напряжение от СК через делители напряжения R1, R2 и R3, R4 соответственно.

При равенстве этих напряжений, а именно эталонного (опорного) напряжения и напряжения «зарядов» или «разрядов» СК, на выходах DA1-1 или DA1-2 появляется отрицательный перепад напряжения.

Этот перепад и фиксирует Ф«З-Р» на D-триггере DD1, включенный в режиме RS-триггера, выдавая команды: заряжен конденсатор (на прямом выходе) и конденсатор разряжен (на инверсном выходе) сигнал логической «1» (+15 В).

Команда СК «заряжен» поступает на вход логической схемы DD2-1, выполняющей функцию «И-НЕ». Если на втором входе DD2-1 также присутствует логическая «1» (т.е. поступил сигнал «разряд» от коммутатора нагрузки солнечной батареи), то на выходе DD2-1 появляется сигнал логического «0» (т.е. напряжение общего провода).

На логическом элементе DD1-2 это напряжение инвертируется, т.е. становится логической «1» и поступает через резисторный дели-

тель R12, R13 на базу VT3. Транзистор VT3 открывается, в результате чего светодиод оптронной пары АОТ 1 через балластный резистор R14 начинает светиться, вследствие чего открывается составной транзистор оптронной пары АОТ 1, при этом на затвор силового ключа VT2 подается потенциал -15 В.

Силовой ключ на полевом транзисторе VT2 открывается и начинается разряд СКЗ на нагрузку. СКЗ разряжается до нижнего порога и с выхода ДА1-2 отрицательным фронтом переключает Ф«З-Р» на D-триггере DD1 в другое устойчивое состояние (на прямом выходе появляется сигнал логического «0»), которое сигнализирует о разряде СКЗ и передает информацию на разряд СК следующей ячейки.

Силовой ключ VT2 закрывается.

На логическом элементе DD2-3 появляется сигнал готовности к заряду СКЗ: на инверсном выходе DD1-1 присутствует логическая «1» и при поступлении от коммутатора нагрузок солнечных батарей сигнала «заряд» (логической «1») на выходе DD2-3 появляется сигнал логического «0», который через делитель R15, R16 подается на базу транзистора VT4, который закрывается. При этом прекращается ток через светодиод в оптронной паре АОТ 2 и составной транзистор оптопары АОТ 2 закрывается.

На затворе VT1 появляется через буферный резистор R10 потенциал +15 В. Полевой ключ открывается и начинается заряд СКЗ.

После заряда СКЗ, Ф«З-Р» на D-триггере DD1 переходит в другое устойчивое состояние и на прямом выходе DD1 появляется сигнал логической «1», на инверсном выходе DD1- сигнал логического «0», при этом информация о заряженном СКЗ передается в следующую ячейку, и если в ней СК заряжен, то он начинает разряжаться. Далее процесс повторяется по всей цепочки до полных зарядов всех СК, а затем при необходимости и разрядов СК на нагрузку.

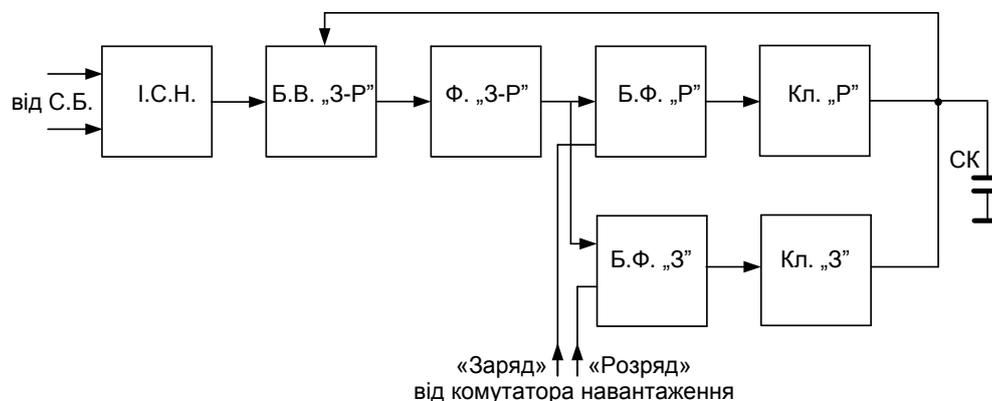


Рис. 10.11. Модуль управления аккумулярующим устройством на базе суперконденсаторов

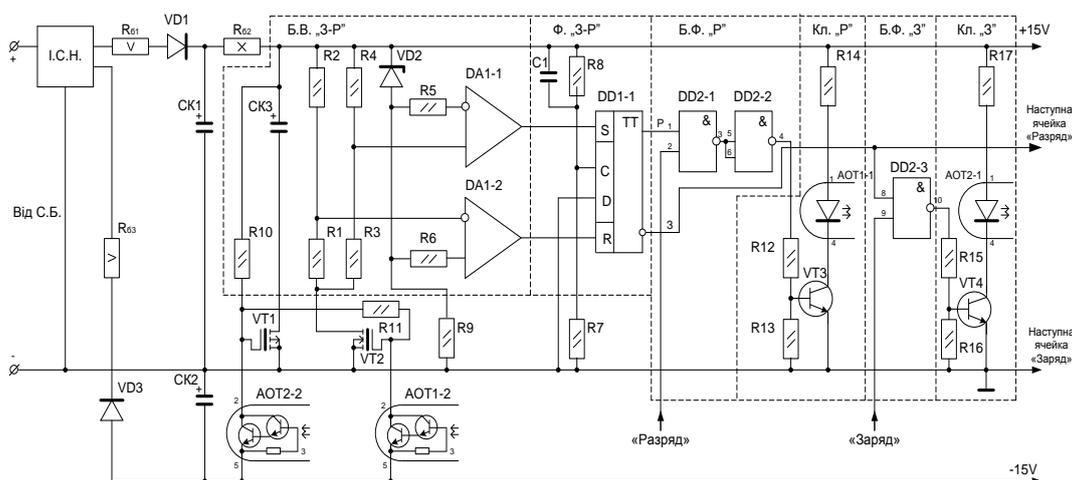


Рис. 10.12. Принципиальная схема устройства совместной работы суперконденсаторов и аккумулятора

На рис.10.13 изображена принципиальная электрическая схема устройства.

Зарядное устройство системы «суперконденсатор-аккумулятор» включает устройство сравнения, выполненное на компараторе, силовой ключ, транзисторный усилитель и три развязывающих силовых диода. Вход транзисторного усилителя соединен с выходом устройства сравнения, а выход подключен ко входу силового ключа. Устройство сравнения выполнено на компараторе, реализованном на операционном усилителе. Первый развязывающий силовой диод включен на входе питающего напряжения. Второй развязывающий силовой диод включен между выводом СК и выводом АБ. Третий развязывающий силовой диод включен между выводом аккумуляторной батареи и выходом устройства.

Устройство сравнения, обеспечивающее контроль заряда суперконденсатора СК и аккумуляторной батареей АБ, собрано на операционном усилителе ДА1. Транзисторный усилитель собран на транзисторе VT1. Силовой ключ реализован на транзисторе VT2. Балластное сопротивление R_6 ограничивает ток заряда до 18 А, максимальный ток коллектора транзистора VT2 составляет 40 А.

Первый развязывающий силовой диод VD1 включен на входе питающего напряжения и развязывает источник питания устройства от АБ. Второй развязывающий силовой диод VD3 включен между выводом СК и выводом АБ и развязывает СК и АБ. Третий развязывающий силовой диод VD4 включен между выводом АБ и выходом

устройства и развязывает развязывает АБ от источника питания устройства.

Если СК разряжен, то напряжение на прямом входе (3) (рис. 10.13) ДА1 ниже, чем на инверсном (2). На выходе (6) ДА1 имеем напряжение, соответствующее «1», транзистор VT1 открыт (находится в насыщении), потому что на его базе напряжение выше, чем на эмиттере на 2 В, через его нагрузку - резисторы R1 и R2 - течет ток. На базе транзистора VT2 напряжение более отрицательное, чем на эмиттере и силовой ключ на транзисторе VT2 открыт, т.к. транзистор VT2 находится в насыщении. По цепи « $+U_{ист}$ » э-к VT2→R₆→СК→«-U» течет зарядный ток СК. По цепи « $+U_{ист}$ » э-к VT2→R₆→VD3→+АБ→«-U» течет зарядный ток АБ. Как только СК и АБ зарядились напряжение на инверсном входе (2) ДА1 становится выше напряжения на прямом входе (3) ДА1 и на выходе (6) появляется «0», потенциал базы VT1 становится равным потенциалу эмиттера и транзистор VT1 закрывается. По нагрузке R1, R2 ток не течет и потенциал базы VT2 становится равным потенциалу эмиттера VT2, VT2 закрывается, суперконденсатор СК и аккумуляторная батарея АБ заряжены, напряжение источника выше напряжения на суперконденсаторе и аккумуляторной батарее.

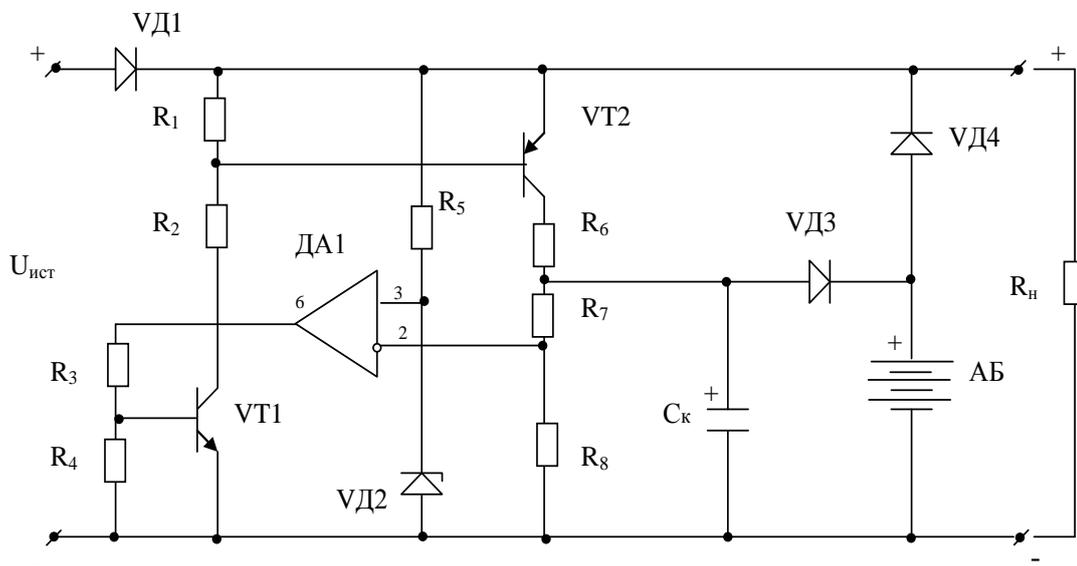


Рис. 10.13. Зарядное устройство системы «Суперконденсатор - аккумулятор»

Все устройство питается от источника питания постоянного тока, например, от солнечных батарей. При отсутствии напряжения источника питания или при понижении его напряжения, нагрузка

питается через VD4 от АБ и СК. При кратковременном отключении источника или превышении нагрузки устройство переводит нагрузку на питание от СК и АБ.

На рис.10.14 изображена принципиальная электрическая схема модуля управления плавным включением симистров.

Модуль управления плавным включением симисторов содержит генератор пилообразных импульсов, широтно-импульсный модулятор, формирователь времени включения и отключения, выполненный в виде интегратора, усилитель мощности с выходным трансформатором, при этом генератор пилообразных импульсов выполнен в виде интегратора, а два широтно-импульсных модулятора выполнены в виде компараторов. Кроме того, усилитель мощности выполнен по двухтактной схеме.

Рассмотрим работу устройства. На входы b и c модуля управления поступают импульсы, представляющие собой передний фронт входного отрицательного импульса (вход b) и передний фронт входного положительного импульса (вход c). Эти импульсы поступают на каскад согласования выхода логики с питанием +5 В с источником питания +12 В. Каскад согласования выполнен на транзисторах VT1 и VT2. Выход этого каскада согласует источник (+12 В) с источником (+12 В ÷ -12 В) со средней точкой для обеспечения работы генератора пилообразных импульсов на DA2-1 и DA3-1, собранных по схеме интегратора. Каскад согласования питания +12 В с источником +12В ÷ -12 В собран по схеме усилителя на VT3, VT4. На операционных усилителях DA2-2, DA3-2 собраны широтно-импульсные модуляторы угла отсечки.

Операционные усилители DA2-2, DA3-2 включены в режиме компараторов при сравнении плавно растущего напряжения с напряжением пилообразной формы, что и формирует передний фронт угла отсечки. Формирователь времени включения и отключения собран по схеме интегратора на операционному усилителе DA4. Если к инверсному выводу подключено +12 В через резистор R29, то на выходе операционного усилителя будет падать напряжение, время которого зависит от параметров R29 и C8, то есть от постоянной времени RC-цепи. Передний фронт после широтно-импульсного модулятора выделяется с помощью дифференциальных цепочек C14, R33, R34 (C15, R31, R32). Диоды VD17 и VD18 устраняют отрицательный импульс при отрицательном фронте,

оставляя только положительный. На транзисторах VT5, VT6 собран усилитель мощности для управления силовыми симисторами.

Усилитель собран по двухтактной схеме с разделительным трансформатором, который обеспечивает согласование с входом управляющего симистора и обеспечивает развязку с сетью 220 В, 50 Гц.

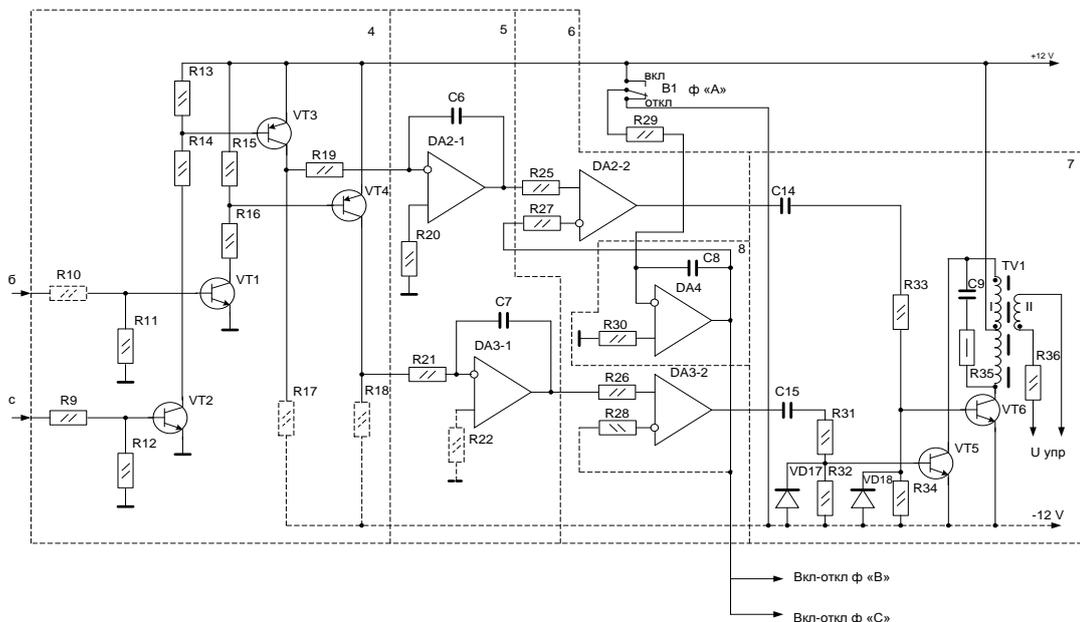


Рис. 10.14. Модуль управления плавным включением симистров

На рис.10.15 изображена принципиальная электрическая схема формирователя импульсов управления, синхронизированных с сетью; на рис. 10.16 изображена принципиальная электрическая схема модуля управления плавным включением симисторов, а на рис. 10.17 изображена принципиальная электрическая схема полумостового автотенератора.

Способ плавного включения нагрузки включает формирование отпирающих сигналов, управляющих работой силовых коммутационных элементов, причем отпирающие сигналы сформированы с помощью широтно-импульсного модулирования на основе пилообразных импульсов, при этом импульсы управления синхронизируют с сетью с помощью формирователя импульсов управления, а затем подают на модуль управления плавным включением коммутационных элементов - симисторов.

Кроме того, в формирователе импульсов управления с помощью задающего генератора получают прямоугольные импульсы, синхронизированные с частотой и фазой сети, а затем с помощью

формирователя импульсов формируют импульсы переднего фронта отрицательной и положительной полуволны сетевого напряжения, а в модуле управления плавным включением симисторов с помощью генератора пилообразных импульсов, широтно-импульсного модулятора и формирователя времени включения и отключения формируют импульсы управления плавным включением симисторов.

Предлагаемый способ может быть реализован в устройстве, которое может иметь три основных узла - формирователь импульсов управления, синхронизированных с сетью, модуль управления плавным включением симисторов и полумостовой автогенератор.

Формирователь импульсов управления, синхронизированных с сетью, включает задающий генератор прямоугольных импульсов, формирователь импульсов, при этом задающий генератор прямоугольных импульсов выполнен в виде компаратора, а формирователь импульсов содержит формирователи переднего фронта отрицательной и положительной полуволны. Компаратор выполнен на операционном усилителе, а каждый из формирователей переднего фронта отрицательной и положительной полуволны содержит интегратор, сумматор и интегральные логические элементы.

Сетевое напряжение питания поступает на вход устройства. На элементах C1, C2, C3; VD1÷VD4, VD5 собран бестрансформаторный симметричный источник питания, резисторы R3, R4 предназначены для создания искусственной средней точки источника питания. На элементах R1, R2, VD6, VD7 собран двухсторонний ограничитель сетевого напряжения.

Сетевое напряжение с выхода бестрансформаторного симметричного источника питания поступает на ограничитель уровня, выполненный на диодах VD6, VD7 и, за счет прямого падения напряжения на этих диодах, ограничивается до уровня 0,7 В. Это напряжение – 0,7 В – подается на входы операционного усилителя DA1, включенного в режиме компаратора, который преобразует напряжение 0,7 В в прямоугольное напряжение – меандр - без сдвига фазы исходного напряжения. Компаратор на DA1 включен в инверсном режиме, поэтому его выходное напряжение инверсно относительно исходного (сетевого) напряжения.

Для гальванической развязки от сети схема устройства содержит оптрон ЗОТ101Б, при этом составной транзистор оптопары ин-

вертирует напряжение прямоугольной формы и теперь оно совпадает по фазе с синусоидальным напряжением сети переменного тока.

Для симисторов, установленных в схеме плавного включения нагрузки, оптимальным вариантом управления углом отсечки служит управление короткими импульсами $\tau > 5 \mu\text{с}$ и желательно, чтобы положительная полуволна – положительными импульсами и отрицательная полуволна – отрицательными импульсами.

На микросхемах DD1 и DD2 собраны формирователи переднего фронта отрицательной (DD1) и положительной полуволны (DD2). DD1-1 формирует и инвертирует импульсы после составного транзистора оптопары. DD2-1 инвертирует. Выделение переднего фронта отрицательной полуволны осуществляется на DD1-2 и DD1-3, образующих схему первого одновибратора, при этом на элементах R23 и C4 собрана линия задержки, а элемент DD1-3 выполняет роль первого сумматора – алгебраическая сумма прямого и задержанного инверсного и есть передний фронт входного отрицательного импульса. Выделение переднего фронта положительной полуволны осуществляется на DD2-2 и DD2-3, образующих схему второго одновибратора, при этом на элементах R23 и C4 собрана линия задержки, а элемент DD2-3 выполняет роль второго сумматора – алгебраическая сумма прямого и задержанного инверсного и есть передний фронт входного положительного импульса. Элементы DD1-4, DD2-4 инвертируют выделенный передний фронт.

Если к инверсному выводу подключено +12 В через резистор R29, то на выходе операционного усилителя будет падать напряжение, время которого зависит от параметров R29 и C8, то есть от постоянной времени RC-цепи.

Передний фронт после широтно-импульсного модулятора выделяется с помощью дифференциальных цепочек C14, R33, R34 (C15, R31, R32). Диоды VD17 и VD18 устраняют отрицательный импульс при отрицательном фронте, оставляя только положительный. На транзисторах VT5, VT6 собран усилитель мощности для управления силовыми симисторами. Усилитель собран по двухтактной схеме с разделительным трансформатором, который обеспечивает согласование с входом управляющего симистора и обеспечивает развязку с сетью 220 В, 50 Гц.

Полумостовой автогенератор (рис. 10.17) включает входной выпрямитель на диодах VD9-VD12, трансформатор TV2, два сило-

вых транзистора VT7 и VT8, два конденсатора C10 и C11, образующих с двумя силовыми транзисторами VT7 и VT8 полумостовую схему.

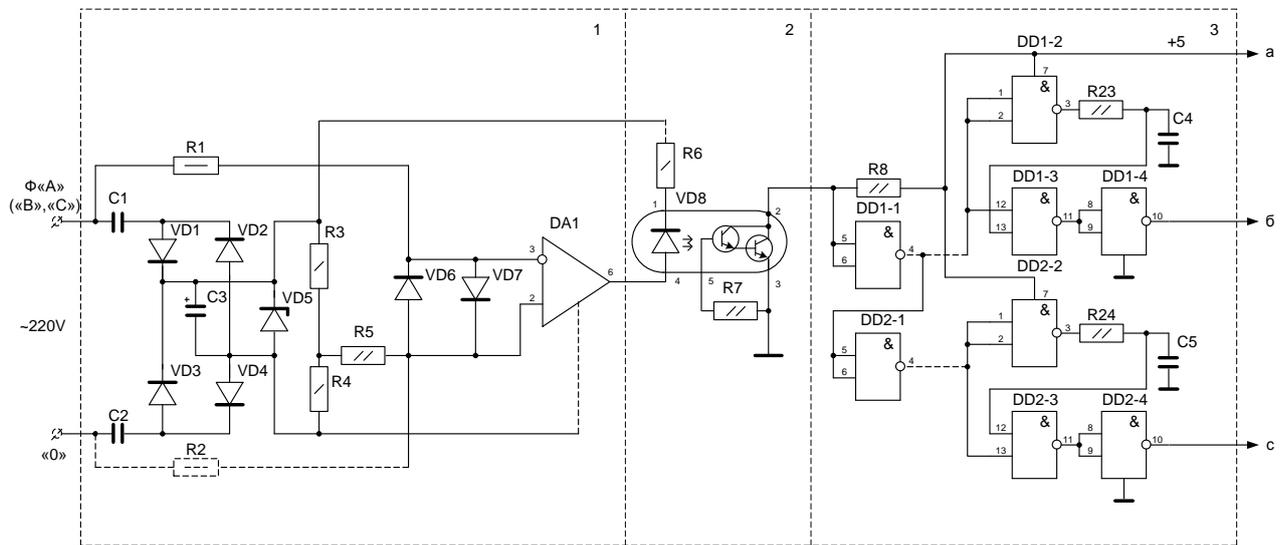


Рис. 10.15. Принципиальная схема формирователя импульсов управления, синхронизированных с сетью.

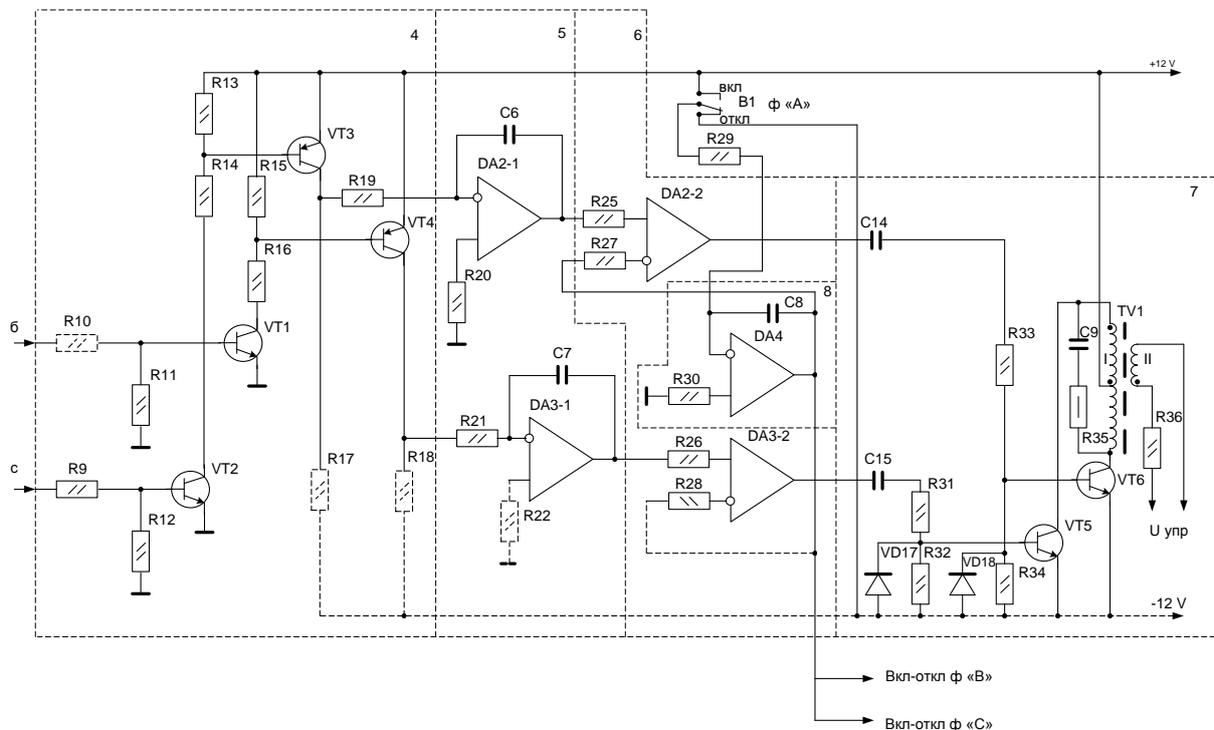


Рис. 10.16. Принципиальная схема модуля управления плавным включением симистров.

Трансформатор TV2 содержит одну первичную обмотку I, две обмотки управления II и III и три вторичных обмотки IV, V и VI, каждая из которых нагружена на выпрямительный мост (VD17-VD20, VD21-VD24 и VD25-VD28) и конденсаторный сглаживающий фильтр C12, C13 и C14. Каждая из обмоток управления II и III TV2 нагружена на диодный выпрямитель (VD13, VD14 и VD15, VD16) и сглаживающий конденсатор (C12, C13) и подключена к эмиттерному переходу соответствующего силового транзистора VT7 или VT8. Один из силовых транзисторов, например, VT7 содержит цепь запуска автогенератора. Частота автогенератора на силовых транзисторах VT7 и VT8 выбрана равной 25 кГц. Цепь запуска автогенератора выполнена в виде резистора R36, включенного между коллектором и базой силового транзистора VT7. Блок питания устройства собран по схеме полумостового автогенератора (рис. 10.17) с рабочей частотой 25 кГц.

Переменное напряжение 220 В 50 Гц подается на вход устройства и после мостового выпрямителя на диодах VD9-VD12 выпрямленное напряжение поступает на полумостовой автогенератор, выполненный на конденсаторах C10 и C11 и силовых транзисторах VT7 и VT8. Через цепь запуска автогенератора, выполненной в виде резистора R36, включенного между коллектором и базой силового транзистора VT7, запускается в работу полумостовой автогенератор, работающей на частоте 25 кГц. Повышенная частота преобразования выбрана с целью уменьшения массо-габаритных характеристик трансформатора TV2.

На выходе трансформатора TV2 имеются три вторичных обмотки IV, V и VI, каждая из которых нагружена на свой выпрямительный мост и конденсаторный сглаживающий фильтр:

- VD17-VD20 и C12 для получения постоянного напряжения +5В;
- VD21-VD24 и C13 для получения постоянного напряжения +12В;
- VD25-VD28 и C14 для получения постоянного напряжения -12В.

Напряжение 220 В 50 Гц поступает на вход устройства, конкретно на вход формирователя импульсов управления, синхронизированных с сетью, с выхода которого импульсы, представляющие собой передний фронт входного отрицательного импульса (вход b) и передний фронт входного положительного импульса (вход c), подают

на соответствующие входы модуля управления плавным включением симисторов. С выхода модуля управления плавным включением симисторов, конкретно с усилителя мощности на транзисторах VT5, VT6 собранного по двухтактной схеме с разделительным трансформатором, на силовые симисторы поступают сигналы управления, обеспечивающие развязку с сетью 220 В, 50 Гц.

Полумостовой автогенератор обеспечивает низковольтным питанием устройство с помощью трех питающих напряжений: +5 В; +12 В и –12 В.

Таким образом, предлагаемый способ позволяет синхронно с частотой сети выполнить следующие технологические операции:

- плавно подключить нагрузку к сетевому напряжению 220 В, 50 Гц;

- плавно включить источник генерируемого напряжения (например, солнечные батареи, напряжение которых преобразовано в сетевое напряжение 220 В, 50 Гц) в существующую сеть питающего напряжения 220 В, 50 Гц;

- плавно включить источник генерируемого напряжения (например, аккумуляторные батареи и суперконденсаторы, напряжение которых преобразовано в сетевое напряжение 220 В, 50 Гц) в существующую сеть питающего напряжения 220 В, 50 Гц.

10.4 Методика определения блуждающих токов.

Измерение, анализ, экспериментальное определение

Система постоянного тока. При этой системе участки железных дорог в большинстве случаев питаются от энергосистем или районных электрических станций трехфазного тока промышленной частоты, трехфазный ток, который преобразуется на тяговой подстанции в постоянный ток. На электрифицированных железных дорогах постоянного тока в зависимости от назначения применяют различное напряжение: на магистральных железных дорогах - 3000 - 3400 В, на метрополитене - 800 В, на трамвае - 600 В.

На солнечных электростанциях электрическая энергия постоянного тока от солнечных батарей по токопроводам подключаются к сборкам и от сборок поступают на инверторные установки. Величина постоянных токов, поступающих на инвертора составляет до 1000 А при напряжениях до 500 В. Следовательно, на СЭС могут возникать электрические поля достаточно больших величин.

Растекаясь в земле и встречая на своём пути металлические сооружения, удельное сопротивление которых значительно ниже удельного сопротивления земли, ток натекает на них. Поскольку контактный провод подсоединен к плюсовой шине тяговой подстанции, а рельс к отрицательной, то в местах выхода тока из рельса в землю образуется анодная зона, где коррозия разрушает подошву рельса и крепежные костыли. При этом чем меньше переходное сопротивление рельс - земля, тем большая часть токов возвращается к тяговой подстанции через землю, тем интенсивнее анодная зона на рельсе. В том месте, где блуждающие токи входят в трубопровод, они вызывают его катодную поляризацию.

Коррозионные процессы, вызываемые блуждающими токами, накладываются на процессы, обусловленные почвенной коррозией. Совпадение анодных зон коррозионных пар и блуждающих токов ведет к усилению коррозии. Потенциал подземного сооружения зависит от соотношения интенсивностей почвенной коррозии и коррозии, вызываемой блуждающими токами, и взаимного расположения анодных и катодных зон этих двух процессов.

Обычно интенсивность почвенной коррозии намного меньше, чем интенсивность коррозии блуждающими токами. Коррозионные потери не защищенного железа в различных грунтовых условиях лежат в пределах от 0,01 до 0,2мм/год, а для пресной холодной воды от 0,02 до 0,05мм/год. В анодной зоне в соответствии с законом Фарадея коррозионные потери (в кг/А*год) составляют: 33,9-для свинца, 9,1-для железа, 3-для алюминия. На трубопроводы натекают сотни ампер, а стекать они могут при изолированном трубопроводе лишь с мест повреждений в изоляции, поэтому плотности стекающих токов в отдельных случаях могут быть очень велики.

Если внешним источником тока является рельсовая сеть городского или магистрального железнодорожного транспорта, электрифицированного на постоянном токе, то распределение потенциалов и токов в земле и на подземном трубопроводе имеет специфический характер. Токовые нагрузки электроподвижного состава изменяются в зависимости от профиля пути и режима движения. Особенно резко изменяются токи, потребляемые тяговыми двигателями в пусковые периоды. При отключении двигателей токовая нагрузка падает до нуля. Колебания нагрузок отдельных поездов влияет на характер распределения потенциалов в рельсовой сети. Неравномерность из-

менения потенциального состояния рельсов зависит от числа поездов на линии.

Для определения опасности коррозии блуждающими токами необходимо знать токораспределение в системе рельс-земля-подземное сооружение.

Определение наличия блуждающих токов. Наличие блуждающих токов в земле на трассе проектируемого подземного металлического сооружения рекомендуется определять по результатам измерений разности потенциалов между проложенными в данном районе подземными металлическими сооружениями и землей.

При отсутствии подземных металлических сооружений блуждающие токи в земле на трассе проектируемого подземного металлического сооружения целесообразно определять измерением разности потенциалов между двумя точками земли через каждые 1000 м по двум взаимно перпендикулярным направлениям при разное измерительных электродов на 100 - 200 м. (рис. 10.17).

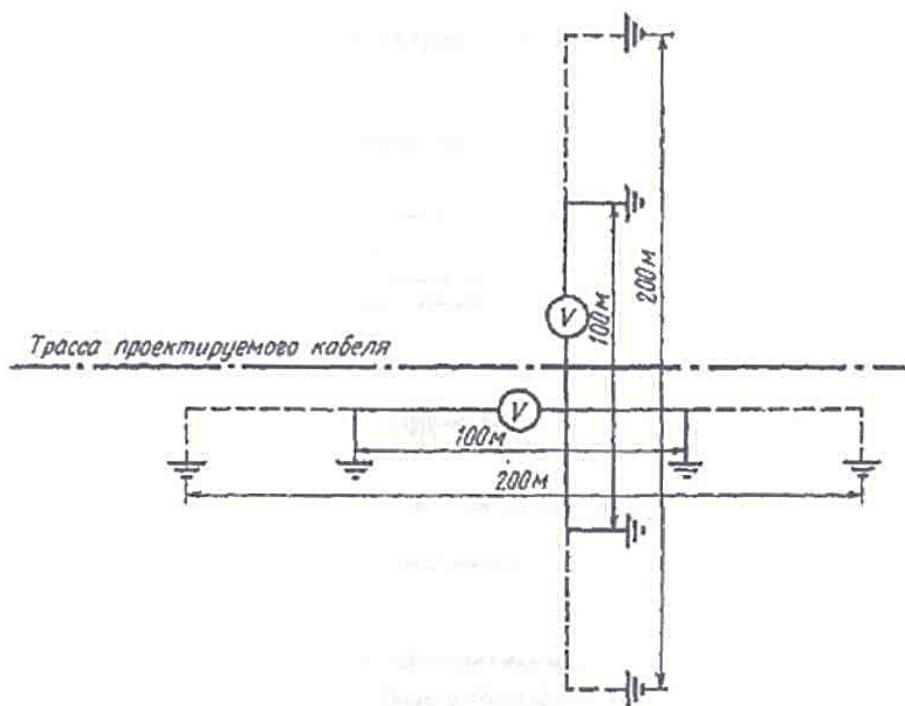


Рис. 10.17. Схема определения наличия блуждающих токов в земле

При проведении измерений в обоих приведенных случаях должны применяться вольтметры с нулем посередине шкалы, имеющие внутреннее сопротивление не менее 20000 Ом на 1 В шкалы, с

пределами измерений 75-0-75 мВ; 0,5 - 0 - 0,5 В; 1,0 - 0 - 1,0 В; 5,0 - 0 - 5,0 В или с другими пределами, близкими к указанным.

Контакт измерительных проводников с землей осуществляется при помощи неполяризуемых медносульфатных электродов.

Показания вольтметра рекомендуется отмечать каждые 5 -10 с в течении 10 -15 мин при измерении по каждому из направлений.

Если измеряемая разность потенциалов изменяется по величине и знаку или только по величине, это указывает на наличие в земле блуждающих токов электрифицированного транспорта. Если измеряемая разность потенциалов имеет устойчивый характер, это указывает на наличие в земле токов почвенного происхождения либо токов от линий передач постоянного тока, установок дистанционного питания усилителей, работающих по системе провод- земля, если таковые имеются в данном районе, или установок катодной защиты на существующих подземных металлических сооружениях.

10.4.1 Измерение силы тока в подземном сооружении

Силу тока, протекающего по сооружению, можно измерить тремя методами: непосредственным включением амперметра, по методу компенсации и по методу падения напряжения.

а) Непосредственное измерение силы тока

Измерение путем непосредственного включения амперметра в разрыв сооружения может быть осуществлено только в редких случаях, например: при проведении строительных работ, монтаже новых и ремонте существующих сооружений (рис. 10.18).

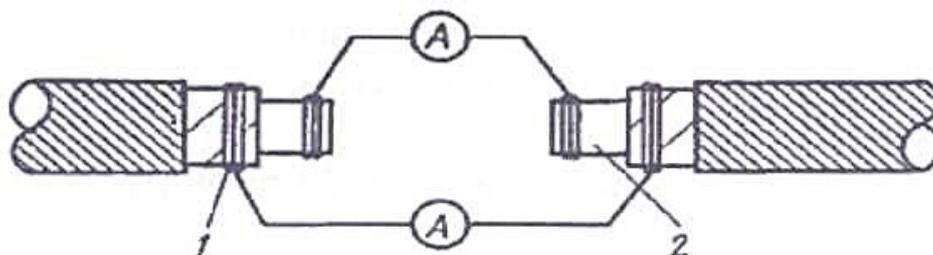


Рис. 10.18. Схема измерения тока в оболочке и броне кабеля по методу непосредственного включения амперметра: 1) - броня; 2) – оболочка

б) Измерение силы тока по методу компенсации

Метод компенсации является точным, но он не может быть применен при частых изменениях силы и направления тока в сооружении (рис.10.19).

Порядок проведения измерения следующий: по милливольтметру определяют направление тока I_1 в сооружении;

подключают источник постоянного тока E , который создает ток I_2 , направленный навстречу току I_1 , проходящему по сооружению;

реостатом R изменяют силу тока I_2 до тех пор, пока стрелка милливольтметра не станет на нуль;

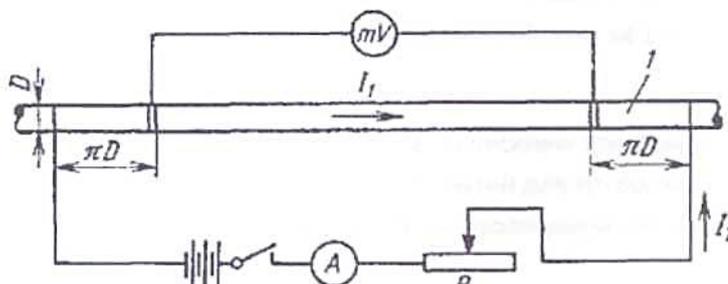


Рис. 10.19. Схема измерения силы тока по методу компенсации: 1 - сооружение (трубопровод, кабель)

в момент компенсации по шкале амперметра отсчитывают силу тока, проходящего по сооружению ($I_1 = I_2$).

Если измеряемый ток не изменяется по величине и знаку, а источник тока E не может обеспечить, полную компенсацию тока, проходящего по сооружению, то сила тока может быть определена из выражения

$$I = (\Delta U_1 + \Delta U_2) I_{\text{изм}} / (\Delta U_1 - \Delta U_2), \quad (10.33)$$

где U_1 и U_2 - падения напряжений на сооружении в том случае, когда токи I_1 и I_2 соответственно направлены в одну сторону и навстречу друг другу, В; $I_{\text{изм}} = I_2$ - сила тока в измерительной схеме, А.

в) Измерение силы тока по методу падения напряжения.

Определение силы тока по методу падения напряжения заключается в измерении падения напряжения между двумя находящимися на некотором расстоянии друг от друга точками сооружения и в определении сопротивления сооружения между этими точками.

$$I_{\text{ср}} = U_{\text{ср}} / R_l, \quad (10.34)$$

где $U_{\text{ср}}$ - среднее значение падения напряжения на сооружении, В; R - сопротивление 1м сооружения, Ом; l - расстояние между точками измерения, м.

Защита от коррозии блуждающими токами.

Способы защиты подземных металлических сооружений от коррозии блуждающими токами по своему назначению могут быть разделены на две большие группы. К первой группе относятся такие

Средняя сила тока, протекающего по сооружению, определяется как результат деления среднего измеренного значения падения напряжения на сопротивление этого участка сооружения: способы, которые обеспечивают ограничение силы блуждающих токов в земле от различных источников. Эти способы реализуются непосредственно на установках - источниках блуждающих токов.

Ко второй группе такие способы, которые обеспечивают защиту подземных металлических сооружений от проникновения в них блуждающих токов или способы защиты от уже проникших токов. Эти способы защиты реализуются непосредственно на подземных металлических сооружениях, подверженных действию блуждающих токов.

Чтобы уменьшить влияние блуждающих токов на подземные сооружения, их удаляют от источников блуждающих токов, сокращают число пересечений с рельсами электрифицированного транспорта, увеличивают переходные сопротивления между подземным сооружением и землей и продольное сопротивление подземного сооружения. Сооружения по возможности располагают на таких расстояниях от источника блуждающих токов, при которых наиболее эффективно и дешево может быть обеспечена электрохимическая защита сооружения.

Переходное сопротивление между подземными металлическими сооружениями и землей может быть увеличено в результате применения защитных покрытий для трубопроводов и резервуаров и наружных покрытий для кабелей, обладающих высокими изоляционными свойствами, а также специальных методов прокладки.

Продольное сопротивление подземных металлических сооружений увеличивают, устанавливая специальные изолирующие фланцы (вставки) на трубопроводах и муфты на кабелях.

Для защиты подземного металлического сооружения от действия проникающих в него блуждающих токов используется также способ электрохимической защиты - катодные установки и поляризованные протекторы или отвод блуждающих токов из подземных сооружений через электрические дренажи, обеспечивающие необходимую катодную поляризацию сооружений.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящее время энергоустановки на основе возобновляемой энергетики получили широкое распространение. Особенно актуальной является их использование в курортных и рекреационных областях, а также там, где традиционные природные сырьевые ресурсы ограничены, либо отсутствуют. Так как в Крыму большое количество санаторно-курортных здравниц, в целях обеспечения экологической безопасности полуострова целесообразно использование альтернативных, возобновляемых источников энергии.

При работе потребителей, имеющих нелинейный характер нагрузки, в электрических сетях возникают искажения синусоидальности кривых напряжений и токов; применение бытовой аппаратуры, имеющих сетевой выпрямитель с емкостным фильтром, приводит к большому содержанию составляющих нулевой последовательности трехфазных четырехпроводных сетей; несимметрии напряжений и токов.

Ухудшение показателей качества электрической энергии приводит к значительным экономическим затратам, а также к снижению надежности элементов электрических сетей и систем. В связи с этим существует потребность в улучшении качества электроэнергии и соответствии требованиям ГОСТа. В электрических сетях часто существует несимметрия высших гармоник при несимметричном подключении нелинейных электроприемников в результате совместного воздействия и взаимного влияния изменения формы кривых фазных токов и напряжений по сравнению с симметричным режимом. Возможны случаи возникновения несимметрии высших гармоник, когда за счет увеличения α_I в отдельных фазах может произойти существенное увеличение K_U в разных узлах электрической сети. Полученные в работе соотношения позволяют предложить принципы построения математических моделей нагрузочных узлов с нелинейными электроприемниками. В результате анализа получены аналитические выражения, позволяющие оценить воздействие нелинейных нагрузок на электрические сети.

При работе электроэнергетических систем и сетей необходима привязка к базовой, более мощной генерирующей системе как по напряжению, так и по частоте. Это является необходимым условием во избежание аварийных режимов на электрогенерирующих системах при отключении базовой генерирующей системы.

Важным вопросом интеграции ветроэлектрических станций в электроэнергетическую систему является оптимизация схемных решений электрической части ВЭС. Экономическая эффективность ВЭС может обеспечиваться путем эксплуатации ВЭУ с переменной частотой вращения с низкими номинальными скоростями. Хотя ветроэлектрические установки и фотоэлектрические преобразователи в составе ВЭС и СЭС представляют различные энергоустановки с точки зрения первичного энергоносителя, - в первом случае ветра, во втором – солнечного излучения, порядок расчетов основных параметров, таких, как выбор площадки станции, анализ метеоусловий, выбор параметров фотоэлектрических преобразователей, расчет реализуемой мощности и фактической выработки электроэнергии для ВЭС и СЭС на конкретной площадке сооружения станции должен быть однотипным и определяться нормативными документами по проектированию ВЭС и СЭС.

При разработке и создании фотоэлектрических преобразователей для фотобатарей основное внимание уделяется вопросам обеспечения высокого коэффициента преобразования энергии солнечного излучения, надежности функционирования фотопреобразователей и их ресурса работы. В монографии рассмотрены вопросы динамики электротепловых процессов непосредственно в самих токовых каналах фотопреобразователей, которые раскрывают физическую основу эффективности преобразования энергии в фотопреобразователях, их надежности и ресурсы. Одним из важных факторов появления флуктуации солнечного излучения, колебания параметров нагрузки являются процессы переноса в объеме активных элементов фотобатарей и солнечных коллекторов, имеющие резко неоднородный характер вследствие неравномерности распределения электромагнитного поля, объемного тепловыделения и температуры. Учет фактора нелинейности кинетических характеристик процессов переноса и их взаимозависимости между собой приводит к целесообразности использования системного синергетического анализа неустойчивости процессов, приводящих к самоорганизованному формированию пространственно-неоднородных структур распределения параметров переноса и нелинейно зависящих от них кинетических параметров переноса. При синергетическом анализе процессов самоорганизации в распределенных нелинейных процессах, сутью которого является выявление условий формирования пространственно-неоднородных структур, например, температуры возмущения функций относительно невозмущенного состояния.

Проанализирована, в рамках теории малых возмущений, устойчивость распределения напряжений и токов в системе параллельно-последовательно связанных фотоэлектрических преобразователей с нелинейной вольтамперной характеристикой. Установлено, что порядок характеристического полинома для частоты возмущений зависит от числа реактивных элементов в соответствующих схемах замещения, в связи с чем, для понижения порядка характеристического полинома предложено использовать метод разложения по малому параметру с учетом малости емкостных и индуктивных сопротивлений по сравнению с активными сопротивлениями.

Рассмотрены особенности динамики системы «фотобатарея – активно-реактивная нагрузка», которые включают случаи активно-индуктивной нагрузки, а также активно-емкостной нагрузки, а также нагрузки, представленной двигателем постоянного тока, а также противоэдс двигателя постоянного тока. При этом флуктуации напряжения на фотобатарею моделировались фиктивной э.д.с. синусоидального типа, что позволило для исследования динамических процессов использовать метод комплексных амплитуд и выявить фазовые соотношения между напряжениями и токами системы.

Проанализированы возможности развития неустойчивостей в системе «фотобатарея – температурно-зависимая нагрузка», характерным примером которой является электрохимический аккумулятор энергии. В результате анализа схем с различными индуктивными элементами рекомендовано для обеспечения устойчивости системы использовать ступенчато-переключаемые элементы, в том числе ВАХ батареи.

Разработана методика эквивалентирования нагрузки фотобатареи, представленной двигателями постоянного тока с различными схемами возбуждения, эквивалентными RLC-контурными, что позволяет существенно упростить анализ устойчивости систем «фотобатарея – электромеханическая нагрузка». Показано, что связь возмущений напряжения и тока нагрузки в виде двигателей постоянного тока определяется отношением полиномов по частоте, структура коэффициентов которых зависит от вида схем возбуждения. Такое представление возмущений параметров нагрузки дает возможность при заданной структуре первичных источников энергии (фотобатареи или электрохимических аккумуляторов) упростить анализ устойчивости системы в целом, в частности, определить порядок характеристического полинома и число его корней.

При формировании квазисинусоидального напряжения коэффициент нелинейных искажений не должен превышать значений, установленных нормативными допусками. Уменьшение содержания высших гармоник в кривой выходного напряжения преобразователя постоянного напряжения в синусоидальный с целью приближения к синусоидальной достигается путем реализации ступенчатой формы переменного напряжения и использования реактивных сглаживающих фильтров. Для дальнейшего приближения ступенчатой формы входного напряжения инвертора к синусоидальной необходимо увеличить число ступенек. Формирование ступенек осуществляется с помощью ключевых элементов, реализованных на полупроводниковых приборах. Наиболее оптимальным по соотношению между количеством используемых транзисторов и относительно невысоким значением коэффициента нелинейных искажений (менее 2%) можно ограничиться числом ступенек равным 4. Практическая реализация постоянного напряжения фотоэлектрических преобразователей в квазисинусоидальное напряжение осуществляется с помощью устройств, разработанных автором и защищенных патентами.

Рассмотрена эффективность использования СЭС и ВЭС в системе одновременной работы с тепловой электростанцией. Каждый введенный кВт мощности СЭС и ВЭС будет давать значительную экономию топлива за счет разгрузки неэкономичного оборудования ТЭС.

Рассмотрены вопросы совместной работы энергоустановок с общей сетью, обеспечение синхронизации на напряжение, частоте и фазе генерируемой энергоустановками электрической энергии с напряжением, частотой и фазой общей электросети. Теоретически обосновано появление амплитудно-частотной модуляции и биений. Приведены осциллограммы экспериментальных исследований. Разработаны устройства синхронизации.

С целью улучшения работы энергоустановок возобновляемой энергетики разработаны ряд преобразовательных устройств, которые позволяют измерить энергетические параметры, улучшить совместимость генерируемой электроэнергии, а также преобразователи, качественно улучшающие генерируемые напряжения и токи. Предложены схемотехнические решения разработанных преобразовательных устройств для измерения периода колебаний и устройство для измерения инфранизких частот. Разработана принципиальная схема при совместной работе суперконденсаторов и аккумуляторов с солнечными батареями. Предложено схемотехническое решение плавного включения источника генерируемого напряжения в общую электрическую сеть.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жежеленко И.В. Показатели качества электроэнергии и их контроль на промышленных предприятиях. М.; Энергоатомиздат, 1986, 168 с., ил.
2. Жежеленко И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий – 2-е изд. перераб. и доп. – М.; Энергоатомиздат, 1994. – 266 с., ил.
3. Минин Г.П. Несинусоидальные токи и их измерение. – М.; Энергия, 1979. – 112с., ил.
4. Минин Г.П. Реактивная мощность. – 2-е изд., перераб. – М.; Энергия, 1978. – 88 с., ил.
5. Шидловский А.К., Жаркин А.Ф. Высшие гармоники в низковольтных электрических сетях – Киев, Наукова думка, 2005. – 210с., ил.
6. Шидловский А.К., Федий В.С. Электрические цепи с вентильными коммутаторами. Киев, Национальная академия наук Украины институт электродинамики, 2010 -269 с., ил.
7. Бибер Л.А., Никифорова В.Н., Рашкес В.С. Проблемы нормирования и метрологического обеспечения ЭМС электрооборудования потребителей с сетью энергосистемы // Электротехника. – 1989. - №8. – с. 27 – 32
8. Блюмович Г.И. Определение коэффициента несинусоидальности напряжения систем электроснабжения ЭВМ // Эл. Электродинамика. – 1992. - №4. – С. 91 – 96.
9. Будницкий В.Е. Влияние гармонического состава сигнала на показания выпрямительных приборов // Измерит. техника. – 1984. - №4. – С. 34-36.
10. Букреев С.С., Головацкий В.А., Гулакович Г.Н. Источники вторичного питания. – М.: Радио и связь, 1983. – 280 с.
11. Вагин Г.Я., Борисов Б.П. Электромагнитная совместимость электротехнологических установок и питающих сетей // Техн. электродинамика. – 1986. - №2. – С. 35 – 39.
12. Григорьев О., Петухов В., Соколов В., Красилов И. Высшие гармоники в сетях электроснабжения 0,4 кВ // Новости электротехники. – 2002. - №6(18); 2003. - № 1(19). – С. 54 – 56.
13. Гурвич И.С. Защита ЭВМ от внешних помех. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 224.
14. Жаркин А.Ф. Анализ несинусоидальности токов и напряжений в низковольтных сетях с помощью схем замещения с источниками токов высших гармоник // Там же. – 2003. - № 3. – С. 47 – 50.
15. Жаркин А.Ф. Искажение синусоидальности кривых токов и напряжений в низковольтных сетях при различных значениях загрузки питающего трансформатора // Техн. электродинамика. – 2001. - № 6. – С. – 43 – 45.
16. Жаркин А.Ф. Методика определения коэффициента искажения синусоидальности кривых фазных напряжений в низковольтных электрических сетях // Техн. электродинамика. – 2003. - № 4. – С. 68 – 72.
17. Жаркин А.Ф. Моделирование и расчет токов и напряжений сети низкого напряжения с нелинейной нагрузкой // Пр. Ин-та электродинамики НАН

України. Энергоэфективность: Зб. науч. пр. – Киев: ІЕД НАН України, 2001. – С. 116 – 121.

18. Жаркин А.Ф. Несимметрия высших гармоник тока и напряжения в низковольтных распределительных сетях // Преобразование и стабилизация параметров электроэнергии: Сб. науч. тр. – Киев: Наук. думка, 1990. – С. 93-99.

19. Жаркин А.Ф. Определение несинусоидальности токов и напряжений в электрических сетях жилых или общественных зданий // Техн. электродинамика. – 2003. - № 1. – С. 52 – 56.

20. Жежеленко И.В. Высшие гармоники в сетях промпредприятий. – М.: Энергоатомиздат, 2000. – 331 с.

21. Жежеленко И.В. Нормирование уровней гармоник с учетом экономического ущерба // Электричество. – 1976. - № 5. – С. 64 – 68.

22. Жежеленко И.В., Саенко Ю.Л. Проблемы качества электроэнергии // Промислова електроенергетика та електротехніка. – 2002. - № 4. – С. 13 – 26.

23. Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В. Основы теории цепей. Изд. 4-е, переработанное. М., «Энергия», 1975. 752 с. ил.

24. Федий В.С., Соболев В.Н. Анализ начальных условий в установившемся режиме RLC-контура с реверсивным коммутатором в цепи емкости // Техн. электродинамика. – 1996. - № 4. – С. 10–14.

25. Федий В.С., Соболев В.Н. Анализ начальных условий в установившемся режиме RLC-контура с реверсивным коммутатором в цепи емкости // Техн. электродинамика. – 1996. - № 6. – С. 22–26.

26. Федий В.С., Соболев В.Н. Анализ установившихся электромагнитных процессов в однофазном вентильно-конденсаторном источнике реактивной мощности при произвольных сочетаниях параметров силовой схемы и управления // Техн. термодинамика. – 1994. - № 3. – С. 24–29.

27. Федий В.С., Соболев В.Н. Электромагнитные процессы в многофазных электрических цепях с последовательными RLC-контурами и коммутаторами // Техн. электродинамика. – 2001. – №1. – С. 30–38.

28. Федий В.С., Соболев В.Н. Электромагнитные процессы в многофазных электрических цепях с последовательными RLC-контурами и коммутаторами // Электротехника. – 2002. - № 8. – С.44-

29. Волков Н.И. Аэродинамика ортогональных ветродвигателей (некоторые математические модели и численная реализация): Учеб. пособ. Для студ., аспирантов по специальности «Гидрогазодинамика», «Нетрадиционная энергетика»; Сумы; 1996. – 197 с ил.

30. Кривцов В.С. Неисчерпаемая энергия. Кн. 1, Кн. 2. Ветроэнергетика / В.С. Кривцов, А.М. Олейников, А.И. Яковлев: [учебник] – Харьков: НАУ «ХАИ», Севастополь: 2004. – 519 с ил.

31. Шефтер Я.И. Изобретателю о ветродвигателях и ветроустановках / Я.И. Шефтер, И.В. Рождественский. – М.; Изд-во МСХ СССР, 1957 – 147 с ил.

32. Ветроэлектрические станции / Андрианов В.Н, Быстрицкий Д.Н., Вашкевич К.П., Секторов В.Р. / . –М.: ГЭИ. – 1960. – 320 с ил.

33. Кривцов В.С. «Неисчерпаемая энергия». Кн. 1. Ветроэлектрогенераторы. Учеб. – Харьков. – 2003. – 400 с.

34. Васьюко В.П. «Аналіз процесів генерування активної та реактивної потужності вітроелектричною установкою з асинхронним генератором в складі

промислових вітроелектростанцій» / В.П. Васько / Технічна електродинаміка – 2002. – №5 – с. 64–67.

35. ГОСТ 13109–97. Электрическая энергия. Совместимость техническая электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Межгосударственный стандарт.

36. Кудря С.О. «Нетрадиційні та відновлювані джерела енергії» – Підручник. – Київ: Національний технічний університет України («КПІ»), 2012. – 495 с. ил.

37. Твайделл Дж. Возобновляемые источники энергии: пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 392 с.

38. Бекиров Э.А. Предварительная оценка мощности и структуры автономных сетей энергоснабжения зданий различного назначения на побережье Крыма: Матеріали XIII міжнародної науково-практичної конференції «Відновлювана енергетика XXI століття» (Миколаївка, АРКрим, 10 – 14 вер. 2012р.) ІВЕ НАНУ, Київ, – 2012. – с. 74-79.

39. Бекиров Э.А. Автономные источники электропитания на базе солнечных батарей. – Симферополь: ИТ «Ариал», 2011. – 480 с. ил.

40. Munchen.: Carl Hanser Verlag, 2007. (Internet: <http://www.hanser.de>)

41. Бекиров Э.А. электроника и электронные приборы. Преобразовательные устройства в возобновляемых источниках энергии: учебник / Бекиров Э.А. – Симферополь: ИТ «Ариал», 2014. – 472 с. ил.

42. Толстов Ю.Г. Автономные инверторы тока. М.: Энергия, 1978. – 208 с. ил.

43. Раушенбах Г. Справочник по проектированию солнечных батарей. Пер. с англ. – М.; энергоатомиздат, 1983 – 360 с ил.

44. Грачев В.В., Руманов Э.Н. Режимы подавления теплового пробоя // ДАН СССР. – 1982. – Т. 263, №3. – С. 39 – 42.

45. Коутс Т., Микин Д. Современные проблемы полупроводниковой фотоэнергетики. – М.: Мир, 1988. – 307 с.

46. Бекиров Э.А., Коломиец А.Д., Резцов В.Ф. Особенности формирования пространственно-неоднородных структур в цилиндрических каналах пробоя с круговой симметрией // Техн. електродинаміка. Тем. вип. Проблеми сучасної електротехніки. – 2006. – Ч. 2. – С. 13-15.

47. Бекиров Э.А., Резцов В.Ф., Суржик Т.В. Возможные формы пространственного распределения температуры и тока в плоских токовых каналах фотопреобразователей // Відновлювана енергетика. – 2006. – № 3. – С. 39-41.

48. Бекиров Э.А., Резцов В.Ф. Возмущения и устойчивость распределения тока и напряжения в параллельно-последовательно связанных фотопреобразователях // Доповіді НАН України. – 2006. – № 3. – С. 78-82.

49. Бекиров Э.А., Резцов В.Ф., Суржик Т.В. Пространственно-неоднородные структуры при электротепловом пробое полупроводниковых материалов // Техн. електродинаміка. Тем. вип. Проблеми сучасної електротехніки. – 2006. – Ч. 3. – С. 21-24.

50. Николис Г., Пригожин И. Самоорганизация в неравновесных системах. – М.: Мир, 1979. – 512 с.

51. Мхитарян Н.М. Гелиоэнергетика. Системы, технологии, применение. – Киев: Наукова думка, 2002. – 320 с.

52. Постников М.М. Устойчивые многочлены. – М.: Наука, 1981. – 176 с.
53. Резцов В.Ф. Некоторые принципы синергетического анализа динамики процессов преобразования энергии нетрадиционных и возобновляемых источников // Відновлювана енергетика. – 2005. – №1. – С. 19 – 25.
54. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. – М.: Высшая школа, 1973. – 752 с.
55. Общая электротехника / Под ред. А.Т. Блажкина. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 592 с.
56. Меркин Д.Р. Введение в теорию устойчивости движения. – М.: Наука, 1987. – 304 с.
57. Руденко Т.В., Шевченко П.Н., Юрченко Н.Н., Тодоренко В.А. Токораспределение в параллельном соединении силовых транзисторов при включении // Техн. електродинаміка. – 1994. – №3. – С. 29 – 32.
58. Руденко Т.В., Шевченко П.Н., Юрченко Н.Н. Токораспределение в параллельном соединении силовых транзисторов при выключении //
59. Бекиров Э.А., Резцов В.Ф. Возмущения параметров двигателей постоянного тока и их моделирование RLC цепями // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2006. – № 1 (13). – С. 64-70.
60. Бекиров Э.А. Неустойчивости в системе «фотобатарея – температурозависимая нагрузка» // Відновлювана енергетика. – 2005. – № 3-4. – С. 13-16.
61. Бекиров Э.А. Нелинейные колебания в системе «фотобатарея – активно-реактивная нагрузка» // Відновлювана енергетика. – 2005. – № 2. – С. 26-30.
62. Бекиров Э.А. Колебания в системе фотобатарея – активно-реактивная нагрузка // Праці VI Міжнародної конференції «Відновлювана енергетика XXI століття» (19-23 вересня 2005 р.). – АР Крим, смт. Миколаївка: Інститут відновлюваної енергетики НАН України, 2005. – С. 75-76.
63. Федий В.С., Соболев В.Н. Электромагнитные процессы в последовательном RLC-контуре с коммутатором в цепи емкости (индуктивности) // Електричество. – 1996. - № 9. – С. 67–71.
64. Борисов Р.К., Колиушко Г.М., Колиушко Д.Г. Проблемы обеспечения электромагнитной совместимости на электроэнергетических объектах в современных условиях // Техн. електродинаміка: Тем. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». – 2002. – Ч. 4. – С. 99–103.
65. Липковский К.А., Федоров С.Д. Определение требований к блоку гарантированного питания управляющих микроЭВМ, работающих в условиях сетевых помех. – Киев: 1990. – 44 с. – (Препр. / АН УССР. Ин-т электродинамики; 669).
66. Москаленко Г.А., Пономарев В.А., Жаркин А.Ф., Козлов А.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения. Обзор отечественных и зарубежных литературных источников. – Киев: 1988. – 41 с. – (Препр. / АН УССР. Ин-т электродинамики; 604)
67. Арп К., Шнетлер А. Сучасне планування промислових мереж // Енергетика та ринок. – 1997. - № 1 (2). – С. 25–27.
68. Афанасьева Е.И., Тульчин И.К. Снижение расхода электроэнергии в электроустановках зданий. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 224 с.

69. Кузнецов В.Г. Устройства повышения качества электрической энергии в низковольтных сетях с нулевым проводом // *Электричество*. – 198. - № 10. – С. 6–10.
70. Бржезицкий В.А., Найдовский А.В., Бутов С.В. О влиянии высших гармонических составляющих напряжения на характеристики измерительных трансформаторов // *Вестник КПИ. Электроэнергетика*. – 1983. – Вып. 20. – С.36–40.
71. Будницкий В.Е. Влияние гармонического состава сигнала на показания выпрямительных приборов // *Измерит. техника*. – 1984. - № 4. – С. 34–36.
72. Мирский Г.Л. *Электронные измерения*. – М.: Радио и связь, 1986. – 440 с.
73. Пентегов И.В., Сидорец В.Н., Рымар С.В., Волков И.В. Особенности расчета K и K_R -факторов распределительных трансформаторов и трансформаторов устройств преобразовательной техники // *Техн. електродинаміка: Темп. вип. «Силова електроніка та енергоефективність»*. – 2003. – Ч.4. – С. 33–39.
74. Жежеленко И.В. *высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий*. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 160 с.
75. Поляков Н.Г., Кийко В.В. Об одном методе оценки эффективности электропотребления при несимметричных нелинейных нагрузках // *Техн. електродинаміка: Тем. вип. «Проблеми сучасної електротехніки»*. – 2002. – Ч. 7. – С. 86–89.
76. Каминский Е.А. *Звезда, треугольник, зигзаг*. Изд. 4-е, перераб., М., «Энергия», 1977. 104 с. ил.
77. Бессонов Л.А. *Теоретические основы электротехники*. М., Высшая школа, 1984. – 752 с. ил.
78. *Электроэнергетические системы в примерах и иллюстрациях*. Под. ред. В.А. Веникова М., Энергоатомиздат, 1983, 504 с. ил.
79. Г. Корн, Т. Корн. *Справочник по математике*. М., «Наука», 1978, 831 с. ил.
80. Бронштейн И.Н., Семедляев К.А. *Справочник по математике*. М., ГИТТЛ, 1956, 608 с. ил.
81. Бекиров Э.А. *Потоки электрической энергии в системах электроснабжения* // *Техн. електродинаміка. Тем. вип. Проблеми сучасної електротехніки*. – 2004. – Ч. 3. – С. 37-40.
82. Бекиров Э.А. *Методы построения преобразователей энергии постоянного тока нетрадиционных источников в электрическую энергию переменного тока промышленной частоты с подключением в энергосистему* // *Строительство и техногенная безопасность. Сб. научных трудов Национальной академии природоохранного и курортного строительства*. – 2003. – Вып. 8. – С. 155-160.
83. Бекиров Э.А., Козлов О.М., Сокут Л.Д., Бонев Д.Б. *Установки многофункциональных компьютеризированных источников электроснабжения для учебных и научных целей* // *Строительство и техногенная безопасность. Сб. научных трудов Национальной академии природоохранного и курортного строительства*. – 2003. – Вып. 8. – С. 171-177.
84. Пат. 56050 А Україна, 7 Н01Н5/30. Пристрій контролю напруги / Е.А. Бекиров (Україна). – № 2002097553; Заявл. 19.09.02; Опубл. 15.04.03, Бюл. № 4. – 10 с.

85. Пат. 56708 А Україна, 7 Н02М1/08. Пристрій синхронізації генератора з мережею по напрузі і частоті / Е.А. Бекіров, А.Д. Масліков (Україна). – № 2002086871; Заявл. 20.08.02; Опубл. 15.05.03, Бюл. № 5. – 16 с.
86. Пат. 56709 А Україна, 7 Н02М1/08. Спосіб синхронізації генератора з мережею по напрузі і частоті / Е.А. Бекіров, А.Д. Масліков (Україна). – № 2002086872; Заявл. 20.08.02; Опубл. 15.05.03, Бюл. № 5. – 10 с.
87. Пат. 57401 А Україна, 7 Н02М7/48. Генератор синусоїдальної напруги, синхронізований з мережею змінного струму / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2002097615; Заявл. 23.09.02; Опубл. 16.06.03, Бюл. № 6. – 26 с.
88. Пат. 57395 А Україна, 7 Н02М1/08. Спосіб Бекірова синхронізації генератора з мережею по частоті / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2002097515; Заявл. 17.09.02; Опубл. 16.06.03, Бюл. № 6. – 10 с.
89. Пат. 57451 А Україна, 7 Н02М7/5395. Інвертор квазісинусоїдальної напруги / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2002108344; Заявл. 22.10.02; Опубл. 16.06.03, Бюл. № 6. – 15 с.
90. Пат. 57381 А Україна, 7 Н02М1/08. Пристрій синхронізації генератора з мережею по частоті / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2002097339; Заявл. 10.09.02; Опубл. 16.06.03, Бюл. № 6. – 26 с.
91. Пат. 61745 А Україна, 7 G05F1/56, Н02М3/335, Н02М7/00. Синфазний помножувач частоти / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003043218; Заявл. 10.04.03; Опубл. 17.11.01, Бюл. № 11. – 6 с.
92. Пат. 61746 А Україна, 7 Н01Н5/30. Пристрій контролю напруги / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003043219; Заявл. 10.04.03; Опубл. 17.11.03, Бюл. № 11. – 7 с.
93. Пат. 61747 А Україна, 7 Н03D5/00. Формувач мережних імпульсів напруги / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003043220; Заявл. 10.04.03; Опубл. 17.11.03, Бюл. № 11. – 6 с.
94. Пат. 62711 А Україна, 7 G05F1/56, Н02М3/335, Н02М7/00. Вузол квантування за часом / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003054141; Заявл. 16.07.03; Опубл. 15.12.03, Бюл. № 12. – 10 с.
95. Пат. 62776 А Україна, 7 G05F1/56, Н02М3/335, Н02М7/00. Імпульсний стабілізатор постійної напруги / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003054556; Заявл. 20.05.03; Опубл. 15.12.03, Бюл. № 12. – 6 с.
96. Пат. 62777 А Україна, 7 Н02М7/5395. Пристрій струмового захисту – 2 / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003054557; Заявл. 20.05.03; Опубл. 15.12.03, Бюл. № 12. – 6 с.
97. Пат. 62778 А Україна, 7 G05F1/569, Н02М7/5395. Пристрій захисту стабілізатора напруги від перевищення струму і напруги / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003054558; Заявл. 20.05.03; Опубл. 15.12.03, Бюл. № 12. – 6 с.
98. Пат. 63726 А Україна, 7 G05F1/569, Н02М7/5395. Пристрій захисту джерел живлення від перевантажень, коротких замикань та перевищення вихідної напруги / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003065215; Заявл. 06.06.03; Опубл. 15.01.04, Бюл. № 1. – 6 с.
99. Пат. 63725 А Україна, 7 Н02М7/5395. Пристрій захисту джерел живлення від перевантажень та коротких замикань / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003065214; Заявл. 06.06.03; Опубл. 15.01.04, Бюл. № 1. – 5 с.

100. Пат. 63389 А Україна, 7 Н02М7/5395. Пристрій токового захисту / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003043221; Заявл. 10.04.03; Опубл. 15.01.04, Бюл. № 1. – 5 с.

101. Пат. 63546 А Україна, 7 G01R25/00. Пристрій контролю фази / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003043945; Заявл. 29.04.03; Опубл. 15.01.04, Бюл. № 1. – 5 с.

102. Пат. 63727 А Україна, 7 G05F1/56, H02M3/335, H02M7/00. Пристрій керування імпульсним стабілізатором / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003065216; Заявл. 06.06.03; Опубл. 15.01.04, Бюл. № 1. – 12 с.

103. Пат. 63545 А Україна, 7 Н02М7/5395. Вихідний підсилювач інвертора квазісинусоїдальної напруги / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003043943; Заявл. 29.04.03; Опубл. 15.01.04, Бюл. № 1. – 6 с.

104. Пат. 63728 А Україна, 7 G05F1/56, H02M3/335, H02M7/00. Вузол модуляції імпульсного стабілізатора / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003065217; Заявл. 06.06.03; Опубл. 15.01.04, Бюл. № 1. – 8 с.

105. Пат. 63577 А Україна, 7 Н02М1/08. Спосіб Бекірова перетворення енергії / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003054140; Заявл. 16.07.03; Опубл. 15.01.04, Бюл. № 1. – 8 с.

106. Пат. 64388 А Україна, 7 Н02М7/5395. Інвертор квазісинусоїдальної напруги / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003054708; Заявл. 26.05.03; Опубл. 16.02.04, Бюл. № 2. – 18 с.

107. Пат. 65760 А Україна, 7 G05F1/56, H02M3/335. Формувач імпульсів керування імпульсного стабілізатора / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003043944; Заявл. 29.04.03; Опубл. 15.04.04, Бюл. № 4. – 6 с.

108. Пат. 66525 А Україна, 7 G05F1/56, H02M3/335, H02M7/00. Імпульсний стабілізатор Бекірова / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003076344; Заявл. 08.07.03; Опубл. 17.05.04, Бюл. № 5. – 22 с.

109. Пат. 66526 А Україна, 7 G05F1/56, H02M3/335, H02M7/00. Вузол квантування за часом – 2 / Е.А. Бекіров, А.Д. Масліков (Україна). – № 2003076345; Заявл. 08.07.03; Опубл. 17.05.04, Бюл. № 5. – 10 с.

110. Пат. 66531 А Україна, 7 Н02М1/08. Спосіб Бекірова керування перетворювачем енергії / Е.А. Бекіров (Україна). – № 2003076406; Заявл. 09.07.03; Опубл. 17.05.04, Бюл. № 5. – 10 с.

111. Пат. 5795 А Україна, 7 Н02М7/5395. Захисний пристрій багатофункціонального перетворювача напруги / Е.А. Бекіров, А.Д. Масліков (Україна). – № 20040807089; Заявл. 26.08.04; Опубл. 15.03.05, Бюл. № 3. – 14 с.

112. Пат. 5864 А Україна, 7 G05F1/56, H02M3/335, H02M7/00. Спосіб Бекірова керування багатофункціональним перетворювачем напруги / Е.А. Бекіров (Україна). – № 20040907715; Заявл. 22.09.04; Опубл. 15.03.05, Бюл. № 3. – 8 с.

113. Пат. 9031 А Україна, 7 G05F1/56, H02M3/335, H02M7/00. Пристрій керування багатофункціонального перетворювача напруги / Е.А. Бекіров (Україна). – № 20040907716; Заявл. 22.09.04; Опубл. 15.09.05, Бюл. № 9. – 10 с.

114. Пат. 10930 А Україна, 7 G05F1/56, H02M3/335, H02M7/00. Багатофункціональний перетворювач напруги / Е.А. Бекіров (Україна). – № и 200500361; Заявл. 14.01.05; Опубл. 15.12.05, Бюл. № 12. – 22 с.

115. Пат. 12639 Україна, МПК H02M7/5395, A01H 1/04. Спосіб Бекірова захисту підсилювача потужності багатофункціонального перетворювача напруги / Е.А. Бекіров (Україна). – № и 200508261; Заявл. 22.08.05; Опубл. 15.02.06, Бюл. № 2. – 10 с.

116. Пат. 18620 Україна, МПК H02M7/539. Перетворювач постійної напруги фотоелектричних модулів у змінну напругу / І.В. Сопов, Е.А. Бекіров, Д.Б. Бонев, Р.Е. Меджитов, А.Д. Теміркая (Україна). – № 200605439; Заявл. 18.05.06; Опубл. 15.11.06, Бюл. № 11. – 14 с.

117. Пат. 23342 Україна, МПК (2006) H02M7/539. Спосіб Бекірова перетворювач постійної напруги фотоелектричних модулів у змінну напругу / Е.А. Бекіров (Україна). – № и 200611884; Заявл. 13.11.06; Опубл. 25.05.07, Бюл. № 7. – 16 с.

118. Пат. 23373 Україна, МПК (2006) H02M 1/08. Спосіб бекірова перетворення постійної напруги у трифазну змінну напругу / Е.А. Бекіров (Україна). – № и 200612760; Заявл. 04.12.06; Опубл. 25.05.07, Бюл. № 7. – 12 с.

119. Бекиров Э.А. Колебания в системе фотобатарея – активно-реактивная нагрузка // Праці VI Міжнародної конференції «Відновлювана енергетика XXI століття» (19-23 вересня 2005 р.). – АР Крим, смт. Миколаївка: Інститут відновлюваної енергетики НАН України, 2005. – С. 75-76.

120. Бекиров Э.А., Резцов В.Ф. Динамические свойства двухпроводных длинных линий, соединяющих фотобатареи с нагрузкой // Праці VIII Міжнародної конференції «Відновлювана енергетика XXI століття» (17-21 вересня 2007 р.). – АР Крим, смт. Миколаївка: Інститут відновлюваної енергетики НАН України, 2007. – С. 94.

121. Пат. 24117 Україна, МПК (2006) H02M7/53. Трифазний перетворювач синусоїдальної напруги / Е.А. Бекіров, А.Д. Масліков (Україна). – № и 200612741; Заявл. 04.12.06; Опубл. 25.06.07, Бюл. № 9. – 10 с.

122. Бекиров Э.А. Методика анализа дискретных функций при преобразовании напряжения фотоэлектрических модулей в переменное напряжение синусоидальной формы // Праці VII Міжнародної конференції «Відновлювана енергетика XXI століття» (11-15 вересня 2006 р.). – АР Крим, смт. Миколаївка: Інститут відновлюваної енергетики НАН України, 2006. – С. 116-118.

123. Бекиров Э., Стрижаков К. Оптимизация режимов распределения нагрузки в совмещенной системе с возобновляемыми источниками энергии. // MOTROL, Люблин, Vol. 14, № 1, 2012, – с. 149–154.

124. Марквардт К.Г. Электроснабжение электрофицированных железных дорог. – М.; «Транспорт», 1982, 528 с. ил.

125. Зорин В.В., Тисленко В.В. Системы электроснабжения общего назначения. Чернигов, 1978, – 3-е изд., – 336 с. ил.

126. Смирнов А.Д. Справочная книжка энергетика. – М.; «Энергия», 1978, 3-е изд., – 336 с. ил.

127. Супронович Г.А. Улучшение коэффициента мощности преобразовательных установок. М.; Энергоатомиздат, 1985, 136 с. ил.

128. «Электроэнергетические системы в примерах и иллюстрациях», под ред. В.А. Веникова, М.; Энергоатомиздат, 1983, 504 с. ил.

129. «Энергетическая электроника». Справочное пособие. Под ред. В.А. Лабунцова. М.; Энергоатомиздат, 1987, 464 с. ил.

130. Данцис Я.Б., Жилов Г.М. Емкостная компенсация реактивных нагрузок мощных промышленных предприятий. – Л.; «Энергия», Ленинград. отд., 1980. 176 с. ил.

131. Расчеты и анализ режимов работы сетей. Учебн. пособие для вузов. Под ред. В.А. Веникова. М., «Энергия», 1974 г., 336 с. ил.

132. Электрические системы. Математические задачи электроэнергетики. Учебник для студентов вузов / Под ред. В.А. Веникова – 2-е изд. перераб. и доп. – М.; Высш. школа, 1981. – 288 с. ил.

133. Электрические системы. Режимы работы электрических систем и сетей. Под ред. В.А. Веникова. Учебн. пособие для электроэнергетич. вузов. М.; «Высшая школа», 1975. – 344 с. ил.

134. Оптимизация режимов электростанции и энергосистем. Под ред. В.А. Веникова – М.; Энергоиздат, 1981 – 464 с. ил.

135. Электрические системы. Электрические расчеты программирования и оптимизации режимов. Под ред. В.А. Веникова – М.; «Высшая школа», 1973, - 320 с. ил.

136. Изюмов Н.М., Линде Д.П. Основы радиотехники. – 4-е изд. перераб. и доп. – М.; радио и связь, 1983. – 376 с. ил.

БЕКИРОВ Эскендер Алимович

ВОЗОБНОВЛЯЕМАЯ ЭНЕРГЕТИКА

В авторской редакции

Формат 60x84/16. Усл. печ. л. 23,7. Тираж 50 экз.

ИЗДАТЕЛЬСТВО ТИПОГРАФИЯ «АРИАЛ».
295034, Республика Крым, г. Симферополь, ул. Севастопольская, 31-а/2,
тел.: +7 978 71 72 901, e-mail: it.arial@yandex.ru
www.arial.3652.ru

Отпечатано с оригинал-макета в типографии ИП Бражников Д.А.
295053, Республика Крым, г. Симферополь, ул. Оленчука, 63,
тел. +7 978 71 72 902, e-mail: braznikov@mail.ru.