

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Санкт-Петербургский горный университет»

На правах рукописи

ВЕПРИКОВ АНТОН АНДРЕЕВИЧ

**ОБОСНОВАНИЕ СТРУКТУРЫ И ПАРАМЕТРОВ
ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫХ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ
ДЛЯ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ
ПОСТОЯННОГО ТОКА БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ**

Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

ДИССЕРТАЦИЯ
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

НАУЧНЫЙ РУКОВОДИТЕЛЬ
доктор технических наук,
профессор Абрамович Б.Н.

Санкт-Петербург – 2017

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1 НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ ДЛЯ ПИТАНИЯ МОЩНЫХ ПРОМЫШЛЕННЫХ УСТАНОВОК ПОСТОЯННОГО ТОКА	11
1.1 Анализ влияния мощных выпрямительных нагрузок на питающую сеть	11
1.2 Особенности мощных промышленных потребителей постоянного тока	14
1.3 Электротехнические комплексы для питания промышленных потребителей постоянного тока большой мощности	22
1.4 Цели и задачи диссертационной работы	30
ГЛАВА 2 ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЕ СПОСОБЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПРОМЫШЛЕННЫХ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ.....	32
2.1 Силовые полупроводниковые ключи в мощных преобразователях.....	32
2.2 Активный повышающий выпрямитель с коррекцией коэффициента мощности.....	40
2.3 Активный выпрямитель понижающего типа	46
2.4 Трансформаторное оборудование с изменяемым коэффициентом трансформации для преобразовательных установок.....	55
2.5 Выводы ко второй главе	61
ГЛАВА 3 ФОРМИРОВАНИЕ СТРУКТУРЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА И ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ЕГО ЭЛЕМЕНТОВ	63
3.1 Структура секционированной системы электроснабжения с активными выпрямителями.....	63
3.2 Экспериментальные исследования энергетических показателей электротехнического комплекса на основе параметрического источника тока.	67
3.3 Энергетические показатели электротехнического комплекса с активными преобразователями.....	72

3.4 Эффективность работы конденсаторной батареи входного фильтра при вариации параметров электротехнического комплекса.....	77
3.5 Коэффициент полезного действия блоков с активным преобразователем...	82
3.6 Выводы к третьей главе.....	88
ГЛАВА 4 ОЦЕНКА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА С АКТИВНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ С ПИТАЮЩЕЙ СЕТЬЮ ПРИ ПОМОЩИ ИМИТАЦИОННОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ	90
4.1 Влияние выпрямителей на показатели качества электроэнергии на входе преобразовательного комплекса.....	90
4.2 Система управления активным преобразователем с коррекцией коэффициента мощности.....	98
4.3 Методы снижения искажений входного тока и напряжения при работе преобразовательной секции с параллельными активными выпрямителями	108
4.4 Выводы к четвёртой главе.....	114
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	115
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	117
ПРИЛОЖЕНИЕ А. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА С ВАКУУМНОЙ ПЕЧЬЮ 833Д.....	128
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. АКТ ВНЕДРЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ.....	133

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы.

В настоящее время в промышленности для питания потребителей широко используется постоянный ток, при этом наибольшая доля его потребления (до 60%) приходится на предприятия металлургической отрасли. Так, потребляемая мощность электролизёров цветных и редкоземельных металлов колеблется от 2 до 1000 МВт, у электродуговых печей постоянного тока она достигает 80 МВт, привод прокатных станов требует до 16 МВт.

Для достижения высокой производительности электротехнологических установок и обеспечения их энергоэффективности требуется осуществлять управление активной мощностью потребителей постоянного тока с глубиной регулирования выпрямленного напряжения 80-100% при точности стабилизации постоянного тока 0,1-0,2% с быстроедействием до нескольких секунд.

Однако использование широкоприменяемых в настоящее время управляемых выпрямительных агрегатов с системами точной стабилизации тока на основе дросселей и силовых тиристоров приводит к увеличению потребления реактивной мощности и росту искажений синусоидальности входного тока и напряжения в точке подключения преобразовательного комплекса к энергосети. Данные обстоятельства ведут к необходимости завышения установленной мощности силового электротехнического оборудования и повышению расходов на электроэнергию.

Степень разработанности направления исследований.

Совершенствованием систем электроснабжения для промышленных установок постоянного тока занимался ряд отечественных и зарубежных учёных. В работах Сальникова В.Г. и Никулина А.Д. анализировались показатели качества электроэнергии и режимы работы преобразовательных подстанций предприятий цветной металлургии, изложены методы построения систем электроснабжения с мощными нелинейными нагрузками и приведены способы повышения качества электроэнергии на предприятиях цветной металлургии [70, 63]. Галевским Г.В. рассмотрены вопросы электроэнергетики и электроснабжения

электролитического производства алюминия с применением режимов стабилизации и модуляции тока [31]. Хохлов Ю.И. оценивал возможности компенсации тиристорных агрегатов в условиях электролиза алюминия [80, 81]. Алтунин Б.Ю. и Богатырёва А.В. разрабатывали системы электропитания для электролизных установок с бесконтактным переключателем числа витков в трансформаторах [5, 16]. Педро А.А. внёс значительный вклад в теорию электроснабжения и интенсификации производства электродуговых печей [66, 67]. Абрамович Б.Н. предложил использовать в электротехнических комплексах для питания мощных потребителей постоянного тока активные преобразователи [2-4]. Борисов П.А. в работах [17, 18] разрабатывал методики анализа и синтеза энергетических подсистем электротехнических комплексов с высокими энергетическими показателями. Храмшин Т.Р. и Пандит П. изучали влияние мощных активных преобразователей на питающую сеть и разрабатывали способы снижения уровня гармонических искажений [83, 65]. Вопросы повышения электромагнитной совместимости алюминиевых заводов и энергосети в условиях нехватки мощности разрабатывал Wiestner M. [101].

В то же время до конца не изучен вопрос применения активных преобразователей в составе электротехнических комплексов для питания промышленных установок постоянного тока большой мощности с целью снижения установленной мощности силового оборудования, синхронизации основных гармоник тока и напряжения в точке подключения к сети, повышения электромагнитной совместимости с сетью и коэффициента полезного действия (КПД). В этой связи отсутствуют научно обоснованные критерии структурирования преобразовательного комплекса и выбора параметров его элементов, что требует проведения дополнительных теоретических и экспериментальных исследований по данному вопросу.

Цель исследования.

Выявление закономерностей процессов и характера изменения энергетических показателей электротехнического комплекса, осуществляющего электропитание промышленных потребителей постоянного тока большой

мощности для научно обоснованного формирования его структуры и выбора параметров элементов, обеспечивающих минимизацию установленной мощности электротехнического оборудования и потребляемой электроэнергии.

Идея исследования.

Поставленная цель достигается использованием секций активных преобразователей для поддержания коэффициента мощности на входе электротехнического комплекса близким к единице при вариации параметров потребителя и повышения электромагнитной совместимости с сетью методом сдвига фаз несущих сигналов широтно-импульсной модуляции (ШИМ) выпрямителей.

Основные задачи исследования.

1. Провести анализ и обобщение теоретических и экспериментальных исследований, проведённых ранее по рассматриваемой тематике. Выполнить аналитический обзор существующих преобразовательных комплексов для электропитания мощных промышленных установок постоянного тока и выявить возможность повышения эффективности их работы.

2. Обосновать секционированную структуру высокоэффективного электротехнического комплекса с активными преобразователями для питания мощных промышленных потребителей постоянного тока с уменьшенной мощностью трансформаторного оборудования и повышенным коэффициентом мощности.

3. Провести экспериментальные исследования электротехнического комплекса с активными преобразователями с целью оценки возможности совместной работы силовых ключей в составе блоков активных преобразователей в условиях параллельного включения большого числа преобразовательных блоков, при эффективном использовании полупроводниковых элементов по токовой нагрузке.

4. Разработать компьютерную модель преобразовательного комплекса, обеспечивающего синхронизацию фаз основных гармоник потребляемого тока и питающего напряжения в точке присоединения к энергосети независимо от

отклонений амплитуды и частоты питающего напряжения при стабилизации и регулировке параметров нагрузки с возможностью реализации режимов стабилизации и модуляции тока.

5. Выявить способы повышения электромагнитной совместимости преобразовательного комплекса с сетью в пределах вариации технологических режимов потребителя с помощью сдвига фаз несущих сигналов ШИМ блоков активных преобразователей в составе электротехнического комплекса. Получить зависимость показателей качества электроэнергии от числа преобразователей и КПД преобразовательного комплекса от частоты несущего сигнала ШИМ.

Научная новизна.

1. Выявлены закономерности, позволяющие обосновать структуру и параметры электротехнического комплекса с активными преобразователями для электропитания промышленных установок постоянного тока большой мощности, в котором достигается минимизация потребления реактивной мощности, установленной мощности электрооборудования и обеспечиваются условия эффективной параллельной работы силовых ключей и преобразовательных блоков.

2. На основе анализа электромагнитных процессов в элементах преобразовательного комплекса, разработана структура системы управления, выполняющей синхронизацию фаз основных гармоник тока и напряжения и снижающей их несинусоидальность в точке подключения к энергосети независимо от отклонений амплитуды и частоты сетевого напряжения и технологических режимов нагрузки.

Положения, выносимые на защиту.

1. Формирование структуры электротехнического комплекса для питания потребителей постоянного тока следует проводить на основании эквивалентности полной потребляемой мощности с учётом КПД и коэффициента мощности, произведению выходной мощности единичных модулей на их число, количество секций и преобразователей в секции, с учётом дисбаланса токовых нагрузок силовых ключей, вносимого разбросом параметров силовых и управляющих

контуров параллельно соединенных модулей, при условии минимизации установленной мощности силового электрооборудования.

2. Минимизация потребления электрической энергии и реактивной мощности из сети переменного тока достигается синхронизацией фаз основных гармоник сетевого напряжения и тока, а снижение искажений их формы – рассинхронизацией коммутационных процессов блоков активных выпрямителей с ШИМ, причём величина сдвига фаз несущих частот определяется количеством блоков и быстродействием системы управления электротехническим комплексом.

Практическая ценность.

1. Предложена структура и установлены параметры высокоэффективного электротехнического комплекса с активными преобразователями для электропитания мощных промышленных потребителей постоянного тока.

2. Экспериментально подтверждена возможность реализации энергоэффективных электротехнических комплексов промышленных потребителей мощностью до 0,5 МВт при параллельной работе блоков активных преобразователей и силовых ключей.

3. Реализована система управления электротехническим комплексом, позволяющая осуществить эффективное регулирование энергопотребления промышленных потребителей постоянного тока большой мощности, с целью снижения платы за электроэнергию путём снижения потребляемой мощности в часы максимума.

Методы исследования.

Методологической и теоретической основой диссертации являются методы теории электрических цепей, теории систем электроснабжения, теории автоматического управления, теории преобразовательной техники, теории силовой электроники, методы гармонического анализа.

Для решения поставленных в диссертационной работе задач применялись численные методы решения уравнений с использованием MathCAD, математическое и компьютерное моделирование в среде Matlab Simulink.

При выполнении работы проведены экспериментальные исследования электротехнического комплекса промышленного потребителя постоянного тока большой мощности, в ходе которых производились измерения параметров электроэнергии с использованием сертифицированных приборов.

Достоверность результатов исследования.

Достоверность научных положений, выводов и рекомендаций, полученных в работе, подтверждается известными теориями преобразовательной техники и силовой электроники, методами математического моделирования и гармонического анализа, а также сходимостью теоретических и экспериментальных исследований с погрешностью не более 10%.

Реализация результатов работы.

Предложенные в диссертации рекомендации по разработке электротехнических комплексов для электропитания промышленных установок постоянного тока были использованы при модернизации преобразовательного комплекса, питающего вакуумные дуговые печи на заводе технологического литья ОАО «Технолит». Получен акт внедрения основных результатов работы.

Личный вклад автора.

Личный вклад автора состоит во включенном участии на всех этапах исследования, непосредственном участии в получении и обработке экспериментальных данных, личном участии в апробации результатов исследования. Установлено, что преобразовательные комплексы с активными выпрямителями для питания промышленных нагрузок постоянного тока позволяют осуществить эффективное преобразование переменного тока в постоянный при коэффициенте мощности потребляемой из сети энергии близком к единице, и снижении установленной мощности силового трансформаторного электрооборудования без уменьшения диапазона регулирования выпрямленного напряжения. Автором разработана компьютерная модель, позволяющая оценить электромагнитную совместимость преобразовательного комплекса, включающего активные выпрямители, с сетью при рассинхронизации фаз их несущих сигналов ШИМ. Экспериментально доказана эффективная работа и высокий коэффициент

мощности (0,95-0,98) системы электроснабжения, содержащей 90 блоков активных преобразователей на IGBT ключах, при питании электрической дуги постоянного тока мощностью 0,5 МВт с диапазоном регулирования тока 3-100%.

Апробация работы.

Основные положения и научные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на II международном научно-техническом семинаре «Современные разработки в области электроснабжения и электропривода» (Санкт-Петербург, СПбГУ, 2016 г.), VI научной конференции молодёжного инновационного центра ПАО «Ленэнерго» (Санкт-Петербург, ОАО «Ленэнерго», 2016 г.), III международной научно-практической конференции «Промышленная безопасность предприятий минерально-сырьевого комплекса в XXI веке» (Санкт-Петербург, СПбГУ, 2016 г.).

Публикации.

По теме диссертации в рецензируемых научных изданиях опубликовано 10 научных работ, в том числе 3 из них в журналах, рекомендованных ВАК Минобрнауки РФ.

Структура и объем работы.

Диссертация состоит из введения, 4 глав, заключения, содержит 58 рисунков, 8 таблиц, список литературы из 102 наименований. Общий объем диссертации 133 страницы.

ГЛАВА 1 НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ ДЛЯ ПИТАНИЯ МОЩНЫХ ПРОМЫШЛЕННЫХ УСТАНОВОК ПОСТОЯННОГО ТОКА

1.1 Анализ влияния мощных выпрямительных нагрузок на питающую сеть

В настоящее время в цветной и чёрной металлургии, химической промышленности, гальванике и прочих отраслях промышленности широко используется электроэнергия постоянного тока, при этом её наибольшая доля (до 60%) приходится на цветную металлургию [8-11]. Установленная мощность $P_{уст}$ потребителей постоянного тока различается в зависимости от их вида, режима работы, удельного расхода электроэнергии и производительности. Наиболее распространёнными потребителями среднего ($5 < \Sigma P_{уст} < 100$ МВт), крупного ($100 < \Sigma P_{уст} < 1000$ МВт) и особо крупного ($\Sigma P_{уст} > 1000$ МВт) класса на промышленных предприятиях являются:

- электролизные установки получения цветных металлов из расплавов (алюминий, магний) и растворов (цинк, медь, никель, натрий, кадмий, свинец, марганец, вода и пр) [8, 11, 61];

- электролизные установки получения газов (хлор, фтор, водород) [33];

- технологические установки получения кремния (поликремния, монокремния) [41];

- электродуговые печи постоянного тока (сталеплавильные, руднотермические, вакуумные), печи электрографитации [41, 60, 72, 75];

- электропривод со звеном постоянного тока (экскаваторы, прокатные станы, буровые станки) [64, 65];

- прочие нагрузки с необходимостью больших рабочих токов (транспорт и т.п.).

Для обеспечения оптимального протекания технологических процессов в вышеприведённых установках требуется регулировать параметры выпрямленного тока и напряжения в широком диапазоне с заданной точностью и

быстродействием. Необходимость управления этими параметрами обусловлена как внешними, так и внутренними причинами. К внешним причинам относятся колебания и отклонения напряжения питающей сети, которые согласно [38] не должны превышать $\pm 10\%$. К внутренним причинам относятся изменения величины и характера электрического сопротивления нагрузки и, как следствие, технологического тока, как во время нормального протекания технологических процессов, так и при проведении обслуживающих и ремонтных операций [монография].

Использование выпрямительных агрегатов с неуправляемыми и частично управляемыми ключами приводит к увеличению реактивной мощности, потребляемой преобразовательным агрегатом, что является причиной снижения коэффициента мощности системы электроснабжения. В некоторых случаях положительный эффект от систем стабилизации выпрямленного тока оказывается нивелирован возросшими расходами на электроэнергию [31].

Мощные (по отношению к энергосистеме) управляемые вентильные преобразователи являются электроприемниками, вызывающими наиболее серьезные нарушения качества электроэнергии в питающей сети и, в частности, оказывающими значительное влияние на формы кривых напряжений и токов [6, 55, 78]. Наличие высших гармоник в кривой питающего напряжения приводит к нарушению электромагнитной совместимости системы электроснабжения предприятия с питающей сетью, что является причиной возникновения нарушений в работе автоматики, релейной защиты и, в некоторых случаях, самих вентильных преобразователей. Гармоники тока и напряжения вызывают дополнительные потери мощности в питающих линиях, трансформаторах, батареях конденсаторов и т.д. Происходит ускоренное старение изоляции электрических машин, аппаратов и кабелей, что сопряжено со снижением надёжности электрооборудования.

Возможности использования фильтрокомпенсирующих устройств (ФКУ) в таких условиях ограничено из-за возможности их перегрузки токами высших гармоник и возникновения резонансных явлений [44, 45, 71]. Выполнение

требований по электромагнитной совместимости системы электроснабжения с питающей энергосетью должно обеспечиваться на стадии проектирования путём выбора рациональной структуры [71, 55, 46-48].

В настоящей работе в первую очередь рассматриваются электролизёры цветных металлов и электродуговые печи постоянного тока как наиболее энергоёмкие и распространённые промышленные потребители постоянного тока. В силу специфики технологических процессов, их преобразовательные комплексы большую часть времени работают в зарегулированном режиме для обеспечения максимальной производительности за счёт снижения эффективности преобразования электроэнергии и долговечности электротехнического оборудования. Например, при производстве алюминия доля электроэнергии в себестоимости достигает 25-30% [9, 31], данное обстоятельство вынуждает искать компромисс между себестоимостью и количеством произведённой продукции.

1.2 Особенности мощных промышленных потребителей постоянного тока

Напряжение на промышленных электролизёрах цветных металлов редко превышает несколько вольт, а рабочий ток превысил десятки и даже сотни килоампер, в этой связи отдельные электролизные установки включаются электрически последовательно. Такое соединение называется серией электролиза (СЭ). Мощность СЭ, как потребителей электроэнергии, изменяется от единиц до десятков МВт при электролизе меди (никеля, цинка), до сотен и даже тысяч МВт для электролизёров алюминия. Процесс электролиза протекает непрерывно, что обуславливает непрерывный режим работы серии и первую категорию надёжности электроснабжения. На передовых предприятиях по производству алюминия с выходом по току до 95% расход технологической электроэнергии составляет 12500-13000 кВт·ч*т алюминия [9, 31]. Самый крупный алюминиевый завод в России – БРАЗ ежегодно расходует около 15 млрд. кВт·ч электроэнергии, при этом доля электроэнергии в себестоимости продукта находится в пределах 25-40%.

В отличие от серий электролитического получения магния, никеля, меди и других элементов с постоянным электрическим сопротивлением, электрическое сопротивление СЭ алюминия не остается постоянным во времени. При снижении концентрации глинозёма в электролите ниже критического значения смачиваемость анода электролитом резко (в течение 0,1-0,3 с) ухудшается, что приводит к увеличению активного сопротивления на границе анод-электролит в несколько раз. Это явление носит название анодного эффекта, при этом напряжение на ванне повышается с 4-5 В до 30-50 В на несколько минут [19].

Принято считать, что число анодных эффектов, которое возникает на СЭ за достаточно длительный промежуток времени – величина, практически постоянная для данной серии [59, 61]. Исходя из этого, определяют запас напряжения на преобразовательной подстанции [31] и регламент обслуживания ванн. На передовых предприятиях по производству алюминия частота АЭ составляет 0,1-0,2 в сутки.

Особенностью электролизёров, как потребителей электрической энергии является наличие обратной ЭДС, которая составляет на электролизёрах цинка 75-80% от номинального напряжения серии, на электролизёрах магния 45%, алюминия 30%, никеля 25%, меди 10% [64]. В виду того, что производительность электролизеров, при прочих равных условиях, прямо пропорциональна протекающему по ним току, поддержание заданной величины тока серии является важной задачей. Все преобразовательные агрегаты СЭ оснащены устройствами, которые позволяют дискретно изменять напряжение на зажимах серии непосредственно под нагрузкой для грубой корректировки расчётной величины тока. Некоторые серии оснащены устройствами для точной стабилизации тока для обеспечения режима «постоянства тока» [31, 61].

Существует и другой способ обеспечения заданной производительности серии, согласно которому необходимо выдерживать количество электричества в виде ампер-часов в течение достаточно короткого (6-8 ч) промежутка времени. Исходя из этого, на зарубежных алюминиевых заводах осуществляют снижение тока серии в те периоды суток, когда стоимость электроэнергии максимальна. Такой режим получил название «модуляция тока» [31].

Напряжение на одном электролизном агрегате для получения алюминия составляет 3,8-4,5 В, а их количество в серии электролиза алюминия составляет от 60 до 322 ванн, в этой связи на крупнейших заводах напряжение на СЭ превысило 1400 В при технологическом токе 500-800 кА [9, 31]. Максимально допустимое напряжение на зажимах серии определяется условиями безопасного обслуживания электролизеров, которые зависят от величины токов утечки, температуры и влажности атмосферы в рабочей зоне. Увеличение числа установленных электролизеров ведёт к снижению удельных капиталовложений в строительство цеха и уменьшению потерь электроэнергии на кремниевой понизительной подстанции (КПП) при преобразовании переменного тока в постоянный [61]. Кроме того увеличение числа ванн снижает влияние единичных электролизёров на величину тока всей серии.

Приложенное к зажимам электролизной серии напряжение U_C расходуется на преодоление обратной ЭДС E_0 электролизера и падения напряжения на омических элементах всех электролизеров серии R_C (ошиновка, катодные блоки, анод, электролит), то есть

$$U_C = \sum E_0 + IR_C. \quad (1.1)$$

Потребляемая серией полезная мощность P равна:

$$P = IU_C = I \sum E_0 + I^2 R_C, \quad (1.2)$$

где I – средняя сила тока серии.

Непосредственно на электролиз расходуется мощность $I \cdot \sum E_0$. Обратная ЭДС, главным образом, зависит от температуры электролита и концентрации глинозема в нем [61]. Мощность, расходуемая на подогрев электролита, является также полезной составляющей, так как она необходима для поддержания теплового режима электролизеров.

Вольт-амперная характеристика (ВАХ)

электролизёров имеет вид прямой AC (рисунок 1.1) При номинальном режиме серии рабочая точка определяется пересечением прямой AC (внешняя характеристика серии) и $U_{xx}C$ (внешняя характеристика источника), при этом номинальному напряжению U_H соответствует номинальный ток I_H . Во время анодного эффекта сопротивление серии возрастает с α_1 до α_2 , что соответствует прямой AC_1 , току и напряжению $U_{aэ}$ и $I_{aэ}$. Ток, проходящий по серии электролизеров I_C , определяется выражением:

$$I_C = \frac{U_C - \sum E_0}{R_C}. \quad (1.3)$$

Относительное изменение тока ΔI при изменении напряжения серии на величину ΔU_C будет равно:

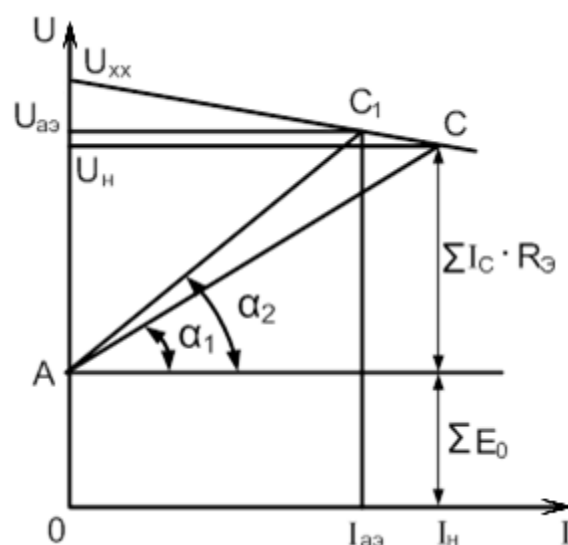


Рисунок 1.1 – Внешняя ВАХ электролизёра алюминия.

$$\Delta I = \frac{\Delta I_c}{I_c} = \frac{\Delta U_c}{(U_c - \sum E_0)}. \quad (1.4)$$

Из-за наличия обратной ЭДС изменение напряжения серии ΔU вызывает относительно большие изменения тока ΔI , и еще большие изменения мощности ΔP , что видно из приведенных ниже соотношений:

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{\Delta U}{U_c} \cdot \frac{U_c}{U_c - \sum E_0} \approx 1,5 \frac{\Delta U}{U_c}, \quad (1.5)$$

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{\Delta I}{I} \left(2 - \frac{\sum E_0}{U_c} \right) + \frac{\Delta I}{I} (U_c - \sum E_0) \approx 2,4 \frac{\Delta U}{U_c}. \quad (1.6)$$

Из выражений (1.5) и (1.6) видно, что чем больше значение E_0 , тем большими будут изменения тока при одинаковом изменении напряжения на зажимах серии. Например, при изменении напряжения на 1% ток серии изменяется на 1,5%, а потребляемая мощность – на 2,4%. Аналогично снижение тока на 1% уменьшает потребляемую мощность на 1,6%.

Ещё одним распространённым видом мощных потребителей постоянного тока являются установки электродугового нагрева. Дуговые вакуумные печи выполняются мощностью до 2 МВт, в то время как для дуговых печей постоянного тока (ДППТ) для плавки стали и ферросплавов расчётная мощность трансформатора достигает 80 МВА. Расход электроэнергии на расплавление тонны твердой завалки в ДППТ достигает 650-900 кВт·ч [72, 74, 75]. Дуговые печи относятся ко второй категории надёжности электроснабжения, однако их вспомогательное оборудование (например насосы водяного охлаждения) входит в первую категорию.

Дуговые печи работают в резкопеременном режиме, при этом во время работы нагрузка может колебаться от нуля до максимума. Характерными особенностями дуговых печей являются большие значения рабочих токов при относительно небольших напряжениях, для поддержания дуги подается напряжение от 120 до 600 В, рабочие токи достигают 10-15 кА. Меньшие значения напряжений и токов относятся к печам емкостью 12 т и мощностью 50 МВт. Как и с электролизёрами, длительные отклонения напряжения питающей

сети негативно воздействуют на технологический процесс. Как правило, ДППТ работают с низким коэффициентом мощности 0,7-0,8, причём потребляемая из сети мощность меняется в процессе плавки [74, 75].

Напряжение на дуге и проводимость межэлектродного пространства зависят от величины тока дуги. При медленном изменении тока статическая ВАХ дуги имеет вид (рисунок 1.2), где точка 1 пересечения внешней характеристики питающей цепи и ВАХ дуги – момент неустойчивого равновесия (поджиг дуги). После поджига ток дуги растёт на участке i_1-i_2 , в это время электрическая энергия расходуется на поддержание дуги (участок ab), насыщение индуктивности дуговой цепи (bc) и потери в активном сопротивлении ошиновки (cd) до момента возникновения устойчивого равновесия в точке 2 (рабочая точка).

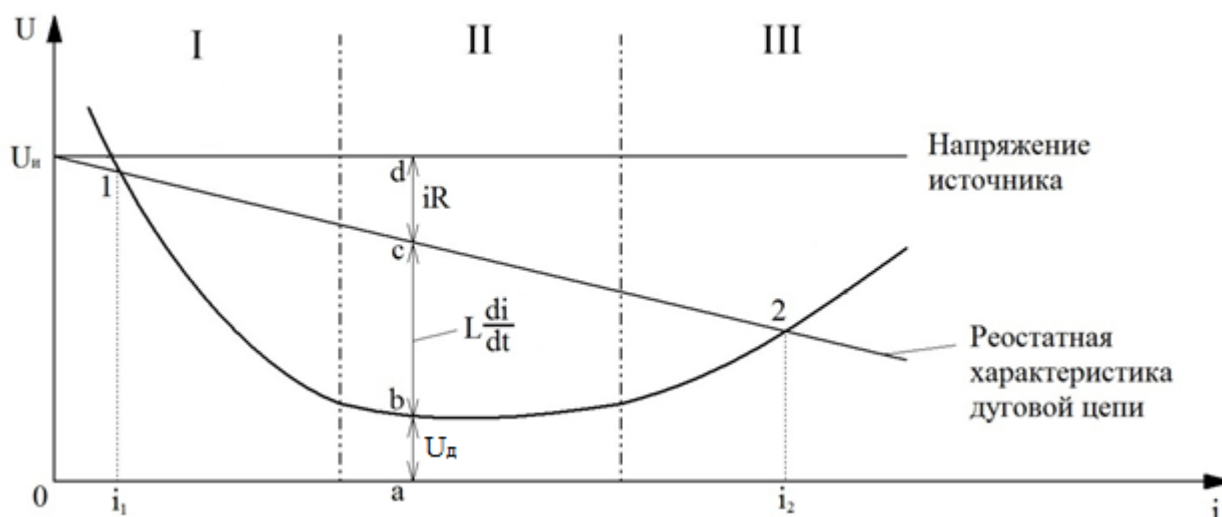


Рисунок 1.2 – ВАХ дуги постоянного тока.

Условно ВАХ дуги постоянного тока можно разделить на три участка: область I малых токов (80-100 А), область II средних токов (100-800 А) и область больших токов III (свыше 800 А). Режим горения дуги, соответствующий I участку является неустойчивым, устойчивой дуга будет на II и III участках ВАХ которые и являются рабочими для ДППТ.

Участок I характеризуется снижением напряжения дуги при увеличении тока, так как при этом растёт площадь поперечного сечения столба дуги и её проводимость из-за возрастающего числа процессов ионизации. При малой плотности тока форма кривой на I участке описывается уравнением Айртон [70]:

$$U_d = \alpha + \beta l + \frac{\gamma + \delta l}{I_d}, \quad (1.7)$$

где α – суммарное анодно-катодное падение напряжения; β – градиент потенциала в стволе дуги; γ и δ – мощности, затрачиваемые на вырывание электронов из катода и их перемещение в межэлектродном пространстве соответственно; l – длина дуги, I_d – ток дуги.

На участке II число процессов ионизации и рекомбинации в межэлектродном промежутке выравнивается, площадь поперечного сечения дуги продолжает расти, а её напряжение практически не зависит от величины тока. В условиях интенсивного охлаждения ВАХ II участка имеет слегка возрастающий характер.

При больших плотностях тока степень ионизации высокая, дуга не может расширяться, так как площадь её сечения ограничена диаметром электродов и её электрическое сопротивление становится постоянным, из-за чего ВАХ на участке III подчиняется закону Ома – ток и напряжение пропорциональны.

Существует четыре основных способа регулирования мощности электрической дуги [72]:

1. Изменение напряжения источника питания. Если напряжение источника питания увеличивать с $U_{ист1}$ до $U_{ист2}$, то для статически устойчивой ветви ВАХ получим $I_{д2} > I_{д1}$, то есть $P_2 > P_1$ (рисунок 1.3, а). Этот способ является основным в большинстве электротермических установок, так как он не создаёт дополнительных потерь при регулировании.

2. Изменение длины дуги. Увеличивая длину дуги с l_1 до l_2 при $U_{ист} = \text{const}$ получим $I_{д2} < I_{д1}$, и соответственно $P_2 > P_1$ (рисунок 1.3, б). За счёт этого можно осуществлять регулирование в широких пределах, причём как в установках постоянного, так и переменного тока.

3. Изменение внешней характеристики источника. При $U_{ист2} > U_{ист1}$ (рисунок 1.3, в) ток и мощность дуги возрастают. Регулирование характеристики источника осуществляется при помощи тиристоров или путём изменения его конфигурации.

4. Регулирование величины добавочного сопротивления. Путём введения добавочного сопротивления изменяется ВАХ источника (рисунок 1.3, з), с увеличением U_R ток и мощность дуги снижаются. Этот метод неэкономичен, однако он нашёл широкое применение в схемах маломощных установок.

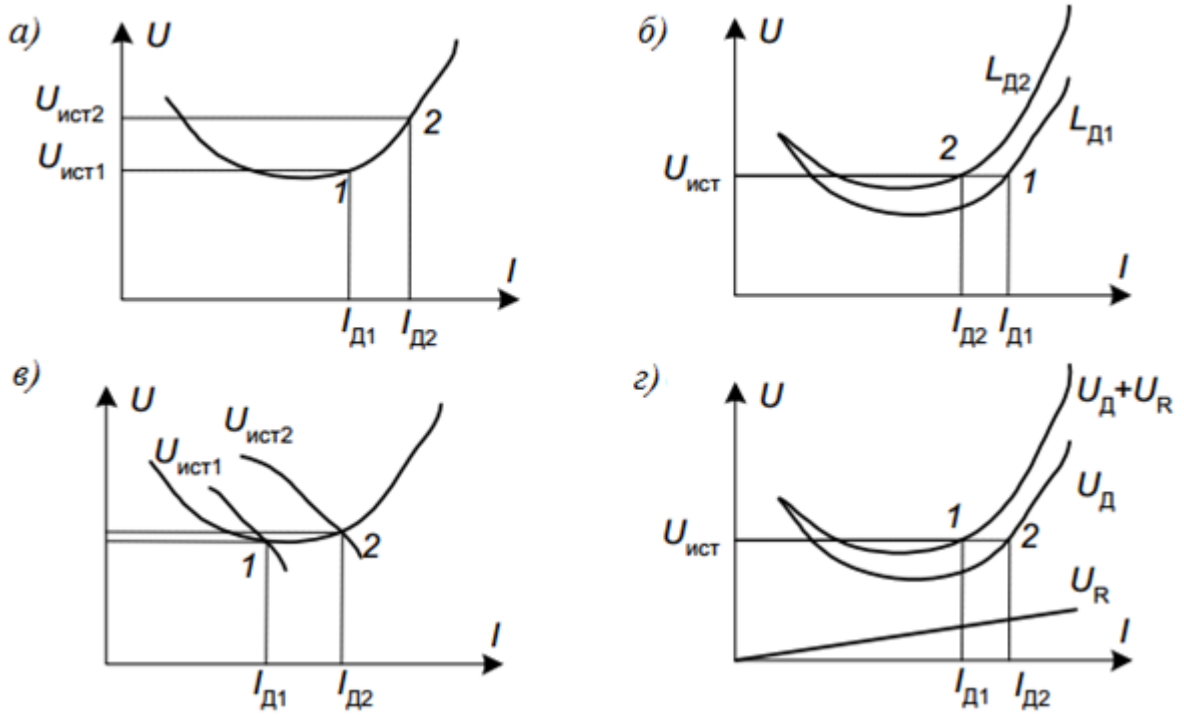


Рисунок 1.3 – Регулирование мощности дуги постоянного тока.

При средней и большой плотности тока третья слагаемое в (1.7) уменьшается, и напряжение почти не зависит от тока дуги. Как следствие, эффективным способом управления дугой на III участке является изменение межэлектродного расстояния.

Электрический режим реальной дуги характеризуется частыми скачками тока, вплоть до обрыва дуги и эксплуатационных коротких замыканий. Стабилизация подаваемого в печь тока необходима для увеличения коэффициента мощности установки и обеспечения оптимального протекания технологического процесса, в этой связи источника питания печи должен выполнять стабилизацию технологического тока [19, 72, 75].

Вышеописанные особенности мощных потребителей требуют от системы электроснабжения управления количеством и параметрами подводимой электроэнергии постоянного тока в зависимости от технологического режима.

Установлено, что система электроснабжения промышленных потребителей постоянного тока должна соответствовать следующим требованиям:

- стабилизировать ток нагрузки с точностью 0,1-0,5% независимо от изменений параметров нагрузки и колебаний напряжения питающей сети [21, 33];

- осуществлять пусковое регулирование выпрямленного напряжения с глубиной до 80% (до 100% на электролизёрах цинка) и рабочую стабилизацию тока нагрузки в диапазоне 15-40% от номинальной величины [11];

- обеспечивать электромагнитную совместимость преобразовательного комплекса в точке присоединения к энергосети при вариации параметров нагрузки [7, 48, 64, 71];

- удовлетворять требованиям надёжности электроснабжения в зависимости от категории потребителя [31, 60] и возможностей резервирования преобразовательного комплекса.

1.3 Электротехнические комплексы для питания промышленных потребителей постоянного тока большой мощности

Структура систем электроснабжения промышленных потребителей постоянного тока среднего, крупного и особо крупного класса мощности различается в зависимости от вида установки, потребляемой мощности, типа линий электропередач и удалённости от электростанций. Системы электроснабжения установок электролиза, как наиболее энергоёмких потребителей с непрерывным режимом работы, с целью уменьшения потерь электроэнергии при передаче часто выполняются по схеме глубокого ввода с питанием от линий 110-220 кВ, (рисунок 1.4, а, б). Электропотребители меньшей мощности (дуговые печи, привод сталепрокатных станков) с резкопеременным режимом работы получают питание от линий 6-35 кВ (рисунок 1.4, в, г). В зависимости от режима работы и категории надёжности электроснабжения может использоваться резервирование питающего присоединения и дублирование системы шин [31, 71].

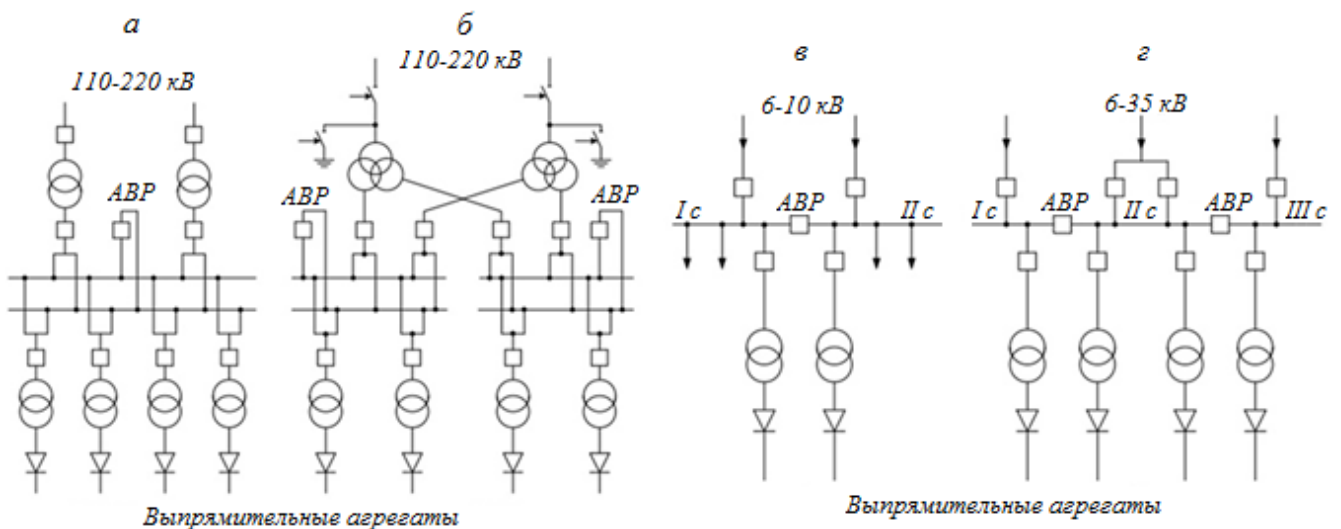


Рисунок 1.4 – Схемы питания преобразовательных подстанций потребителей постоянного тока большой (а, б), средней и малой мощности (в, г).

Система электроснабжения должна обеспечивать глубокое регулирование напряжения от нуля до номинального значения для осуществления пуска электролизёров и оперативное регулирование в пределах 15-40% от номинального значения с целью оптимизации технологического процесса.

Ступенчатое регулирование напряжения может выполняться в групповом силовом трансформаторе (в нём самом или при помощи автотрансформатора), в преобразовательных трансформаторах (ПТ) или одновременно в обеих группах. Силовые трансформаторы (СТ), используемые в выпрямительных агрегатах, оснащены переключающими устройствами, работающими под нагрузкой. Обычно переключающие устройства имеют от 13 до 23 ступеней регулирования и изменяют напряжение на стороне постоянного тока в пределах 15-25 В, что при диапазоне регулирования напряжения 50% обеспечивает регулирование тока с точностью 2,5-5% от номинального значения [80]. Достоинством этого метода является его простота и малое влияние на коэффициент мощности, поэтому он нашел широкое распространение в промышленности.

Однако регулирование напряжения переключающим устройством характеризуется низким быстродействием и дискретным изменением силы тока. Этот метод не может обеспечить автоматическое регулирование силы тока серии с точностью $\pm 1\%$, как требуется по условиям технологического процесса для достижения максимальной энергоэффективности производства, и применяется лишь на сериях с небольшой силой тока (60-80 кА), на которых отклонения тока не оказывают существенного влияния на технико-экономические показатели процесса.

Используя этот метод регулирования, удастся поддерживать не столько величину силы тока, сколько количество ампер-часов за заданный промежуток времени (час, смена, сутки). При этом в течение этого промежутка колебания силы тока достигают 10% и более, что негативно отражается на технологическом режиме. В виду того, что значение тока серии I_C не остаётся постоянным во времени. Исходя из выражения (1.6), оперативно и точно поддерживать заданное значение тока серии возможно путём изменения величины постоянного напряжения выпрямительными агрегатами. Наличие систем точной стабилизации тока позволяет реализовывать наиболее экономичный режим ведения процесса электролиза при сохранении заданных килоампер-часов [31, 47, 48, 51, 80].

1.3.1 Преобразовательные агрегаты с дросселями насыщения

Для питания мощных серий электролизёров цветных металлов применяют преобразовательные агрегаты, управляемые дросселями насыщения, типов ВАКЭЛ, ВАК (ВАКА, ВАКД), АВП. Более совершенные агрегаты типа ВАК по основным элементам, схеме выпрямления и компоновке принципиально не отличаются, от агрегатов типа ВАКЭЛ [64]. Полупроводниковые агрегаты выполняются по трёхфазной мостовой схеме и образуют двенадцатипульсную схему выпрямления (рисунок 1.5).

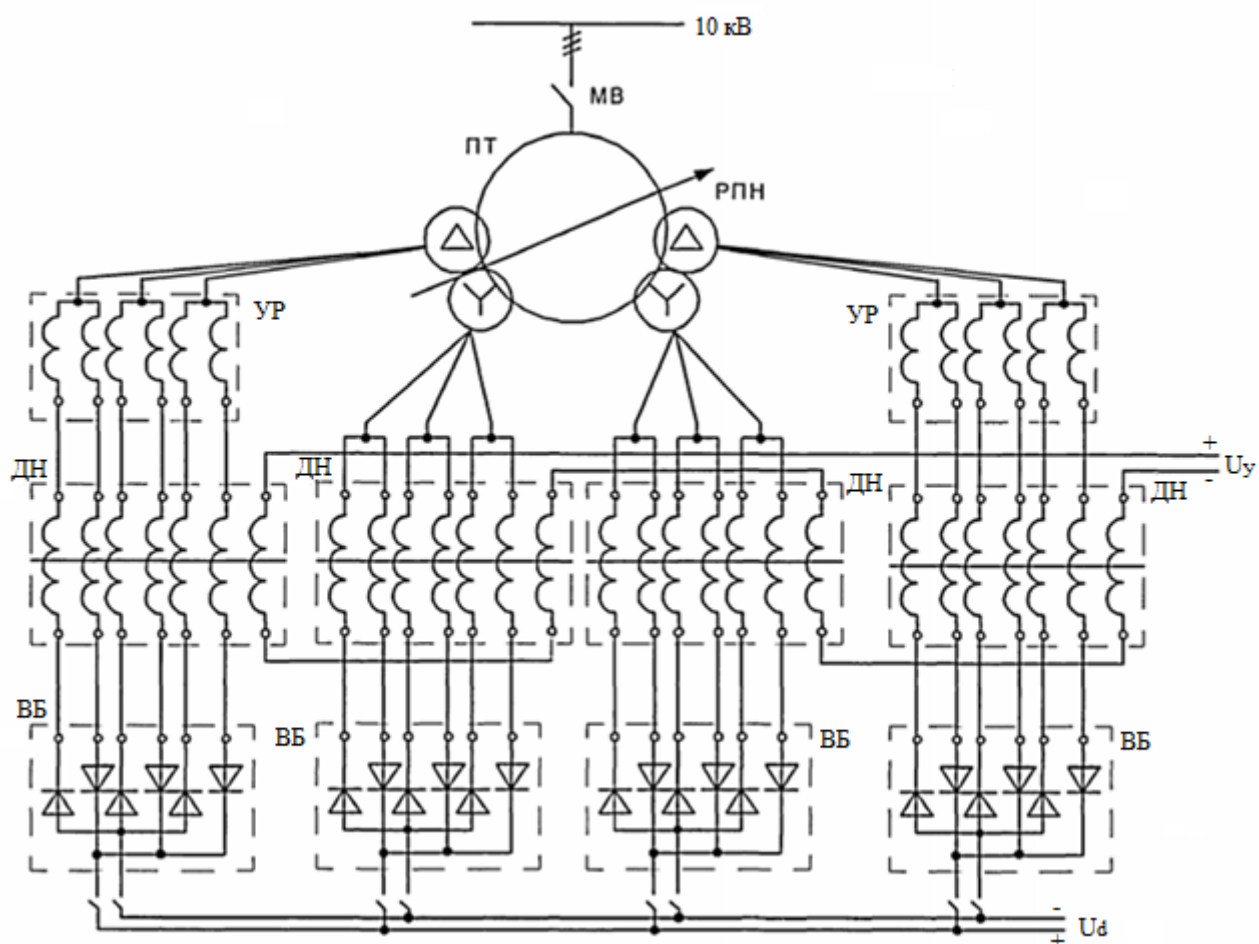


Рисунок 1.5 – Преобразовательный агрегат ВАКЭЛ 11250-450 с управлением дросселями насыщения.

Подключение преобразовательной секции к шине 10 кВ осуществляется межсекционным выключателем (МВ). Плавное регулирование или стабилизация выпрямленного тока в пределах 1-2 ступеней РПН преобразовательного трансформатора (ПТ) выполняется с помощью управляемых дросселей

насыщения (ДН), включенных последовательно с вентилями в плечи мостовых выпрямителей. Угол отпираания вентилей определяется магнитным состоянием дросселя насыщения и регулируется изменением тока управления дросселя.

При управлении полупроводниковыми выпрямительными агрегатами с помощью дросселей насыщения, происходит перераспределение нагрузки между трёхфазными выпрямительными мостами одного и того же агрегата, из-за чего отдельные выпрямительные мосты могут перегружаться на 70% и более. Работа перегруженных выпрямительных мостов характеризуется увеличенным углом коммутации, что обуславливает дополнительное снижение коэффициента мощности выпрямительного агрегата [39].

Преобразовательный трансформатор для существующих систем электропитания [64] имеет сетевую и четыре расщепленных вентильных обмотки, к которым подключаются выпрямительные блоки (ВБ) по мостовой схеме. Вентильные обмотки, соединенные по схеме треугольника, имеют меньшие индуктивные сопротивления рассеяния, чем обмотки, которые соединены по схеме звезды. Поэтому последовательно с ними включаются уравнивающие дроссели (УР), которые обеспечивают равномерное распределение тока между параллельно включенными вентильными блоками.

Следует отметить, что дроссели также снижают КПД электротехнического комплекса из-за наличия дополнительного активного сопротивления. При полностью насыщенных дросселях величина коэффициента мощности преобразовательного агрегата составляет приблизительно 0,91-0,92, но процессе регулирования снижается до величины 0,7-0,72, что вызывает значительное ухудшение электромагнитной совместимости агрегатов с системой электроснабжения [64].

1.3.2 Преобразовательные агрегаты с силовыми тиристорами

Для электролизёров цветных и редкоземельных металлов также выпускаются серии автоматизированных тиристорных преобразователей на напряжения 450-850 В и токи 6,3-50 кА при диапазоне регулирования

выпрямленного тока 5-100% [61, 64, 71]. Основными системами тиристорных преобразователей являются секции управляемых выпрямителей (УВ), резисторно-ёмкостные устройства защиты от перенапряжений (УЗП) и системы импульсно-фазового управления (СИФУ) (рисунок 1.6).

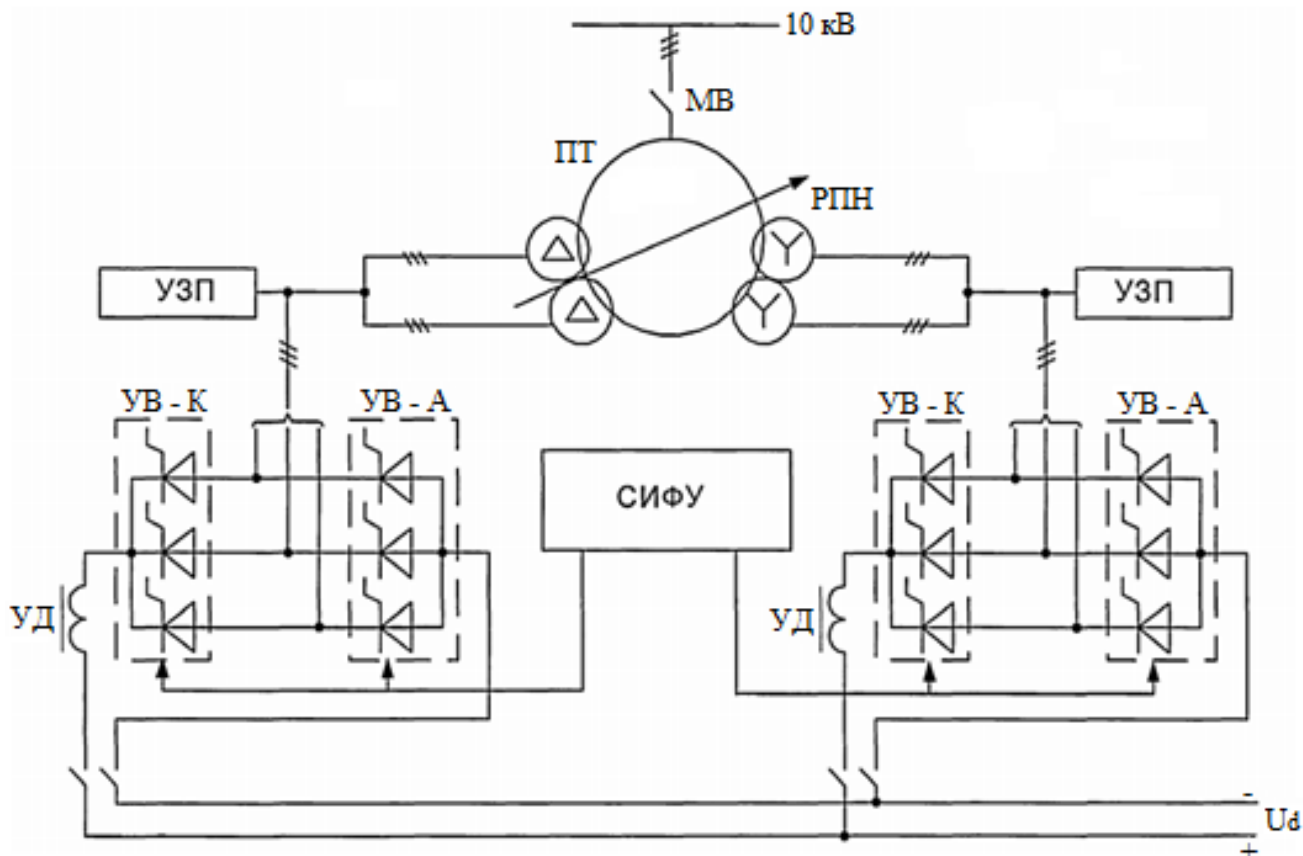


Рисунок 1.6 – Структурная схема тиристорных преобразователей типа САПТ-1-25000/850-Т-Э-У4.

Преимущество тиристорных преобразователей перед неуправляемыми диодными вентилями заключается в малой потребляемой мощности управления, малой инерционности преобразователей, так как отсутствует необходимость в дросселях насыщения и переключающих устройствах. Применение таких преобразователей целесообразно при необходимости повышенного быстродействия, а так же при необходимости глубокого регулирования напряжения.

Для выравнивания нагрузки параллельно работающих полупроводниковых мостов используют специальную схему балансировки тока с уравнительными

дросселями (УД), которые обеспечивают автономную работу фазосмещённых анодных и катодных мостовых групп управляемых вентилях (УВ-А и УВ-К). Их установка необходима из-за наличия разности мгновенных значений выпрямленных напряжений – напряжения небаланса. При отсутствии реакторов напряжение небаланса, меняющее полярность каждые 30 эл. град., попеременно запирает тиристоры выпрямительных мостов, вынуждая их коммутировать с двойной частотой и амплитудным значением тока, равным току нагрузки. Это приводит к перегреву тиристоров, росту коммутационных потерь и снижению коэффициента мощности выпрямителя [64].

Вентильные обмотки силового трансформатора типа ТДНП-4000/10, имеющие одну группу соединений включены параллельно. Переключение ступеней преобразовательного трансформатора производится автоматически при выходе углов управления тиристоров из оптимальной зоны. Зона оптимальных углов управления не может устанавливаться менее одной ступени напряжения трансформатора, так как при этом будет непрерывно происходить коммутация переключателя устройства регулирования напряжения под нагрузкой (РПН) преобразовательного трансформатора, и не должна превышать двух ступеней, так как при этом не полностью используются возможности амплитудного регулирования напряжения. Если в процессе стабилизации угол управления больше или меньше соответственно верхней или нижней границы зоны переключения, то после выдержки времени производится автоматическое переключение устройства РПН на понижение или повышение напряжения [64, 80]. Комбинированное управление тиристорными преобразователями и устройством РПН позволяет поддерживать коэффициент мощности преобразовательного агрегата в пределах 0,82-0,92 с глубиной регулирования напряжения до 80%. Однако большую часть времени тиристоры работают с ненулевым углом управления, обуславливая наличие фазового сдвига между основными гармоническими сетевого напряжения и потребляемого тока.

1.3.3 Параметрические источники тока.

Для питания маломощных (менее 2 МВт) потребителей постоянного тока широко используются параметрические источники тока (ПИТ), основанные на применении резонансных схем. С целью компенсации реактивной мощности прочих цеховых потребителей, параметрические источники проектируются с ёмкостным коэффициентом мощности равным 0,9 [46].

Простейшая схема трехфазного ПИТ с трехфазной мостовой диодной схемой выпрямления приведена на рисунке 1.7, он представляет собой три резонансных контура, образованных для каждой фазы первичной обмотки ПТ емкостью C и индуктивностью L , настроенными в резонанс на частоту питающей сети. R_d , L_d и I_d – активное, индуктивное сопротивление и ток в цепи потребителя.

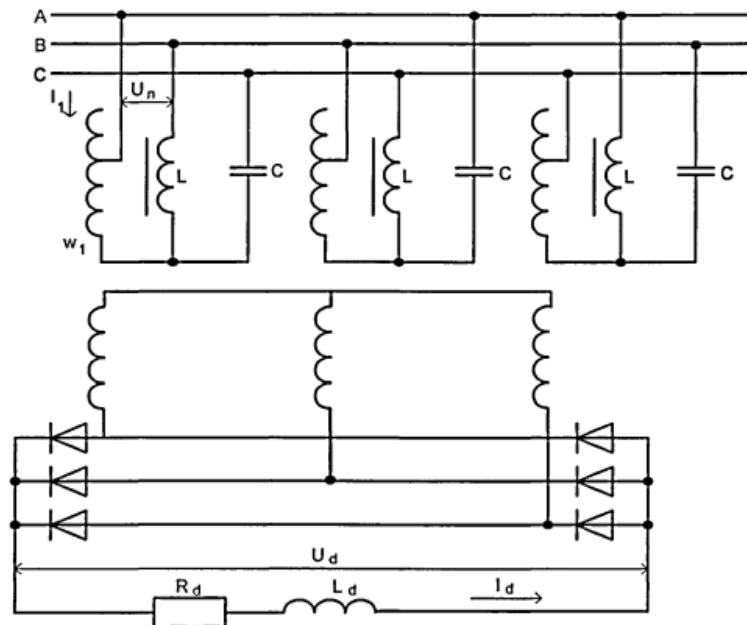


Рисунок 1.7. – Схема параметрического источника тока.

Схема ПИТ обладает тем свойством, что ток I_1 в цепи нагрузки первичной обмотки ПТ определяется только линейным напряжением $U_{Л}$ сети и реактивным сопротивлением X элементов резонансного контура:

$$I_1 = U_{Л} / X, \quad (1.8)$$

где $X = \omega L = 1 / \omega C$.

Полагая, что для каждой фазы преобразовательного трансформатора справедлив закон полного тока, получаем значение выпрямленного тока I_d через

ток первичной обмотки трансформатора I_1 и числа витков w_1 первичной и вторичной w_2 обмоток:

$$I_d = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot I_1 \cdot \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{л} \cdot w_1}{X \cdot w_2}. \quad (1.9)$$

Из формулы (1.9) видно, что величина выпрямленного тока не зависит от сопротивления нагрузки, за счёт чего ПИТ выполняет функцию стабилизатора тока. Режим холостого хода для ПИТ является аварийным, в рабочих режимах величину тока задают путём регулирования числа витков w_1 с помощью переключения ступеней ПТ.

В сравнении с используемыми в настоящее время электротехническими комплексами, осуществляющими преобразование переменного тока в постоянный, ПИТ обеспечивает стабилизацию тока в сложных технологических режимах, имеет более высокий коэффициент мощности, снижает негативное воздействие на энергетическую систему[16].

Однако ПИТы обладают существенными недостатками:

- точность стабилизации до 1% от номинального тока, что не удовлетворяет требованиям технологии (точность 0,1-0,2%);

- использование реакторов и конденсаторных батарей ведет к увеличению мощности силового оборудования, также возрастает установленная мощность преобразовательного трансформатора;

- параллельно фазам первичной обмотки преобразовательного трансформатора подключаются мощные реакторы, КПД которых не превышает 0,9);

1.4 Цели и задачи диссертационной работы

В результате проведённого анализа существующих систем электропитания выявлена необходимость повышения их энергоэффективности путём снижения установленной мощности силового оборудования (включая трансформаторное оборудование), снижения гармонических искажений, повышения коэффициента мощности и КПД преобразовательных установок. Учитывая развитие силовой полупроводниковой и цифровой техники, представляется целесообразным оценить возможности применения активных преобразователей для повышения энергоэффективности и электромагнитной совместимости систем электропитания промышленных потребителей с сетью.

Целью исследований данной работы является выявление зависимостей, позволяющих сформировать структуру и выбрать параметры элементов высокоэффективного электротехнического комплекса для питания мощных промышленных потребителей постоянного тока большой мощности. Эффективность оценивалась по следующим критериям: коэффициент мощности в точке присоединения преобразовательного комплекса к энергосети, электромагнитная совместимость преобразовательного комплекса с сетью, эффективность использования электротехнического оборудования и коэффициент полезного действия.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Обосновать секционированную структуру высокоэффективного электротехнического комплекса с активными преобразователями для питания мощных промышленных потребителей постоянного тока с уменьшенной мощностью трансформаторного оборудования и повышенным коэффициентом мощности.

2. Провести экспериментальные исследования электротехнического комплекса с активными преобразователями с целью оценки возможности совместной работы силовых ключей в составе блоков активных преобразователей в условиях параллельного включения большого числа преобразовательных

блоков, при эффективном использовании полупроводниковых элементов по токовой нагрузке.

3. Разработать компьютерную модель преобразовательного комплекса, обеспечивающего синхронизацию фаз основных гармоник потребляемого тока и питающего напряжения в точке присоединения к энергосети независимо от отклонений амплитуды и частоты питающего напряжения при стабилизации и регулировке параметров нагрузки с возможностью реализации режимов стабилизации и модуляции тока.

4. Выявить способы повышения электромагнитной совместимости преобразовательного комплекса с сетью в пределах вариации технологических режимов потребителя с помощью сдвига фаз несущих сигналов ШИМ блоков активных преобразователей в составе электротехнического комплекса. Получить зависимость показателей качества электроэнергии от числа преобразователей и КПД преобразовательного комплекса от частоты несущего сигнала ШИМ.

ГЛАВА 2 ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЕ СПОСОБЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПРОМЫШЛЕННЫХ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

2.1 Силовые полупроводниковые ключи в мощных преобразователях

Развитие полупроводниковой техники позволило значительно повысить мощность отдельных силовых ключей, в том числе их модульного исполнения за счёт применения технологий бесшовного соединения [30]. Силовые ключи GTO и модули IGBT с рабочими токами до нескольких килоампер используются в преобразователях средней мощности (до 16 МВт), которые нашли широкое применение в судовых энергосетях, тяговых подстанциях электротранспорта, установках ветрогенераторов и солнечных электростанциях [12, 15, 30].

В зависимости от целей и задач полностью управляемые ключи могут иметь различное исполнение [12, 43], некоторые варианты представлены на рисунке 2.1: а) с последовательно включенным диодом (без возможности рекуперации), б) со встречно-параллельным диодом, в) смешанное исполнение, г) полумост, д) спаренные элементы.

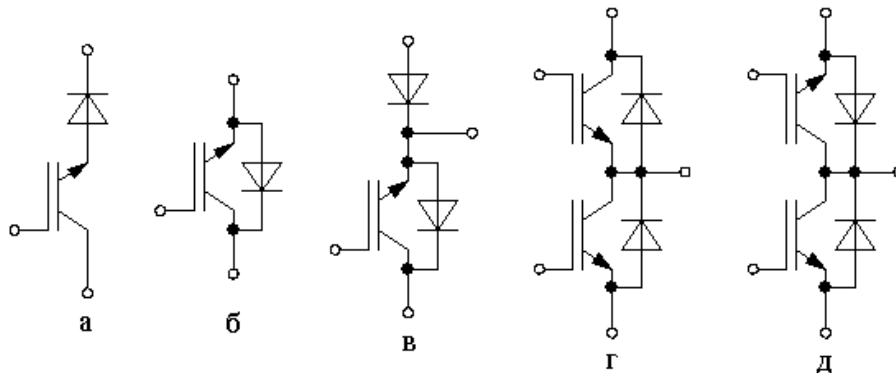


Рисунок 2.1 – Исполнение силовых модулей IGBT.

Для низкого класса рабочих напряжений увеличение мощности преобразователей обеспечивается параллельным соединением модулей силовых ключей. Рост мощности полупроводниковых элементов ведёт к увеличению их размеров, что требует большего пространства для размещения элементов преобразователя. Из-за увеличения физических размеров возникает существенная асимметрия контуров, повышается величина и разброс паразитных

индуктивностей цепей коммутации. При параллельной работе силовых ключей особое внимание уделяется их токовой балансировке: потерям напряжения в открытом состоянии, согласованию регулировочных характеристик (зависимости тока силового контура от управляющего напряжения и температуры полупроводника), выходным характеристикам драйвера, импедансу соединительных элементов силового и управляющего контуров [30].

Драйвер силового ключа представляет собой электронное устройство, обеспечивающее преобразование сигналов управления в вид, пригодный для непосредственного воздействия на полупроводниковый элемент. Затворы мощных силовых транзисторов имеют электрическую ёмкость порядка тысяч пикофард, соответственно для их быстрой зарядки при работе на высоких частотах нужен ток в несколько ампер. Драйвер обеспечивает ток для быстрой зарядки затвора транзистора, а также быстро разряжает его, когда транзистор нужно закрыть.

Прямое падение напряжения одинаково для всех включенных элементов, поэтому асимметрия токов в статическом режиме определяется разницей выходных характеристик ключей. На рисунке 2.2 показано, как суммарный ток распределяется в двух параллельных IGBT с разными внешними характеристиками.

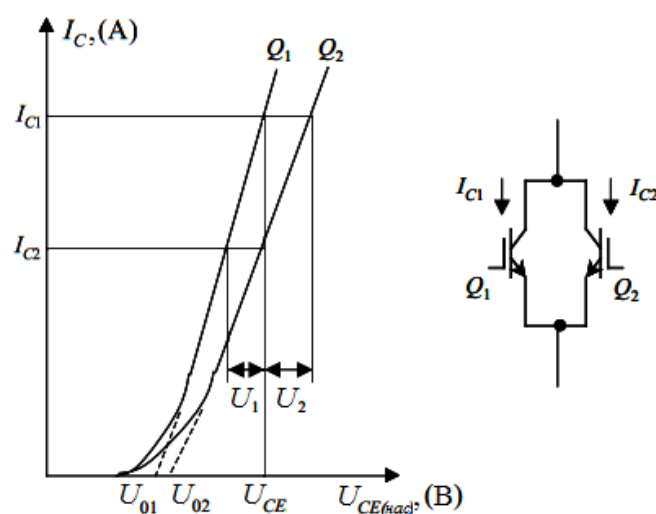


Рисунок 2.2 – Статическое распределение токов двух параллельных IGBT с различными внешними характеристиками.

Внешние характеристики транзисторов Q_1 и Q_2 можно аппроксимировать уравнениями:

$$\begin{cases} U_{CE_Q1} = U_{01} + I_{C1} \cdot r_1, \\ r_1 = \frac{U_1}{(I_{C1} - I_{C2})}, \\ U_{CE_Q2} = U_{02} + I_{C2} \cdot r_2, \\ r_2 = \frac{U_2}{(I_{C1} - I_{C2})}, \end{cases} \quad (2.1)$$

где U_{CE} – напряжение коллектор-эмиттер, В; I_C – ток коллектора, А; U_0 – минимальное напряжение насыщения идеализированного транзистора, В; U_1 и U_2 – разность напряжений коллектор-эмиттер на ключах при величинах токов I_{C2} и I_{C1} соответственно, В; r_1 и r_2 – сопротивления ключей в режиме насыщения, Ом.

Используя выражения (2.1), когда через параллельное соединение течёт ток $\Sigma I_C = I_{C1} + I_{C2}$, получаем следующее распределение токов:

$$\begin{cases} I_{C1} = \frac{U_{02} - U_{01} + r_2 \cdot \Sigma I_C}{r_1 + r_2}, \\ I_{C2} = \frac{U_{01} - U_{02} + r_1 \cdot \Sigma I_C}{r_1 + r_2}. \end{cases} \quad (2.2)$$

В простейшем случае, когда $U_{01} = U_{02}$ из этих уравнений видно, что I_{C1} будет в r_2/r_1 раз больше, чем I_{C2} . Можно утверждать, что разброс сопротивлений элементов в открытом состоянии является основным фактором, вызывающим дисбаланс токов.

В реальном случае необходимо учитывать дополнительное сопротивление силового контура, особенно сопротивление на эмиттере, так как оно оказывает влияние не только на внешнюю, но и на регулировочную характеристику. Параллельное соединение двух транзисторов с учётом сопротивления вывода эмиттера показано на рисунке 2.2, а. Напряжение на затворе транзистора будет равняться $U_{GE} = U - U_E$, поэтому при $R_{E1} \neq R_{E2}$ токи силовых каналов будут различаться. Чтобы уменьшить величину R_E , все силовые IGBT оснащаются дополнительным выводом эмиттера для подключения управляющего контура (рисунок 2.2, б).

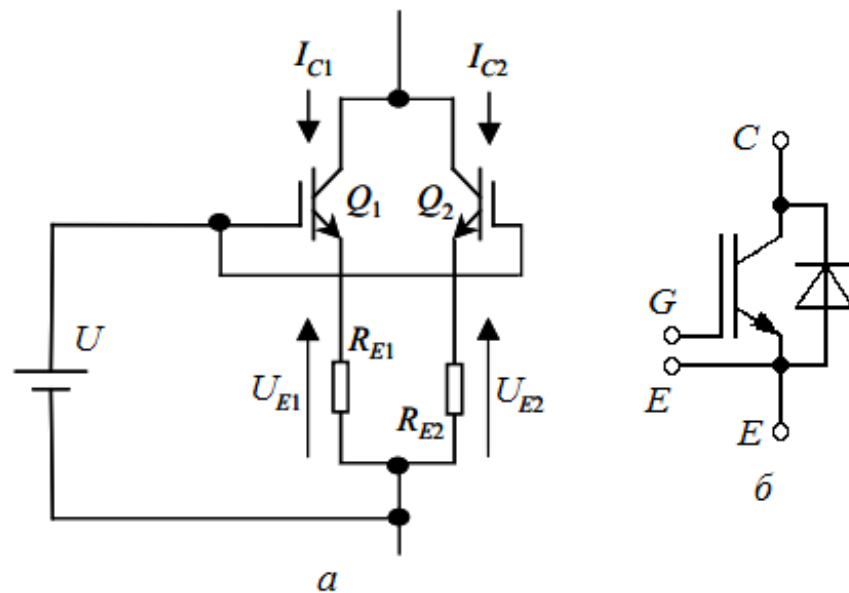


Рисунок 2.2 – а) влияние сопротивления контакта эмиттера на баланс токов и б) дополнительный контакт эмиттера в IGBT модуле.

После включения основная часть токовой нагрузки приходится на транзистор с наименьшим импедансом силового контура, соответственно у него растут потери проводимости и температура. Если этот транзистор обладает положительным температурным коэффициентом напряжения насыщения, то есть $U_{CE(нас)}$ растёт с увеличением температуры, выравнивание токов по параллельным ключам происходит автоматически. Подавляющая часть выпускаемых IGBT имеют положительный температурный коэффициент при токах, превышающих номинальное значение на 10-15%, что облегчает сборку параллельных соединений [12, 30].

От индуктивности цепи коммутации напрямую зависят динамические потери при включении и величина коммутационных перенапряжений при выключении. Большие значения этой индуктивности приводят к изменению скорости коммутации транзисторов и дисбалансу токов при переходных процессах, причём это влияние зачастую оказывается больше, чем влияние разброса характеристик силовых контуров. Чтобы избежать неравномерного распределения потерь переключения в параллельном соединении и возникновения уравнивающих токов, необходимо соблюдать симметрию соединений между транзисторами. Различие в скоростях коммутации приводит к

образованию токовых петель в цепях, соединяющих управляющие и силовые выводы эмиттеров (рисунок 2.3). Из-за этого потенциалы эмиттеров быстро изменяются, что в некоторых случаях приводит к повреждению управляющего контакта.

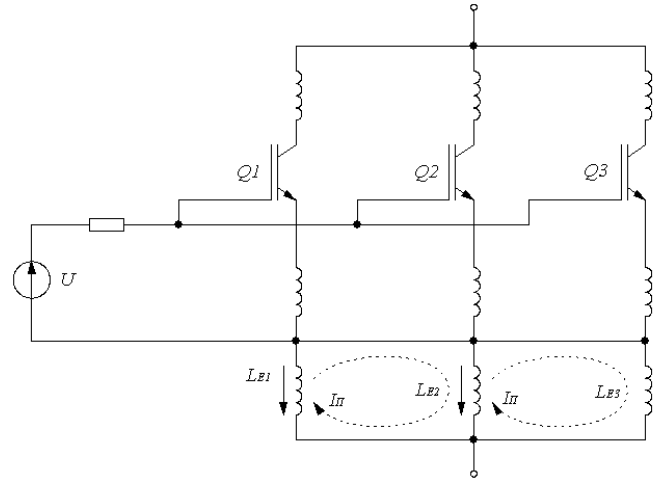


Рисунок 2.3 – Паразитные индуктивности и результирующая токовая петля.

Чтобы избежать этого параллельные модули IGBT подключают к одному драйверу (рисунок 2.4). В соответствии с общими рекомендациями соединение его выхода с управляющими выводами транзисторов производится витыми парами одинаковой длины, резисторы затвора R_{Gon} и R_{Goff} с допуском не более 1% размещаются в непосредственной близости от модулей [30].

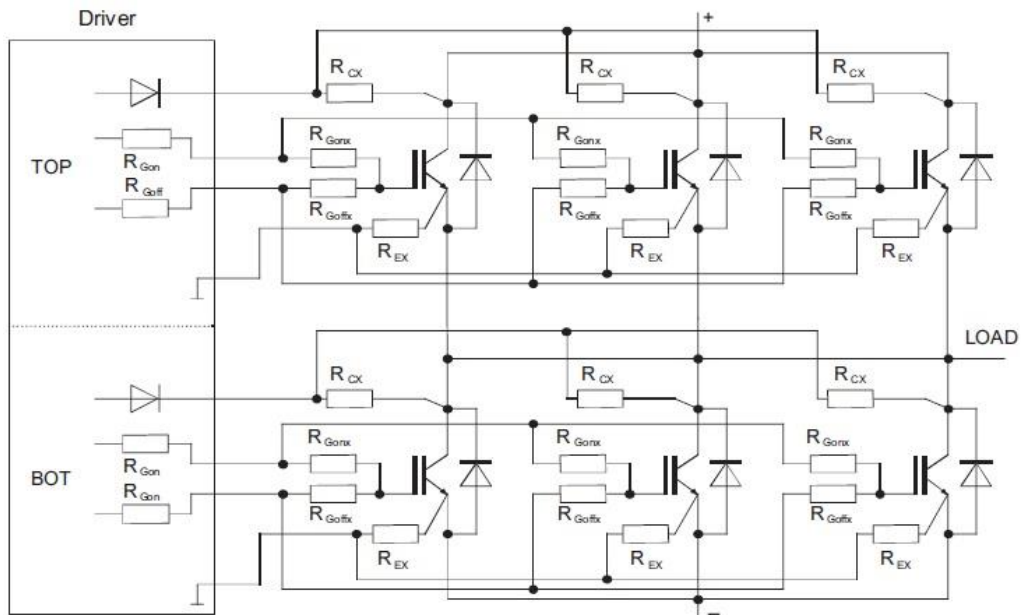


Рисунок 2.4. – Параллельное подключение IGBT модулей от одного драйвера.

В дополнение к сопротивлениям затвора, интегрированным в драйвер, каждый ключ должен иметь индивидуальные внешние резисторы R_{Gonx} и R_{Goffx} , необходимые для подавления колебательных процессов в цепи «затвор-эмиттер» и обеспечения синхронизированной коммутаций ключей.

Величина R_{Gonx} и R_{Goffx} должна составлять не менее 50% от общего сопротивления в цепи затвора, резисторы R_{Ex} служат для подавления петлевых токов в управляющих контурах (рисунок 2.5) и выравнивания скоростей токовой коммутации. Повышенное индуцированное напряжение (чёрная стрелка) на эмиттерной индуктивности более быстрого транзистора создаёт токовую петлю через соединение управляющего и силового выводов. При включении падение напряжения U_{Rex1} (зелёная стрелка) приводит к соответственному снижению напряжения на затворе более быстрого IGBT: $U_{GE1} = U_{GE} - U_{Rex1}$. Одновременно растёт сигнал управления «медленным» транзистором (голубая стрелка): $U_{GE2} = U_{GE} - U_{Rex2}$, из-за чего выравнивается время коммутации обоих ключей.

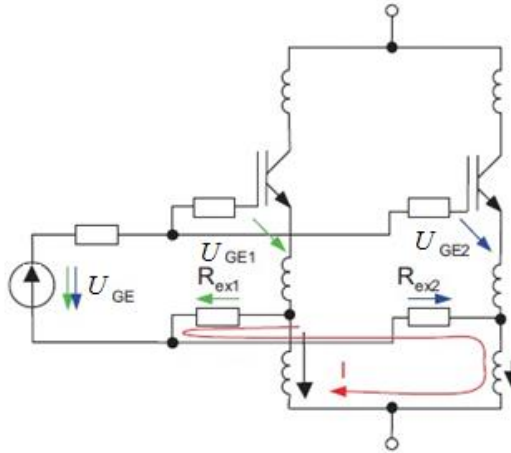


Рисунок 2.5 – Балансирующий эффект R_{Ex} .

Требование минимизации распределённой индуктивности справедливо и для соединений между силовыми ключами и конденсатором звена постоянного тока. С этой точки зрения установка нескольких небольших одинаковых ёмкостей возле каждого ключа выпрямителя предпочтительней, чем одного конденсатора соответствующей ёмкости. В системах высокой мощности (порядка МВт) между ёмкостями в звене постоянного тока устанавливают предохранители, необходимые для предотвращения аварийного замыкания конденсатора на

короткозамкнутую цепь [30]. Резисторы затвора должны располагаться максимально близко к выводам управления модуля IGBT.

В силу вышеописанных причин для учёта дисбаланса распределения токов по модулям приходится занижать максимальный ток их параллельного соединения. Отношение максимально допустимого тока соединения к максимально возможному (в случае идеальной балансировки) называется коэффициентом запаса по току и определяется из уравнения:

$$k_3 = \frac{(1-\alpha)M + 2k_{дб}}{(1+k_{дб})M}. \quad (2.3)$$

Коэффициент токового дисбаланса $k_{дб}$ устанавливается в зависимости от величины разброса токов IGBT для секции из M модулей в соответствии с уравнениями (2.4):

$$k_{дб} = \left(\frac{I_{пер}}{I_{ср}} - 1 \right), \quad (2.4)$$

$I_{пер}$ – ток перегруженного ключа, А; $I_{ср}$ – средний ток ключа в параллельном соединении, А.

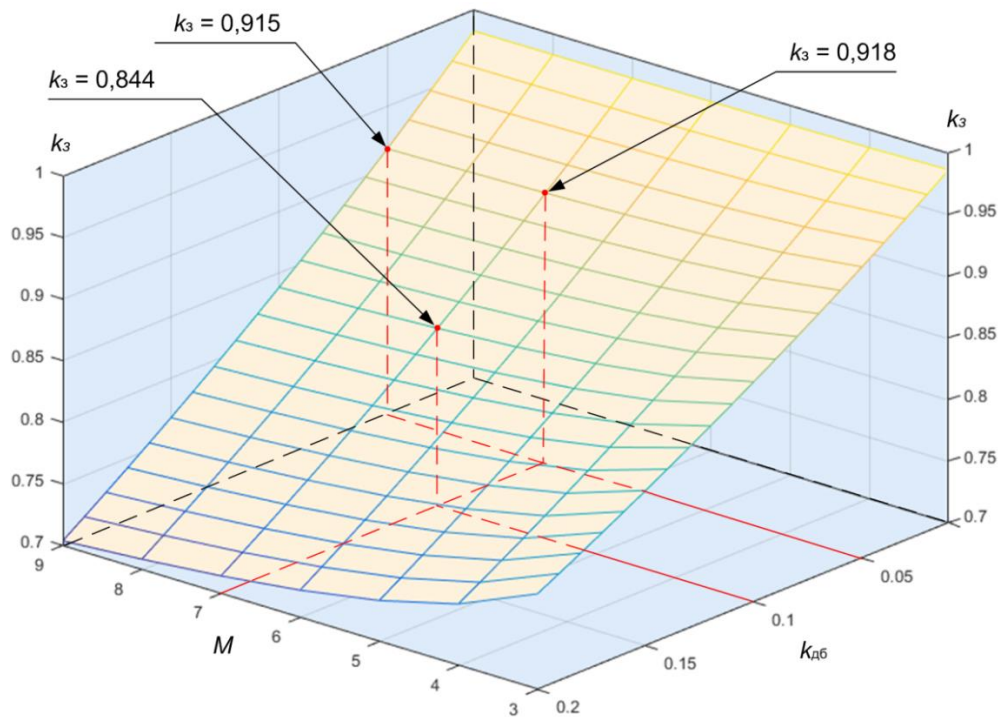


Рисунок 2.6 – Зависимость коэффициента запаса по току от количества модулей и коэффициента токового дисбаланса.

Соотношение действующих токов в параллельных ключах выражается коэффициентом токового дисбаланса $k_{дб}$, который определяется отклонениями тока от расчетных значений. Для современных сборок параллельных модулей коэффициент токового дисбаланса находится в пределах 5-20%, однако сопротивление мощных ключей увеличивается с ростом температуры, что приводит к автоматической балансировке и уменьшает коэффициент дисбаланса. На рисунке 2.6 показано, что величина k_3 в большей степени зависит от коэффициента дисбаланса, с ростом числа модулей k_3 практически не изменяется.

Помимо модулей полупроводниковых ключей в состав преобразователей входят силовые элементы входных и выходных фильтров, драйвер, датчики тока и температуры. С целью уменьшить число этих элементов для минимизации затрат и габаритных размеров, количество модулей в преобразователях стремятся максимизировать. Однако рост размеров и, как следствие, величины и разброса паразитных индуктивностей цепей коммутации в пределах одного соединения приводит к рассинхронизации коммутационных процессов в модулях одного преобразователя и различию температур отдельных силовых ключей, что является ограничением числа параллельных модулей.

2.2 Активный повышающий выпрямитель с коррекцией коэффициента мощности

Активный выпрямитель напряжения (АВН) [1, 17, 43] выполняется по мостовой схеме на силовых ключах с обратными диодами. Обратные диоды образуют собой неуправляемый выпрямитель, а силовые ключи реализуют импульсный повышающий напряжение регулятор (рисунок 2.7). Из-за этого АВН со стороны переменного тока обязательно содержит в своем составе токоограничивающие дроссели для ограничения пусковых токов системы. Для обмена реактивной мощностью, включающей мощность высших гармоник, между питающей сетью и АВН используется конденсатор в звене постоянного тока.

Повышение напряжения в таких схемах осуществляется кратковременным (по сравнению с периодом основной частоты питающей сети) закорачиванием фаз источника через реакторы дросселя с помощью полностью управляемых ключей, следствием чего является повышение тока в реакторе, и следующее подключение заряженного реактора к конденсатору. АВН формирует токи в фазах сети переменного тока А, В и С путем преобразования постоянного напряжения конденсатора U_C в импульсное напряжение в точках подключения к сети.

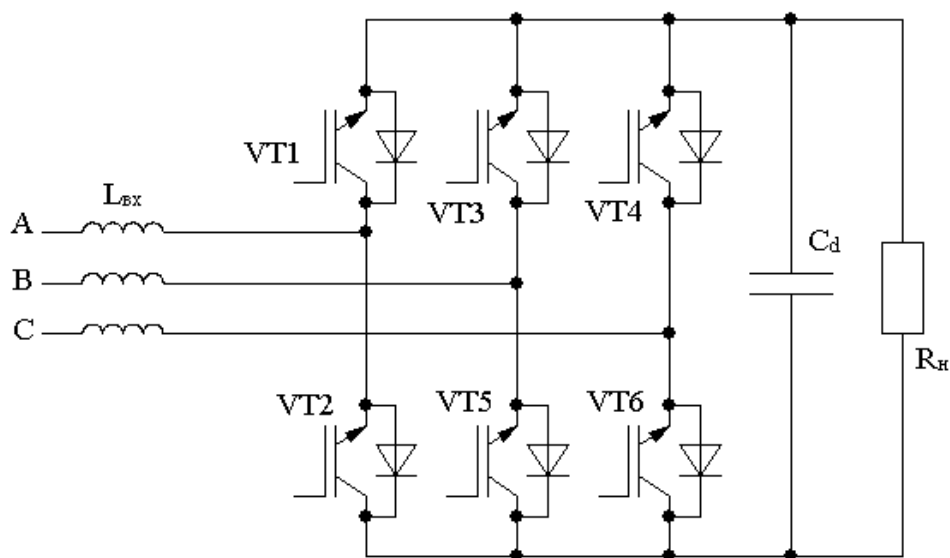


Рисунок 2.7 – Трёхфазный активный выпрямитель повышающего типа.

Установленные реакторы L_{BX} также выполняют функцию фильтрации высших гармоник тока, потребляемого из питающей сети, а конденсатор C_d в контуре постоянного тока служит фильтром постоянного напряжения.

Использование ШИМ для коммутации ключей значительно повышает порядок высших гармоник сетевого тока и создает благоприятные условия для их фильтрации, это позволяет АВН формировать сетевой ток близкий по форме к синусоидальному. Потребляя из сети синусоидальный ток, АВН преобразует его в постоянный, колебания выпрямленного напряжения U_d сглаживаются конденсатором C_d .

Индуктивность и активное сопротивление входного реактора определяют величину сдвига фазы между сетевым напряжением и током, однако АВН позволяет задавать амплитуду и фазовые углы напряжений, приложенных к реакторам со своей стороны. Это дает возможность управлять фазой потребляемого из сети тока, регулируя таким образом коэффициент мощности преобразователя.

АВН является преобразователем энергии переменного тока в энергию постоянного тока, который может осуществлять двусторонний энергетический обмен между сетями постоянного и переменного тока. Благодаря этому выпрямитель по схеме АВН широко используется в двухзвенных частотных преобразователях для электропривода из-за возможности рекуперации энергии в питающую сеть. Кроме того энергообмен в обе стороны может осуществляться по заданному закону, на этом принципе основано большинство современных схем активных преобразователей с функциями регулирования качества электроэнергии [9, 11, 45 поляков].

Активный преобразователь также используется в качестве активного фильтра (АСФ) [49] и корректора коэффициента мощности. Активный фильтр подавляет высшие гармоники тока, улучшая гармонический состав сетевого тока и уменьшая мощность искажений в системе электроснабжения. При наличии накопителя реактивной мощности появляется возможность обмениваться ей с сетью переменного тока, осуществляя коррекцию коэффициента мощности.

В силу принципа работы АВН, напряжение на стороне постоянного тока значительно превышает амплитуду сетевого напряжения, что затрудняет их использование при непосредственном подключении к сети (бестрансформаторные

схемы), это возможно только для нагрузки с высоким напряжением. Однако при наличии понижающего входного трансформатора АВН могут применяться в низковольтных установках, при условии, что снижение массогабаритных и энергетических показателей не является критичным.

Методы управления активным выпрямителем можно разделить на следующие группы по принципу формирования закона управления: стандартные релейные и векторные алгоритмы [43], прогнозирующее релейно-векторное управление [45]; нечеткое (англ. fuzzy) регулирование, нейросетевое управление [43]. Согласно [43] лучшими динамическими характеристиками обладают системы с прогнозирующим релейно-векторным управлением, системы с нечетким регулированием также могут демонстрировать результаты, превосходящие результаты систем со стандартными методами управления.

Функциональную схему преобразователя можно упростить до вида, приведённого на рисунке 2.8 [35]. На входе находится трехфазная сеть переменного тока, на выходе в контуре постоянного тока – конденсатор C , параллельно которому подключается нагрузка.

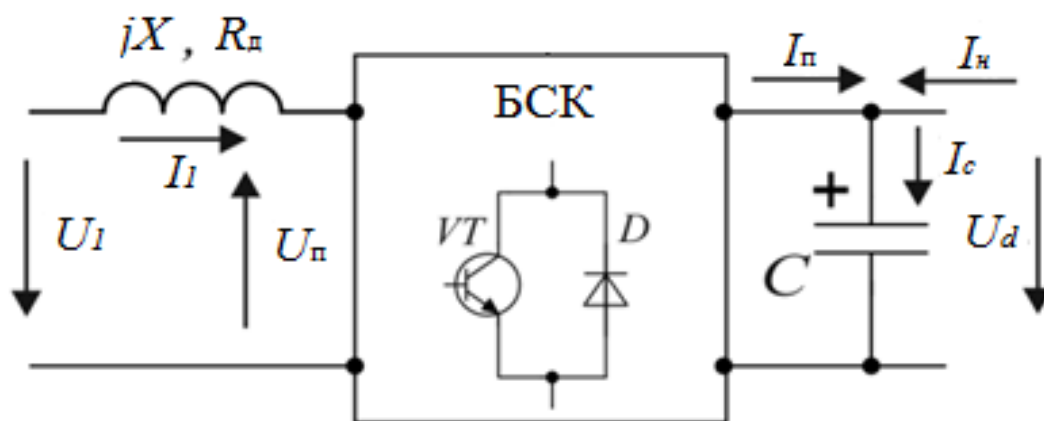


Рисунок 2.8 – Функциональная схема АВН: БСК – блок силовых ключей; C – конденсатор; I_1 – сетевой ток; I_π – ток в звене постоянного тока; U_π – напряжение в звене постоянного тока; I_c – ток через конденсатор; I_n – ток нагрузки.

Опишем электромагнитные процессы в этой схеме методом пространственного вектора [34, 35, 49]. При этом считается, что система координат dq вращается с частотой ω основной гармоники сети.

Контур со стороны сети описывается уравнением:

$$U_1 = U_{\Pi} + L \frac{dI_1}{dt} + R_{\Delta} I_1 + jX I_1, \quad (2.5)$$

где U_1 – обобщённый вектор напряжения сети; U_{Π} – напряжение преобразователя в векторном виде; I_1 – вектор сетевого тока в сети; j – орт мнимой оси, R_{Δ} , X – активное и реактивное сопротивления контура переменного тока.

Преобразователь прикладывает к сетевым дросселям напряжение:

$$U_{\Pi} = \frac{mU_{\text{H}}}{2} e^{j\varphi_m}, \quad (2.6)$$

где U_{H} – напряжение контура постоянного тока; m – коэффициент амплитудной модуляции; φ_m – фаза напряжения модуляции по отношению к сетевому напряжению, e – число Эйлера.

Эти уравнения можно спроецировать на вещественную и мнимую оси синхронно вращающейся системы координат. Обобщённый вектор напряжения сети при этом совпадает с вещественной осью. Выражения (2.5) и (2.6) образуют систему уравнений:

$$\begin{cases} U_d = U_1 = U_{nd} + L \frac{dI_d}{dt} + R_{\Delta} I_d - R_{\Delta} I_q, \\ 0 = U_{ny} + L \frac{dI_q}{dt} + R_{\Delta} I_q + X I_d, \\ U_{nd} = \frac{mU_{\text{H}}}{2} \cos \varphi_m, \\ U_{nq} = \frac{mU_{\text{H}}}{2} \sin \varphi_m, \\ U_{\Pi} = \sqrt{U_{nd}^2 + U_{nq}^2}. \end{cases} \quad (2.7)$$

Дополним эту систему уравнений с учётом контура постоянного тока [15 поляков]:

$$\begin{cases} \frac{3}{2} U_1 I_d = U_{\text{H}} I_{\Pi} + \frac{3}{2} R_{\Delta} (I_d^2 + I_q^2), \\ C \frac{dU_{\text{H}}}{dt} = I_{\Pi} - I_{\text{H}} = I_{\Pi} - \frac{U_{\text{H}}}{R_{\text{H}}}. \end{cases} \quad (2.8)$$

где C – ёмкость конденсатора фильтра, R_{H} – сопротивление нагрузки.

Без учёта переходных процессов выражения (2.7) и (2.8) можно привести к виду (2.9) и (2.10). Эти уравнения описывают статический режим работы выпрямителя.

$$\begin{cases} U_1 = E_{nx} + R_d I_d - X I_q, \\ 0 = E_{ny} + R_d I_y + X I_d, \\ E_{nx} = \frac{m U_d}{2} \cos \varphi_m, \\ E_{ny} = \frac{m U_d}{2} \sin \varphi_m, \\ U_n = \sqrt{E_{nx}^2 + E_{ny}^2}. \end{cases} \quad (2.9)$$

$$\begin{cases} \frac{3}{2} U_1 I_d = U_n I_n + \frac{3}{2} R_d (I_d^2 + I_q^2), \\ I_n = \frac{U_n}{R_n}. \end{cases} \quad (2.10)$$

Векторные диаграммы, изображённые в синхронно вращающейся системе координат dq , показаны на рисунке 2.9. Они построены по уравнениям (2.9) и (2.10), с допущением, что $X \gg R_d$. В режиме выпрямителя фаза модуляции всегда отрицательная.

Активный преобразователь может формировать токи как индуктивного, так и ёмкостного характера. Для формирования индуктивного тока необходимо, чтобы выполнялось условие $U_n < U_1$ (рис. 2.4, а), при этом фазовый сдвиг между сетевым напряжением и током $\varphi < 0^\circ$. Для ёмкостного тока – $U_n > U_1$ (рисунок 2.6, б) и $\varphi > 0^\circ$ [34].

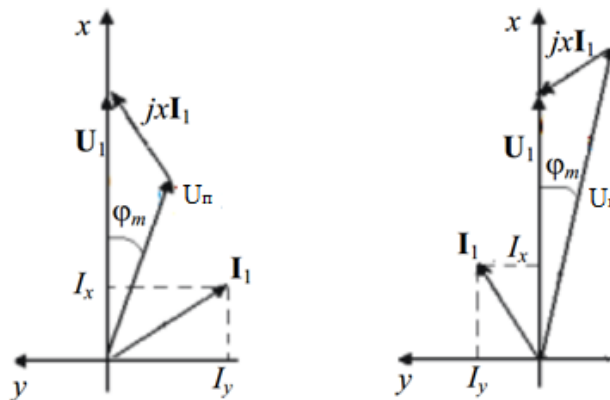


Рисунок 2.9 – Векторные диаграммы активного выпрямителя:

а) режим индуктивного тока и б) режим ёмкостного тока

АВН обладает высоким быстродействием, за счёт быстрого регулирования напряжения со стороны преобразователя. Однако это является и его недостатком, поскольку делает его более уязвимым к аварийным переходным процессам, скорость которых также возрастает, в силу чего применение повышающих преобразователей требует наличия специальной защиты [17, 18, 49].

Использование активных выпрямителей напряжения позволит регулировать коэффициент мощности преобразовательной установки и регулировать напряжение нагрузки в сторону его увеличения от аналогичного напряжения неуправляемого выпрямителя при поддержании формы потребляемых токов близкой к синусоидальной. Однако увеличение диапазона регулирования преобразователя потребует повышения мощности входных дросселей, что негативно повлияет на функцию поддержания близкого к единице коэффициента мощности.

2.3 Активный выпрямитель понижающего типа

Одной из перспективных топологий выпрямителей с коррекцией коэффициента мощности является активный трехфазный понижающий выпрямитель по схеме источника тока, который функционирует в режиме регулируемого источника постоянного тока с активным формированием тока, потребляемого из сети [56, 57, 100, 102]. Его предпочтительно применять для получения больших мощностей в установках общепромышленного применения [102]. В основном, они показывают хороший результат для схем, где требуется осуществлять быстрое и точное управление выпрямленным током в совокупности с возможностью регулирования выходного напряжения ниже значения напряжения для аналогичного неуправляемого мостового выпрямителя. АВТ функционирует при неизменном направлении постоянного тока регулируемой величины и допускает изменение направления выпрямленной ЭДС.

Схема силовой части активного трехфазного понижающего выпрямителя состоит из шести силовых ключей VS1-VS6 последовательно соединенных с диодами (рисунок 2.10). Преобразователь запитан от трехфазной сети через LC-фильтр, который ограничивает эмиссию гармоник тока в питающую сеть. Выходной дроссель L_d задает режим работы преобразователя, как источника тока.

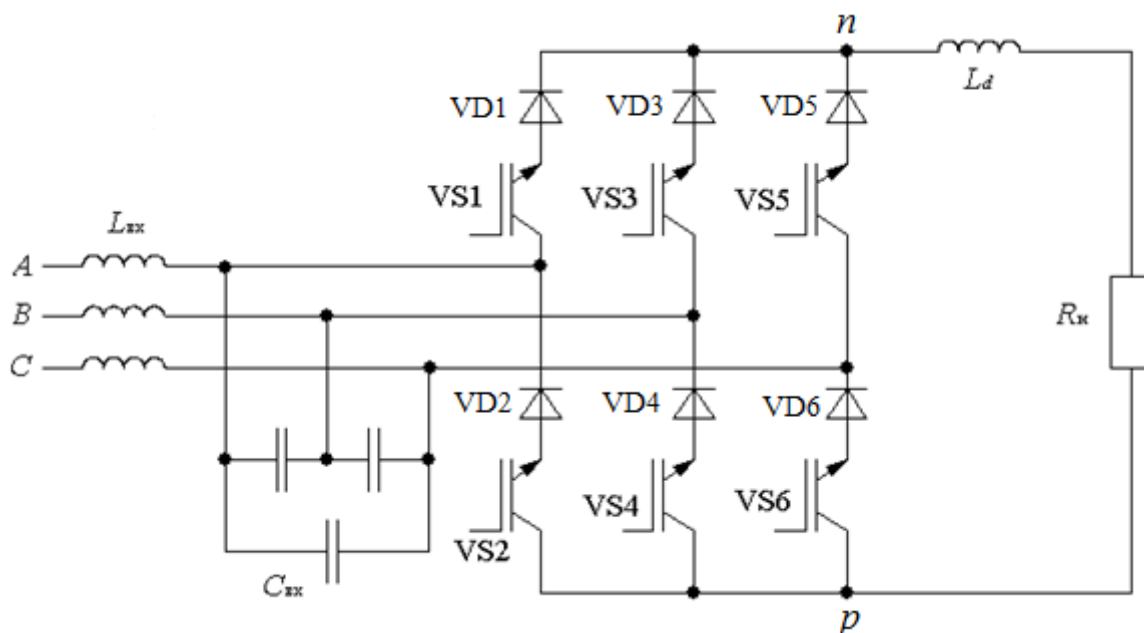


Рисунок 2.10 – Трехфазный активный выпрямитель понижающего типа.

Из-за инертности преобразователя переходные процессы на стороне переменного тока могут вызвать значительные колебания вследствие резонанса токов на входах выпрямителя. Конденсаторы входного фильтра образуют демпферную цепь для сглаживания искажений напряжения, вызванных работой ключей. Входные и выходные соотношения тока и напряжения описываются формулами:

$$\left. \begin{aligned} E_{DC} &= \sum_{i=1}^3 S_i V_i \\ I_t &= S_i I_{DC} \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

где S_i – функция межфазных переключений, I_{DC} – постоянный ток на выходе преобразователя, E_{DC} – постоянное напряжение на выходе преобразователя, V_i – фазное напряжение на входе.

Параметры накопительных элементов со стороны переменного и постоянного тока определяют характер энергетических процессов. Входной и выходной фильтры АВТ рассчитываются исходя из желаемого коэффициента несинусоидальности входных токов и искажений выпрямленного напряжения. Передаточная функция фильтра описывается как:

$$G_f(s) = \frac{\Delta_1(s)}{\Delta(s)} = \frac{R_f C_f s + 1}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1}, \quad (2.12)$$

где R_f , C_f и L_f – сопротивление, ёмкость и индуктивность входного фильтра соответственно.

В трёхфазном мостовом выпрямителе ток, потребляемый из сети независимо от нагрузки, является несинусоидальным при длительности проводящего состояния $2/3$ периода. Для получения синусоидального входного тока необходимо обеспечить равномерное во времени потребление тока по фазам сети. В любой момент времени выводы р и n (рисунок 2.10) подключаются к двум фазам сети на линейное напряжение $U_{л}$, при этом ток течет только в двух фазах сети. Равномерное распределение тока по фазам сети можно обеспечить при поочередном подключении к фазам в моменты времени, когда $U_{л} > 0$. Полагаем, что ток на выходе выпрямителя $I_{п}$ постоянный, тогда фазные токи за счет управляемого переключения вентилей будут иметь форму импульсов постоянной

амплитуды, используя ШИМ можно обеспечить формирование кривой потребляемого тока по синусоидальному закону.

Для эффективного функционирования выпрямителя с ШИМ используется трёхуровневое управление. Трёхуровневое управление в свою очередь генерируется на основе двухуровневого алгоритма, система управления которого изображена на рисунке 2.11. Эта система управления включает в себя: быстродействующий контур тока, медленный контур управления напряжением нагрузки и трёхуровневый ШИМ генератор.

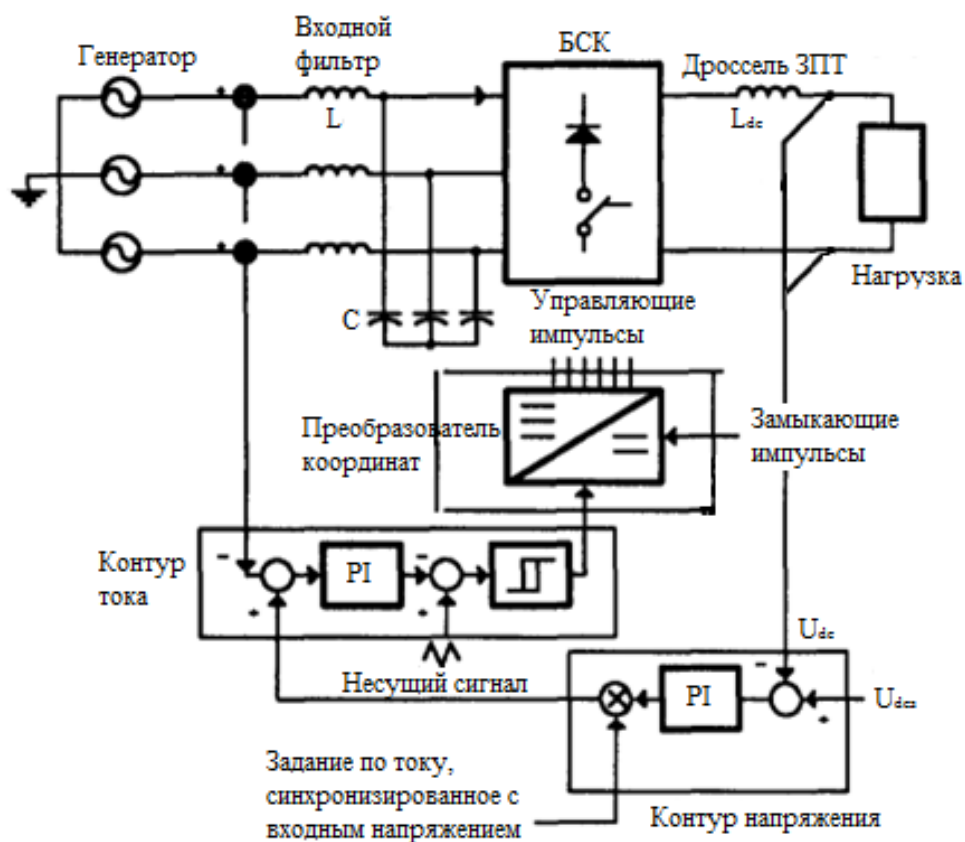


Рисунок 2.11 – Активный выпрямитель тока с ШИМ.

Расчёт системы управления включает в себя: расчёт амплитуды и частоты несущего сигнала, расчёт ПИ-регулятора в контуре тока и расчёт ПИ-регулятора в контуре напряжения.

При создании ШИМ генератора несущей частоты необходимо учитывать, что для обеспечения наличия пересечений крутизна фронтов токовой ошибки должна быть меньше крутизны фронтов несущего сигнала. Для этого

соотношение частоты несущего сигнала f_m и его амплитуды V_m описывается уравнением:

$$M\omega I_{dc} + \sqrt{2}\omega^2 C_f V < 4V_m f_m, \quad (2.13)$$

где M – коэффициент модуляции, I_{dc} – постоянный ток на выходе, V – среднеквадратичное значение входного напряжения.

Параметры генератора трёхуровневого ШИМ рассчитываются при следующих допущениях:

- в любой момент времени открыты только два ключа (один в верхней и один в нижней группе).

- в сигналы управления добавляются импульсы управления, замыкающие контур постоянного тока через плечо выпрямительного моста всякий раз, когда основной сигнал управления открывает только ключи анодной или катодной группы.

Трёхуровневая функция переключения S_{tri} формирующая фазный ток требуемых параметров создаётся вычитанием двух последовательных двухуровневых функций, S_{bi} :

$$S_{tri,1} = S_{bi,1} - S_{bi,2}. \quad (2.14)$$

После формирования основного трёхуровневого сигнала необходимо добавить замыкающие и запирающие импульсы для обеспечения непрерывности контура постоянного тока в любой момент времени. Замыкающий импульс S_{sh} формируется, если в момент времени отсутствует открытый ключ в катодной или анодной группе:

$$S_{sh} = (S_{tri,1} \cup \dots \cup S_{tri,3})' \cup (S_{tri,4} \cup \dots \cup S_{tri,6})'. \quad (2.15)$$

Промежуток времени, на котором формируются замыкающие импульсы, определяется управляющим импульсом в центре интервала проводимости рассматриваемого ключа, S_{di} . Тогда полный управляющий сигнал определяется как:

$$SW_i = S_{tri,i} \cup (S_{sh} \cap S_{di}). \quad (2.16)$$

Трёхуровневый генератор ШИМ обеспечивает равномерное распределение замыкающих импульсов по всем ключам и симметрию четверть- и полупериодов кривой фазного тока. Процесс формирования управляющих сигналов изображён на рисунке 2.12. Системное исполнение и работа генератора управляющих импульсов подробно описаны в [102].

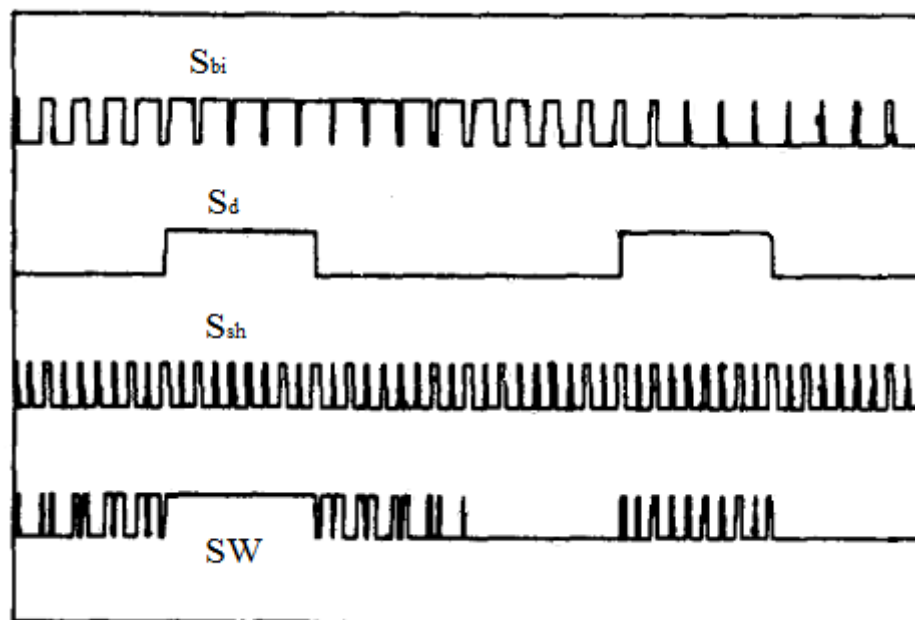


Рисунок 2.12 – Процесс формирования управляющих сигналов.

Контур управления по току должен обеспечивать синусоидальные фазные токи при отсутствии фазового сдвига между током и напряжением независимо от параметров нагрузки. Кроме того этот контур подавляет колебания фазных токов, возникающие при переходных процессах.

Как видно из рисунка 2.13, синусоидальная форма входных токов и соответствующий фазовый сдвиг создаётся заданием тока требуемой формы, который синхронизирован с фазой сети. Управление током осуществляется за счёт сравнения токовой ошибки и несущего сигнала треугольной формы. Действующее значение фазного тока сравнивается с синусоидальным сигналом задания, и вычисленная ошибка приходит на вход ПИ-регулятора. Сигнал с выхода ПИ-регулятора сравнивается с несущим сигналом треугольной формы, пересечения этих сигналов создают двухуровневые управляющие импульсы. Этот двухуровневый управляющий сигнал обеспечивает точность регулирования тока с

погрешностью, определяемой амплитудой треугольного сигнала. Результатом этого является постоянная частота переключений и низкий уровень гармоник в сетевом токе.

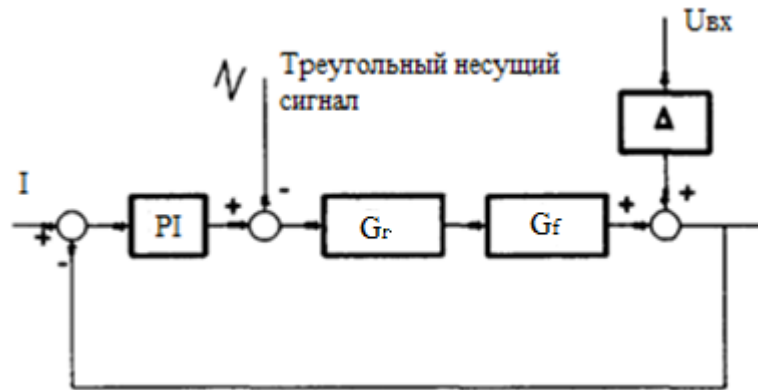


Рисунок 2.13 – Блок-схема контура управления по току.

Так как быстродействие токового контура намного больше контура напряжения, оба управляющих канала могут рассчитываться независимо. В этой схеме преобразователь представлен блоком G_r . Кроме того, из-за преобразования двухуровневого сигнала в трёхуровневый, добавлен фазовый сдвиг на 30° . Передаточная функция таким образом принимает вид:

$$G_r(s) = \frac{\sqrt{3} I_{dc}}{2 V_m} e^{j\frac{\pi}{6}} M. \quad (2.17)$$

Обычный ПИ-регулятор описывается уравнением:

$$PI(s) = k \left(\frac{1 + s\tau}{s\tau} \right), \quad (2.18)$$

где k и τ – пропорциональный и интегральный коэффициенты. Полная передаточная функция соответствует рисунку 2.13 и имеет вид:

$$T_i(s) = \frac{PI(s)G_r(s)G_f(s)}{1 + PI(s)G_r(s)G_f(s)}. \quad (2.19)$$

Очевидно, что замкнутая система имеет демпфирующий лучший потенциал для колебаний тока при переходных процессах. Рабочий диапазон составляет 60° , однако стоит учесть, что нулевая точка, вводимая демпферным резистором R_f в ветви конденсатора входного фильтра, имеет большое значение для стабилизации системы. Необходимость ввода этого резистора можно обойти при использовании

более сложного ПИД-регулятора или вводом в контур сигнала рассогласования по напряжению с конденсатора [102].

Контур управления по напряжению поддерживает заданную величину выходного напряжения. Напряжение на выходе моста сравнивается с заданным и разница приходит на вход ещё одного ПИ-регулятора. Сигнал с выхода регулятора умножается на сигнал, задающий форму тока для подстройки амплитуды задания по току в соответствии с требованиями нагрузки (рисунок 2.13)

Обратная связь по напряжению контура постоянного тока учитывает динамические характеристики выходного фильтра. Блок-схема контура управления по напряжению изображена на рисунке 2.14 при следующих допущениях:

- ток нагрузки изменяется медленно и на интервале ШИМ его можно считать постоянным;
- звено обратной связи по току идеальное;
- выпрямитель представлен как линейное передаточное звено.

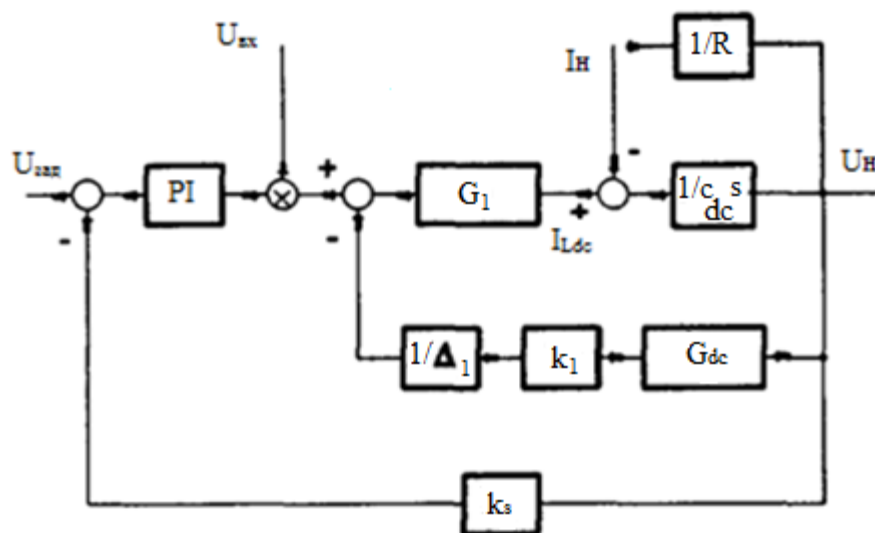


Рисунок 2.14. – Блок-схема контура управления по напряжению.

Составляющие этого контура описываются уравнениями:

$$\begin{cases} G_{dc}(s) = L_{dc}C_{dc}s^2 + 1, \\ G_1 = \frac{2}{\sqrt{3}M}, \\ k_1 = \frac{V_c}{E_{dc}} = \frac{4\sqrt{3}}{9M}, \end{cases} \quad (2.20)$$

где L_{dc} и C_{dc} – индуктивность и ёмкость выходного фильтра, k_1 – коэффициент, обратно пропорциональный приращению напряжения на выпрямителе. Добавим параметр $\Delta_1(s)$, учитывающий сопротивление конденсаторной ветки во входном фильтре, тогда передаточная функция по напряжению будет иметь вид:

$$T_V(s) = \frac{PI(s)G_1\Delta_1(s)V_{ac}}{\Delta_1(s)C_{dc}s + k_1G_{dc}(s)G_1 + k_1PI(s)G_1\Delta_1(s)V_{ac}}. \quad (2.21)$$

При составлении этой передаточной функции принималось, что ток нагрузки постоянен. В противном случае требуется добавить блок нагрузки (например $1/R$ в случае чисто активной нагрузки) и модифицировать блок $G_{dc}(s)$.

За счёт синхронизации фаз основных гармоник кривых входного напряжения и тока обеспечивается коэффициент мощности близкий к единице даже при изменяющейся нагрузке. Независимое управление фазными токами обеспечивает снижение уровня гармоник и возможности резонанса во входном фильтре, кроме того сетевые токи симметрично сбалансированы по фазам. Дополнительный контур регулирования напряжения обеспечивает поддержание заданного напряжения на нагрузке.

Большинство АВТ с ШИМ для регулирования выходного напряжения используют статичный алгоритм с управляемым коэффициентом модуляции [94, 98]. В результате фазные токи содержат гармоники, коэффициент мощности далёк от единицы и зависит от режима работы и параметров фильтра. Эти недостатки решаются использованием приведённого динамического (следающего) алгоритма управления входными токами. Однако следающее управление АВТ с ШИМ требует использования трёхуровневого ШИМ, чтобы управлять каждым плечом преобразователя в отдельности. Необходимо также формировать режим короткого замыкания в звене постоянного тока, чтобы обеспечивать протекание

тока в моменты отключения преобразователя от сети и избежать перенапряжений в ключах из-за высокой индуктивности контура постоянного тока. Алгоритмы динамического управления, определяющие порядок подключения фаз и реализующие обратные связи по току и напряжению, подробно описаны в [93, 102].

Мощные АВТ с ШИМ модуляцией получили широкое распространение в приводах переменного тока, активных фильтрах и зарядных станциях. Их достоинствами являются:

- низкий уровень высших гармоник сетевого тока;
- близкий к единице сетевой коэффициент мощности и возможность регулирования фазового сдвига между током и напряжением;
- возможность регулирования и стабилизации выходного напряжения в пределах от 0-100% максимального напряжения неуправляемого мостового выпрямителя;

Существенным недостатком АВТ является большая инерционность, что ограничило его распространение в отрасли электропривода. Однако потребители, рассмотренные в 1 главе, являются динамическими системами с большой инерцией, следовательно быстродействия АВТ будет достаточно для регулирования тока и напряжения на нагрузке в течение долгого времени. В низковольтных силовых установках в силу большой инертности (с точки зрения электротехники) рассмотренных в первой главе потребителей целесообразно использовать преобразователь на основе схемы понижающего активного выпрямителя с характеристикой источника тока. Такой преобразователь может поддерживать коэффициент мощности близким к единице и регулировать напряжение нагрузки в диапазоне 0-100% от номинального при невысоком быстродействии регулирования, поскольку скорость изменения выходной мощности преобразователя ограничена постоянной времени входной цепи.

2.4 Трансформаторное оборудование с изменяемым коэффициентом трансформации для преобразовательных установок

Рассмотренные выше преобразователи обладают ограниченным диапазоном регулирования выходного напряжения, кроме того каждый из них обладает определённой зоной эффективности, выход из которой приводит к росту потерь в полупроводниках и ухудшению формы напряжения в питающей сети [15, 64, 65]. С этой целью для глубокого регулирования напряжения служат силовые трансформаторы с устройствами ступенчатого регулирования напряжения, которые обеспечивают дискретное изменение коэффициента трансформации без отключения нагрузки.

Для систем электроснабжения с диодными и тиристорными выпрямителями требуется глубина регулирования в 80-85% от номинального напряжения, что достигается тремя диапазонами, которые обеспечиваются за счёт переключения конфигурации сетевой обмотки с треугольника в звезду и ветвей сетевых обмоток из параллельных в последовательные [80]. Наибольший диапазон обеспечивается при параллельном соединении ветвей и включении сетевой обмотки в треугольник, регулирование напряжения при этом осуществляется поочерёдным переключением ступеней регулировочной обмотки, подключенную последовательно к сетевой. При числе витков регулировочной обмотки, равном числу витков сетевой, диапазон регулирования составляет около 50% от номинального напряжения. Второй диапазон регулирования при включении сетевой обмотки в звезду и параллельном соединении её ветвей обеспечивает 25% от номинального напряжения. Третий диапазон (около 10%) реализуется включением сетевой обмотки в звезду и последовательным соединением ветвей.

Величина диапазона регулирования в процентах вычисляется по уравнению:

$$\Delta U = \frac{U_{2\max} - U_{2\min}}{U_{2\max}} \cdot 100\%, \quad (2.22)$$

где $U_{2\max}$ – максимальное напряжение вторичной обмотки, $U_{2\min}$ – минимальное.

Выражая эти напряжения через число витков, имеем:

$$\Delta U = \frac{W_{PO}}{W_{CO} + W_{PO}} \cdot 100\% . \quad (2.23)$$

Минимальное число витков сетевой обмотки для обеспечения $U_{2\max}$ при сниженном на 5% сетевом напряжении равно:

$$W_1 = \frac{0,95U_1}{U_2} W_2 , \quad (2.24)$$

здесь U_1 – номинальное фазное напряжение сетевой обмотки, U_2 – номинальное фазное напряжение вторичной обмотки.

Максимальное число витков сетевой обмотки для создания $U_{2\min}$, которое обеспечивает наибольший диапазон регулирования вторичного напряжения при номинальном напряжении в сети:

$$W_{\max} = W_{CO} + W_{PO} = \frac{100}{100 - \Delta U} W_1 . \quad (2.25)$$

На работающих сейчас отечественных трансформаторах число ступеней не превышает 19 [31]. Следует отметить, что величина ступени регулирования непостоянна, из-за чего переключение ступени изменяет силу тока на разную величину (рисунок 2.15).

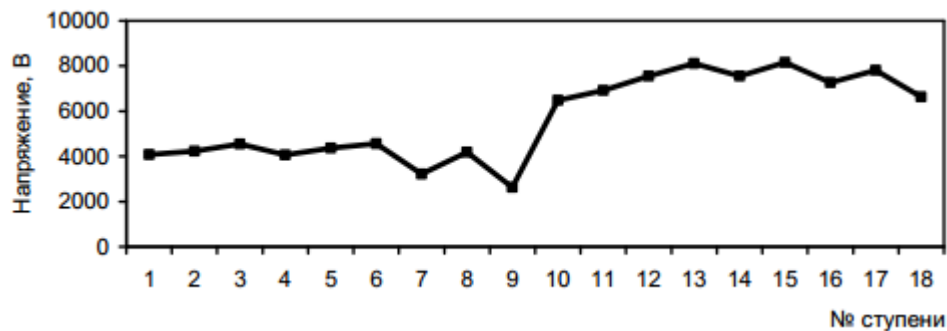


Рисунок 2.15 – Изменение вторичного напряжения группового трансформатора при переключении ступеней на трансформаторах типа ТДНП.

При отклонениях напряжения, меньших напряжения ступени (в пределах зоны нечувствительности), РПН не должен на них реагировать. Во избежание непрерывных переключений и связанного с этим износа переключающего устройства зона нечувствительности не может быть больше наименьшего

напряжения ступени переключателя $U_{СТ}$. Обычно оно выбирается на 10-20% больше ступени регулирования [73, 80].

Величина зоны нечувствительности должна определяться только напряжением ступени регулирования, при этом коэффициенте возврата регулятора близком к единице. Это возможно только при условии, что для каждого такта регулятора разность напряжений возврата $U_{ВЗ}$ и срабатывания $U_{СР}$ меньше напряжения ступени регулирования $U_{СТ}$ [73]:

$$U_{ВЗ} - U_{СР} < U_{СТ}. \quad (2.26)$$

Коэффициент возврата равен:

$$k_{ВЗ} = \frac{U_{ВЗ}}{U_{СРБ}}. \quad (2.27)$$

Максимально значение $k_{ВЗ}$ вычисляется как:

$$k_{ВЗ} < \frac{U_{ВЗ}}{U_{СРБ} + U_{СТ}}. \quad (2.28)$$

Коэффициент возврата обеспечивает меньшее количество переключений при сохранении того же качества регулирования напряжения, из-за этого предпочтение отдаётся конструкциям, которые обеспечивают коэффициент возврата близкий к единице без ущерба для других требуемых свойств. Высокие требования к величине коэффициента возврата обуславливаются необходимостью снижения числа переключений. Во избежание необоснованного износа привода и контактов переключателя ответвлений в случае колебаний напряжения на границе ступеней применяется выдержка времени отклонения. Максимальная величина выдержки времени должна определяться допустимой длительностью отклонений напряжения (1-3 часа для электролизёров алюминия) [Галевский 2008] и состоянием переключающих устройств, так как выдержка времени оказывает прямое влияние на количество переключений [73].

В настоящее время, применение полупроводниковых контакторов позволяет значительно снизить износ контактов, а при соблюдении необходимых требований к полупроводникам значительно повысить надёжность устройств по сравнению с электромеханическими и электромагнитными конструкциями [51].

Также ведётся разработка системы электроснабжения с трансформаторно-тиристорными модулями для плавного регулирования величины выпрямленного напряжения без снижения коэффициента мощности [53].

Типовая мощность трансформатора со встроенным РПН и трёхфазным мостовым выпрямителем вычисляется согласно выражению [80]:

$$S_{Т.В} = \frac{0,5(200 - \Delta U)}{100 - \Delta U} \cdot S_1, \quad (2.29)$$

где S_1 – мощность сетевой обмотки трансформатора.

На территории стран СНГ регулирование напряжения в основном осуществляется с помощью дополнительного автотрансформатора (рисунок 2.16), в этом случае мощность трансформаторного оборудования значительно возрастает [31, 80].

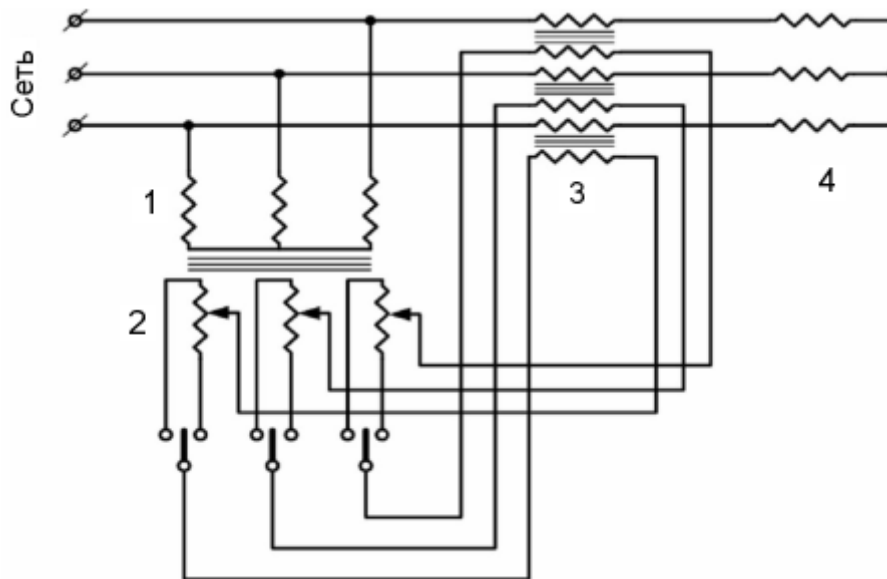


Рисунок 2.16 – Регулировочный автотрансформатор для регулировки напряжения, подводимого к преобразовательным трансформаторам.

1 – возбуждающая обмотка регулировочного автотрансформатора, 2 – регулировочная обмотка регулировочного автотрансформатора, 3 – последовательный трансформатор, 4 – сетевая обмотка преобразовательного трансформатора.

Суммарная типовая мощность трансформаторного оборудования при наличии регулировочного автотрансформатора и трёхфазной мостовой схемы выпрямления определяется выражением:

$$S_{T_A} = \left(1 + \frac{\Delta U}{100}\right) \cdot S_1. \quad (2.30)$$

где ΔU – глубина регулирования, в процентах.

Так как в преобразовательных трансформаторах с одинаковой мощностью сетевой обмотки с разными схемами выпрямителей мощности вторичных обмоток не равны, для оценки систем РПН по потерям электрической энергии используют приведённую мощность [80].

Суммарная мощность трансформаторов со встроенным РПН, приведённая к типовой, согласно (2.29) составляет:

$$S_{T_B}^* = \sqrt[4]{\left(\frac{200 - \Delta U}{200 + 2\Delta U}\right)^3} \cdot S_1. \quad (2.31)$$

Аналогично из (2.30) для систем электроснабжения с дополнительным регулировочным автотрансформатором имеем:

$$S_{T_A}^* = \left[1 + \sqrt[4]{\left(\frac{\Delta U}{100}\right)^3}\right] \cdot S_1. \quad (2.32)$$

Коэффициент повышения расчётной мощности определяется как:

$$k_{\pi} = S^* / P_{d0}, \quad (2.33)$$

здесь P_{d0} – номинальная мощность нагрузки постоянного тока.

Аппроксимация зависимости k_{π} для систем электроснабжения с различными типами устройств РПН от глубины регулирования (рисунок 2.17) позволяет получить следующие выражения:

$$k_{T_B} = 0,011\Delta U^2 + 0,017\Delta U + 1,016, \quad (2.34)$$

для трансформаторов со встроенным РПН.

$$k_{T_A} = -0,006\Delta U^2 + 0,142\Delta U + 1,041, \quad (2.35)$$

для СТ с дополнительным регулировочным автотрансформатором.

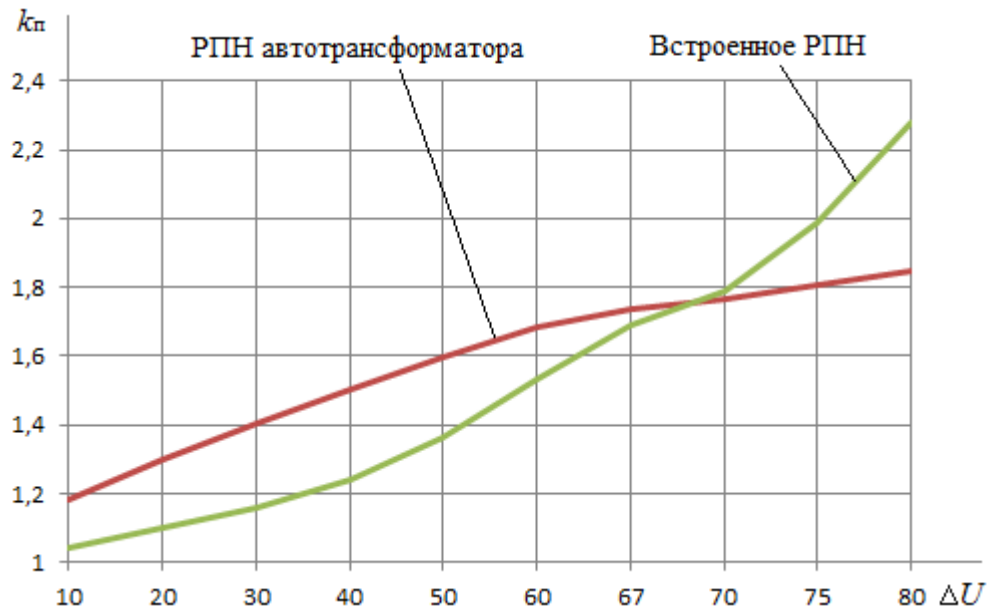


Рисунок 2.17 – Зависимость коэффициента расчётной мощности от диапазона и типа устройства РПН.

В электротехнических комплексах с активными преобразователями обеспечение требуемого диапазона напряжения нагрузки осуществляется изменением коэффициента модуляции. С помощью выражений (2.34) и (2.35) выявлено, что при наличии запаса мощности в активных преобразователях, достаточного для поддержания напряжения нагрузки при отрицательных отклонениях напряжения энергосети, возможен отказ от устройств РПН, что снизит установленную мощность трансформаторного оборудования на 20-40%.

2.5 Выводы ко второй главе

1. Установлено, что основная разница действующих значений тока в параллельных цепях IGBT вызывается несовпадением их полных сопротивлений. В условиях равенства выходных напряжений токи распределяются обратно пропорционально сопротивлениям параллельных ветвей. Выявлено, что большинство IGBT транзисторов большой мощности обладают положительным температурным коэффициентом прямого напряжения, что приводит к автоматическому выравниванию статических токов. Асимметрия, вызванная разбросом параметров временных характеристик управляющих контуров и драйверов, сглаживается уравнивающими индуктивностями и активным сопротивлением самих дросселей и соединительных шин.

2. На основании подробного анализа активных выпрямителей по схеме источника напряжения и по схеме источника тока установлено, что наиболее перспективным для питания промышленных потребителей является схема активного выпрямителя тока, которая позволяет эффективно реализовать параллельное соединение отдельных преобразователей для наращивания величины тока нагрузки. Показано, что главным недостатком активного выпрямителя тока является его значительная инерционность, которая, в силу специфики мощных потребителей постоянного тока, не оказывает значительного влияния на качество электропитания нагрузки. Выявлено, что использование активных выпрямителей позволит снизить установленную мощность трансформаторного оборудования на 20-40% за счёт отказа от устройств РПН в составе группового силового трансформатора без снижения диапазона выпрямленного напряжения.

3. Показано, что активные выпрямители осуществляют независимое управление реактивной мощностью при одновременной передаче в нагрузку заданной величины активной мощности, за счёт формирования формы и фазы тока потребляемого из сети. Доказано, что использование активного выпрямителя тока позволит обеспечивать точную (до 0,1%) стабилизацию постоянного тока и реализовывать токовые режимы без снижения эффективности преобразования

электроэнергии, что делает целесообразным применение режимов модуляции тока на сериях электролиза, с целью снижения нагрузки в часы максимума для уменьшения платы за электроэнергию.

ГЛАВА 3 ФОРМИРОВАНИЕ СТРУКТУРЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА И ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ЕГО ЭЛЕМЕНТОВ

3.1 Структура секционированной системы электроснабжения с активными выпрямителями

На основании требований к системам электроснабжения мощных потребителей постоянного тока, рассмотренных в первой главе, производится синтез системы электроснабжения с активными преобразователями. Её общий вид представлен на рисунке 3.1. Повышение коэффициента мощности преобразовательного комплекса и уменьшение мощности трансформаторного оборудования в системах электроснабжения мощных установок постоянного тока достигается путём использования активных полупроводниковых преобразователей. Рассматриваемая в диссертации система электроснабжения состоит из силового трансформатора (СТ), преобразовательных трансформаторов (ПТ), блоков активных преобразователей (БАП), модулей (М) силовых ключей. Совокупность преобразовательного трансформатора и подключенных к нему активных преобразователей образует преобразовательную секцию.

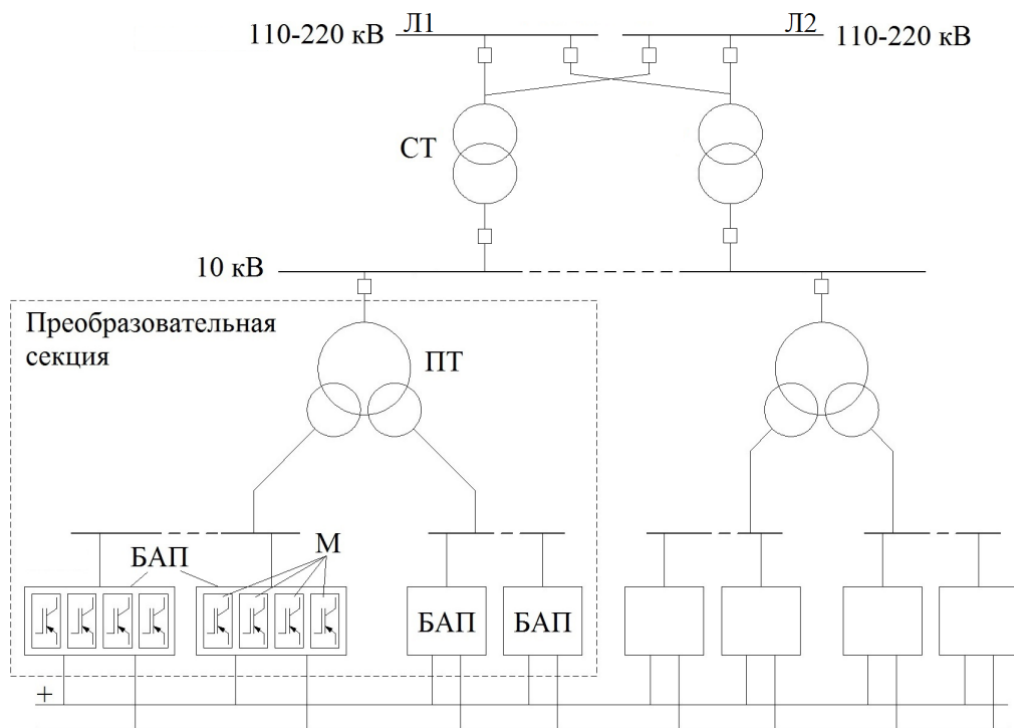


Рисунок 3.1. – Сетевая топология системы электроснабжения мощных промышленных нагрузок постоянного тока с активными преобразователями.

Шина среднего напряжения 10 кВ получает питание от двух взаимно резервируемых линий высокого напряжения (220 кВ) через силовой трансформатор, наличие второго силового трансформатора в горячем резерве обусловлено требованиями к надёжности электроснабжения электролизёра [7 из статьи в ЦМ]. К шине среднего напряжения подключено s_p преобразовательных секций, каждая из которых состоит из преобразовательного трансформатора и p_s блоков активных выпрямителей.

Число элементов, входящих в структуру секционированного электротехнического комплекса с активными преобразователями определяется, на основе следующего выражения:

$$P_M M k_3 p_s s_p = S \chi_c \eta_c, \quad (3.1)$$

где P_M – максимальная выходная активная мощность модуля полупроводниковых ключей, кВт; M – количество параллельных модулей в одном активном преобразователе; k_3 – коэффициент загрузки по току параллельного соединения модулей; p_s – число преобразователей в секции; s_p – число преобразовательных секций; S – полная мощность, потребляемая из сети, кВА; χ_c и η_c – коэффициент мощности и коэффициент полезного действия (КПД) электротехнического комплекса. При расчёте принято, что преобразовательный комплекс работает в режиме максимальной мощности.

Число преобразователей в секции зависит от мощности преобразовательного трансформатора и единичного преобразователя:

$$p_s = \frac{S_{пт} \chi_{ап}}{P_M M k_3}, \quad (3.2)$$

где $S_{пт}$ – полная мощность преобразовательного трансформатора, $\chi_{ап}$ – коэффициент мощности активного преобразователя.

Число секций определяется величиной номинального тока одного модуля силовых ключей I_M и номинальным током нагрузки I_H :

$$s_p = \frac{I_H}{I_M M k_3 p_s} + N_d, \quad (3.3)$$

где N_d – число дополнительных секций. Дополнительные секции добавляются с учётом того, что преобразовательный комплекс должен обеспечивать номинальный ток нагрузки даже в случае выхода одной секции из строя во время профилактического ремонта другой, как следствие, в нормальном режиме секции загружены не на номинальную величину. С целью экономии на некоторых заводах устанавливается только одна дополнительная секция, однако такое техническое решение менее надёжно с точки зрения технологического режима [31, 71].

Таблица 3.1 – Коэффициенты резервирования и загрузки преобразовательных секций.

Число секций, s_p	4	5	6	7	8	9	10
Коэффициент резервирования $[s_p / (s_p - 2)] \times 100, \%$	200	166	150	140	134	129	125
Коэффициент загрузки секций $[(s_p - 2) / s_p] \times 100, \%$	50	60	67	72	75	78	80

Применение блоков активных преобразователей с автономным инвертором позволяет регулировать величину постоянного напряжения на нагрузке при поддержании коэффициента мощности преобразователей в пределах 0,95-0,98 без возможности компенсации потребляемой из сети реактивной мощности и снижения уровня гармонических искажений. Коэффициент мощности системы электроснабжения в этом случае определяется как:

$$\chi_c = \frac{P_n}{\sqrt{\eta_c^2 (s_p Q_{пт} + Q_{ст} + Q_{ш})^2 + P_n^2}} k_n k_h, \quad (3.4)$$

где $Q_{ст}$ – потребляемая реактивная мощность силового трансформатора, кВар; $Q_{пт}$ – потребляемая реактивная мощность преобразовательных трансформаторов, кВар; $Q_{ш}$ – реактивная мощность, обусловленная индуктивностью проводящих шин, кВар; P_n – мощность нагрузки, кВт; k_n – коэффициент искажений; k_h – коэффициент несимметрии. Согласно статистическим данным на промышленных предприятиях отрасли цветной металлургии в 95% случаев коэффициент несимметрии питающего напряжения находится в пределах 0,2-1,8%.

Преобразовательные блоки на основе активных выпрямителей выполняют коррекцию коэффициента мощности электротехнического комплекса, путём реализации режима опережающего тока для компенсации реактивной мощности, потребляемой силовыми индуктивными элементами системы электроснабжения. Синхронизация основных гармоник тока и напряжения в точке общего присоединения достигается управлением коэффициентом сдвига $k_{c_ав}$ между основными гармониками тока и напряжения на входе активного выпрямителя, его величина определяется формулой:

$$k_{c_ав} = \frac{S \eta_{ст} \eta_{пт}}{\sqrt{p_s^2 s_p^2 (s_p Q_{пт} + Q_{ст} + Q_{ш})^2 + S^2 \eta_{ст}^2 \eta_{пт}^2}}, \quad (3.5)$$

где $\eta_{ст}$ и $\eta_{пт}$ – КПД силового и преобразовательных трансформаторов соответственно, отн.ед.

3.2 Экспериментальные исследования энергетических показателей электротехнического комплекса на основе параметрического источника тока

Для проверки работоспособности предложенной системы электроснабжения в качестве объекта исследований выбрано литейное предприятие, на котором эксплуатируются две вакуумные электродуговые печи постоянного тока типа 833Д. Печи этого типа используют расходимые электроды и предназначены для литья нержавеющей, конструкционных, тугоплавких и жаропрочных сплавов на основе титана.

Согласно паспортным данным дуговая печь 833Д рассчитана на максимальный ток 16 кА при максимальном рабочем напряжении до 60 В. Электропитание осуществляется от шин напряжением 220/380 В, упрощенная схема электротехнического комплекса приведена на рисунке 3.2. Представленный электротехнический комплекс функционально состоит из двух частей: неуправляемого преобразовательного агрегата и управляемого параметрического источника тока. Неуправляемый выпрямитель служит для создания дуги при высоком стартовом сопротивлении межэлектродного пространства, в этих условиях пусковой режим близок к холостому ходу. Так как ток ПИТа не зависит от сопротивления нагрузки, режим холостого хода является для него аварийным.

В состав неуправляемого агрегата входит силовой трансформатор ТС1 и трёхфазная мостовая схема из 6 диодных блоков V1-V6. Каждый блок состоит из 8 параллельных диодов ВК-200-3 (200 А, 300 В), уравнивающих дросселей для выравнивания токовой нагрузки и демпферных RC-контуров. ПИТ включает в себя трансформатор ТС2 с изменяемым числом витков первичной обмотки, реакторы L1-L3, конденсаторные батареи С1-С3 и диодные блоки V7-V12, соединённые по схеме двойной звезды с уравнивающим реактором L4. Устройство блоков V7-V12 идентично V1-V6, однако они содержат по 15 ключей и несут основную нагрузку.

Пуск осуществляется коммутацией автоматического выключателя АВ1, стартовый ток неуправляемого преобразователя составляет 2,2 кА, далее через АВ2 подключается ПИТ на стартовой ступени. После коммутации

параметрический преобразователь сразу переходит на следующую ступень с общим током 7-7,5 кА для разогрева электродов с целью увеличения термоэлектронной эмиссии и улучшения формы дугового пространства. Через 1-1,5 минуты ПИТ переключается на третью ступень, общий номинальный ток в рабочем режиме составляет 9,7 кА. На протяжении технологического процесса плавки напряжение на электродах поддерживается в диапазоне 30-35 В путём регулирования межэлектродного расстояния. Отключение печи производится отключением выключателя АВ1, разъединители Р1 и Р2 предназначены для поочерёдного подключения печей.

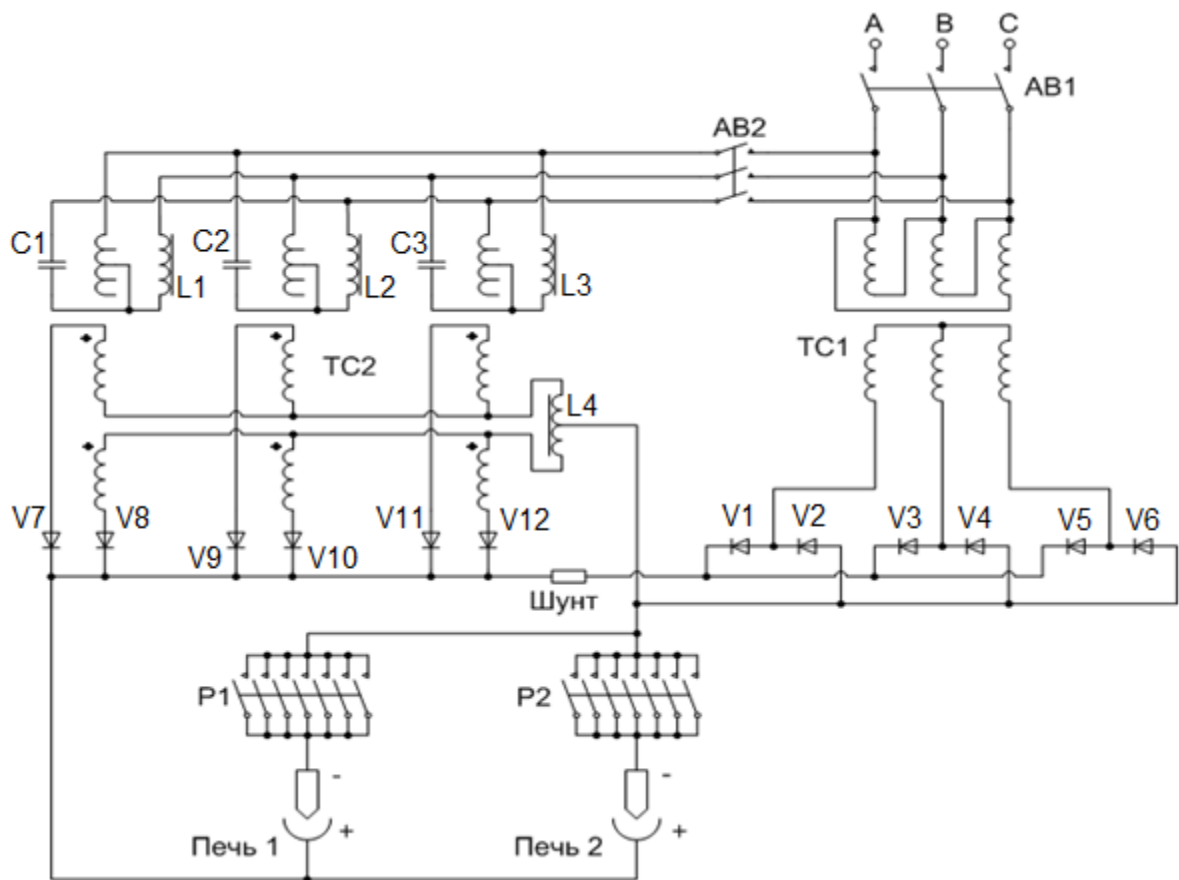


Рисунок 3.2 – Упрощенная схема электротехнического комплекса для питания дуговых печей 833Д.

Электроснабжение цеха производится от трансформатора мощностью 1000 кВА. Кроме дуговых печей питание от него получает привода электродов, вакуумные насосы, печи для спекания плавильных форм, освещение и прочие цеховые потребители. При отключенных печах фазные напряжения на цеховой шине находятся в пределах 218-219 В, суммарный коэффициент n -ных

гармонических по напряжению составляет 1,2-1,3% (рисунок 3.3). Следует отметить, что по причине близкого расположения ТЭЦ сеть цеха по режимам напряжения и высших гармоник является очень «жесткой».

Питание вакуумных дуговых печей производится по 12 одножильным кабелям, собранным в три пучка по 4 жилы, из-за этого возникает перекося фазных сопротивлений, токов и, как следствие, различие спектрального состава высших гармоник.

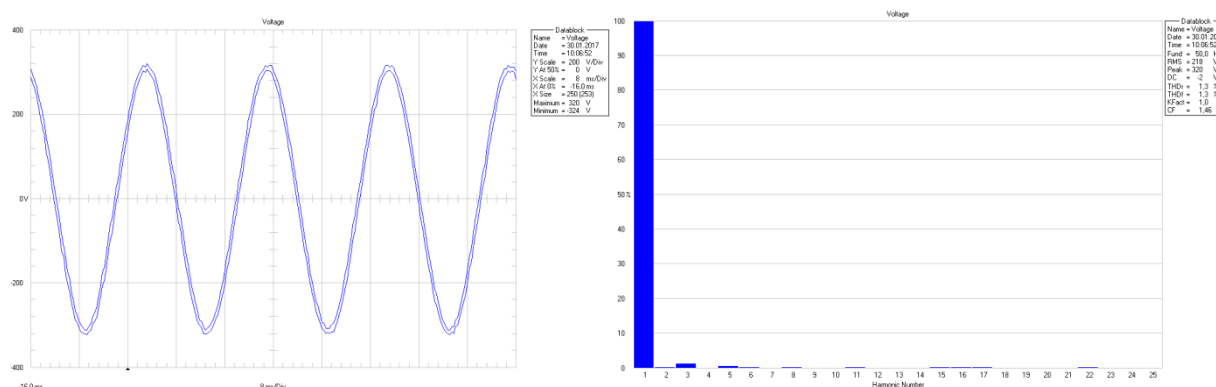


Рисунок 3.3 – Форма кривой и гармонический состав напряжения (фаза А) в питающей сети при отключенной печи

Измерения проводились с помощью приборов «Ресурс-UF2» и «Fluke 43B» в точке подключения питающих кабелей печного преобразователя к шинам напряжения 380 В питающего трансформатора. В режиме максимальной нагрузки ток по фазе А достигал 860 А, на фазах В и С его значение меньше на 20-25 % и 9-11 % соответственно. Это объясняется несимметрией фазных сопротивлений питающего кабеля и различиями ёмкости конденсаторных батарей.

Коэффициент мощности во время плавки находился в пределах 0,86-0,95 и имел ёмкостной характер. Генерация реактивной мощности производится батареями конденсаторов параметрического источника, напряжение на них из-за рабочего резонанса составляет около 510 В. Следует отметить, что реактивная мощность также генерируется несимметрично: генерация на фазе С вдвое превышает генерацию фазы А, полученные данные по мощности приведены в таблице А.1 приложения А, а график на рисунке 3.4.

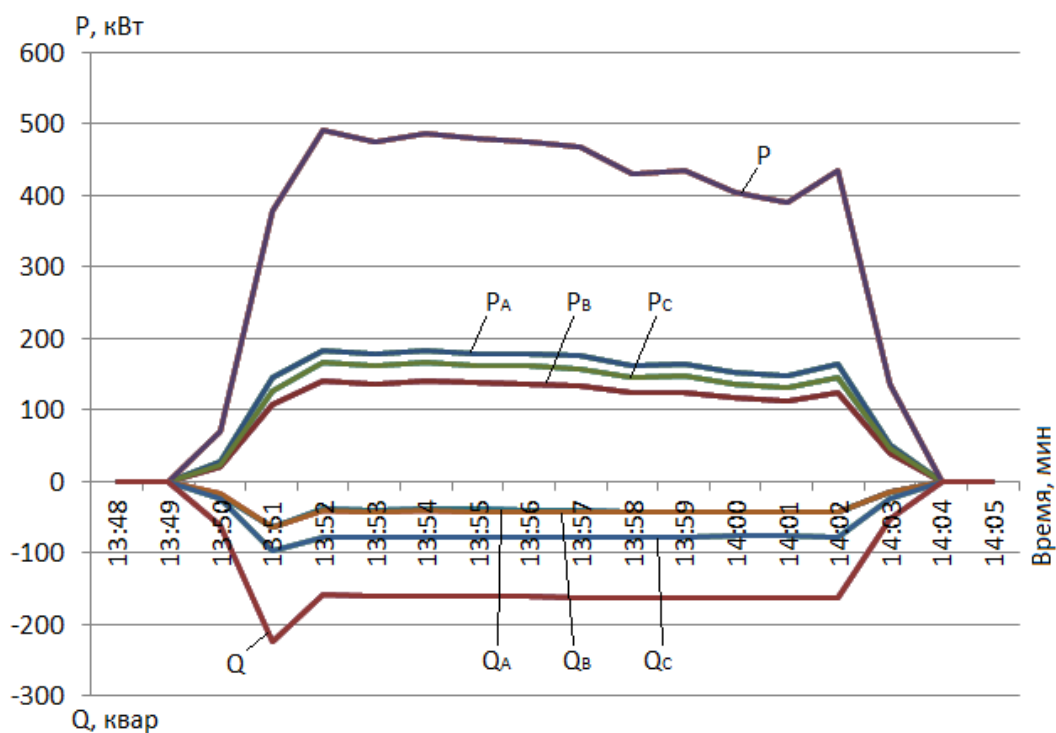


Рисунок 3.4 – График потребляемых мощностей по фазам.

Гармоники напряжения находятся в пределах, допустимых ГОСТ 32144-2013, суммарный коэффициент n -ных гармонических питающего напряжения k_{THD_U} во время номинального режима работы достигает 4,9%.

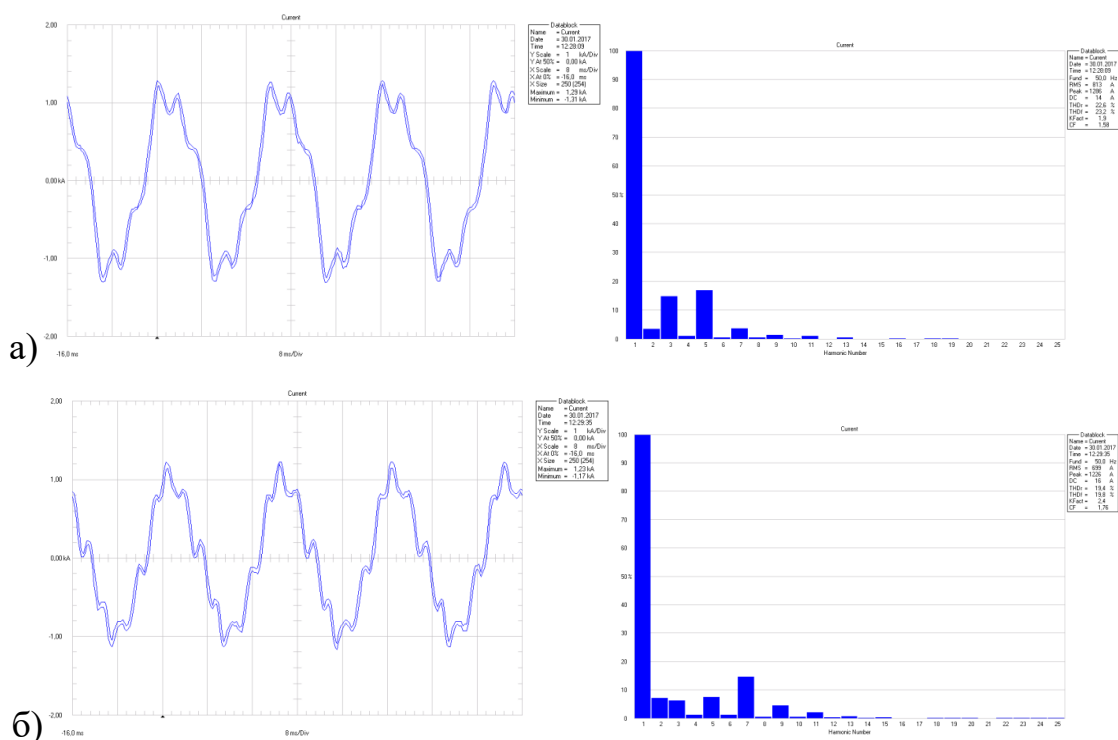


Рисунок 3.5 Форма кривой тока и его гармонический состав

а) на фазе А, б) на фазе С.

Гармонический состав тока фазы А и С существенно различается: на фазе А преобладают гармоники 3 и 5 порядка при $k_{THD_IA} = 23,2\%$, на фазе С преобладают 2,5 и 7 при $k_{THD_IC} = 19,8\%$.

В кривых тока и напряжения присутствуют: гармоники прямой и обратной последовательности с номерами $6k \pm 1$ (5, 7, 11, 13), обусловленные коммутационными процессами выпрямителей; нечетные гармоники нулевой последовательности, кратные 3 (3, 9, 15); четные гармоники (2, 4, 6, 8, 10), обусловленные нелинейной нагрузкой в виде электрической дуги. Преобладание 7 гармоники в токе и напряжении фазы С указывает на наличие в ней резонансных явлений.

Коэффициенты искажений сетевого напряжения и тока по фазам во время технологического процесса приведены в таблице А.2 приложения А.

Расчёт КПД преобразователя в номинальном режиме работы производился для усреднённых по времени значений сетевой активной мощности и параметров печи ($U_d = 32$ В, $I_d = 9,7$ кА):

$$\eta_{\text{ПИТ}} = \frac{\bar{P}_{\text{П}}}{\tilde{P}_{\text{П}}} = \frac{U_d \cdot I_d}{P_A + P_B + P_C} \approx 0,69, \quad (3.6)$$

где $\bar{P}_{\text{П}}$ – активная мощность на нагрузке (полезная мощность), $\tilde{P}_{\text{П}}$ – активная мощность сети. Столь низкий коэффициент мощности обусловлен потерями на активных сопротивлениях трансформаторов ТС1-ТС2 и дросселей L1-L4.

3.3 Энергетические показатели электротехнического комплекса с активными преобразователями

Модернизация системы электроснабжения электродуговой печи осуществлялась с использованием модульных инверторных сварочных источников тока СМ 40×200. Технические характеристики источника приведены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Паспортные данные источника СМ 40×200.

Наименование	Значение
Ток I_M при $T_{\text{окр. ср.}} = 40^\circ\text{C}$ и $P_H = 100\%$, не менее	180 А (8,1 кВт)
Диапазон регулировки тока, ΔI_M	(5÷180) А
Напряжение на выходе, U_M	45 В
Диапазон линейного напряжения питания от трёхфазной сети, U_L	380 В $\pm 15\%$
Потребляемая из сети полная мощность $S_{\text{ап}}$, при максимальной выходной мощности, не более	8,6 кВА

Максимальная величина постоянного тока одного модуля составляет 200 А при напряжении в 45 В, однако в условиях параллельной работы большого числа таких блоков и нестабильности нагрузки во избежание аварийных ситуаций номинальный ток был принят в 150 А. Принципиальная схема силовой части преобразовательного блока изображена на рисунке 3.6.

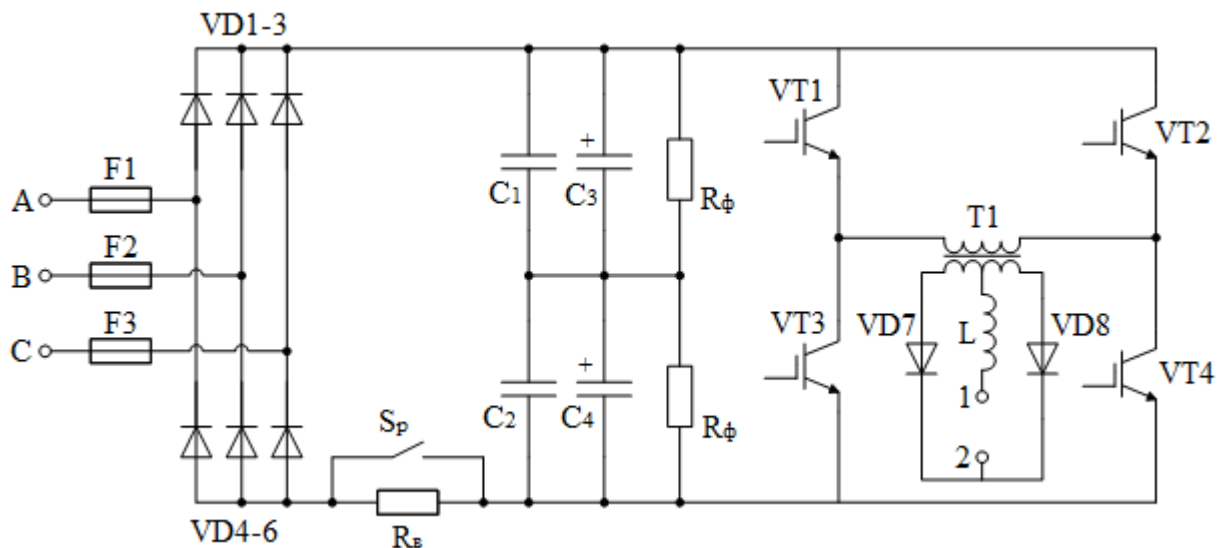


Рисунок 3.6 – Принципиальная схема силовой части источника СМ 40×200.

Входной выпрямитель выполнен на сдвоенных диодных ключах VD1-VD6, выпрямленное напряжение ЗПТ 515 В стабилизируется звеном электролитических конденсаторов C1-C4, резисторы R_{ϕ} служат для выравнивания напряжений и разрядки конденсаторов после отключения источника. Сопротивление $R_{\text{в}}$ ограничивает пусковой ток зарядки конденсаторов C1-C4, в номинальном режиме работы оно шунтируется релейным выключателем $S_{\text{р}}$. По сравнению со схемой, описанном в предыдущем параграфе, ключи VD1-VD6 работают на относительно высоком напряжении, их коммутационные процессы происходят при значительно меньших токах, что снижает величину коммутационных потерь.

Транзисторные ключи VT1-VT4 представляют собой IGBT с частотой коммутации до 150 кГц, образованный ими инвертор формирует сигнал в форме меандра с заданным коэффициентом скважности. Большая частота напряжения, сформированного инвертором, позволяет уменьшить габариты ферритового трансформатора T1. Вторичный выпрямительный контур VD7-VD8 выполняется по однофазной двухполупериодной схеме с нулевой точкой, колебания выпрямленного тока сглаживаются выходным реактором L .

Структурная схема электротехнического комплекса с активными преобразователями представлена на рисунке 3.7. Питание подаётся через модульный автоматический выключатель АВ0 (ВА53-41-330010-00УХЛ3), далее через отдельные кабели и секционные выключатели АВ1-АВ30 (DZ47-63/3P) параллельно подключены секции, состоящие из трёх параллельных инверторных источников. Суммарное число модулей равно 90, что соответствует диапазону выпрямленного тока от 450 А до 13,5 кА с возможностью плавного регулирования при помощи ШИМ.

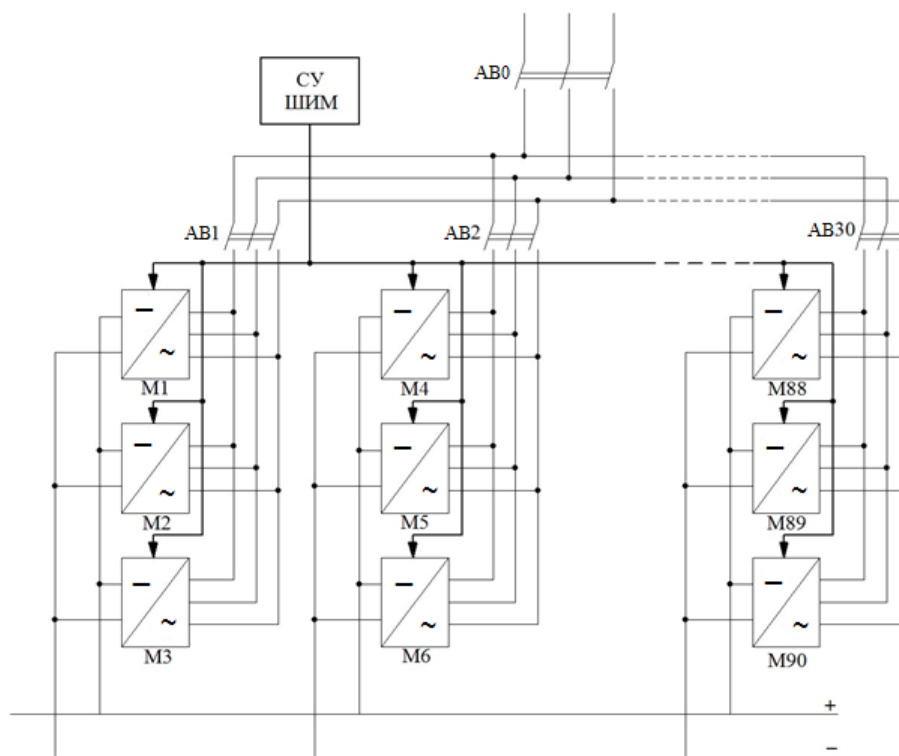
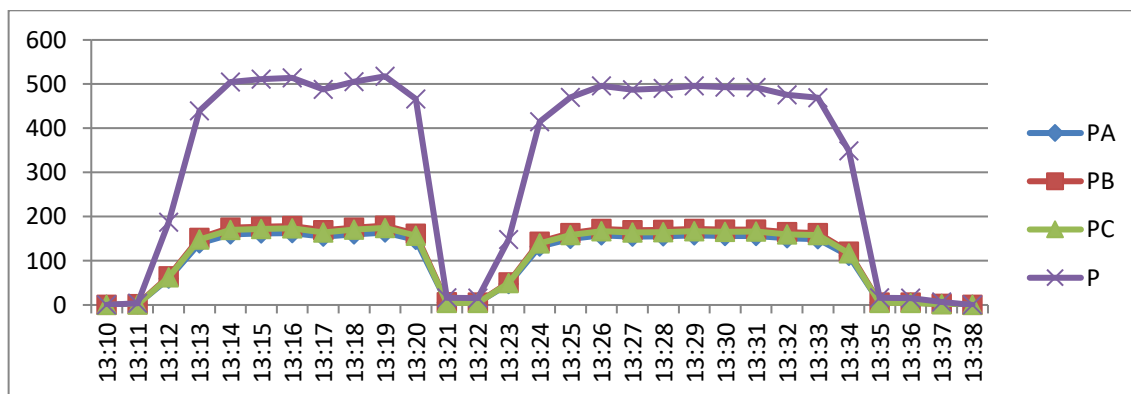
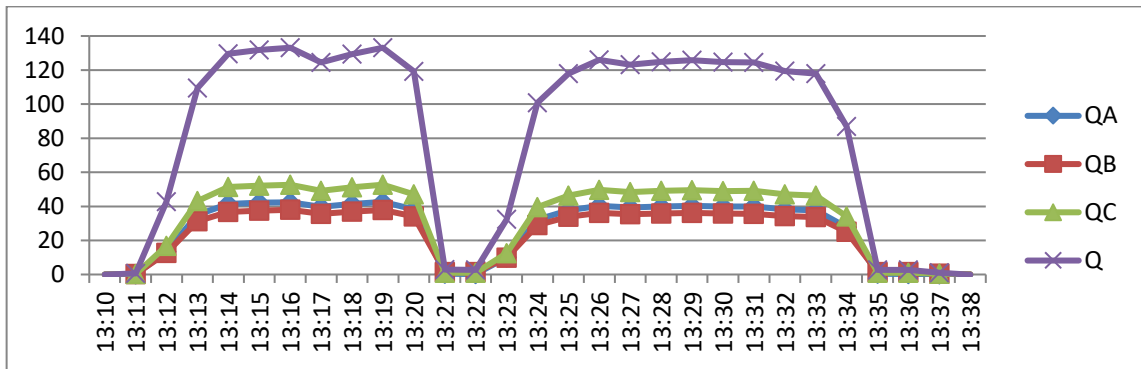


Рисунок 3.7 – Структурная схема электротехнического комплекса на преобразователях SM 40×200

Измерения, как и в предыдущем случае, производились в точке подключения кабелей к питающему трансформатору. На рисунке 3.8. представлены графики активной и реактивной мощностей по фазам и коэффициент мощности преобразовательного комплекса на протяжении двух процессов плавки с интервалом в 2 минуты. В отличие от параметрического преобразователя, система электроснабжения с активными преобразователями на холостом ходу потребляет мощность порядка 3 кВт для работы системы управления и диагностики.



а)



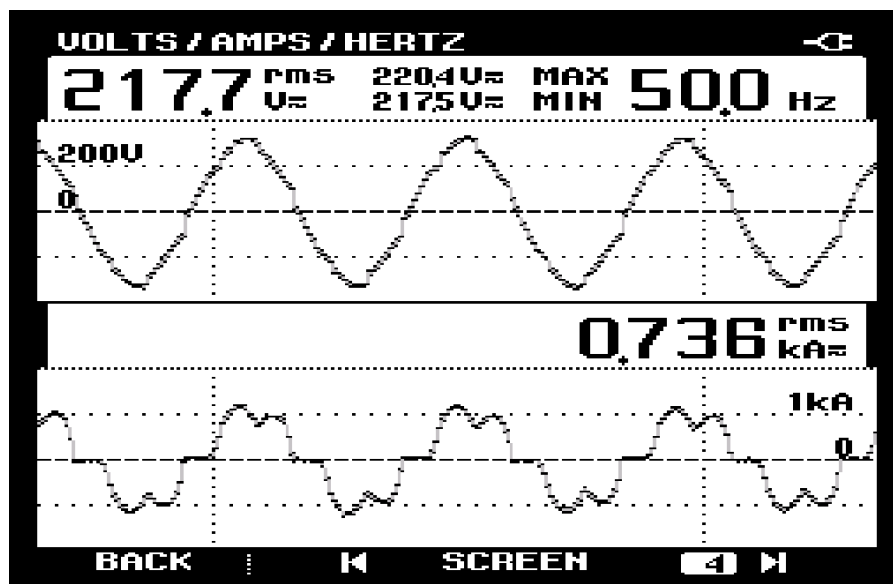
б)

Рисунок 3.8 – Графики потребляемой по фазам

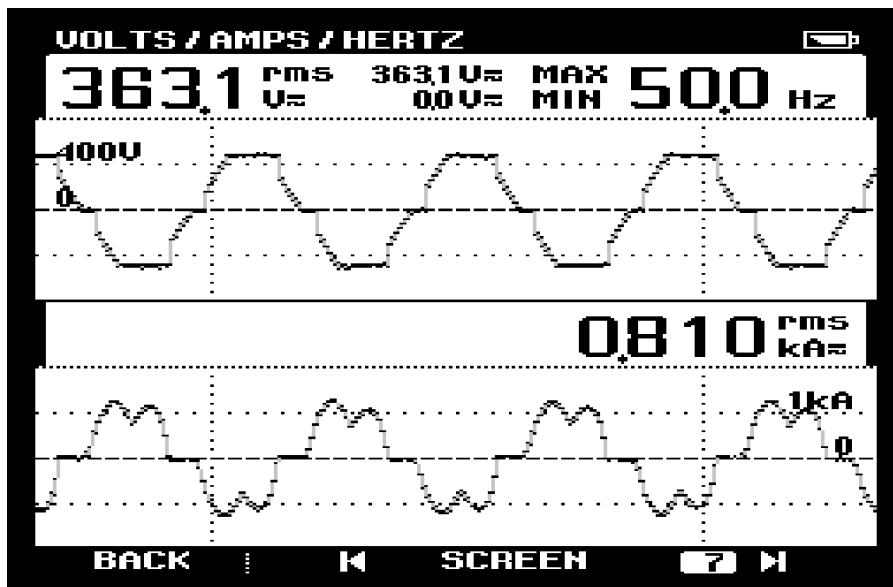
а) активной и б) реактивной мощности.

Коэффициент мощности индуктивного характера во время плавки составлял 0,97-0,98. Потребляемый ток по фазе А составлял 777 А, ток по фазам В и С ток достигал 842 А, таким образом несмотря на использование тех же питающих кабелей, несимметрия значительно уменьшилась и составила около 8%.

Формы кривых напряжения и тока модернизированной системы электроснабжения изображены на рисунке 3.9. Видно, что сопротивление питающих кабелей оказывает значительное влияние на форму кривой напряжения.



а)



б)

Рисунок 3.9 – Напряжение и ток а) на выходе питающего трансформатора,
б) на входе комплекса преобразователей.

Коэффициенты искажений фазных токов и напряжений выросли на 10-15%, соответствующие величины приведены в таблице А.4 приложения А. Ток дуги в номинальном режиме увеличился с 9,7 кА до 12 кА, КПД составил $\eta_{АП} = 0,77$. Стоит также отметить существенно сократившееся время плавки, модернизированная система электроснабжения позволила ускорить процесс более чем на 30%.

3.4 Эффективность работы конденсаторной батареи входного фильтра при вариации параметров электротехнического комплекса.

Конденсаторное звено на входе выпрямителя представляет собой элемент чувствительный к высшим гармоникам тока [40] во входной цепи, вследствие чего необходимо оценить возможность появления резонанса при отклонениях его параметров. Графическая зависимость коэффициента суммарных гармонических составляющих тока от ёмкости конденсаторного звена в номинальном режиме работы преобразователя представлена на рисунке 3.10. Приведённые данные показывают, что при ёмкости фильтра 38 мФ уровень гармоник возрастает из-за резонанса.

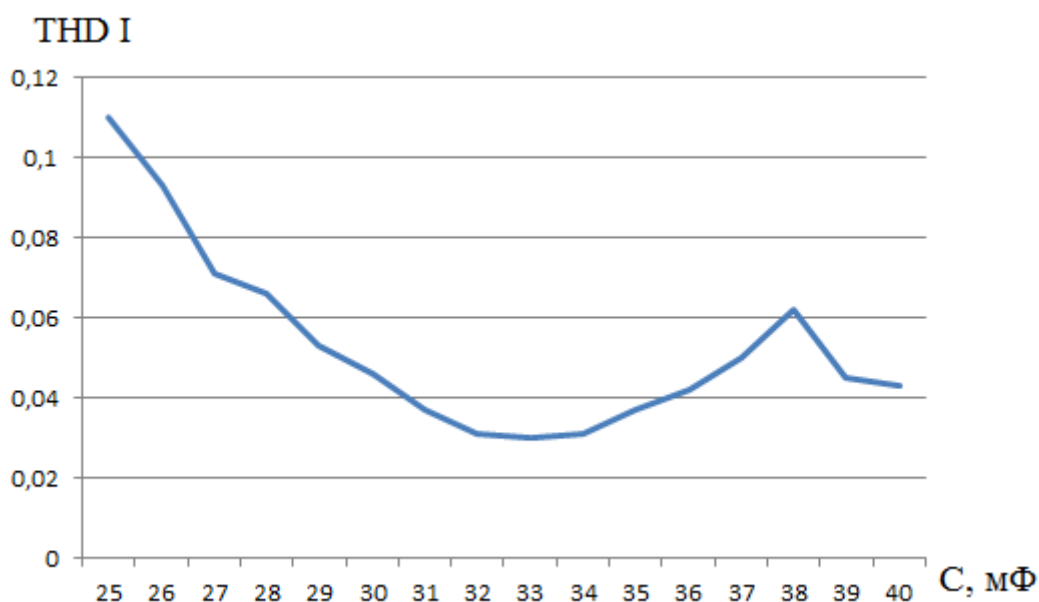


Рисунок 3.10 – Зависимость коэффициента искажения потребляемого тока от ёмкости конденсаторного звена.

Контролируя загрузку фильтра по току высшей гармоники и по полному току, можно осуществлять защиту конденсаторной батареи от перегрузки высшими гармониками, оптимальное значение ёмкости составляет 32-34 мФ.

Балансная защита с одновременным контролем нормального функционирования установки в номинальном режиме осуществляет косвенным образом защиту распределительной сети при отклонении ёмкости фаз от номинального значения. Описанная в работе [55] защита силового фильтра от

деградации его конденсаторной батареи позволяет оценить степень расстройки фильтра от заданной частоты и предупредить преждевременный выход из строя конденсаторов фильтра.

Конденсаторная батарея каждой фазы силового фильтра выполняется в виде моста, состоящего из четырех плеч, в диагональ которого включен измерительный трансформатор тока (рисунок 3.11).

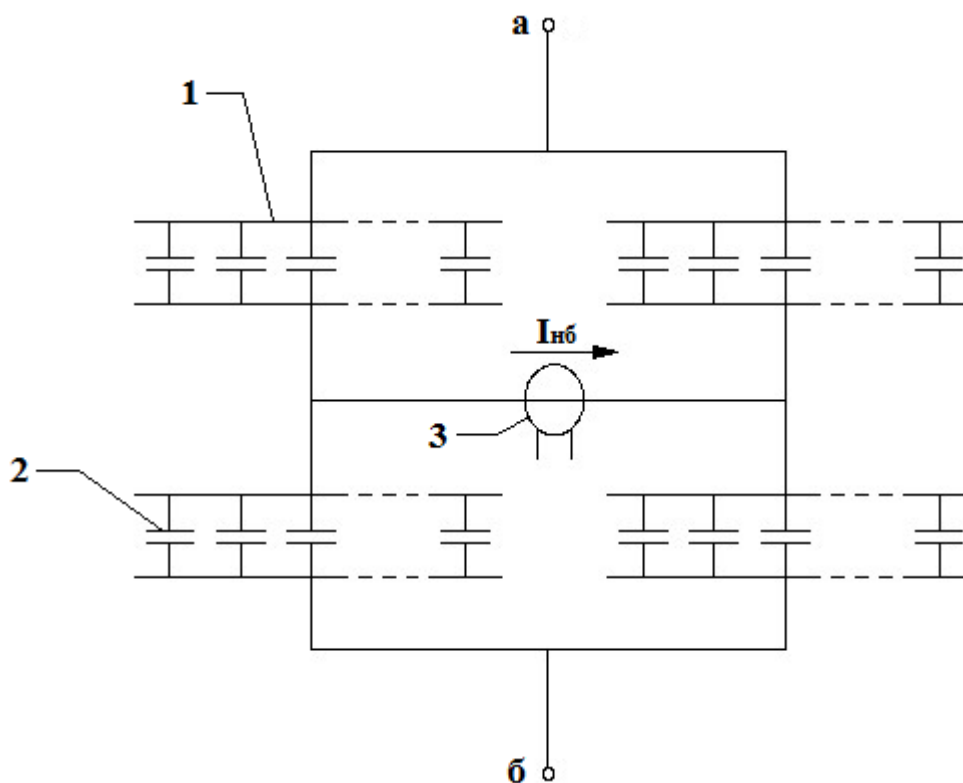


Рисунок 3.11 Принципиальная схема соединения конденсаторной батареи.

На рисунке обозначены: 1 – ряд отдельных конденсаторов в плече моста конденсаторной батареи; 2 – конденсатор в составе ряда; 3 – измерительный трансформатор тока в диагонали моста.

При исправных конденсаторах ток в диагонали моста очень мал и равен начальному току небаланса, при пробое единичного элемента в диагонали моста появляется ток небаланса. Величина тока небаланса зависит от количества вышедших из строя единичных конденсаторов, а направление этого тока позволяет определить плечо, в котором произошел пробой. Датчик тока небаланса

фиксирует величину тока небаланса и при достижении им определенного уровня в системе защиты формируется сигнал для срабатывания защиты.

Конденсаторная батарея может собираться без предварительного подбора конденсаторов, т. е. сопротивления плеч моста будут не равными, в этом случае в диагонали моста протекает начальный ток небаланса $I_{нн}$. Ток срабатывания защиты от повреждения конденсаторов $I_{сз}$:

$$I_{сз} = I_{нб} - I_{нн} , \quad (3.7)$$

где $I_{нб}$ – ток в диагонали моста конденсаторной батареи; $I_{нн}$ – ток начального небаланса.

Относительное отклонение ёмкости всей конденсаторной батареи входного фильтра определяется изменением ёмкости конденсаторов в плечах конденсаторной батареи:

$$\alpha_c = \Delta C_2 \frac{(C_1 + C_2)(C_3 + C_4)}{C_1 + C_2 + C_3 + C_4} , \quad (3.8)$$

где C_1, C_2, C_3, C_4 – эквивалентные емкости плеч моста конденсаторной батареи силового фильтра.

Таким образом, величину относительного отклонения емкости конденсаторной батареи определяет число вышедших из строя единичных конденсаторов. Изменение емкости конденсаторной батареи в процессе деградации, определяющее величину относительного отклонения реактивного сопротивления силового фильтра, фиксируется путем контроля изменения тока в диагонали моста.

Величина тока в диагонали моста конденсаторной батареи силового фильтра определяется выражением:

$$I_{нб} = I_{1-2} - I_{3-4} , \quad (3.9)$$

где

$$I_{1-2} = I_{о6} \frac{-jx_2}{-jx_1 - jx_2} = I_{о6} \frac{x_2}{x_1 + x_2} , \quad (3.10)$$

$$I_{3-4} = I_{о6} \frac{-jx_4}{-jx_3 - jx_4} = I_{о6} \frac{x_4}{x_3 + x_4} , \quad (3.11)$$

x_1, x_2, x_3, x_4 – сопротивления плеч моста конденсаторной батареи.

Емкостное сопротивление одной секции конденсаторов, содержащей в своем составе k последовательно соединенных рядов, в каждом из которых имеется n параллельно соединенных единичных элементов, определяется выражением:

$$x_{\text{секц}} = \sum_{p=1}^k \left(\frac{1}{j\omega \left(\sum_{i=1}^n C_i \right)} \right), \quad (3.12)$$

где C_i – емкость одного конденсатора.

Реактивное сопротивление плеча моста конденсаторной батареи определяется выражением:

$$x_{\text{кб}} = \sum_{m=1}^M \left(\frac{x_{\text{секц}}}{N} \right)_m = \sum_{m=1}^M \left(\frac{1}{N} \cdot \sum_{p=1}^k \left(\frac{1}{j\omega \left(\sum_{i=1}^n C_i \right)} \right) \right), \quad (3.13)$$

где M – число последовательно включенных рядов конденсаторов в плече моста; N – число параллельно включенных конденсаторов в одном ряду.

Чем больше M , тем меньше повышается напряжение на конденсаторах при пробое отдельных элементов. Число параллельно включенных конденсаторов определяется требуемой емкостью батареи фильтра. При одинаковом общем числе конденсаторов у батарей определённой мощности ($M, N = \text{const}$) перегрузка будет меньше при меньшем значении M .

Точность датчика тока защиты должна фиксировать выход из строя даже одной секции конденсатора конденсаторной батареи фильтра, так как при увеличении числе единичных элементов согласно теории больших чисел, повышается вероятность того что они будут выходить из строя по всей конденсаторной батарее равномерно. Ток небаланса в диагонали моста конденсаторной батареи будет уравниваться, и защита не будет фиксировать повреждения.

В основу определения отклонения параметров батареи заложены следующие моменты: любое изменение аналогового сигнала от каждого датчика тока в диагонали моста конденсаторной батареи должно фиксироваться и запоминаться. По величине и направлению тока небаланса определяется плечо и количество вышедших единичных элементов в данный момент времени. Число повреждений, приводящее к появлению тока как положительного, так и отрицательного знака фиксируются отдельно. После каждой регистрации изменения тока небаланса должна выполняться проверка на допустимое изменение емкости конденсаторной батареи.

3.5 Коэффициент полезного действия блоков с активным преобразователем

Оценочный расчет КПД выполнен для следующих параметров преобразователя: номинальное напряжение звена постоянного тока 600 В; номинальный действующий выходной ток 180 А, выходное действующее напряжение 45 В.

В расчете КПД учтены следующие потери: статические потери в IGBT, динамические потери в IGBT, потери в активных сопротивлениях выходных дросселей, трансформаторе, диодах первичного и вторичного выпрямителя. Расчет выполнен для ключей IGBT типа SK 15 GB 063 компании Semikron.

Внешний вид IGBT ключа и его топология приведены на рисунке 3.12. Технические характеристики приведены в таблице 3.3.

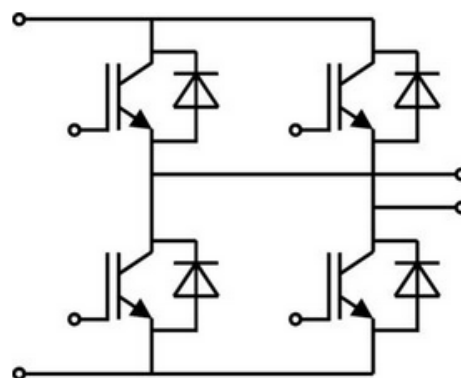


Рисунок 3.12 – Внешний вид и топология модуля SK 15 GB 063.

Таблица 3.3 – Основные технические характеристики IGBT модуля SK 15 GB 063

Характеристика IGBT ключа	Величина
Номинальное напряжение	600 В
Номинальный коммутируемый ток	20 А
Максимальное значение импульсного коммутируемого тока	30 А
Время нарастания тока	35 нс
Время снижения тока	250 нс

Расчётная форма тока и напряжения протекающего через ключ приведена на рисунке 3.13.

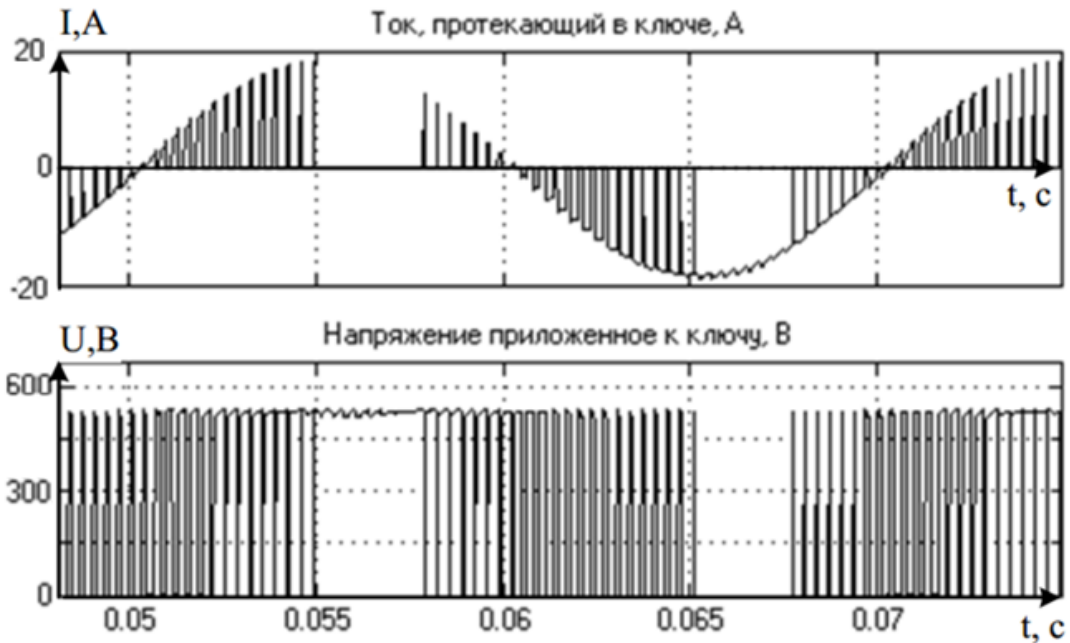


Рисунок 3.13 – Форма тока и напряжения на IGBT ключе.

Для заданных значений выходного напряжения, мощности нагрузки и амплитуды питающего напряжения значение потребляемого тока составит

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вых}} \cdot I_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}} \cdot \eta_{\text{вых}}} = \frac{45 \cdot 180}{600 \cdot 0,98} = 13,78 \text{ A}, \quad (3.14)$$

где $\eta_{\text{вых}}$ – КПД выходного высокочастотного трансформатора и вторичного диодного выпрямителя ступени.

Действующее значение потребляемого тока составило 13,78 А, таким образом, один преобразователь с заданным током нагрузки должен содержать один модуль типа SK 15 GB 063 по четыре транзистора в каждом.

Статические потери отражают мощность, которая рассеивается в ключе при прямом протекании тока, они зависят от величины прямого тока и коэффициента заполнения модулирующего сигнала и не зависят от частоты коммутации. Зависимость падения напряжения между коллектором и эмиттером в IGBT модуле SK 15 GB 063 приведена на рисунке 3.14.

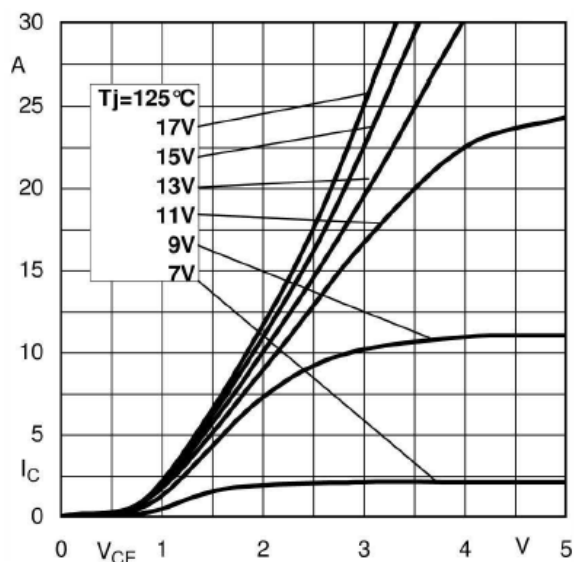


Рисунок 3.14 – Зависимость падения напряжения между коллектором и эмиттером от прямого тока IGBT транзистора типа SK 15 GB 063.

Расчет статических потерь производится по уравнению:

$$P_{st} = V_{CE} I_{ex_rms} \cdot n \cdot \gamma_{pwm}, \quad (3.15)$$

где I_{ex_rms} – действующее значение входного тока одного ключа, V_{CE} – напряжение между коллектором и эмиттером IGBT, n – число ключей, γ_{pwm} – коэффициент заполнения ШИМ.

Так как форма выходного сигнала представляет собой меандр и большую часть времени преобразователь работает на номинальном токе, коэффициент заполнения принят $\gamma = 0,9$.

По графику на рисунке 3.14 определим прямое падение напряжения ключа для действующего значения тока транзистора $I_C = 13,78$ А.

Статические потери в преобразователе в этом случае равны:

$$P_{st} = 2 \cdot 13,78 \cdot 4 \cdot 0,9 = 99,22 \text{ Вт}.$$

Динамические потери преобразователя обусловлены мощностью, которая рассеивается в полупроводниках на интервалах их коммутации. Эти потери определяются выражением:

$$P_{dyn} = (E_{on} + E_{off}) f_{pwm} n. \quad (3.16)$$

Здесь E_{on} , E_{off} – энергия включения и выключения, f_{pwm} – несущая частота ШИМ, n – число ключей.

Зависимость энергии включения и выключения транзистора от величины коммутируемого тока приведена на рисунке 3.15, из которого определяем значение энергии включения и выключения для действующего значения тока ключа.

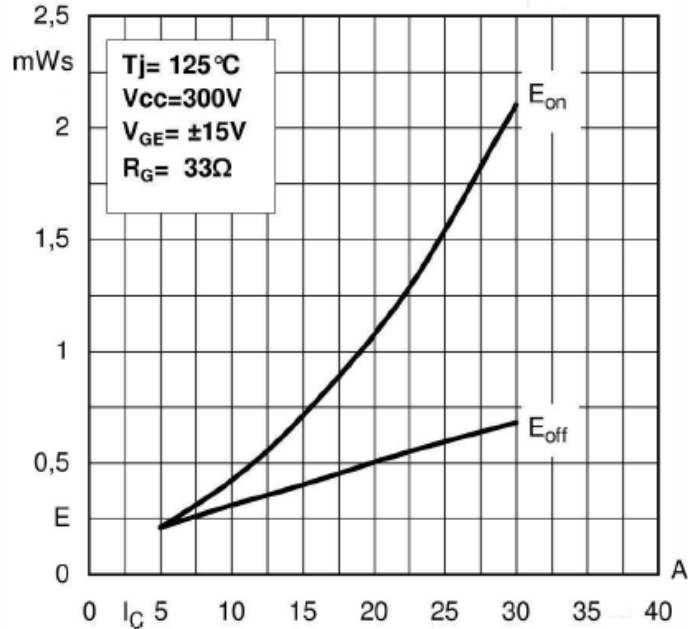


Рисунок 3.15 – Зависимость энергии включения и выключения от величины коммутируемого тока транзистора в модуле SK 45 GB 063.

Рассчитаем значение динамических потерь при несущей частоте ШИМ 150 кГц.

$$P_{dyn} = (0,0005 + 0,0003) \cdot 150000 \cdot 4 = 480 \text{ Вт} .$$

Потери в активных сопротивлениях ферритового трансформатора, диодов первичного и выходного выпрямителей составят:

$$\begin{cases} P_{д_вх} = 6 \cdot R_{д_вх} \cdot I_{вх} , \\ P_{тр} = R_{1_тр} \cdot I_{вх}^2 + R_{2_тр} \cdot I_{вых}^2 , \\ P_{д_вых} = 2 \cdot R_{д_вых} \cdot I_{вых} , \\ P_{act} = P_{д_вх} + P_{тр} + P_{д_вых} , \end{cases} \quad (3.17)$$

где $R_{д_вх}$ – активное сопротивление диода входного выпрямителя; $R_{д_вых}$ – активное сопротивление диода выходного выпрямителя; $R_{1_тр}$ – активное сопротивление первичной обмотки ферритового трансформатора; $R_{2_тр}$ – активное сопротивление вторичной обмотки. Потери в сердечнике не учитываются.

$$P_{д_вх} = 6 \cdot 0,01 \cdot 13,78^2 = 11,4 \text{ Вт},$$

$$P_{тр} = 0,05 \cdot 13,78^2 + 0,002 \cdot 180^2 = 9,494 + 64,8 = 74,2 \text{ Вт},$$

$$P_{д_вых} = 2 \cdot 0,01 \cdot 180^2 = 648 \text{ Вт},$$

$$P_{act} = 11,39 + 74,294 + 648 = 733,7 \text{ Вт}.$$

Расчетное значение КПД активного преобразователя с частотой коммутации 150 кГц составляет:

$$\eta_{ап} = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = \frac{P_{вх} - P_{st} - P_{dyn} - P_{act}}{P_{вх}} = \frac{14 \cdot 600 - 99,2 - 480 - 733,7}{14 \cdot 600} = 0,84. \quad (3.18)$$

Реальный коэффициент $\eta_{ап} = 0,77$ обусловлен потерями во вторичной обмотке питающего трансформатора и сопротивлением кабелей. Из (3.18) видно, что основная доля потерь приходится на активные сопротивления элементов преобразовательной схемы.

На рисунке 3.16 изображена зависимость КПД преобразовательного блока от частоты ШИМ.

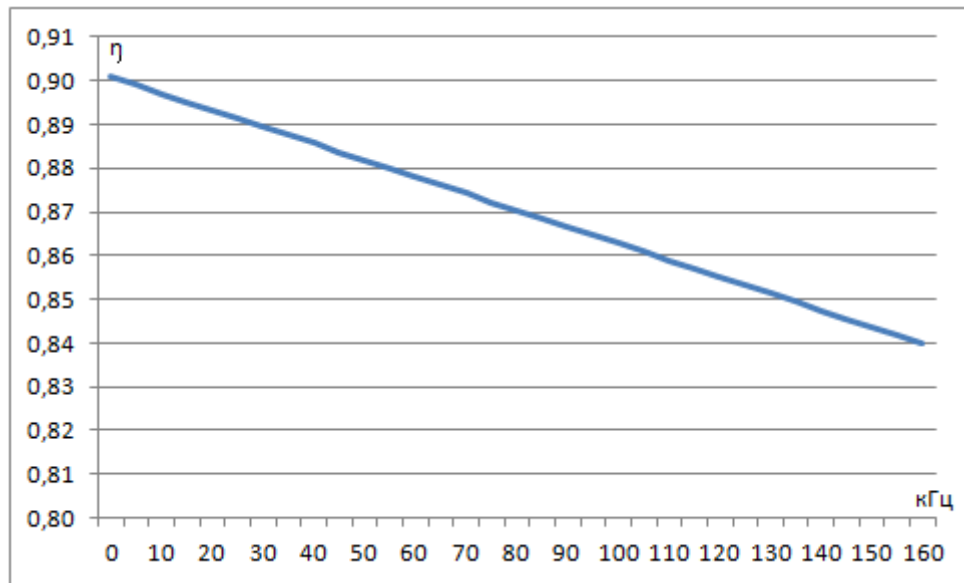


Рисунок 3.16 – Зависимость КПД преобразователя от частоты.

Следует отметить, что в настоящее время более все большее развитие получают более современные транзисторы, построенные на основе силиция кремния SiC и нитрида галлия GaN [12]. Силовые ключи, построенные на данных технологиях, обладают рядом преимуществ: обладают значительно меньшей величиной динамических и статических потерь (порядка нескольких единиц мДж)

и значительно большим быстродействием (временем нарастания тока ключа $t_{on} \approx 40$ нс и временем спада тока в ключе $t_{off} \approx 80$ нс) [12]. Применение данных ключей позволит в значительной степени снизить потери в АВН и существенно повысить его КПД.

Доказано, что схема преобразовательного блока с активным преобразователем и двойным преобразованием энергии обеспечивает эффективное преобразование электрической энергии с возможностью точного регулирования выходного тока. При реализации системы электроснабжения для питания нагрузки с напряжением на нагрузке постоянного тока 45 В и мощностью порядка 0,5 МВт двухуровневая схема требует параллельного соединения 88 модулей.

3.6 Выводы к третьей главе

1. Полученные в главе 3 результаты исследований экспериментально проверялись в промышленных условиях на преобразовательном комплексе с IGBT выходной мощностью 0,5 МВт и с учётом общепринятых допущений экстраполировались применительно к потребителям постоянного тока сверхвысокой мощности. Максимальная величина постоянного тока одного блока достигла 200 А при напряжении 45 В, величина тока на выходе в номинальном режиме – 150 А, число параллельно соединённых преобразовательных секций с IGBT составило 90 шт, что соответствует диапазону выпрямленного тока от 450 А до 13,5 кА с возможностью плавного регулирования. Потребляемый из сети фазный ток достигал 840 А при токе нагрузки 12-13 кА. Коэффициент суммарных гармонических искажений напряжения на всём диапазоне регулирования не превышал 5,7%, а коэффициент мощности исследуемого электротехнического комплекса находился на уровне 0,97-0,98. При токе нагрузки 12 кА в номинальном режиме коэффициент полезного действия электротехнического комплекса составил 0,77. В результате проведённых исследований доказано, что системы электроснабжения с активными преобразователями на основе IGBT модулей являются перспективным решением вопроса повышения энергоэффективности.

2. Показано, что малые динамические потери в IGBT транзисторах нового поколения позволяют реализовать активного преобразователя с КПД до 97-98%, однако рост частоты переключений снижает его, однако плюсом высокочастотных ШИМ является улучшенная форма потребляемого (или генерируемого) тока. Независимо от типа блоков активных преобразователей предложенный электротехнический комплекс позволяет реализовать режимы стабилизации и модуляции тока нагрузки с целью снижения электропотребления в часы максимума без увеличения потребления реактивной мощности.

3. При оптимизации параметров активного выпрямителя возможно появление резонанса в конденсаторных батареях входного фильтра, что требует

точного контроля параметров конденсаторных батарей и применения специализированных токовых защит.

ГЛАВА 4 ОЦЕНКА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА С АКТИВНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ С ПИТАЮЩЕЙ СЕТЬЮ ПРИ ПОМОЩИ ИМИТАЦИОННОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ

4.1 Влияние выпрямителей на показатели качества электроэнергии на входе преобразовательного комплекса

В большинстве случаев мощные полупроводниковые выпрямительные агрегаты выполняют по трёхфазной мостовой вентильной схеме с эквивалентной 12-фазной схемой выпрямления, которая обеспечивается совместным включением двух шестифазных выпрямителей, один из которых подключен к обмоткам преобразовательного трансформатора, соединённым звездой, а другой к обмотке с треугольником. Для преобразователей с соединением обмоток трансформатора Y/Y имеются два искажения в фазных напряжениях и три в линейных, по схеме Δ/Y три в фазных и два в линейных. Амплитуда максимального искажения фазных напряжений для схемы Δ/Y в $2/\sqrt{3}$ раза больше чем для схемы Y/Y , а искажений линейных напряжений в $2/\sqrt{3}$ раза меньше, чем амплитуда максимального искажения по схеме Y/Y .

На рисунке 4.1, *a* представлена упрощённая схема мощного управляемого полупроводникового выпрямительного агрегата для серии электролиза, здесь L – управляемые дроссели насыщения.

Примем следующие допущения [71]:

- ключи идеальны, т.е. их сопротивление в проводящем состоянии равно нулю, а в закрытом бесконечно велико, время открытия и закрытия ключей равно нулю;

- активные сопротивления генератора, линии и трансформаторов равны нулю;

- все реактивные сопротивления фаз, питающее напряжение и сигналы управления ключами неизменны и симметричны;

- величина нагрузки постоянна, а её индуктивность равна бесконечности;

- при отключенных выпрямителях напряжение системы электроснабжения синусоидально;

- у всех элементов отсутствует ёмкостная проводимость.

С учётом этих допущений на рисунке 4.1, б представлена схема замещения преобразовательной установки, 1 – точка подключения преобразовательного комплекса к питающей сети, 2 – точка возникновения коммутационных замыканий.

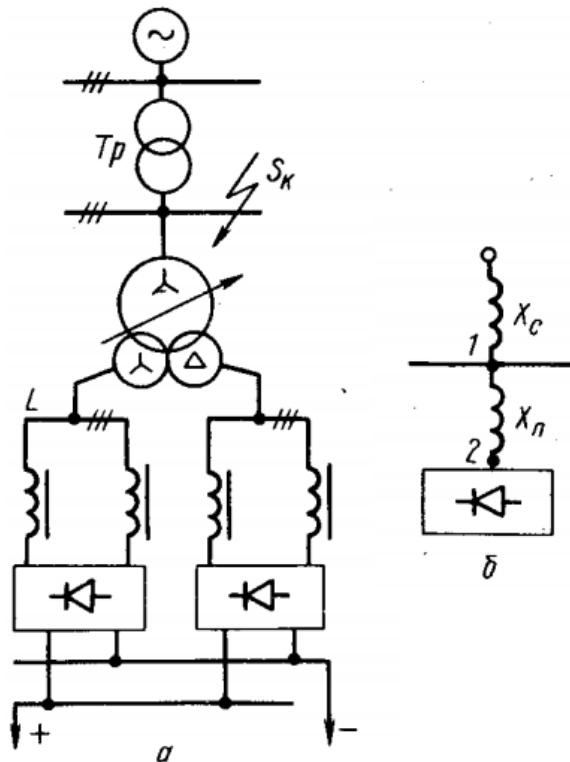


Рисунок 4.1 – Упрощённая электрическая схема электротехнического комплекса с выпрямительными агрегатами (а) и схема её замещения (б).

В зависимости от последовательности чередования фаз, угла управления, потребляемой преобразователем мощности и параметров СЭС коммутационные искажения имеют вполне определённый вид и расположение на кривой питающего напряжения [64, 71].

При неизменном токе нагрузки искажение формы кривой напряжения в системе электроснабжения происходит только во время коммутационных процессов в выпрямителе, когда ключи образуют двухфазное короткое замыкание. Искажённая форма кривой линейного напряжения представляет собой

сумму идеальной синусоиды и кривой коммутационных провалов [71]. Основная гармоника этой кривой $U_{н1}$ не совпадает по фазе с линейным напряжением U_{AC} на угол ψ , зависящий от углов управления α и коммутации γ :

$$\psi = 90^\circ - \alpha - \gamma/2. \quad (4.1)$$

Относительные значения коммутационных импульсов определяют по уравнениям [14,43 сальников]:

$$\begin{cases} \Delta U_1 = \frac{X_C}{X_C + X_{II}} \sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right), \\ \Delta U_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{X_C}{X_C + X_{II}} \sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right), \\ \Delta U_3 = \frac{1}{2} \frac{X_C}{X_C + X_{II}} \sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right), \end{cases} \quad (4.2)$$

где X_C – индуктивное сопротивление сети от источника бесконечной мощности до исследуемой точки (точка 1 на рисунке 4.1, б); X_{II} – индуктивное сопротивление от точки возникновения коммутационных замыканий (точка 2 на рисунке 4.1, б) до исследуемой точки.

Из формул (4.2) видно, что при $\alpha + \gamma/2 = 90^\circ$ величина коммутационных искажений максимальна. При дальнейшем анализе формы кривой линейного напряжения предполагается, что преобразователь работает именно в этом режиме.

Действующее значение коммутационных искажений за полупериод определяется из выражения:

$$U_{н} = U_{л} \frac{X_C}{X_C + X_{II}} \sqrt{\frac{6}{\pi} \gamma \sin^2 \varphi}, \quad (4.3)$$

где $U_{л}$ – действующее значение линейного напряжения сети; φ – угол сдвига между основными гармониками тока и напряжения.

Для углов α и γ существует следующее соотношение [71]:

$$\cos(\alpha + \gamma) = \cos \alpha - \frac{2I_d}{U_M(X_C + X_{II})}, \quad (4.4)$$

где U_M – амплитуда линейного напряжения вторичной обмотки преобразовательного трансформатора; $I_d = \sqrt{(3/2)} \cdot I_2$ – действующее значение

выпрямленного тока; I_2 – действующее значение фазного тока вторичной обмотки преобразовательного трансформатора.

Индуктивное сопротивление цепи коммутации определяют по формуле

$$X_{\Sigma} = X_C + X_{\Pi} = X_{\Sigma}^* \frac{U_2^2}{S_{\Pi}}, \quad (4.5)$$

где X_{Σ}^* – эквивалентное индуктивное сопротивление цепи коммутации (отн. ед.), приведённое к базисной мощности $S_B = S_{\Pi}$; S_{Π} – полная номинальная мощность полупроводникового агрегата; U_2 – действующее значение линейного напряжения вторичных обмоток преобразовательного трансформатора.

Эквивалентное индуктивное сопротивление цепи коммутации (отн. ед.), приведённое к базисным условиям $S_B = S_{\Pi}$ и $U_{\Pi} = U_B$, составляет:

$$X_{\Sigma}^* = \frac{S_{\Pi}}{S_K} + U_K \left(1 + \frac{k_p}{4} \right) + X_{\Pi}^*, \quad (4.6)$$

где U_K – напряжение короткого замыкания преобразовательного трансформатора, отн. ед.; k_p – коэффициент расщепления обмоток преобразовательного трансформатора, который характеризует наличие электромагнитной связи между ними [64]; X_{Π}^* – эквивалентное индуктивное сопротивление линии от преобразовательного трансформатора до исследуемой точки; S_K – мощность трёхфазного короткого замыкания в точке 1.

Наличие дросселей насыщения значительно увеличивает индуктивность коммутационного контура, что приводит к росту длительности коммутационных процессов и повышению потребляемой мощности.

Заменяя $\varphi = \alpha + \gamma/2$, $\sin(\gamma/2) \approx \gamma/2$ и подставляя выражения (4.5) и (4.6) в формулу (4.4), после преобразований получаем выражение для определения угла коммутации m -фазной схемы выпрямления:

$$\gamma = \frac{6}{m} \frac{K_{\text{заг}}}{\sin \varphi} \left[\frac{S_{\Pi}}{S_K} + U_K \left(1 + \frac{k_p}{4} \right) + X_{\Pi}^* \right], \quad (4.7)$$

где $K_{\text{заг}}$ – коэффициент загрузки агрегата по полной мощности.

Выражение (4.7) получено при перечисленных выше допущениях. С увеличением мощностей искажения и появлением несимметрии влияние

выпрямительных агрегатов на форму напряжения в системе электроснабжения усиливается [64]. Разница углов коммутации в различных фазах полупроводникового преобразователя, может достигать 40% и более [64], в связи с этим следует учитывать выражение:

$$\sin \varphi \leq \sqrt{1 - k_c^2 k_n^2 k_n^2} = \sqrt{1 - \chi^2}, \quad (4.8)$$

где χ – коэффициент мощности полупроводникового агрегата; k_c , k_n , k_n – коэффициенты сдвига, искажения и несимметрии соответственно.

Заменяя в формуле (4.4) индуктивные сопротивления X_{Π} и X_C их эквивалентными индуктивными сопротивлениями, приведёнными к базисным условиям $S_B = S_{\Pi}$ и $U_{\Pi} = U_B$ и учитывая выражения (4.7) и (4.8) после преобразований получаем уравнение для определения действующих значений коммутационных искажений за полупериод при m фазах выпрямления:

$$U_{\Pi} = U_{\Pi} \frac{S_{\Pi}}{S_K} \sqrt{\frac{36K_{\text{зар}}}{m\pi} \frac{\sqrt{1 - \chi^2}}{S_{\Pi}/S_K + U_K(1 + k_p/4) + X_{\Pi}^*}}. \quad (4.9)$$

Принимая действующее значение основной гармоники напряжения U_1 равным номинальному значению линейного напряжения U_{Π} и подставляя (4.9) вместо суммы высших гармоник линейного напряжения, получим формулу для расчёта коэффициента суммарных гармонических искажений в системе электроснабжения с мощным m фазным выпрямительным агрегатом:

$$k_{\Pi} = \frac{S_{\Pi}}{S_K} \sqrt{\frac{36K_{\text{зар}}}{m\pi} \frac{\sqrt{1 - \chi^2}}{S_{\Pi}/S_K + U_K(1 + k_p/4) + X_{\Pi}^*}}, \quad (4.10)$$

Выражение (4.10) позволяет определить k_{Π} в зависимости от эксплуатационных показателей полупроводникового выпрямителя, технических данных преобразовательного трансформатора, числа фаз схемы выпрямления и параметров системы электроснабжения. Учитывая вероятностную оценку режимов работы полупроводниковых выпрямительных агрегатов, из (4.10) установлено что работа полупроводниковых агрегатов с низким (0,7-0,8) коэффициентом мощности потребует повышения жёсткости системы электроснабжения на 23%. Выявлено, что подавление искажений с помощью

увеличения мощности преобразовательного трансформатора потребует поддержания его загрузки на уровне 10-12%, что в несколько раз понизит коэффициент его использования. Показано, что наиболее перспективным способом снижения гармонических искажений является повышение коэффициента мощности выпрямительного агрегата.

Полупроводниковые преобразователи имеют одинаковые схемы выпрямления, мощности и работают по аналогичным диаграммам управления и нагрузки. Однако из-за различия силы токов в системах управления, конструктивных особенностей ошиновки, физического состояния оборудования временные диаграммы углов управления и нагрузок агрегатов могут не совпадать. В связи с этим усложняется анализ влияния группы полупроводниковых выпрямителей на форму питающего напряжения. Требуется определить зависимость Σk_U от параметров системы электроснабжения и режимов работы p полупроводниковых агрегатов, для этого рассмотрим их совместную работу (рисунок 4.2).

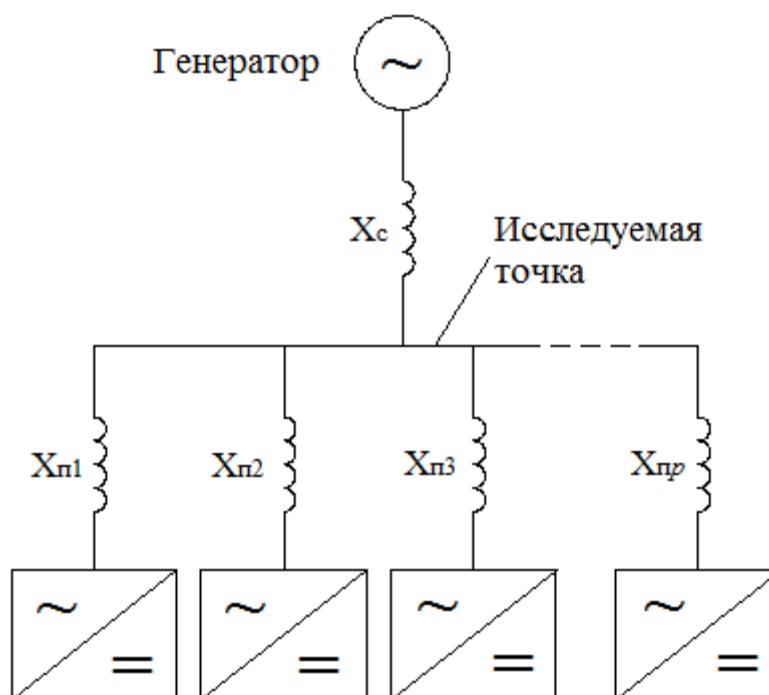


Рисунок 4.2 – Упрощённая электрическая схема p преобразователей, в составе электротехнического комплекса, подключёнными подключенных ко вторичной обмотке ПТ.

В случае если параметры силовых контуров преобразователей равны и работа преобразователей идеально синхронизирована, генерируемые искажения будут накладываться друг на друга. Наложение искажений эквивалентно увеличению тока нагрузки одного преобразователя в K раз [41], так как индуктивность фаз можно записать:

$$K = 1 + \frac{X_c}{X_c + X_{\Pi}}(p-1). \quad (4.11)$$

Если индуктивность фаз X_{Π} отсутствует, то $K=p$, однако на практике это невозможно. Взяв выражение (4.10) и учитывая (4.11), представив коэффициент загрузки секции как $K_{зс} = K \cdot K_3$, получим формулу для определения суммарного влияния секции на питающее напряжение:

$$\sum k_{и} = k_{и} \cdot \sqrt{K}, \quad (4.12)$$

где $k_{и}$ – коэффициент суммарных гармонических искажений, вызванный одним выпрямителем

Пусть все полупроводниковые агрегаты работают несинхронно и параметры их силовых контуров не совпадают ($X_{\Pi 1} \neq X_{\Pi 2} \neq \dots \neq X_{\Pi p}$), тогда искажения отдельных выпрямителей не накладываются друг на друга. Такой режим рассматривается в работе [36], где несинусоидальность напряжения рекомендуется определять по формуле:

$$K_{нсл} \approx K_{нс} \sqrt{p}. \quad (4.13)$$

На практике импульсы управления и параметры коммутационных контуров определяются случайными величинами, поэтому при работе p выпрямителей происходит наложение коммутационных искажений только некоторых преобразователей. Таким образом, величина коэффициента несинусоидальности находится в диапазоне:

$$k_{и} \sqrt{p} \approx \sum k_{и} \approx k_{и} \sqrt{K}. \quad (4.14)$$

Если принять равномерной плотность распределения наложения искажений отдельных выпрямителей, уравнение для определения математического ожидания суммарного коэффициента гармонических искажений имеет вид [14 сальников]:

$$\sum k_n = \frac{1}{2} k_n (\sqrt{K} + \sqrt{n}) \approx k_n \sqrt{\frac{n+1}{2} + \frac{n-1}{2} \frac{X_c}{X_c + X_{\Pi}}}. \quad (4.15)$$

При расчёте $\sum k_n$ по этой математической модели следует использовать для определения k_n преобразовательный агрегат, который расположен ближе всех к исследуемой точке в системе электроснабжения.

Выявленная зависимость (4.15) позволяет выбирать параметры высокоэффективных электротехнических комплексов в зависимости от требований к параметрам качества электроэнергии при любом числе выпрямительных агрегатов.

Требования отечественных стандартов к качеству электроэнергии и электромагнитной совместимости определяются нормативными документами и ужесточаются в связи с ростом числа потребителей, загрязняющих сеть высокочастотными гармониками [37, 38]. Действующий стандарт регламентирует показатели качества напряжения в системах электроснабжения общего назначения, однако в нём не содержатся требования к гармоническому составу потребляемого тока.

Анализ отечественных и международных стандартов показал, что из поставленных требований вытекает актуальность повышения электромагнитной совместимости выпрямительных установок мощных потребителей. Кроме того, проблема обеспечения качества электрической энергии тесно связана с задачей энергосбережения.

4.2 Система управления активным преобразователем с коррекцией коэффициента мощности.

Система управления активным понижающим преобразователем должна выполнять стабилизацию параметров нагрузки, при этом создавая форму потребляемого тока близкую к синусоиде с минимальным сдвигом относительно напряжения. Большинство используемых алгоритмов для синхронизации опираются на обобщённый вектор сетевого напряжения системы, который вращается с заданной частотой, однако в реальной сети возможны отклонения частоты [69]. На рисунке 4.3 изображена структура преобразователя с автоматической фазовой синхронизацией питающего напряжения и модулирующего сигнала системы управления, использующая блок фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) для синхронизации фаз.

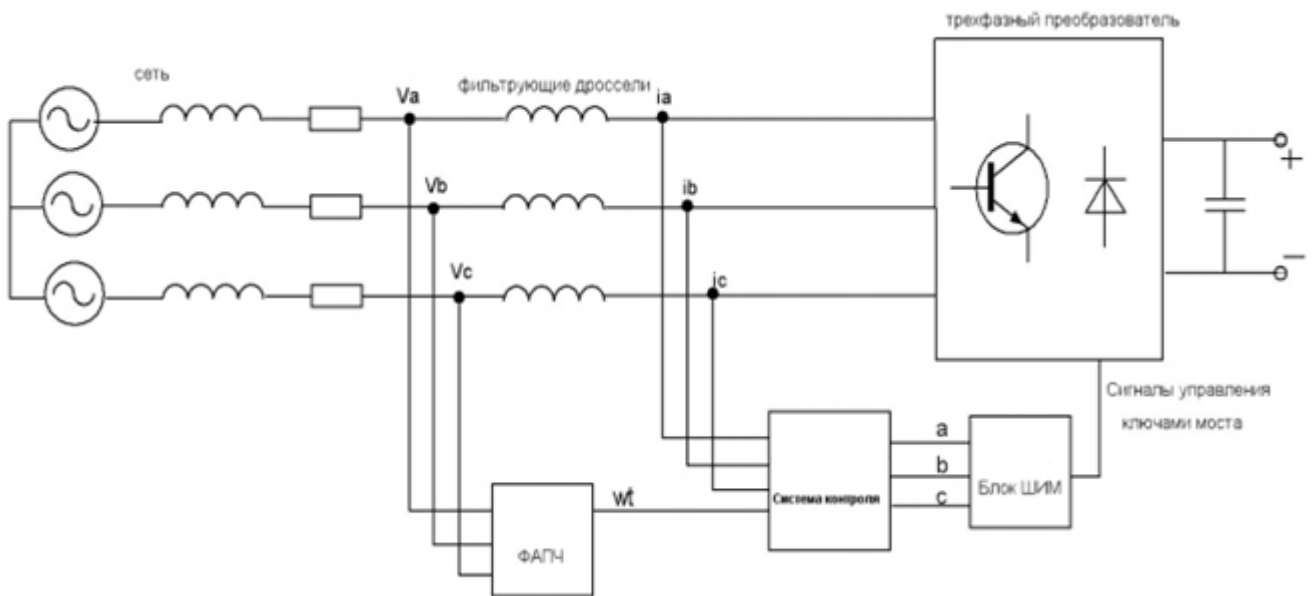


Рисунок 4.3 – Функциональная структура активного преобразователя.

Система ФАПЧ является следящей системой, что обеспечивает высокую точность синхронизации при несинусоидальном напряжении в сети. Использование прямого преобразования Парка-Горева позволяет реализовать систему ФАПЧ (рисунок 4.4), обеспечивающую отслеживание частоты сети и формирование эталонных единичных сигналов ($\cos \theta$ и $\sin \theta$) с частотой сети. Принцип работы системы ФАПЧ использует следующее свойство преобразования

Парка-Горева: отклонения частоты питающей сети можно представить как появление несимметрии в трехфазной системе напряжений, это вызовет отклонение от нуля составляющей обобщенного вектора напряжения U_q . Для выделения постоянной составляющей этого напряжения, которая содержит информацию о первой гармонике фазного напряжения сети, применяется фильтр низких частот (ФНЧ).

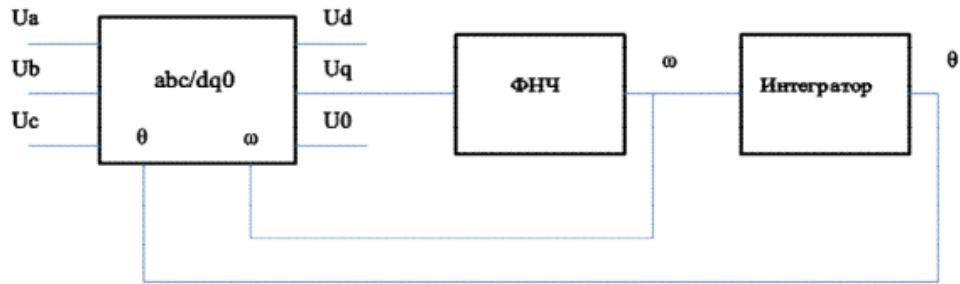


Рисунок 4.4. – Функциональная схема системы фазовой автоподстройки частоты.

Значение угла поворота вращающейся системы координат может быть получено интегрированием угловой частоты. Обратная связь обеспечивает непрерывный контроль над частотой сети.

Структурная схема блока PLL (Phase-Locked Loop – ФАПЧ), входящего в состав библиотеки модуля SimPowerSystems, представлена на рисунке 4.5. Для получения постоянной составляющей U_q вместо фильтра низкой частоты используется блок измерения среднего значения переменного сигнала (Variable frequency mean value) с обратной связью по частоте входного сигнала. Пропорционально-интегральный регулятор реализует непрерывное задание угловой частоты.

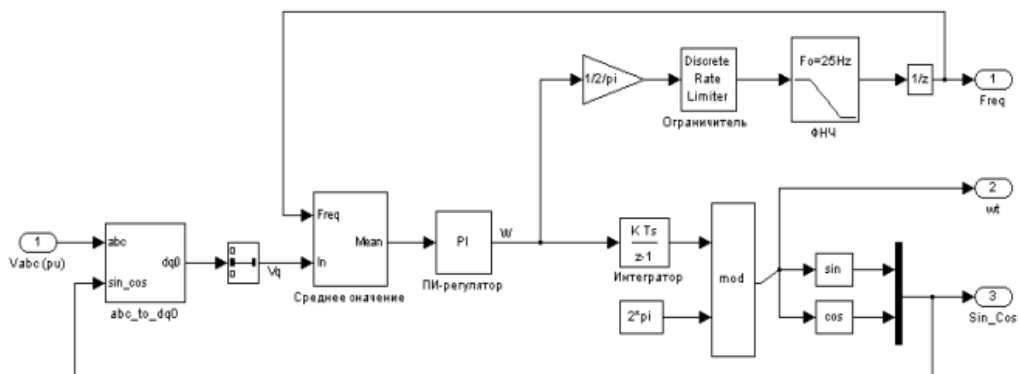


Рисунок 4.5 – Структурная схема модели фазовой автоподстройки частоты.

Эталонные сигналы ($\cos \theta$ и $\sin \theta$) формируются внутри блока PLL и используются системой управления для синхронизации преобразований Парка-Горева. Для проверки работоспособности системы ФАПЧ использовался управляемый трёхфазный источник питания, в котором возможно изменение параметров питающего напряжения.

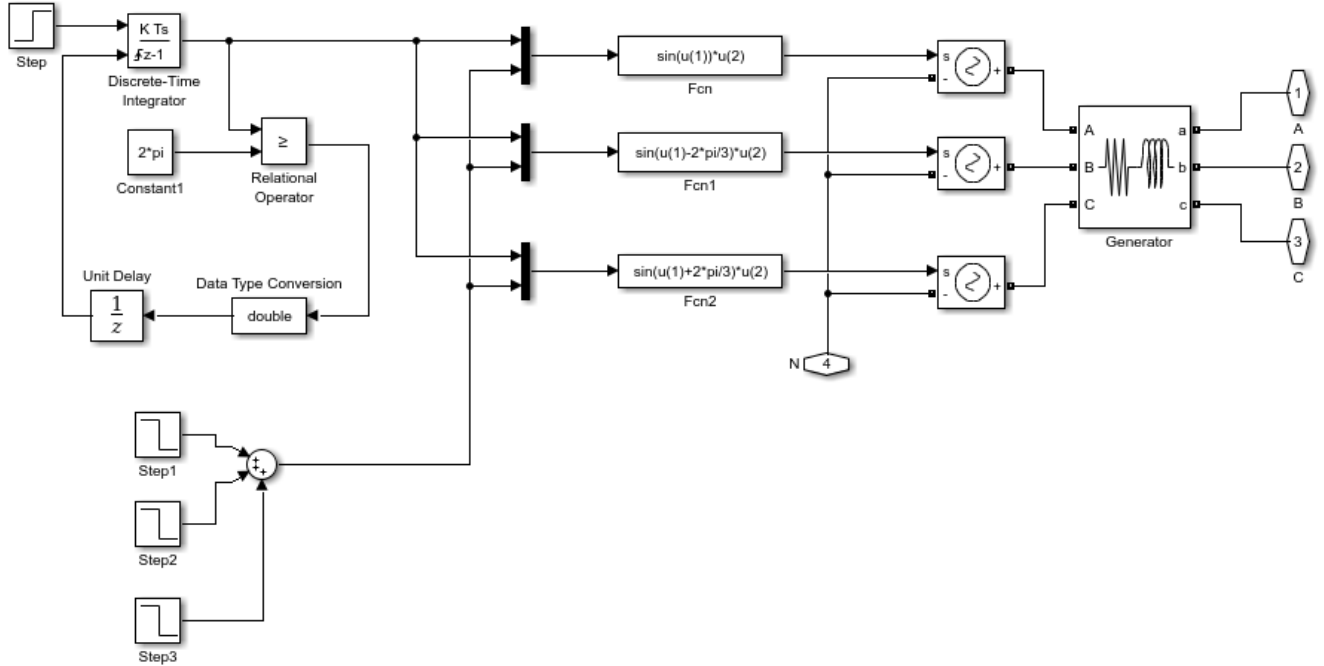


Рисунок 4.6 – Блок источника питания с переменной амплитудой и частотой напряжения, представленный в среде Matlab Simulink.

Энергетические показатели вычислялись при помощи блока Power Calculation на основе теории, описанной в [91].

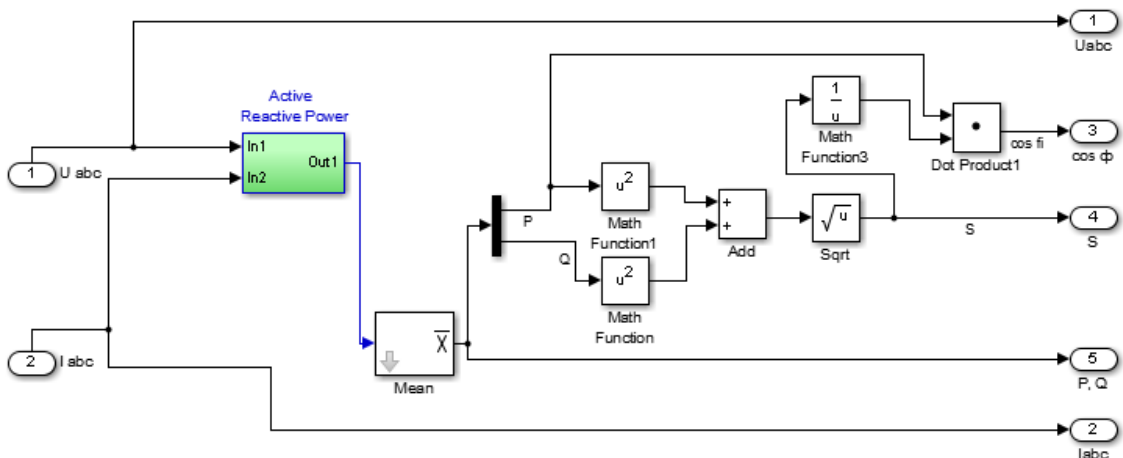


Рисунок 4.7 – Структура блока вычисления мощностей Power Calculator

Входными сигналами для системы управления являются напряжения сети (с датчика напряжения ДН) и коэффициент амплитудной модуляции μ . Значение μ задается регулятором выходного тока. Проблемным элементом в схеме АВТ является сглаживающий дроссель, индуктивность которого L_d с одной стороны определяет качество выходного, а при использовании ШИМ и входного тока АВТ, однако этот параметр определяет постоянную времени выходной цепи и повышение L_d увеличивает инерционность АВТ как объекта регулирования.

При этом необходимо учитывать, что сопротивление нагрузки АВТ $R_H = U_d / I_d$ (определяется АИТ) в процессе регулирования частоты и амплитуды выходного напряжения ПЧ изменяется в широких пределах, меняется и постоянная времени.

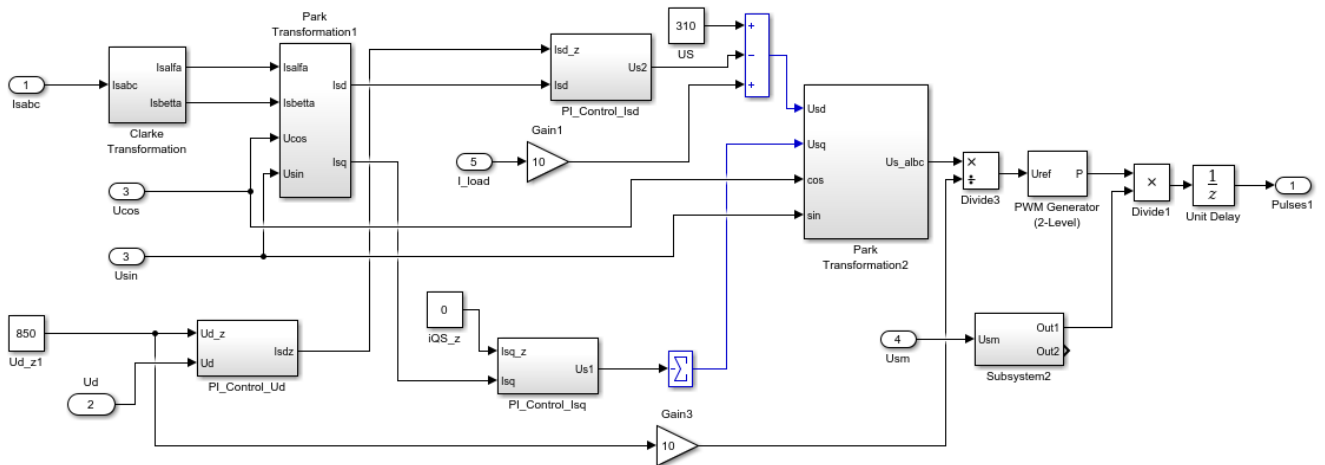


Рисунок 4.8 – Модель системы управления активным преобразователем.

Таким образом, преобразование координат позволяет осуществить управление активным преобразователем, используя проекции обобщенного вектора сетевого тока. Моделирование в среде Matlab Simulink двухканальной системы регулирования преобразователем подтвердило его работоспособность. Используя возможности пакета Matlab Simulink можно получить внешние и регулировочные характеристики преобразователя и осуществить его параметрический анализ [66 поляков].

В среде MATLAB Simulink была построена модель понижающего активного преобразователя мощностью 1,5 МВт со следующими параметрами:

Таблица 4.1 – Параметры компьютерной модели преобразовательного агрегата

Параметр модели Matlab Simulink	Величина, ед.изм.
Частота сетевого напряжения, f_s	50±1 Гц
Амплитудное значение фазного напряжения сети, $U_{л}$	380±15 В
Внутреннее сопротивление источника, R_u	0,25 мОм
Сопротивление линии, $R_{л}$	0,2 Ом
Индуктивность линии, $L_{л}$	0,3 мГн
Индуктивность первичной обмотки трансформатора, L_1	0,22 мГн
Активное сопротивление первичной обмотки трансформатора, R_1	0,05 Ом
Индуктивность вторичной обмотки трансформатора, L_2	0,08 мГн
Активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора, R_2	0,6 мОм
Ёмкость конденсатора входного фильтра, C_{ϕ}	32 мФ
Активное сопротивление входного фильтра, r_c	0,4 мОм
Частота несущего сигнала ШИМ, f_{pwm}	2 кГц
Индуктивность выходного дросселя, L_d	1,23 мГн
Активное сопротивление нагрузки, R_d	0,8 Ом

Приведённая система управления трехфазным выпрямителем с активной коррекцией коэффициента мощности использована при построении модели Matlab Simulink (рисунок 4.9). Дискретизация модели преобразователя позволяет увеличить скорость расчета.

При создании модели принимается, что силовые ключи идеальные, их внутреннее сопротивление не зависит от температуры. Питающие напряжения симметричны, однако их амплитуда и частота изменяется в процессе работы в моменты времени 1 с и 2 с. Энергетические показатели преобразовательного комплекса и параметры качества электроэнергии в сети оцениваются в установившемся режиме работы, после окончания переходных процессов связанных с включением преобразователя.

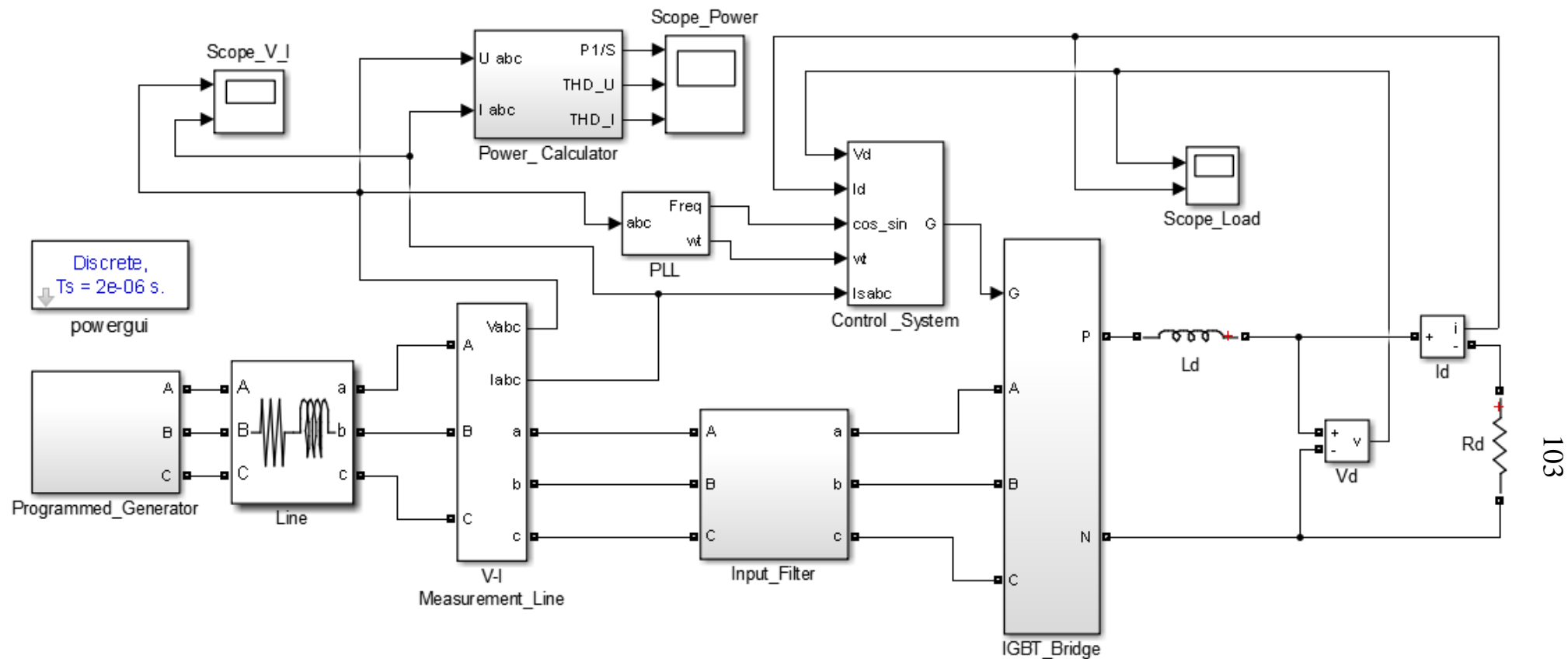


Рисунок 4.9 – Компьютерная модель активного выпрямителя тока в среде Matlab Simulink.

Programmed_Generator – управляемый источник; Line – линия; Power_Calculator – блок вычисления энергетических показателей и параметров качества электроэнергии; PLL – система фазовой автоподстройки частоты; Input Filter – звено входных фильтров; Control_System – система управления; IGBT_Bridge – полупроводниковый мост; Ld – выходной дроссель; Rd – нагрузка.

На рисунке 4.10 приведены формы сетевых напряжений и токов при работе преобразовательного комплекса в номинальном режиме. Из графиков видно, что их форма близка к синусоидальной и фазный сдвиг практически отсутствует, что обеспечивает работу системы электроснабжения с высоким коэффициентом мощности.

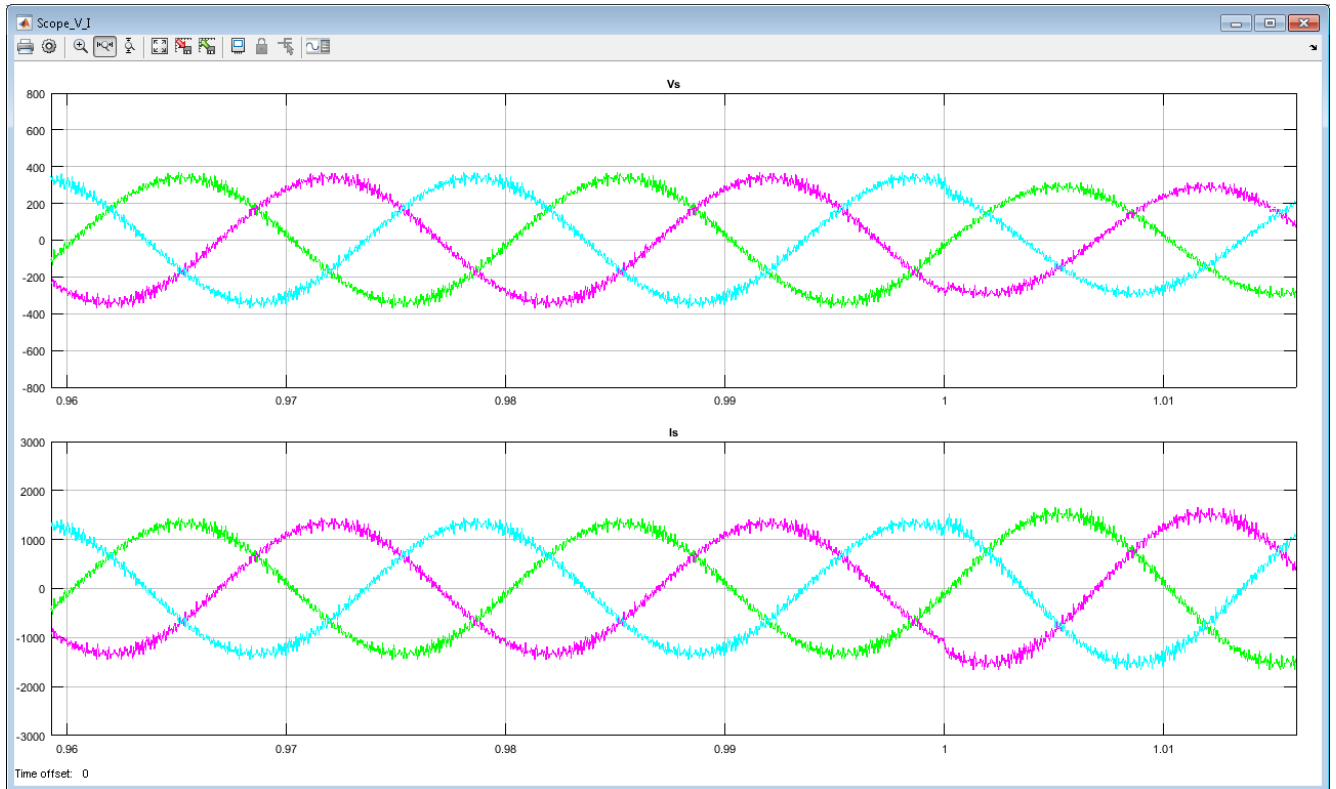


Рисунок 4.10 – Зависимости сетевых напряжений и токов на входе преобразовательного комплекса от времени.

Величина коэффициента мощности и коэффициенты суммарных гармонических искажений напряжения и тока на входе преобразователя изображены на рисунке 4.11. В номинальном режиме коэффициент мощности (PF – Power Factor) составляет около 0,98, суммарный коэффициент гармонических искажений по напряжению 3%, по току – 2,8%. Эти значения практически не зависят от колебаний частоты и амплитуды питающего напряжения.

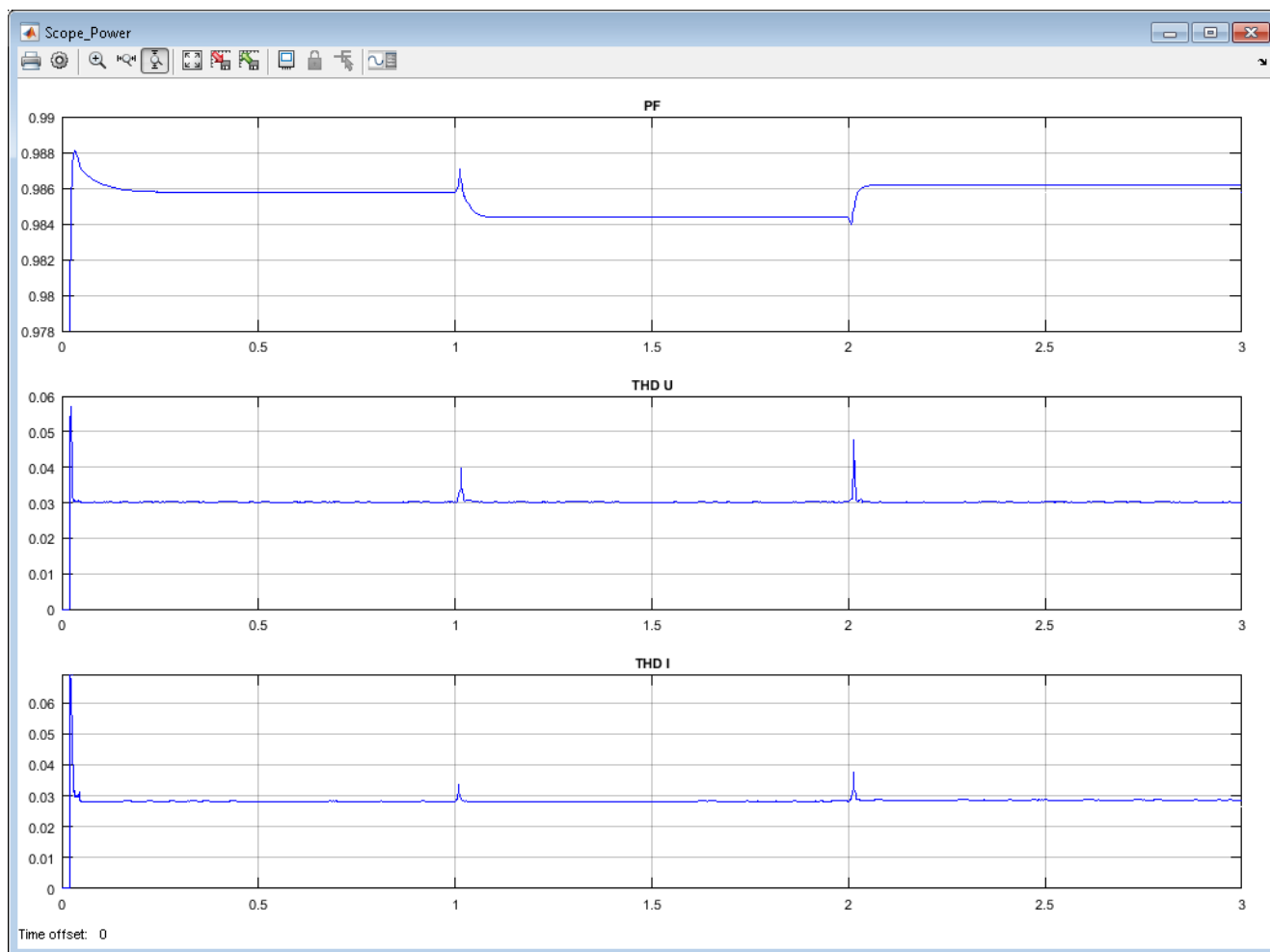


Рисунок 4.11 – Зависимость коэффициента мощности и коэффициентов суммарных гармонических искажений по напряжению и току в точке присоединения к энергосети от времени.

Ток и напряжение нагрузки представлены на графике рисунке 4.12. из которого можно сделать вывод, что при колебаниях напряжения в сети система может обеспечить заданные параметры нагрузки, максимальная мощность нагрузки не превосходит аналогичной для неуправляемого выпрямителя. В начальный момент времени ток выходного дросселя принимался равным заданному системой управления для сокращения времени переходных процессов. В номинальном режиме работы рассматриваемой модели запас по мощности составляет 15%. Это означает, что в случае провала питающего напряжения больше чем на 13% ток нагрузки начнёт уменьшаться, и потребуется увеличивать

напряжение вторичной обмотки трансформатора путём переключения числа витков на стороне первичного напряжения.

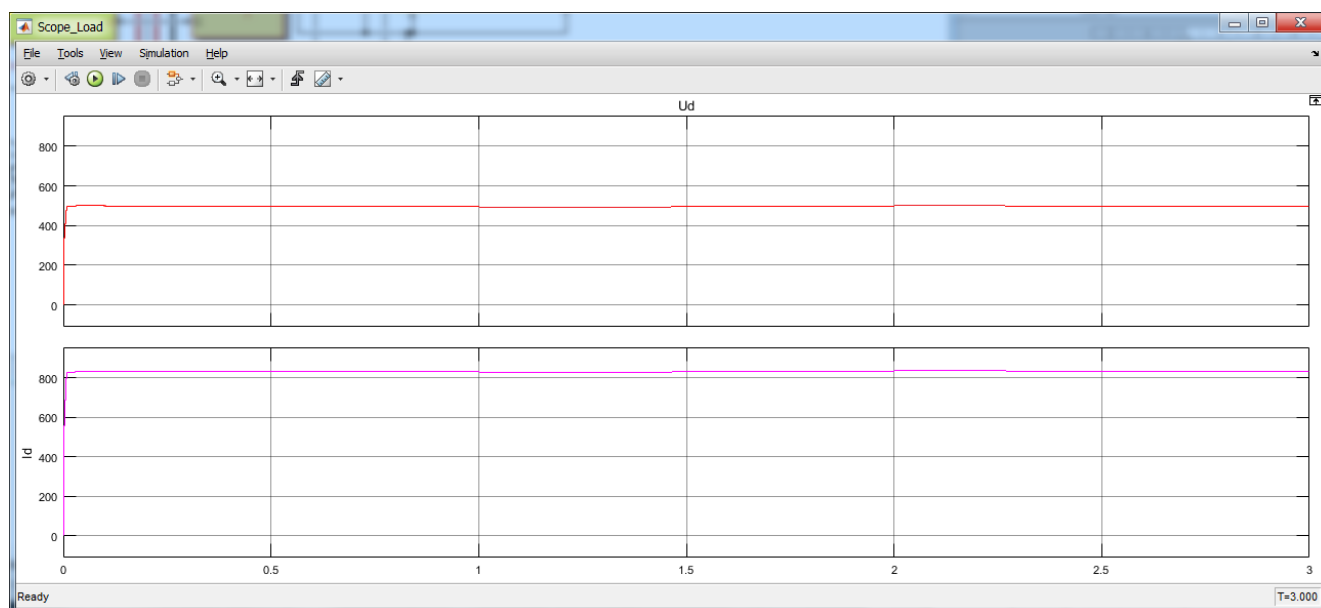


Рисунок 4.12 – Зависимости напряжения и тока нагрузки от времени.

При изменении заданного тока от максимального значения до нуля по результатам моделирования была получена энергетическая характеристика, приведённая на рисунке 4.13.

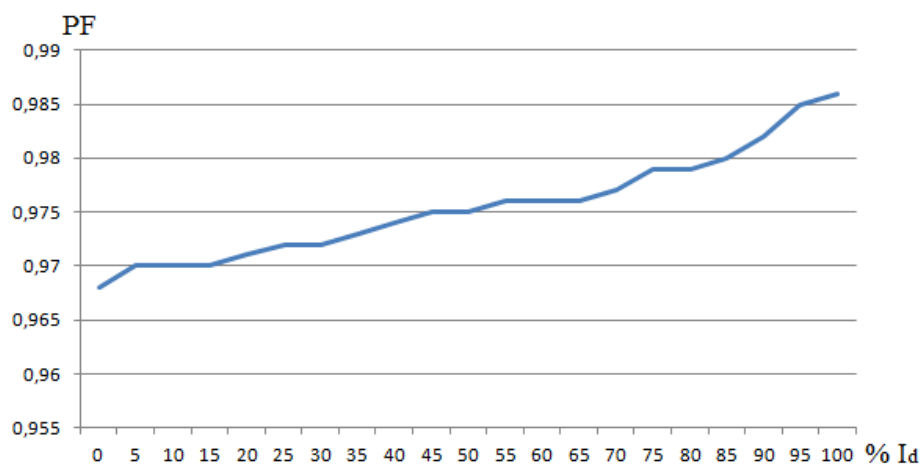


Рисунок 4.13 – Зависимость коэффициента мощности активного преобразователя от глубины регулирования тока нагрузки.

На основании моделирования преобразователя сделаны следующие выводы:
 - активный преобразователь способен устойчиво работать на номинальном напряжении, его коэффициент мощности составляет около 0,985 при

коэффициентах суммарных гармонических искажений по току 2,8% и 3% по напряжению;

- при заданных параметрах сети и нагрузки максимальное значение потребляемого сетевого тока составило 1171,3 А при токе нагрузки 2745,6 А, эта величина напрямую определяет параметры IGBT элементов и их количество в составе моста;

- выявлено, что преобразователь способен осуществлять регулирование тока в диапазоне от нуля до номинального значения при поддержании коэффициента мощности 0,97-0,98.

4.3 Методы снижения искажений входного тока и напряжения при работе преобразовательной секции с параллельными активными выпрямителями

При одновременной работе большого числа полупроводниковых преобразователей уровень высокочастотных искажений возрастает. Известны различные методы подавления гармонических искажений при работе активных преобразователей большой мощности с ШИМ. В работе [83] используется принцип удаления гармоник определённых порядков за счёт формирования углов переключения в зависимости от коэффициента модуляции преобразователя. Связь между углами определяется системой нелинейных уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cdot \cos(\alpha_i) = \mu, \\ \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cdot \cos(h_1 \alpha_i) = 0, \\ \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cdot \cos(h_2 \alpha_i) = 0, \\ \dots \\ \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cdot \cos(h_i \alpha_i) = 0. \end{array} \right. \quad (4.16)$$

Углы переключения α_1 - α_n подбираются таким образом, чтобы в спектре напряжения отсутствовали h выделенных гармоник, а первая сохранялась на уровне, задаваемом коэффициентом модуляции μ .

В [65] приводится система электроснабжения с активными выпрямителями для электропитания скребковых экскаваторов с пиковой мощностью до 24 МВт. Несущая частота ШИМ активных выпрямителей составляет 750 Гц. Синхронизированная коммутация ключей во всех выпрямителях привела бы к появлению в токе сети высших гармоник, из-за этого все несущие ШИМ выпрямителей разнесены на определенный угол, из-за чего генерируемые гармоники сместились в сторону более высоких частот, и коэффициент гармонических искажений в токах со стороны первичных обмоток трансформаторов снизился. Этот метод используется в настоящей работе при

моделировании преобразовательной секции с несколькими активными выпрямителями.

Структурная схема преобразовательного комплекса с активными выпрямителями приведена на рисунке 4.14. Система управления электротехническим комплексом (СУЭК), включает в себя: БЗРТ – блок задания реактивного тока I_{q3} активных выпрямителей, ФАПЧ – блок фазовой автоподстройки частоты, для обеспечения корректного функционирования активных выпрямителей независимо от отклонений частоты сетевого напряжения, БЗФС – блок задания фазового сдвига φ_{pwm} для генераторов ШИМ. ВСУ – векторная система управления активным выпрямителем, осуществляет фазовое преобразование координат и реализацию режима опережающего тока, опираясь на задание БЗРТ и требуемую величину тока нагрузки I_{d3} . БСК – блок силовых ключей, X_c – индуктивное сопротивление сети от источника питания до точки общего присоединения, $X_{пi}$ – индуктивное сопротивление от точки общего присоединения до i -го активного преобразователя.

Так как в реальных условиях сигналы управления поступают к выпрямителям с различной задержкой из-за увеличения длины и разброса сопротивлений управляющих каналов ($X_{п1} \neq X_{п2} \neq \dots \neq X_{пr}$), происходит наложение отдельных коммутационных искажений и коэффициент суммарных гармонических искажений всегда будет несколько больше идеального случая.

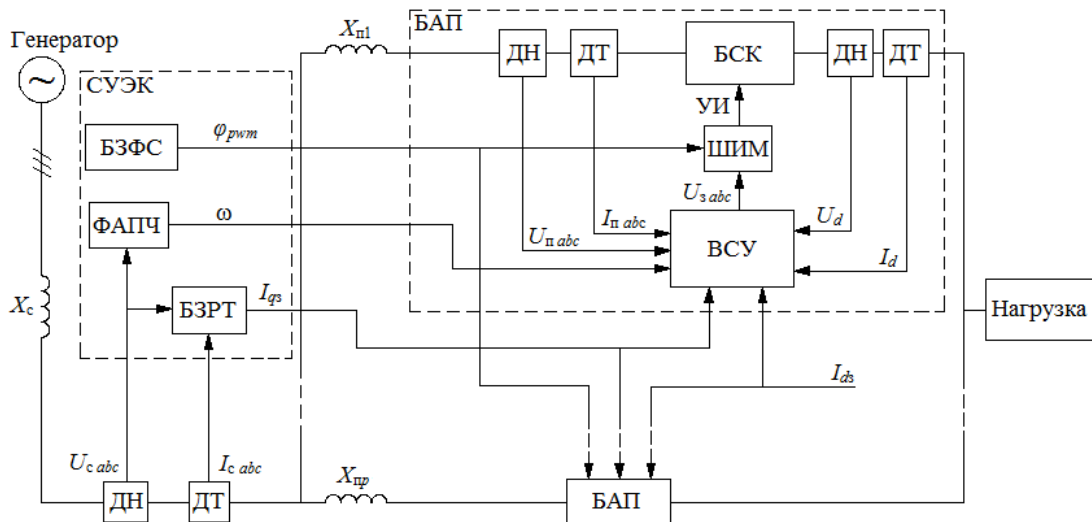


Рисунок 4.14 – Структурная модель электротехнического комплекса.

Коэффициенты гармонических искажений тока и напряжения получены с помощью имитационного моделирования в среде Matlab Simulink, число выпрямителей в модели поэтапно увеличивается до шести включительно (рисунок 4.15). Тип и параметры каждого выпрямителя, входящего в состав секции, аналогичны приведённому в параграфе 4.2, мощность преобразовательного трансформатора увеличена в число раз, соответствующее количеству подключенных к нему выпрямителей, мощность генератора переменного напряжения и параметры линии не изменялись.

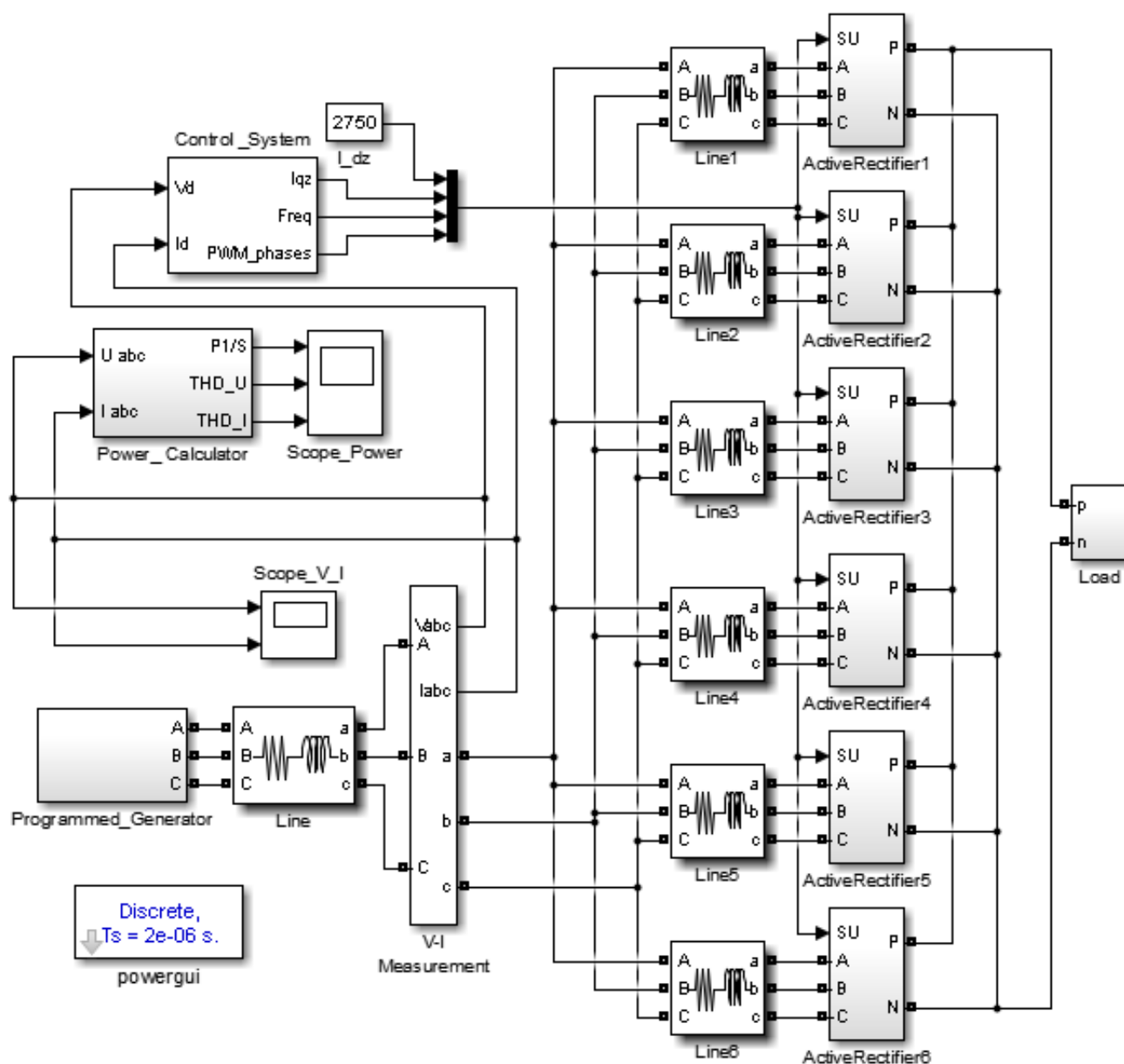


Рисунок 4.15 – Компьютерная модель преобразовательной секции с шестью активными выпрямителями.

Минимум гармонических искажений, вызванных работой группы преобразователей, в исследуемой точке будет обеспечиваться при отсутствии наложений коммутационных процессов преобразователей друг на друга. Повышение качества электроэнергии в комплексе с инверторными блоками достигается путём использования расщеплённых фазосмещённых вторичных обмоток преобразовательных трансформаторов. При использовании блоков на основе активных выпрямителей рассинхронизация коммутационных процессов обеспечивается путём сдвига фаз несущих частот ШИМ относительно друг друга. Начальная фаза φ_{pwm} несущего сигнала ШИМ для каждого активного выпрямителя задаётся как:

$$\varphi_{pwm_i} = \frac{(i_p - 1)}{p_s \cdot s_p \cdot f_{pwm}}, \quad (4.17)$$

где i_p – номер преобразователя, $i_p \in \{1; 2; \dots; p_s \cdot s_p\}$, f_{pwm} – несущая частота ШИМ, Гц; p – общее количество активных преобразователей в системе электроснабжения.

Рост числа выпрямителей в составе комплекса уменьшает величину φ_{pwm} , минимальное значение фазных сдвигов и, как следствие, максимальное количество активных выпрямителей со смещённой ШИМ ограничивается быстродействием общей системы управления [55-57].

Изменение уровня гармонических искажений как функция от числа активных преобразователей при синхронизированной и несинхронизированной ШИМ приведено на графике (рисунок 4.16).

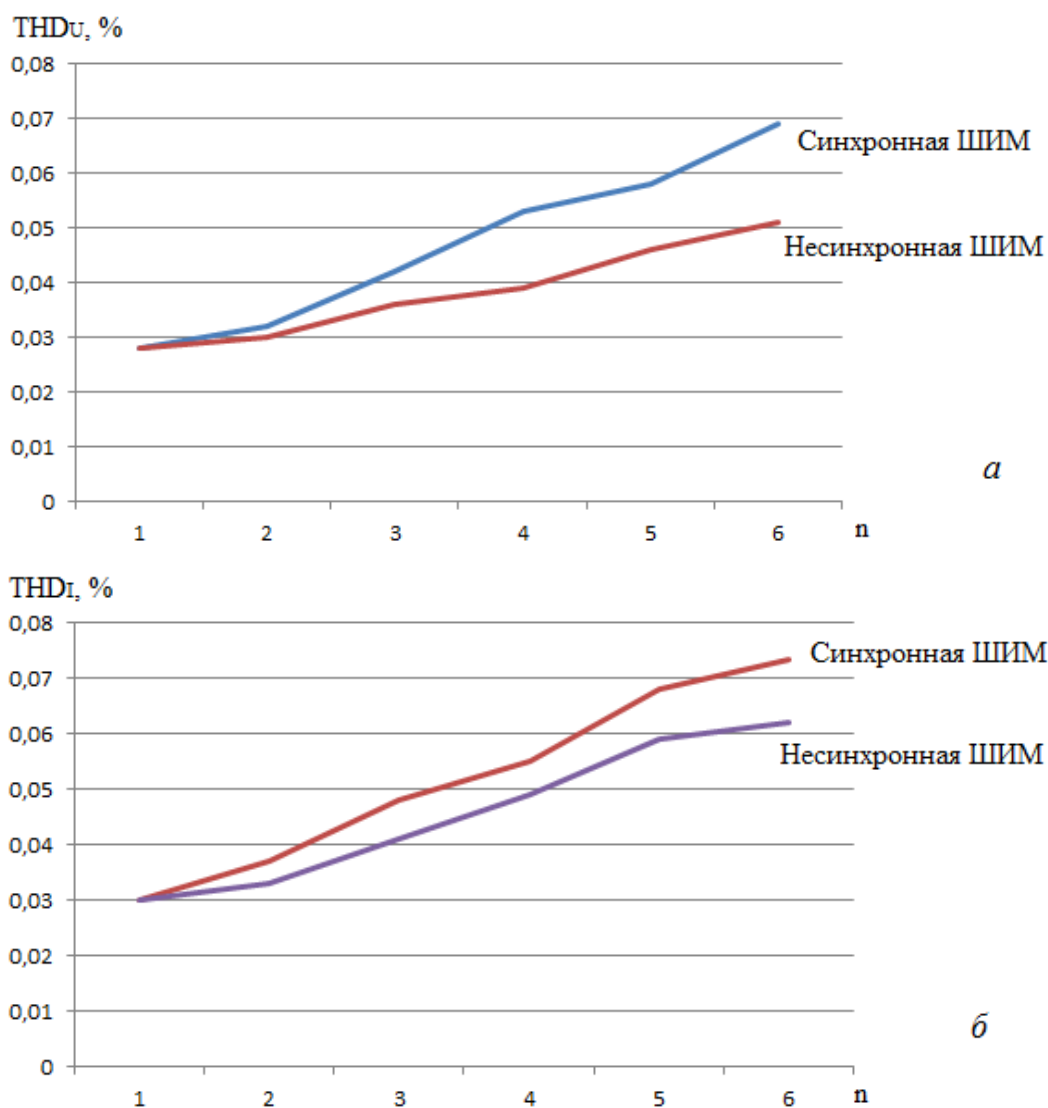


Рисунок 4.16 – Зависимость коэффициента гармонических искажений напряжения (а) и тока (б) на сетевой стороне преобразовательного трансформатора от числа активных выпрямителей.

Предполагая, что параметры соединительных шин и элементов преобразователей равны и сравнивая полученные результаты с выражением (4.15), можно сделать вывод, что оно выполняется с погрешностью не более 8 %. В этой связи можно считать, что модель адекватно отображает зависимость параметров качества электроэнергии от параметров и структуры преобразовательного комплекса. Установлено, что применение рассинхронизированной ШИМ приводит к снижению коэффициента суммарных

гармонических искажений по напряжению на 26% (с 6,9% до 5,1%) и на 16% по току (с 7,4% по 6,2%)

4.4 Выводы к четвёртой главе

Разработанная компьютерная имитационная модель преобразовательного агрегата мощностью 1,5 МВт в среде Matlab Simulink позволила установить, что рассмотренная следящая система управления с ФАПЧ обеспечивает поддержание коэффициента мощности на уровне 0,98 при отклонениях амплитуды напряжения питающей сети в пределах $\pm 15\%$ и колебаний частоты в пределах $\pm 2\%$. Установлено, что высокие показатели качества энергопотребления могут быть получены в системе электроснабжения, использующей активные преобразователи с системой ФАПЧ в условиях сети с несинусоидальным напряжением, что требует выделения из него основной гармоники для синхронизации и формирования синусоидальной формы токов с частотой сети и нулевым сдвигом по фазе относительно напряжения сети.

Показано, что выпрямитель устойчиво функционирует при различных режимах нагрузки, на основании чего проведён анализ энергетических характеристик преобразовательного комплекса с несколькими активными выпрямителями, который выявил следующее:

1. Преобразовательный комплекс с активными выпрямителями способен обеспечить высокий коэффициент мощности ($\chi \approx 0,98$) в широком диапазоне изменения параметров нагрузки.

2. Полученные осциллограммы и результаты спектрального анализа показывают рост несинусоидальности тока, потребляемого из сети при увеличении числа активных выпрямителей в составе преобразовательной секции ($\Sigma THD_I = 3,1\%$ при одном преобразователе и $\Sigma THD_I = 7,4\%$ при шести) и малых искажениях синусоидальности сетевого напряжения ($\Sigma THD_U = 2,8\%$ при одном преобразователе, $\Sigma THD_U = 6,9\%$ при шести).

3. Установлено, что применение отдельного управления для шести преобразовательных секций и сдвиг фаз несущих частот их генераторов ШИМ друг относительно друга позволил уменьшить коэффициенты гармонических искажений по напряжению и току до 5,1% и 6,2% соответственно.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе приводится решение актуальной научно-технической задачи повышения эффективности систем электроснабжения для питания мощных промышленных установок постоянного тока, включая улучшение энергетических показателей электротехнического комплекса и его электромагнитной совместимости с сетью в точке общего присоединения в условиях эффективного использования силового электрооборудования.

Основные результаты работы заключаются в следующем:

1. Разработаны рекомендации по выбору параметров секционированного электротехнического комплекса для электропитания мощных потребителей постоянного тока, обеспечивающего входной коэффициент мощности 0,95-0,98, независимо от режима работы нагрузки. Показано, что число модулей полностью управляемых силовых ключей в составе электротехнического комплекса определяется максимальной активной мощностью нагрузки с учётом дисбаланса распределения токов между параллельно включенными полупроводниковыми элементами.

2. Доказано, что применение активных преобразователей в электротехнических комплексах большой мощности обеспечивает минимизацию потребления реактивной мощности при стабилизации тока нагрузки с точностью, заданной по условиям технологического процесса, или осуществления режима модуляции тока для уменьшения платы за электроэнергию с учётом суточных графиков энергопотребления.

3. На примере электротехнического комплекса, обеспечивающего электропитание вакуумной дуговой печи мощностью $P_n = 0,5$ МВт, экспериментально подтверждена возможность параллельной работы в составе системы электроснабжения более 90 блоков активных преобразователей. Установлено, что при замене параметрического источника тока с диодным выпрямителем на блоки, обеспечивающие активное преобразование параметров потребляемой электроэнергии, коэффициент мощности преобразовательного комплекса увеличился с $\chi_{пит} = 0,85-0,95$ до $\chi_{ап} = 0,95-0,98$, максимальный ток дуги

повысился на $\Delta I_{max} = 24\%$, КПД преобразовательного комплекса – на $\Delta \eta = 8\%$, а время плавов сократилось на $\Delta t = 20-30\%$.

4. Установлено, что использование активных преобразователей для минимизации реактивной мощности, мощности искажений и обеспечения требуемой глубины регулирования напряжения нагрузки $\Delta U = 80-100\%$ позволит снизить установленную мощность трансформаторного оборудования на 20-40% за счёт отказа от устройств РПН.

5. Разработана компьютерная модель преобразовательного комплекса в среде Matlab Simulink, в системе управления которым содержатся блоки фазовой автоподстройки частоты и задания реактивного тока для сдвига основных гармонических тока и напряжения на входе выпрямителей для поддержания коэффициента мощности электротехнического комплекса.

6. В результате исследований с использованием компьютерной модели электротехнического комплекса с активными выпрямителями тока со смещёнными фазами несущих частот ШИМ в среде Matlab Simulink выявлена зависимость коэффициентов суммарных гармонических искажений напряжения и тока в точке подключения к энергосети от числа преобразователей и частоты несущего сигнала. Показано, что количество блоков активных преобразователей в составе электротехнического комплекса ограничено быстродействием общей системы управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Абдулвелеев И.Р. Анализ способов модуляции напряжения активных выпрямителей на базе модульных многоуровневых конвертеров / И.Р. Абдулвелеев, Т.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». 2015. Т.15, № 3. С. 25–36.
2. Абрамович Б.Н. Повышение эффективности электротехнических преобразовательных комплексов для добычи и переработки полезных ископаемых / Б.Н. Абрамович, А.А. Веприков, Ю.А. Сычѳв // Горное оборудование и электромеханика, №1, Москва. – 2017. – С. 7-12.
3. Абрамович Б.Н. Проблемы обеспечения энергетической безопасности предприятий минерально-сырьевого комплекса / Б.Н. Абрамович, Ю.А. Сычѳв // Записки горного института, 2017, Т.217. – С. 132-139.
4. Абрамович Б.Н. Повышение эффективности электротехнических преобразовательных комплексов для питания электролизѳров алюминия / Б.Н. Абрамович, А.А. Веприков, Ю.А. Сычѳв, К.А. Хомяков // Цветные металлы, №10, Москва. – 2016. – С. 49-53.
5. Алтунин Б. Ю. Тиристорные переключающие устройства регулирования под нагрузкой трансформаторного оборудования электротехнологических установок: Автореф. Дис. доктора техн. наук.- Нижегород. гос. техн. ун-т. Н. Новгород, 1997.
6. Ариллага Дж., Бредли Д., Боджер П. Гармоники в электрических системах. М.: Энергаториздат. 1990. – 320 с.
7. Бадер М.П. Электромагнитная совместимость. // М.: Высшее профессиональное образование. 2002. – 637 с.
8. Бажин В.Ю. Влияние МГД-стабильности мощного алюминиевого электролизера на выход по току / В.Ю. Бажин, Д.В. Макушин // Записки Горного института, Т.192. СПб, 2011. – С. 35-38
9. Бажин В.Ю. Металлургия алюминия. Учеб. пособие / В.Ю. Бажин. Национальный минерально-сырьевой университет «Горный». СПб, 2013. 105 с.

10. Бажин В.Ю. Обоснование ресурсосбережения в технологии производства алюминия в высокоамперных электролизерах с обожженными анодами: автореф. дис. на соискание уч. ст. док. техн. наук. — СПб, 2012. С. 42.
11. Беляев А.И. Металлургия лёгких металлов / А.И. Беляев // М.: Издательство «Металлургия», 1970, 6-е изд. 368 с.
12. Бербенец А.А. Силовые IGBT-модули Infineon Technologies // Силовая электроника, 2008, №2. – С. 40.
13. Бирюков В.В., Ворфоломеев Г.Н., Евдокимов С.А., Щуров Н.И., Шальнев В.Г. Метод исследования электромагнитных процессов в многопульсовых выпрямителях. // Науч. вестник НГТУ. – 2006, №2. – С. 105-118.
14. Брылина О.Г. Исследование трёхфазного активного выпрямителя напряжения / О.Г. Брылина, М.В. Гельман // ЭСиК^ №1, 2014. С. 47-50.
15. Бобков В.А. Силовая преобразовательная техника для мощных электротехнологических установок постоянного тока / В.А. Бобков, А.А. Бобков, В. Копырин // Силовая электроника, №1. 2004. С. 66-69.
16. Богатырёва А.В. Трансформаторно-тиристорные модули для построения бесконтактных систем питания электролизёров: дис. на соискание уч. ст. канд. тех. наук 05.09.12 / Богатырёва Анна Валерьевна – Нижний Новгород, 2004 – 252 с.
17. Борисов П.А. Моделирование системы управления трёхфазным активным выпрямителем напряжения с преобразованием координат / П.А. Борисов, Н.А. Поляков, А.А. Киреев // Известия ТулГУ. Технические науки. 2010. Вып. 3: в 5 ч. Ч.2. – С. 59-64.
18. Борисов П.А., Поляков Н.А. Синхронизация трехфазных активных выпрямителей напряжения с питающей сетью // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. Санкт-Петербург: НИУ ИТМО, 2012. – №4. –С. 55-60.
19. Борисоглебский Ю.В. Металлургия алюминия / Ю.В. Борисоглебский, Г.В. Галевский, Н.М. Кулагин, М.Я. Минцис, Г.А. Сиразутдинов // Новосибирск: Наука. Сибирская издательская фирма РАН, 1999. – 438 с.

20. Бурман А.П. Управление потоками электроэнергии и повышение эффективности энергетических систем /А.П. Бурман, Ю.К. Розанов, Ю.Г. Шакарян // М.: Издательский дом МЭИ. 2012. – 336 с.
21. Вагин Г.Я. Установки для регулирования и стабилизации напряжения на промышленных предприятиях: учебное пособие. Г.Я. Вагин // Нижний Новгород. 1989. – 89 с.
22. Вайстнер М., Хабибулин М. Обеспечение качества электроэнергии при производстве алюминия // Мир металла. 2014.№ 10. С. 10–14.
23. Веприков А.А. Проблемы повышения качества электроэнергии в питающих сетях предприятий с мощными нагрузками постоянного тока / А.А. Веприков // Материалы 16 Международной конференции студентов и аспирантов горных ВУЗов: Сб. науч. тр. – Санкт-Петербург, НМСУ «Горный», 2013. – С. 142-146.
24. Веприков А.А. Повышение качества электроэнергии в сетях алюминиевых заводов с электролизным производством // Материалы Научного форума с международным участием «43-я неделя науки СПбПУ»: Сб. науч. тр. – Санкт-Петербург, СПбПУ, 2014. – С. 73-75.
25. Веприков А.А. Управление качеством электроэнергии на предприятиях цветной металлургии с электролизёрами // Материалы международной научно-практической конференции «Энергоэффективность и энергосбережение»: Сб. науч. тр. – Санкт-Петербург, НМСУ «Горный», 2015. – С. 157-158.
26. Веприков А.А. Управление качеством электроэнергии в сетях горных предприятий с выпрямителями большой мощности // Материалы 12 Международной научной школы молодых ученых и специалистов «Проблемы освоения недр в XXI веке глазами молодых»: Сб. науч. тр. – Москва, ИПКОН РАН, 2015. – С. 44-46.
27. Веприков А.А. Повышение качества электроэнергии электротехнических комплексов со звеном постоянного тока // Материалы VIII Международной межвузовской научной конференции студентов, аспирантов и молодых

- ученых «Молодые – наукам о земле»: Сб. науч. тр. – Москва, МГРИ, 2016. – С. 88-91.
28. Веприков А.А. Повышение качества электроэнергии в сетях горных предприятий с управляемыми выпрямителями // Материалы VI научной конференции молодёжного инновационного центра ПАО «Ленэнерго»: Сб. науч. тр. – Санкт-Петербург, ПАО «Ленэнерго», 2016. – С. 155-163.
29. Веприков А.А. Повышение качества электроэнергии в сетях горных предприятий с управляемыми выпрямительными комплексами // Материалы 2-й Международной научной школы академика К.Н. Трубецкого «Проблемы и перспективы комплексного освоения и сохранения земных недр»: Сб. науч. тр. – Москва, ИПКОН РАН, 2016. – С. 145-148.
30. Винтрих А., Николаи У., Турски В., Рейман Т. Проблемы параллельного и последовательного соединения IGBT. Часть 1. Параллельная работа IGBT; пер. А. Колпаков, Е. Карташов // Силовая электроника. 2013. № 4. С. 67–74.
31. Галевский Г.В. Металлургия алюминия: стабилизация и модуляция тока электролизной серии: монография / Г.В. Галевский, М.Я. Минцис, Г.А. Сиразутдинов; СибГИУ. – Новокузнецк, 2011. – 151 с.
32. Гамазин С.И., Пупин В.М., Цырук С.А. Кратковременные нарушения нормального электроснабжения потребителей и современные способы защиты от них // Электрика. Москва: изд. Наука и технологии, 2008. №7. – С. 8-12.
33. Гарнов В.К., Вишневецкий Л.М., Пак И.С. Мощные полупроводниковые агрегаты в цветной металлургии. — М.: Металлургия, 1970. — 223 с.
34. Герман-Галкин С.Г. Аналитическое и модельное исследование активного полупроводникового преобразователя в системах электропривода / С.Г. Герман-Галкин, З.Ч. Звезевич, Н.А. Поляков // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики, 2014, №3. С. 131-139.
35. Герман-Галкин С.Г. Matlab&Simulink. Проектирование механотронных систем на ПК. – СПб.: КОРОНА-Век, 2008. – 368 с.

36. Горбачёв Г.Н. Промышленная электроника / Г.Н. Горбачёв, Е.Н. Чаплыгин // М.: Энергоатомиздат. 1988. – 320 с.
37. ГОСТ Р 54149-2010. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Стандартинформ, 2012. – 20 с.
38. ГОСТ 32144-2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Стандартинформ, 2012. – 20 с.
39. Добрусин Л.А. Средства улучшения энергетических показателей сетей, питающих преобразовательные устройства. Фильтры высших гармоник. // ЭП. Преобразовательная техника. – 1972, №4. – С. 27–31.
40. Домнин И.Ф., Жемеров Г.Г., Сокол Е.И. Перспективы применения полупроводниковых компенсаторов реактивной мощности в сетях электроснабжения промышленных предприятий // Технічнаелектродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність», 2002, Ч.2. С. 37.
41. Евтюкова И.П. Электротехнологические промышленные установки: Учебник для вузов/ И.П. Евтюкова, Л.С. Кацевич, Н.М. Некрасова, А.Д. Свенчанский; Под редакцией А.Д. Свенчанского. – М.: Энергоиздат. 1982. –397 с.
42. Ермуратский В.В. Конденсаторы переменного тока в тиристорных преобразователях. – М.: Энергия, 1979. –224 с.
43. Ефимов А.А. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными токовыми преобразователями / А.А. Ефимов, В.Д. Косулин, С.Ю. Мельников // Информационно-управляющие системы, № 4, 2014. – С. 48-53.
44. Жежеленко И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промышленных предприятий. – М.: Энергоатомиздат. 2000. – 169 с.
45. Жежеленко И.В. Показатели качества электроэнергии на промышленных предприятиях. – М.: Энергия. 1977. – 126 с.

46. Журавин Ю.Д. Электроснабжение цехов электролиза алюминия: Учебное пособие / Ю.Д. Журавин, М.Я. Минцис, И.И. Музыченк. // СибГИУ: Новокузнецк/ 2000. - 113 с.
47. Журавин Ю.Д., Минцис М.Я. Особенности электрообеспечения алюминиевых электролизеров. – М.: Металлургия, 1982, 78 стр.
48. Журавин Ю.Д., Мусс К.Б., Шулецкая С.П. О критериях электромагнитной совместимости системы электроснабжения и электролизных серий алюминиевых заводов // Цветные металлы. 1987. № 4. С. 51–55.
49. Зиновьев Г.С. Вентильные компенсаторы реактивной мощности, мощности искажений и мощности несимметрии на базе инвертора напряжения. // Современные задачи преобразовательной техники, Ч.2 - Киев: ИЭД АН УССР. – 1975.
50. Истомина Н.В. Оборудование электрохимических производств. Учебное пособие. Н.В. Истомина, Н.Г. Сосновская, Е.Н. Ковалюк Ангарская государственная техническая академия. – 2-е изд., перераб. – Ангарск: АГТА, 2010 – 100 с.
51. Исхаков А.С. Коэффициент мощности однофазного выпрямителя с емкостным фильтром / А.С. Исхаков // Электричество. 2000. № 9. – С. 51-53.
52. Карташов Р.П. Тиристорные преобразователи частоты с искусственной коммутацией / Р.П. Карташов, А.К. Кулиш, Э.М. Чехет // К.: «Техніка», 1979. – 152 с.
53. Климов В.П., Москалев А.Д. Способы подавления гармоник тока в системах электропитания //Практическая силовая электроника. - 2002. - №6. –С. 75-79.
54. Костюков А.А., Киль И.Г., Никифоров В.П., Вольфсон Г.Е., Рапопорт М.Б., Цыплаков А.М., Гупало И.П., Штерн В.И. Справочник металлурга по цветным металлам. Производство алюминия. — М.: Металлургия, 1971. — 560 с. ISSN 0372-2929 «Цветные металлы». 2016. №10
55. Крупович В.И Проектирование промышленных электрических сетей / В.И. Крупович, А.А. Ермилов, В.С. Иванов, Ю.В. Крупович: Под ред. В.И. Круповича. – 2-е изд., перераб и доп. – М.: Энергия, 1979. – 328 с.

56. Лозовский С.В. Управление качеством электрической энергии в электротехнических комплексах предприятий горной промышленности с применением виртуальных измерительных систем: дис. На соискание уч. ст. канд. тех. наук 05.09.03 / Лозовский Сергей Евгеньевич – Санкт-Петербург, 2000 – 176 с.
57. Маевский О.А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. – М.: Энергия. 1988. 09. – 320 с.
58. Мартынов А.А. Силовая электроника. Ч.1: Выпрямители и регуляторы переменного напряжения: учеб. пособие / А.А. Мартынов. – СПб: ГУАП, 2011. – 184 с.
59. Мартынов А.А. Силовая электроника. Ч.2: Инверторы и преобразователи частоты: учеб. пособие / А.А. Мартынов. – СПб: Гуап, 2012. –144 с.
60. Малиновский В.С. Дуговые печи постоянного тока нового поколения – Новый путь эффективной реконструкции металлургического машиностроения России / В.С. Малиновский, Л.В. Ярных // Металлургия машиностроения, 2001, №1. – С 1-16.
61. Минцис М.Я. Распределение тока в алюминиевых электролизерах: Монография / СибГИУ, Новокузнецк; – 2002 – 126 с.
62. Миронов Ю.М. Электрооборудование и электроснабжение электротермических, плазменных и лучевых установок: Учеб. Пособие для вузов. / Ю.М. Миронов, А.Н. Миронова // М.: Энергоатомиздат. 1991. – 379 с.
63. Мустафа Г.М. Применение гибридных фильтров для улучшения качества электроэнергии / Г.М. Мустафа, А.Ю. Кутейникова, Ю.К. Розанов [и др.] // Электричество. 1995. №10. –С. 33-39.
64. Никулин А.Д. Тиристорная преобразовательная техника в цветной металлургии / А.Д. Никулин, Л.С. Родштейн, В.Г. Сальников, В.А. Бобков // М.: Металлургия, 1983. 128 с.
65. Пандит П. Исследование качества электроэнергии на высоковольтном вводе канатно-скребкового экскаватора традиционной конструкции с прямым питанием от сети переменного тока / П. Пандит, Д. Мазумдар, Т. Мэй,

- В.Г.Кёльнер // Тезисы IEEE по промышленным применениям 2010. Электронный ресурс: режим доступа <http://ieeexplore.ieee.org>
66. Педро А.А., Бажин В.Ю., Суслов А.П., Мартынов С.А. Постоянная составляющая фазного напряжения в электродной печи и ее использование для характеристики плавки // Сталь. Москва: ООО «Интермет Инжиниринг», 2017. – №6. – С. 21-24.
67. Педро А.А., Бажин В.Ю., Суслов А.П., Фирсов А.Ю., Мартынова Е.С. Контроль мощности открытой электрической дуги электродной печи // Сталь. Москва: ООО «Интермет Инжиниринг», 2017. – №7. – С. 21-23.
68. Полищук В.В. Высокоэффективные системы электроснабжения мощных промышленных потребителей постоянного тока / В.В. Полищук, А.А. Веприков // Естественные и технические науки, №6, Москва. – 2017. – С. 126-130.
69. Пронин М.В., Воронцов А.Г. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет) / Под ред. Крутякова Е.А. СПб: «Электросила», 2003. – 172 с.
70. Розанов Ю.К., Рябчинский М.В., Кваснюк А.А. Силовая электроника: учебник для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2009. - 632.
71. Сальников В.Г., Шевченко В.В. Эффективные системы электроснабжения предприятий цветной металлургии. — М.: Металлургия, 1986. — 34 с.
72. Сафонов В.И. Электротехнологические установки: учебное пособие / В.И. Сафонов –Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2014. – 124 с.
73. Си С. Повышение производительности электролизеров и разработка энергосберегающих технологий в Китае //Сборник докладов четвертого международного конгресса в составе XVIII Международной конференции «Алюминий Сибири» VI конференции «Металлургия цветных и редких металлов» VIII симпозиума «Золото Сибири», Красноярск, 2012.С. 420–431.
74. Сибикин М.Ю. Электроснабжение промышленных предприятий и установок / Ю.Д. Сибикин, М.Ю. Сибикин, В.А. Яшков // М.: Высшая школа. 2001. – 336 с.

75. Смирнов А.Н. Металлургические мини-заводы: Монография / А.Н. Смирнов, В.М. Сафонов, Л.В. Дорохова, А.Ю. Цупрун // Донецк: Порд-Пресс. 2005. – 469 с.
76. Степанов В.М. Влияние высших гармоник в системах электроснабжения предприятия на потери электрической энергии / В.М. Степанов, И.М. Базыль // Изв. Тул. гос. ун-та. 2013. № 2. – С. 27-31.
77. Томасов В.С., Борисов П.А., Поляков Н.А. Методика анализа электромагнитных процессов энергоподсистемы электропривода постоянного тока в режиме рекуперации. Вестник Ивановского государственного энергетического университета. Иваново: ИГЭУ им. В.И. Ленина, 2013. – № 6. С. 64-70.
78. Тонкаль В.Е. Баланс энергий в электрических цепях / В.Е. Тонкаль, А.В. Новосельцев, С.П. Денисюк и др. // Киев: Полиграфкнига. 1986. – 301 с.
79. Файфер Л.А. Особенности расчётов реактивной мощности в несинусоидальных режимах // Молодой ученый, 2016. №28. – С. 203-207.
80. Фишлер Я.Л. Трансформаторное оборудование для преобразовательных установок / Я.Л. Фишлер, Р.Н. Урманов, Л.М. Пестряева. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 320 с.
81. Хохлов Ю.И., Розкин В.О. Квазиустановившиеся электромагнитные процессы и характеристики двадцатичетырёхфазного компенсированного преобразователя // Электричество. 1990. № 10. С. 48–54.
82. Хохлов Ю.И. Тиристорный выпрямительный агрегат в режимах потребления и генерирования реактивной энергии в условиях электролиза алюминия / Ю.И. Хохлов, Н.Ю. Башмакова, М.А. Дзюба // Вестник ЮУрГУ, №12, 2007. – С.7-12.
83. Храмшин Т.Р. Исследование воздействия активных выпрямителей большой мощности на питающую сеть / Т.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов, А.А. Николаев и др. // Вестник ИГЭУ, №1. 2013. С. 1-5.

84. Худяков В.Ф., Васильев А.О., Хабузов В.А. Анализ спектра входного тока двухтактного выпрямителя с фильтром. // Проблемы электроэнергетики. Межвуз. науч. сб. Саратов. техн. ун. Саратов: СГТУ. – 2006.– С. 94–101.
85. Худяков В.Ф., Васильев А.О., Хабузов В.А. Оценка гармонического состава входного тока выпрямителя с емкостным фильтром // Проблемы электроэнергетики. Межвуз. науч. сб. Саратов. Гос. Техн. Университет. – 2005. – С. 77–86.
86. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, Sim Power Systems и Simulink / И.В. Черных – М.: ДМК Пресс; СПб. 2008. –288 с.
87. Щербань Г. И., Червоний И. Ф. Анодный эффект и МГД нестабильность в алюминиевом электролизере. Контроль параметров для их прогноза // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2014. №70. С. 46–49.
88. Якупов Д.В. Управление активным выпрямителем с широтно-импульсной модуляцией при возмущениях со стороны нагрузки / Д.В. Якупов, Н.Н. Казачковский // Вестник КДУ имени Михайла Остроградського, № 4. 2010. Ч.1. – С. 16-19.
89. Янко Э.А. Производство алюминия. Пособие для мастеров и рабочих цехов электролиза алюминиевых заводов. СПб: Издательство Санкт-Петербургского Университета. 2007. – 305 стр.
90. Agalgaonkar A. P., Muttaqi K., Perera S. Open loop response characterisation of an aluminium smelting plant for short time interval feeding // IEEE Power and Energy Society General Meeting. 2009. P. 1–7.
91. Akagi H. et al. Generalized theory of instantaneous reactive power in three-phase circuits // Conf. Rec. IPEC'83. Tokyo.1993.
92. Boze B.K. Modern Power Electronics and AC Drives. // Prentice Hall PTR. Upper Saddle River. NJ 07458. 2001.
93. Cameron M.M. Trends in Power Factor Correction with Harmonic Filtering // IEEE Trans. Ind. Hapl. – 1993. N. 29, №1. – P.60–65.

94. Chen G., Smedley K.M. "Steady-State and Dynamic Study of One-Cycle-Controlled Three-Phase Power-Factor Correction," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 02, pp. 355-362, 2005.
95. IEEE Std 519-2014 - IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems // IEEE Power and Energy Society. –IEEE, 2014. – 29 p.
96. Hemang K.T., Prashant K.S., Sibi C. Harmonics in industrial power networks of aluminium smelters – A comprehensive mitigation approach. *International Journal of Smart Grid and Clean Energy*, vol. 4, no. 1, 2015.
97. Heping X., Qipin X., Yuan G., Haoming Liu. Coordinate Control Strategy for Current Stabilization in an Aluminum Smelter Including on Load Tap Changer // *Energy and Power Engineering*. 2013. Vol. 5. P. 1410–1414.
98. Malinowski M., Jasin´ski M., Kazmierkowski M.P. Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space-Vector Modulation (DPC-SVM) *IEEE transactions on industrial electronics*, Vol. 51, No. 2, 2004 P. 447-454
99. Pereira V.G., Oliveira R.C.L., Soares F.M. Fuzzy Control Applied to Aluminum Smelting // *Fuzzy Logic – Controls, Concepts, Theories and Applications*. 2012. Ch. 13.P. 314–335.
100. Singh B.N. Singh A. A review of three-phase improved power quality AC-DC converters / // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2004. Vol. 51, iss. 3. – P. 641-660.
101. Wienster M. Power quality results in energy efficient aluminium smelter operation – PA, BU Minerals, COE Primary Aluminium, ABB Switzerland.
102. R. Zargari and G. Joos, A current-controlled current source type unity power factor PWM rectifier, in *Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting*, Toronto, ON, Canada, Oct. 1993, pp. 793–799

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА С ВАКУУМНОЙ ПЕЧЬЮ 833Д

Общий вид модернизированного преобразовательного комплекса (рис. А.1) и осциллограмма напряжений и токов на питающем присоединении в номинальном режиме работы (рис. А.2).

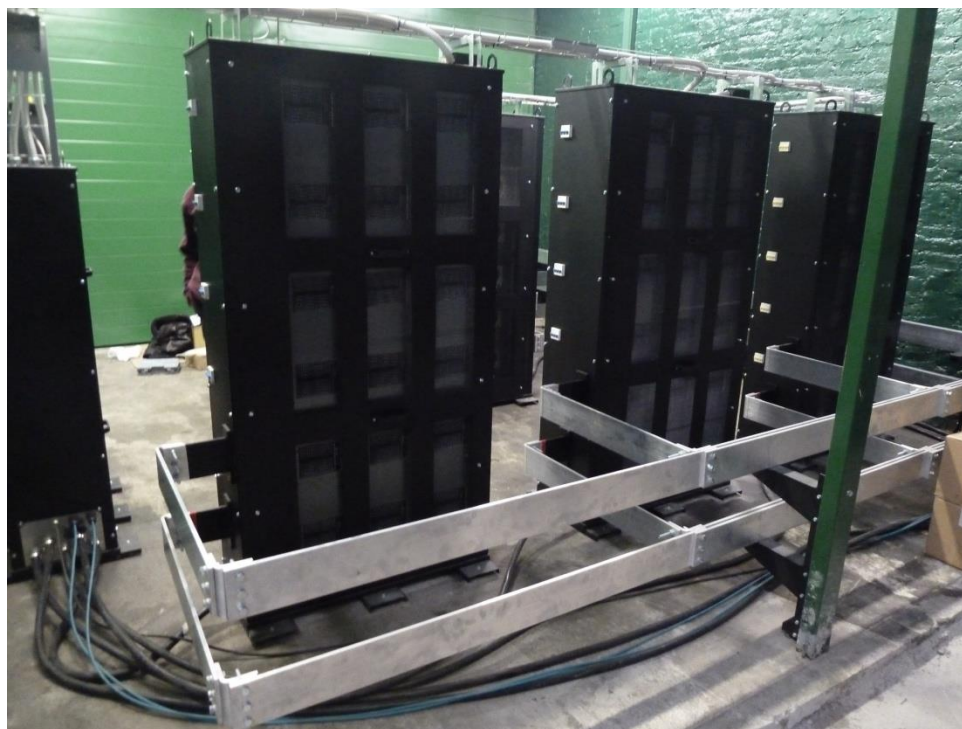


Рисунок А.1 – Общий вид установки электропитания дуговой печи на активных преобразователях с транзисторными модулями.

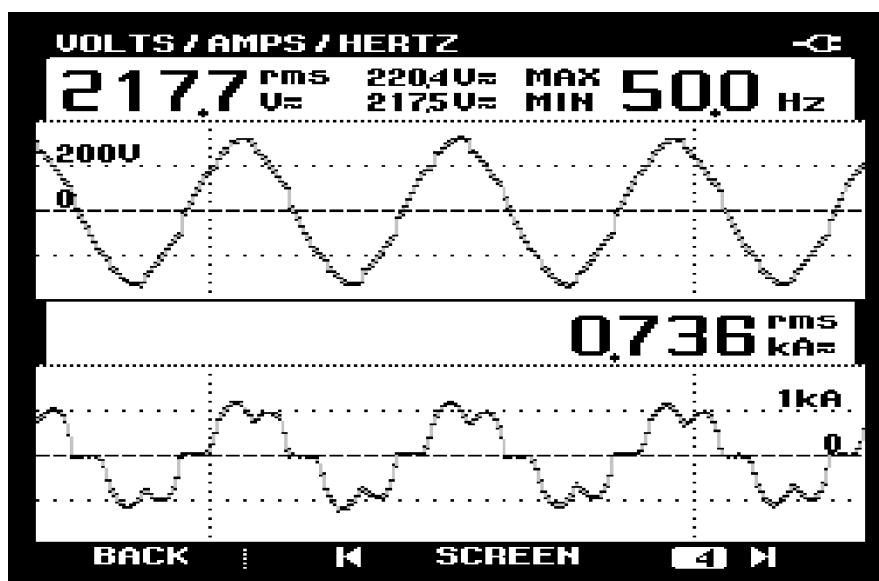


Рисунок А.2 – Сетевое напряжение и ток при номинальном режиме работы печи

Таблица А.1 – Потребляемая активная и реактивная мощность
системы электроснабжения с ПИТ

Время	Активная мощность, Вт				Реактивная мощность, вар			
	P_a	P_B	P_c	P_{Π}	Q_a	Q_B	Q_c	Q
13:49	0,862	0	0	0	-16,751	0	0	-16,751
13:50	26314	19910	22829	69052	-18893	-18232	-24409	-61534
13:51	144460	107180	127400	379040	-63493	-63737	-97795	-225024
13:52	183621	141605	166941	492168	-38947	-41552	-78855	-159354
13:53	177246	136459	160837	474543	-39943	-42447	-78656	-161045
13:54	181839	140399	165325	487563	-39211	-41933	-78712	-159856
13:55	178906	137766	162435	479107	-39493	-42204	-78685	-160382
13:56	177418	136458	160933	474809	-39814	-42443	-78777	-161034
13:57	174619	134108	158097	466825	-40555	-42943	-78947	-162444
13:58	161416	123814	144778	430009	-42748	-43450	-77412	-163610
13:59	163108	124819	146545	434473	-42514	-43531	-77927	-163972
14:00	151984	115857	135460	403301,5	-43494	-43432	-76216	-163142
14:01	146839	111908	130399	389146	-43831	-43357	-75240	-162429
14:02	163163	125060	146148	434371	-42712	-43327	-77738	-163777
14:03	50984	38997	45524	135505	-14132	-13946	-24938	-53017
14:04	0,769	0	0	0,769	-16,813	0	0	-16,813

Таблица А.2 – Коэффициенты искажений токов и напряжений системы электроснабжения с ПИТ

Время	Коэффициенты несинусоидальности фазных напряжений, %			Коэффициенты искажения фазных токов, %		
	k_{THD_UA}	k_{THD_UB}	k_{THD_UC}	k_{THD_IA}	k_{THD_IB}	k_{THD_IC}
13:49	0,98	0,63	0,82	260,06	261,18	229,67
13:50	2,07	2,07	2,03	181,53	204,74	141,2
13:51	4,73	5,51	5,06	26,59	39,62	21,71
13:52	5,07	6,64	5,97	23,78	40,15	23,07
13:53	4,96	6,44	5,75	24	40,42	22,95
13:54	5,03	6,54	5,88	23,78	40	22,96
13:55	4,97	6,41	5,76	24,01	40,28	22,93
13:56	4,94	6,36	5,7	24,07	40,37	22,93
13:57	4,91	6,3	5,62	24,1	40,53	22,92
13:58	4,7	5,99	5,34	24,24	41,38	23,59
13:59	4,72	6,01	5,36	24,29	41,29	23,3
14:00	4,51	5,7	5,1	24,48	42,15	24,18
14:01	4,41	5,53	4,95	24,56	42,48	24,5
14:02	4,69	5,86	5,23	24,37	41,02	23,28
14:03	2,77	3,32	3,02	182,96	162,47	195,05
14:04	1,07	0,7	0,89	227,13	214,59	250,79

Таблица А.3 – Потребляемые из питающей сети активная и реактивная мощность

Время	Активная мощность, кВт				Реактивная мощность, кВар			
	P_a	P_B	P_c	P_{II}	Q_a	Q_B	Q_c	Q_{II}
13:10	0,014	0,015	0,012	0,042	-0,026	-0,012	-0,011	-0,048
13:11	1,455	1,495	1,263	4,213	0,068	0,323	0,232	0,624
13:12	59,997	64,626	62,616	187,239	13,402	12,681	16,728	42,811
13:13	139,292	152,065	147,948	439,305	35,005	31,26	43,176	109,441
13:14	159,423	175,042	170,039	504,503	41,433	36,801	51,311	129,545
13:15	161,647	177,409	172,215	511,27	42,099	37,551	52,166	131,816
13:16	162,649	178,567	173,206	514,422	42,416	37,968	52,655	133,039
13:17	154,611	169,191	164,333	488,135	39,748	35,602	49,063	124,413
13:18	160,028	175,284	170,275	505,587	41,376	36,875	51,116	129,367
13:19	163,765	179,516	174,398	517,679	42,603	37,897	52,628	133,128
13:20	147,575	161,483	156,887	465,945	38,156	34,104	47,027	119,287
13:21	5,636	5,785	4,778	16,199	0,363	1,433	1,024	2,82
13:22	5,494	5,65	4,654	15,798	0,335	1,388	0,992	2,714
13:23	47,646	50,942	49,22	147,808	9,989	9,806	12,566	32,362
13:24	132,184	143,287	139,552	415,023	32,218	29,046	39,499	100,764
13:25	149,312	162,681	158,109	470,101	37,659	33,885	46,348	117,892
13:26	157,288	171,779	166,792	495,859	40,217	36,157	49,606	125,980
13:27	154,754	168,793	163,913	487,460	39,33	35,442	48,452	123,224
13:28	155,357	169,631	164,887	489,875	39,854	35,869	49,138	124,861
13:29	157,308	171,722	166,82	495,849	40,206	36,079	49,462	125,748
13:30	156,369	170,598	165,875	492,842	39,916	35,759	49,028	124,703
13:31	156,196	170,593	165,885	492,674	39,897	35,622	49,046	124,565
13:32	150,804	164,553	159,998	475,354	38,194	34,222	47,037	119,453
13:33	148,944	162,444	157,976	469,364	37,67	33,797	46,354	117,820
13:34	111,017	120,774	117,282	349,073	27,66	25,056	34,111	86,827
13:35	5,491	5,642	4,733	15,867	0,391	1,347	0,997	2,735
13:36	5,434	5,616	4,669	15,719	0,34	1,323	0,985	2,648
13:37	2,237	2,299	1,911	6,446	0,119	0,538	0,385	1,042
13:38	0,014	0,014	0,012	0,041	-0,026	-0,011	-0,011	-0,047

Таблица А.4 – Коэффициенты искажений напряжений и токов в точке присоединения к питающей сети

Время	Коэффициенты несинусоидальности фазных напряжений, %			Коэффициенты искажения фазных токов, %		
	k_{THD_UA}	k_{THD_UB}	k_{THD_UC}	k_{THD_IA}	k_{THD_IB}	k_{THD_IC}
13:10	1,52	1,01	1,29	366,62	363,2	379,41
13:11	1,57	1,08	1,33	307,72	303,23	321,79
13:12	3,59	3,48	3,35	78,85	80,56	81,68
13:13	5,35	5,36	5,10	30,49	31,05	28,86
13:14	5,73	5,76	5,49	28,47	28,64	26,67
13:15	5,78	5,82	5,55	28,27	28,4	26,49
13:16	5,81	5,84	5,58	28,24	28,35	26,45
13:17	5,64	5,66	5,39	29,13	29,43	27,43
13:18	5,68	5,7	5,43	28,42	28,61	26,63
13:19	5,74	5,76	5,48	28,15	28,32	26,33
13:20	5,48	5,48	5,23	41,84	42,48	41,85
13:21	1,73	1,3	1,52	110,32	112,93	115,5
13:22	1,71	1,29	1,51	110,83	113,35	116,09
13:23	3,19	3,04	2,95	83,6	85,63	86,93
13:24	5,11	5,07	4,83	31,2	31,9	29,63
13:25	5,52	5,5	5,24	29,65	30,02	27,98
13:26	5,71	5,7	5,44	28,53	28,75	26,83
13:27	5,64	5,64	5,38	28,75	29	27,06
13:28	5,63	5,63	5,37	29,58	29,8	27,75
13:29	5,67	5,66	5,39	28,56	28,78	26,8
13:30	5,63	5,62	5,36	28,63	28,9	26,92
13:31	5,63	5,62	5,36	28,64	28,87	26,9
13:32	5,56	5,55	5,29	29,18	29,43	27,43
13:33	5,53	5,51	5,25	29,59	29,93	27,87
13:34	4,84	4,78	4,58	59,07	60,34	60,38
13:35	1,74	1,32	1,53	110,58	113,37	115,43
13:36	1,73	1,3	1,52	110,58	112,98	115,7
13:37	1,62	1,16	1,4	279,66	275,44	292,25
13:38	1,55	1,05	1,31	386,96	368,41	393,21

АКТ ВНЕДРЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ



ТИТАНОВОЕ ЛИТЬЕ • TITANIUM CASTINGS
«ТЕХНОЛИТ»
 общество с ограниченной ответственностью

• Санкт-Петербург • 199178, В.О., 17 линия, д. 54, к. 2, литер "Е" тел./факс. (812) 322-82-22 492-20-72

УТВЕРЖДАЮ
 Зам. генерального директора
 ООО «Технолит»
 М. Ю. Смирнов

30 июня

АКТ ВНЕДРЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ на соискание ученой степени кандидата технических наук «Обоснование структуры и параметров высокоэффективных электротехнических комплексов для электропитания промышленных потребителей постоянного тока большой мощности» **ВЕПРИКОВА АНТОНА АНДРЕЕВИЧА**

Результаты диссертационной работы Веприкова А.А. представляют практический интерес для производственного предприятия ООО «Технолит». Разработанная структура электротехнических комплексов с активными преобразователями для питания мощных промышленных потребителей постоянного тока позволит уменьшить установленную мощность электротехнического оборудования и снизить количество потребляемой электроэнергии.

Выполненные экспериментальные исследования подтвердили повышение коэффициента мощности с 0,91 до 0,97, коэффициент полезного действия системы электроснабжения предприятия увеличился на 12 %, загрузка питающего трансформатора снизилась на 15 % и время технологического процесса сократилось на 20-30 %.

Предложенные схмотехнические решения будут использованы при модернизации системы электроснабжения электродуговых печей ООО «Технолит».

Коммерческий директор
 ООО «Технолит»

Андреев Ю.В.

ИНН/КПП 7801143363/780101001 ОКВД 27.53 Код по ОКПО 52208106

ОАО «Банк «Санкт-Петербург» г. Санкт-Петербург

Р/сч № 40702810448000001344 К/сч №30101810900000000790 ОГРН 1027800520857