

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования

«Тольяттинский государственный университет»

Институт энергетики и электротехники

(наименование института полностью)

Кафедра «Электроснабжение и электротехника»

(наименование кафедры)

13.04.02 Электроэнергетика и электротехника

(код и наименование направления подготовки)

Общая теория электромеханического преобразования энергии

(направленность (профиль))

**МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ**

на тему «Повышение коэффициента мощности преобразователей и частотных электроприводов»

Студент

А.А. Густилин

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Научный

В.А. Денисов

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

руководитель

Руководитель программы к.т.н., профессор В.В. Ермаков

(ученая степень, звание, И.О. Фамилия)

(личная подпись)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2018 г.

**Допустить к защите**

Заведующий кафедрой д.т.н., профессор В.В. Вахнина

(ученая степень, звание, И.О. Фамилия)

(личная подпись)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2018 г.

Тольятти 2018

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1 Анализ режимов работы, коэффициента мощности и электромагнитной совместимости преобразовательных установок и частотных электроприводов	10
1.1 Режимы работы и коэффициент мощности выпрямительных преобразователей	10
1.2 Гармонические составляющие в вы прямленном напряжении и первичном токе	20
1.3 Режимы работы и коэффициент мощности преобразователей частоты	26
1.4 Электромагнитная совместимость выпрямителей и частотных электроприводов	28
2 Повышение коэффициента мощности и электромагнитной совместимости преобразователей и частотных электроприводов	36
2.1 Увеличение числа фаз и выбор схемы трансформатора преобразователей	36
2.2 Исследование применения резонансных фильтров и емкостных батарей	43
2.3 Применение активных методов коррекции коэффициента мощности в преобразовательных установках	48
3.Разработка и исследование эффективных технических решений повышения коэффициента мощности и электромагнитной совместимости преобразовательных установок и частотных электроприводов	79
3.1 Исследование работы транзиторного инвертора с широтно-импульсной модуляцией	79
3.2 Исследование электромагнитной совместимости при работе асинхронного частотного электропривода	84
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	87
СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ	88

## ВВЕДЕНИЕ

Электрические нагрузки потребляют из сети активную электроэнергию для выполнения определенной работы (компьютеры, принтеры, диагностическое оборудование и т. д.) или для преобразования электрической энергии в другие виды энергии (осветительные или нагревательные приборы и т. п.) либо в механическое движение (электродвигатели и т. п.). Для того чтобы потреблять активную энергию, многим нагрузкам необходимо обмениваться с сетью еще и реактивной энергией. Большинство нагрузок имеют, как правило, индуктивный характер. Такой обмен, даже если он не сопровождается немедленным преобразованием энергии в иные формы, увеличивает общий поток энергии в сети, от генераторов к потребителям. Этот нежелательный процесс ограничивают путем коррекции коэффициента мощности электроустановок посредством конденсаторных батарей. Электроустановка получает необходимую для передачи полезной электрической энергии реактивную энергию не из сети, а от собственной батареи, что улучшает ее технические и экономические характеристики. Еще одна актуальная проблема связана с широким применением потребителей постоянного тока, таких как электронные устройства или электродвигатели. Эти потребители создают в сети гармоники тока, которые искажают форму напряжения и тока на других нагрузках. Для борьбы с гармониками применяются фильтры, пассивные или активные, которые улучшают качество электроэнергии в сети и, при условии правильно выбранных параметров, вносят свой вклад в коррекцию коэффициента мощности. Цель данной статьи – проанализировать указанные проблемы, не вдаваясь в технические детали. Для начала мы определим, что такое коррекция коэффициента мощности, а затем обсудим технико-экономические преимущества, формы и способы такой коррекции, а также выбор аппаратов для коммутации конденсаторных батарей и фильтрации гармоник.

В цепях переменного тока потребляемый ток можно разложить на две составляющие: активная составляющая,  $I_R$ , совпадает по фазе с напряжением

питания, она непосредственно связана с выходной мощностью (т.е. с той частью энергии, которая преобразуется в иные виды – механическую, световую, тепловую и т.д.): реактивная составляющая,  $I_Q$ , сдвинута относительно напряжения на  $90^\circ$ , она характеризует интенсивность обмена энергиями между источником и нагрузкой, обусловленного колебанием магнитных и электрических полей. Без таких колебаний невозможен, например, перенос мощности между сердечником и обмоткой трансформатора или через воздушный зазор электродвигателя. Как правило, нагрузки имеют активно-индуктивный характер, полный ток  $I$  отстает в них от активной составляющей  $I_R$ . Поэтому в электрических установках требуется генерировать и передавать помимо активной мощности  $P$  некоторое количество реактивной мощности  $Q$ . Эта мощность необходима для преобразования электроэнергии, но она не потребляется нагрузкой, а передается от сети к приемниками и обратно. Совокупная мощность, генерированная и переданная системой, называется полной мощностью  $S$ . Коэффициент мощности  $\cos \varphi$  – это отношение активной составляющей тока  $I_R$  к полному току  $I$ ;  $\varphi$  представляет собой угол сдвига фаз между напряжением и током. Для определенного фазного напряжения  $V$  он равен:  $\cos \varphi = I_R/I = P/S$  В таблице 1.1 представлены типичные значения коэффициента мощности для некоторых видов электрооборудования.  $\cos \varphi$  от типа нагрузки:

-Коэффициент мощности Трансформаторы (без нагрузки)  $0.1 \div 0.15$ .

-Двигатели  $0.7 \div 0.85$

-Оборудование для обработки металлов:

-дуговая сварка  $0.35 \div 0.6$

-дуговая сварка с компенсацией реактивной мощности  $0.7 \div 0.8$

-контактная сварка  $0.4 \div 0.6$

-электродуговая печь  $0.75 \div 0.9$

-Люминесцентные лампы:

с компенсацией – коэффициент мощности  $0.9$

-без компенсации – коэффициент мощности  $0.4 \div 0.6$

-Выпрямители 0.6÷0.95

-Приводы постоянного тока 0.4÷0.75

-Приводы переменного тока 0.95÷0.97

Активная нагрузка с улучшением коэффициента мощности называют меры, предпринимаемые для повышения коэффициента мощности определенной части электроустановки. Для получения положительного эффекта на узле сети, используют метод создание в определённом узле сети необходимой реактивной мощности, которая обратно реактивной мощности нагрузки, таким образом, беря реактивную мощность на себя, не позволяя негативной реактивной нагрузке, сообщаться с источником питания. Таким образом, мы можем увеличить пропускную способность сети, и всех ее элементов. Подробнее мы обсудим это в следующей главе. С чисто технической точки зрения электроустановка с правильно подобранными параметрами может хорошо работать и при низком коэффициенте мощности, поэтому не существует стандартов, предписывающих электроустановкам определенный коэффициент мощности. Однако повышение коэффициента мощности дает ряд технических и экономических преимуществ. Фактически, эксплуатация электроустановки с низким  $\cos \varphi$  означает повышенные расходы для энергоснабжающей компании, которая, естественно, стремится ввести тарифы, делающие эксплуатацию таких электроустановок невыгодными. Законодательные меры, действующие в большинстве стран, создают такую систему тарифов, при которой за высокое потребление реактивной мощности (пороговый  $\cos \varphi$  равен 0,9) приходится платить штрафы. Размер штрафов зависит от уровня напряжения (высокое, среднее, низкое) и коэффициента мощности. Потребители электроэнергии должны решать, что им выгоднее: платить штрафы или вложить средства в коррекцию коэффициента мощности.

Коррекция коэффициента мощности (PFC) необходима для преобразователей переменного тока в соответствии с требованиями международных стандартов, таких как IEC 61000-3-2 и IEEE-519. PFC может уменьшить гармоники в линейном токе, увеличить Эффективности и мощности энергоси-

стем, а также сократить счета за коммунальные услуги клиентов. Однофазные диодные выпрямители широко используются для промышленного применения. Многие традиционные импульсные источники питания в оборудовании для обработки данных и в системах привода с низким потреблением энергии работают путем выпрямления входного сетевого напряжения переменного тока и фильтрации с помощью крупных электролитических конденсаторов. Конденсатор потребляет ток короткими импульсами. Это вносит ряд проблем, включая снижение доступной мощности и увеличение потерь. Этот процесс включает в себя как нелинейные элементы и элементы памяти, так и приводит к генерации гармоник в линейном токе. Нелинейные характеристики нагрузок, таких как телевизоры, компьютеры, факсы и двигатели с регулируемой частотой вращения (используемые в кондиционировании ) Произвели гармонические искажения в электрических распределительных системах. Однако при работе в больших количествах кумулятивный эффект этих нагрузок может вызвать серьезные гармонические искажения. Это приводит к плохому качеству электропитания, искажениям напряжения, низкому коэффициенту мощности на входе переменного тока, медленно меняющемуся пульсации постоянного тока на выходе и низкому КПД. Входной ток имеет узкие импульсы, которые, в свою очередь, увеличивают его значение. Здания с большим количеством компьютеров и оборудования для обработки данных также испытывают большие нейтральные токи, богатые токами третьей гармоники. Поэтому для экономии энергии необходимы уменьшение гармоник входного тока и улучшение работы силовых коэффициентов приводов электродвигателей. Было предложено множество методов для решения проблемы слабого коэффициента мощности, который можно отнести к активным и пассивным методам. Неидеальный характер этих входных токов создает ряд проблем для распределительной сети и других электрических устройств в окрестности выпрямительных систем. Этот подход имеет много недостатков, в том числе:

- 1) Высокие входные гармонические составляющие тока.

2) Низкая эффективность выпрямителя из-за большого среднеквадратичного значения входного тока.

3) Искажение напряжения переменного тока в сети из-за связанных пиковых токов.

4) Максимальный коэффициент входной мощности составляет приблизительно 0,6, тогда как для мощного коэффициента мощности с большим входным напряжением требуется большая индуктивность фильтра.

Если не использовать какую-либо схему коррекции, входной выпрямитель с емкостной фильтрующей схемой будет вытягивать пульсирующие токи из энергосистемы, что приводит к плохому качеству питания и высокому гармоническому содержанию, что отрицательно сказывается на других пользователях. Ситуация привлекла внимание регулирующих органов всего мира. Правительства ужесточают правила регулирования, устанавливают новые спецификации для низких гармонических токов и ограничивают количество гармонических токов, которые могут генерироваться. В результате возникает потребность в уменьшении тока гармоник линии, что требует необходимости коррекции коэффициента мощности (PFC) и схем уменьшения гармоник

Целью квалификационной работы является повышение коэффициента мощности и электромагнитной совместимости преобразователей и частотных электроприводов, путем применения активных фильтров и корректоров коэффициента мощности.

Задачи, которые необходимо выполнить для достижения поставленных целей:

-Анализ причин низкого коэффициента мощности преобразовательных установок и частотных электроприводов.

- Исследование способов повышения коэффициента мощности преобразовательных установок и частотных электроприводов.

- Разработка и исследование эффективных технических решений методом математического моделирования в среде MATLAB.

Новизна магистерской диссертации.

1. Дано обоснование применения активных фильтров корректоров коэффициента мощности с целью повышения коэффициента мощности и электромагнитной совместимости преобразователей и частотных электроприводов.
2. Разработаны математические и имитационные модели для исследования и произведен выбор активного фильтра и корректора коэффициента мощности.

#### Практическая значимость

Разработанные математические и имитационные модели могут быть использованы в учебном процессе и научной деятельности на кафедре «Электроснабжение и электротехника».

При написании диссертации были написаны и опубликованы 3 научные

1. Густилин А.А., Губарев В.А. Коэффициент мощности в системе привода АС-DC-АС с регулятором напряжения на инверторе / А.А. Густилин, В.А. Губарев // Развитие инструментов управления научной деятельностью: Сборник статей международной научно-практической конференции (18.05.17). В 4 ч. Ч.2 - Уфа: МЦИИ ОМЕГА САЙНС, 2017. – 250 с. Стр.59-61.

2. Губарев В.А., Густилин А.А. Использование переключения с треугольника в звезду для регулирования напряжения в преобразовательных трансформаторах / В.А. Губарев, А.А. Густилин // Тенденции и перспективы развития науки XXI века: Сборник научных статей. Выпуск 33. В 2ч. Ч.2. – Уфа 2017 С. 48-50.

3. Густилин А.А., Денисов В.А. Коррекция коэффициента мощности преобразовательных установок / А.А. Густилин, В.А. Денисов // Проблемы электротехники, электроэнергетики и электротехнологии (ПЭЭЭ-207), Тольятти 1-2 ноября 2017, ФГБОУ ВО Тольяттинский государственный университет. – 592 с. С. 481-486.

Структура и объем магистерской диссертации.

Магистерская работа состоит из введения, трех основных глав, заключения и списка использованных источников, включающего 30 наименований. Основная часть работы представлена на 91 страницах машинописного текста. Работа содержит 2 таблицы и 48 рисунков.

# **1 Анализ режимов работы, коэффициента мощности и электромагнитной совместимости преобразовательных установок и частотных электроприводов**

## **1.1 Режимы работы и коэффициент мощности выпрямительных преобразователей**

В основном сейчас распространены два вида полупроводниковых выпрямителей: это диодные и тиристорные. Если выпрямление с помощью диодов является неуправляемым и коэффициент мощности всегда будет постоянным, то у тиристорных преобразователей по мере увеличения угла управления открытия тиристоров, его коэффициент мощности будет ухудшаться.

Частоты гармонического состава являются частоты кратные основной частоте, при частоте 50 Гц, основной, тогда гармоника второго порядка имеет частоту равной 100 Гц, гармоника третьего порядка имеет частоту равной 150 Гц и т.д.

Таким образом, что, при использовании стандартных измерительных приборов, такие как, обычные мультиметр, показывает среднеквадратическое значение, такое значение при искажениях в сети может оказаться не верным. Рассмотрим на примере. Сигнал за период переходит через ноль шесть раз, вместо двух. Измерительное оборудование работающий с точками перехода через ноль, соответственно, работать исправно не будет. При наличии гармонического состава в напряжении или токе для замеров электрических параметров понадобятся особые приборы. В основном в сетях встречаются и рассматриваются гармоники тока, т.к. именно они имеют наиболее негативное воздействие на сеть. Никакое полезное заключение невозможно сделать если нет гармонического анализа определенного сигнала или формы тока, однако очень распространено использование некоторых параметров характеризующих общее отклонение от синусоиды или от напряжения. Если гармонические искажения переходят по сетям не предназначенных для передачи токов

с прочими гармоническими составляющими, то все это переходит в искажения формы кривой напряжения в этих цепях. Поэтому очень важно измерять как значения токов, так и значения напряжений и приводимые значения должны явно указываться как значения напряжения или тока. Обычно значения искажений тока обозначаются суффиксом «I», например 35% THDI, а значения искажения напряжения обозначаются суффиксом «V», например 4% THDV. Токи гармоник многие годы присутствуют в электросетях. Первоначально они создавались выпрямителями на эффекте дуги в ртутных парах, которые использовались для преобразования переменного тока в токи, не являющиеся знакопеременными, т.е. близкие к постоянным токам, таких систем множество, например, для питания электроприводов электровозов на железных дорогах, или любые другие преобразователи частоты системы типа АС-DC-АС или АС-АС. Позднее спектр типов и количество порождающих гармоники устройств резко возрос и продолжает увеличиваться. Поэтому проектировщики должны тщательно учитывать присутствие гармоник в электросети и побочные результаты их воздействия. В данном разделе описывается, как и почему возникают гармоники, как наличие гармоник воздействует на электрические системы и оборудование и как свести это воздействие к минимуму.

Типы оборудования, вызывающего образование гармоник. Гармоники появляются при использовании элементов ВАХ которых нелинейная и чем сильнее не линейность тем больше искажений будут они вносить при работе в сети. Таким оборудованием являются: Импульсные источники питания (ИИП), электронные флуоресцентные лампы с балластом, источники бесперебойного питания (ИБП) – для однофазных сетей. Для трехфазных сетей, а именно: приводы с регулируемой скоростью вращения, крупные ИБП.

Огромное распространение в электрических приборах и устройствах получили импульсные источники питания (ИИП). Они смогли заменить старые системы, в виде трансформаторов с выпрямителями, на управляемые системы преобразователей, с некоторым диапазоном регулирования, а главное с

возможностью регулировать частоту на выходе. Данный ток производит накопление энергии на конденсаторе, таким образом, происходит сглаживание напряжения, так как конденсатор не дает напряжению изменяться моментально, следовательно, создается необходимое выпрямленное напряжение. Достоинством данной системы для изготовителя оборудования будет обусловлено заметным уменьшением габаритов, цены и веса. Источник питания имеет возможность создания любого форм-фактора. Минусами прочих преобразователей является, что помимо преобразования знакопеременного тока сети в выпрямленный ток, источник питания генерирует импульсы тока, как правило, содержащее множество гармонических составляющих, заключающая в себя с третьей и более высоких порядков.

Со стороны сети устанавливается простой фильтр, роль которого фильтровать высокочастотные гармоники и не дать им попасть в сеть или на нейтральный провод, так что фильтр обычно заземляется. Однако данный способ не отфильтровывает токи гармоник, те из них, которые генерируются обратно в преобразователе. Работа данных систем совместно с сетью однофазных ИБП весьма схожи с работой в сети ИИП. Для источников питания высокой мощности существует современная тенденция использования так называемых входов с корректировкой коэффициента мощности. Целью было сделать так, чтобы нагрузка источника питания выглядела как резистивная нагрузка, следовательно, входной ток имел синусоидальную форму и совпадал по фазе с приложенным напряжением. Это достигается за счет извлечения входного тока как высокочастотного сигнала треугольной формы, из которого с помощью входного фильтра выделяется синусоида. Такое дополнительное усложнение схемы еще не применяется в источниках питания низкого ценового диапазона, которые составляют абсолютное большинство нагрузки на коммерческих и промышленных объектах. Пока трудно даже предположить, какие проблемы еще могут возникнуть после широкого внедрения этого технического решения.

В текущее время огромное распространение получили электронные балласты для люминесцентных ламп. Причиной этой популярности стали сведения об их более высокой эффективности. На самом деле общая эффективность электронных балластов лишь незначительно превышает эффективность лучших магнитных балластов. В основном увеличение эффективности достигается за счет более эффективной работы лампы на повышенной частоте, а не благодаря лучшей эффективности собственно электронного балласта. Главным преимуществом систем с электронным балластом является то, что в течение более долгого срока службы поддерживается высокий уровень яркости за счет применения для регулировки рабочего тока схемы управления с обратной связью. Основным и весьма весомым минусом электронного балласта является генерация гармонических составляющих, которые создаются в питающей сети. Для систем высокой мощности были созданы новые виды систем с коррекцией коэффициента мощности, в которых уменьшено создание основных гармоник, однако их цена значительно выше. В маломощных системах, как правило, не применяют такие схемы коррекции. Портативные люминесцентные лампы (КЛЛ) используются как аналоги ламп накаливания. Малогабаритный электронный балласт, устанавливаемый в цоколь такого устройства, регулирует режим работы многократно согнутой люминесцентной лампы. Однажды КЛЛ получили широкое применение как аналоги ламп накаливания в гостиницах, в ближайшее время после этого данный сегмент столкнулся с серьезными проблемами, созданные гармоническими токами.

В основе работы контроллеров регулировки скорости, модулей ИБП и преобразователей постоянного тока, как правило, лежит трех-фазный мост, который еще называют шести-импульсным мостом, так как его рабочий цикл состоит из шести импульсов (по одному импульсу на каждый полупериод в каждой фазе) на выходе постоянного тока. Шестиимпульсный мост создает гармоники с порядком  $6n \pm 1$ , т.е. на единицу больше и на единицу меньше чем каждое кратное шести число. Теоретически величина амплитуды каждой гармоники обратно-пропорциональна ее номеру, например, для пятой гармо-

ники она равна 20%, для одиннадцатой 9% и т.д. Типичный спектр показан на рис. 6. В случае использования двенадцатиимпульсного моста амплитуда гармоник будет значительно ниже. Такой мост можно получить, если два шестиимпульсных моста питать через обмотку трансформатора, соединенную звездой или треугольником, со сдвигом фаз между мостами в 30 градусов. Теоретически гармоники порядка  $6n$  должны подавляться, но на практике подавление зависит от согласованности конвертеров и обычно имеет коэффициент между 20 и 50. Гармоники порядка  $12n$  остаются без изменений. Положительным является не только уменьшение суммарного тока гармоника, но и то, что оставшиеся гармоники имеют более высокий порядок, и фильтры для их фильтрации имеют более простую схему. Во многих случаях производители оборудования будут предпринимать некоторые меры по уменьшению амплитуды токов гармоник, возможно посредством установки фильтров или включенных последовательно индуктивностей. В прошлые годы это давало повод некоторым производителям заявлять о соответствии их продукции рекомендациям «G5/3». Однако, поскольку рекомендации «G5/3» являются стандартом планирования, охватывающим всю схему электропроводки объекта в целом, то нельзя заявлять об их выполнении без знания характеристик каждого компонента электрооборудования объекта. Дальнейшее увеличение количества импульсов до 24, достигаемое параллельным соединением двух двенадцатиимпульсных модулей с фазовым сдвигом на 15 градусов, уменьшает суммарный гармонический ток до 4,5%. Дополнительное усложнение схемы увеличивает стоимость, поэтому контроллеры такого типа могут быть использованы только когда абсолютно необходимо обеспечить соответствие ограничениям, предъявляемым поставщиками электроэнергии.

В идеальных чистых системах электропитания сигналы тока и напряжения имеют идеальную синусоидальную форму. На практике синусоидальная форма сигнал тока начинает искажаться, когда протекающий через нагрузку ток нелинейно зависит от прикладываемого напряжения. В простых цепях, содержащих только линейные компоненты сопротивления, индуктив-

ности и емкости протекающий ток пропорционален прикладываемому напряжению (на определенной частоте), так что синусоидальному напряжению соответствует синусоидальный ток. Правда, если в цепи имеется реактивный компонент, то возникнет сдвиг фаз между сигналами напряжения и тока. В результате этого коэффициент мощности уменьшится, но цепь все равно останется линейной. Когда нагрузка состоит из простого двухполупериодного выпрямителя и емкости, аналогично входным системам типичного импульсного источника питания. В данном случае ток поглощается из сети только при том условии что, напряжение сети выше напряжения оставшегося в накопительной емкости, т.е. близко к пиковому значению амплитуды синусоиды напряжения, как это видно из графика вольтамперной характеристики нагрузки. На практике вольтамперная характеристика нагрузки (а, следовательно, и форма сигнала тока) намного сложнее, чем показано на иллюстрациях. Может отмечаться некоторая асимметрия и гистерезис, а точки перелома и наклон будут меняться с нагрузкой. Любой периодический сигнал может быть разложен на синусоидальный сигнал основной частоты и большое количество синусоидальных сигналов с гармоническими частотами. Таким образом, преобразованный сигнал тока, можно представить как сигнал сумм всех гармонических составляющих, обычно они ограничены основными. Для тока синусоидальной формы, основные гармоники обычно состоят из гармоник нечетных. В существующих электросетях четные гармоники встречаются редко, но они были распространенным явлением, когда широко применялись однополупериодные выпрямители. Эквивалентную цепь можно представить как линейный элемент, параллельно которому включили ограниченное количество источников тока, каждый из которых имеет частоту и амплитуду соответствующее каждой из гармоник. Гармонические составляющие генерируются нагрузкой, точнее – они создаются в результате работы преобразователя через которые протекают все указанные токи, а как и результат и во всех остальных параллельных сетях.

Гармонические генераторы гармонических токов иногда представляются как генераторы напряжения. Если бы это соответствовало истине, то тогда импеданс источника не влиял бы на амплитуду гармонического напряжения, прикладываемого к источнику. В реальности амплитуда этого напряжения пропорциональна (в ограниченных пределах) импедансу источника, что характеризует поведение генератора, как источника тока. Импеданс источника очень низкий, поэтому гармоническое искажение напряжения, возникающее в результате воздействия гармонического тока, также очень мало и часто едва превышает фон сети. Это может быть обманчивым, так как создает впечатление отсутствия гармоник, когда на самом деле имеют место сильные гармонические токи. Такая ситуация очень похожа на попытку обнаружить блуждающие токи заземления с помощью вольтметра. Всегда, когда возникает подозрение на наличие гармоник, или необходимо убедиться в их отсутствии, нужно измерять ток.

Практически во всех преобразователях используется сглаживающая емкость, дабы сгладить пульсации напряжения в цепи постоянного тока. Для однофазного (двухфазного) напряжения уровень пульсации равен приблизительно 66%. Поэтому применяют различные сглаживающие фильтры, например самый простой, сглаживающий С-фильтр, способный в несколько раз снизить уровень пульсаций напряжения.

Таблица 1.1 – Гармонический состав тока при выпрямлении

Число фаз выпрямления, m	Гармонический состав, n
2	2,4,6,8,10,12,14,16,18,20,22,24,26,28,30,32,34...
3	3,6,9,12,15,18,21,24,27,30,33...
6	6,12,18,24,30,36...
12	12,24,36...
24	24,48...

Коэффициент пульсаций рассчитывается по следующей формуле:

$$q = \frac{U_{\max}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1} \quad (1.1)$$

Таблица 1.2 – Расчетные коэффициенты пульсаций для m-фазных выпрямителей

m	2	3	6	12	24
q, %	66.7	25	5.7	1.4	0.35

Соответственно для уменьшения пульсации вводят С-фильтр. Однако как видно на рисунке 1.1 с приходом каждого пика выпрямитель начинает проводить ток зарядки конденсатора, который имеет импульсный характер. Из-за этого возникают высшие гармоники тока уменьшающий КМ. Для решения этой проблемы можно заменить просто С-фильтр на LC-фильтр, который не будет позволять току быстро меняться. Это относится к способу пассивной коррекции коэффициента мощности.

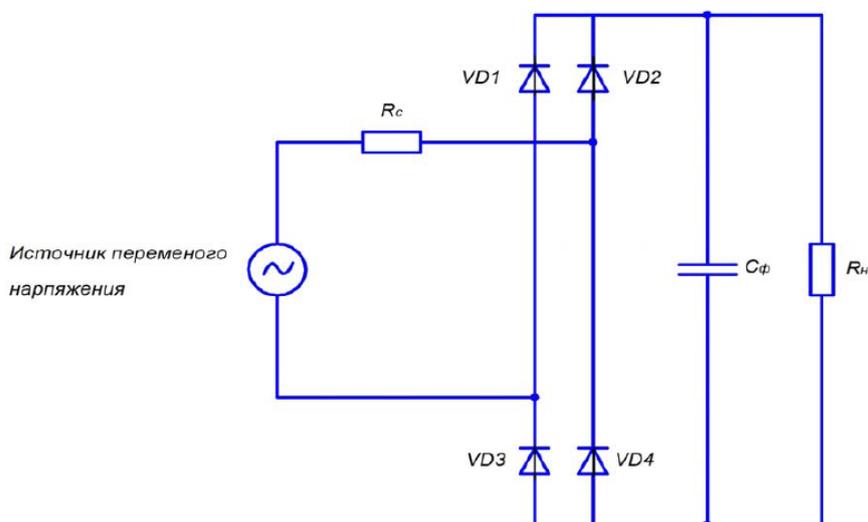


Рисунок 1.1 – Схема однофазного выпрямителя, со сглаживающим фильтром,

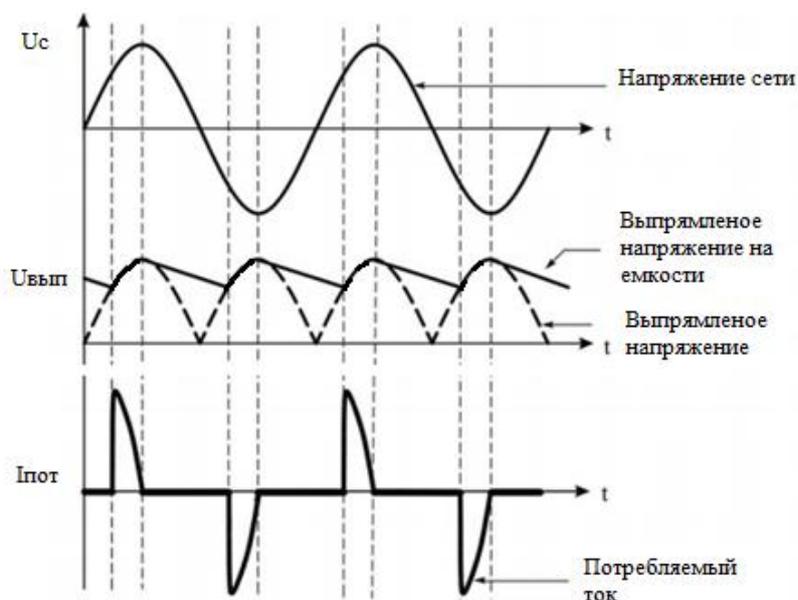


Рисунок 1.2 – Графики напряжения и тока цепи с выпрямителем и сглаживающим фильтром

где  $R_c$  - сопротивление сети,  $C_f$  - сглаживающий фильтр,  $R_n$  – сопротивление нагрузки

Энергетические параметры систем после выпрямления – это коэффициент полезного действия (КПД), коэффициент мощности сети и угол смещения между активной мощностью и полной.

Характеристика выпрямленного напряжения на выходе системы выпрямления характеризуется коэффициентом пульсаций.

КПД моста определяется по формуле:

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Delta P}, \quad (1.2)$$

где  $\Delta P$  – мощность потерь в полупроводниковом мосте;  $P_d$  – мощность на выходе моста.

$$P_d = U_d * I_d, \quad (1.3)$$

Коэффициент полезного действия системы выпрямления равен произведению  $\eta_B$  схемы выпрямления и коэффициента полезного действия электромагнитного преобразователя  $\eta_T$  ( $\eta = \eta_B \eta_T$ ).

Коэффициент полезного действия выпрямителя:

$$\eta_B = \frac{P_d}{P_d + \Delta P_B} \quad (1.4)$$

где  $\Delta P_B$  – потери в диодной части.

$$\Delta P_B = \alpha \Delta U_a I_d, \quad (1.5)$$

где  $\Delta U_a$  – разница напряжений на выпрямительном вентиле;  $\alpha$  – количество вентиляй, через которые последовательно пропускают ток.

Используя (1.4) – (1.3), получаем:

$$\Delta P_B = \frac{1}{1 + \frac{\alpha \Delta U_a I_d}{U_d}} \quad (1.6)$$

При работе таких систем на низком напряжении коэффициента полезного действия вентиляционной части обычно является 0,98...0,99, а, зная, что КПД электромагнитного преобразователя средней мощности, как правило, обладает таким же коэффициентом мощности, следовательно, можно принять, что КПД системы выпрямления больше 0,96. Соответственно, данные системы выпрямления при работе на малом напряжении, обладают высокими энергетическими показателями и не нуждаются в коррекции показателей.

Из формулы (1.4) можно заметить, что КПД системы выпрямления не имеет зависимости от тока. Если учесть наличие выявленных потерь (в электромагнитном преобразователе энергии, СУ и т.д.) КПД очевидно коррелирует от типа нагрузки.

Однако эта взаимосвязь значительно незаметнее, а коэффициент полезного действия более высокий, чем в электромеханическом преобразователе энергии (рисунке 1.3).

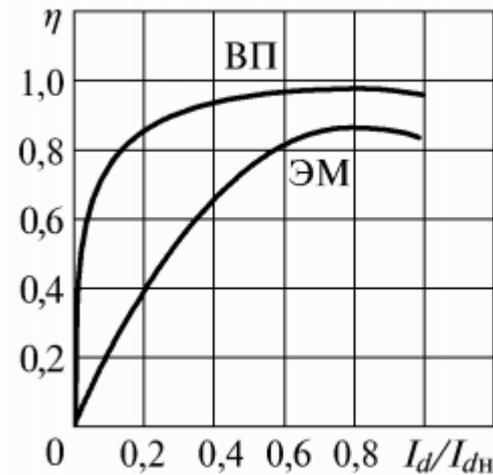


Рисунок 1.3 – Зависимость КПД вентильного (ВП) и машинного(ЭМ) преобразователя от нагрузки

## 1.2 Гармонические составляющие в выпрямленном напряжении и первичном токе

Напряжение на выходе вентильной части состоит из постоянной (полезная) и переменной (вредной) составляющих. Данные части в кривой выпрямленного напряжения (тока) делятся на постоянные и пульсации. Как правило, они состоят из ряда гармоник. Если частота сети  $f$  основная то, частота пульсаций будет:

$$f_1 = mf, \quad (1.7)$$

где  $m$  – коэффициент пульсности, пропорциональна произведению количества равносмещенных синусоид на количество поступающих полупериодов.

Если  $m > 1$  амплитуда  $n$ -ой гармонической составляющей пульсации в неуправляемой системе выпрямления (представленная в о.е.)

$$\frac{U_m}{U_d} = \frac{2}{(mn)^2 - 1}, \quad (1.8)$$

где  $n$  – номер гармонической составляющей пропорциональная основной частоте пульсаций выпрямленного напряжения или тока. Он соответствует числам 1, 2, 3...и т.д.

Номер гармонической составляющей в зависимости от частоты пульсаций:

$$k = mn, \quad (1.9)$$

При увеличении кратности частоты гармоники ее амплитудная часть начинает значительно уменьшаться, для рассмотрения возьмем первую гармоническую составляющую.

$$q = \frac{U_{1m}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1}, \quad (1.10)$$

Коэффициент пульсаций  $q$  – это результат отношения гармонической составляющей к среднему значению выпрямленного напряжения.

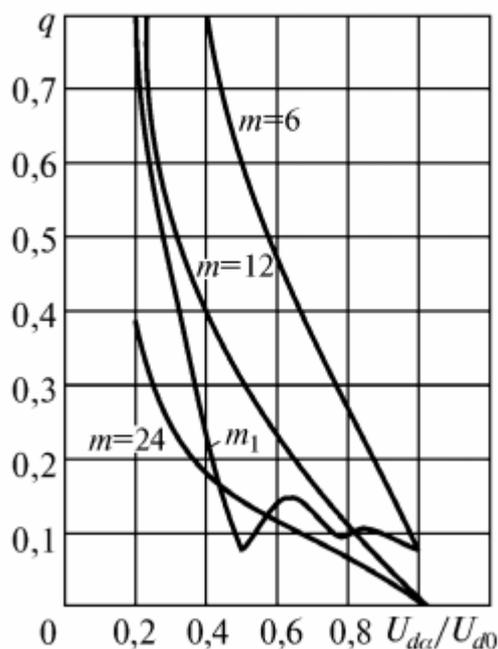


Рисунок 1.4 – Изменение коэффициента пульсаций от глубины регулирования

Если стоит задача уменьшение колебания выпрямленного напряжения, т.е. улучшение параметров выпрямленной сети, повышение пульсности является выгодным решением, т.к. происходит увеличение количества пульсаций,

а так же уменьшение колебаний выпрямленного напряжения. Коэффициент пульсаций начинает быстро увеличиваться пропорционально увеличению угла управления  $\alpha$ . На рисунке 1.4 можно заметить, что при  $m = 6$  уменьшения глубины регулирования от 1 до 0,4 ведет к росту коэффициента пульсаций от 0,057 до 0,8. Ток, который потребляет из сети система выпрямления, соответственно становится не синусоидальным. В нем появляется гармонический состав. Гармонический состав в зависимости от частоты сети

$$k = mn \pm 1, \quad (1.11)$$

Низшие гармонические составляющие

$$f_{\text{низ}} = f(mn \pm 1), \quad (1.12)$$

Системы выпрямления, таким образом, искажают форму тока не только в самой системе, но и в питающей сети. Повышение пульсности ведет, к тому, что частота гармонических составляющей движется в область высоких частот, а их амплитуда уменьшается, таким образом, они оказывают меньшее влияние на питающую сеть, а так же упрощает их фильтрацию. Гармонические составляющие, относящиеся к основным, изменяют форму напряжения сети. Сила искажения зависит от внутреннего сопротивления сети прямо пропорционально.

Основными недостатками таких систем выпрямления являются: создание гармонических составляющих сети, а также пульсации в выпрямленном напряжении и токе.

Коэффициент мощности и косинус  $\phi$ , являются показателями эффективной работы сети, ведь чем выше данные коэффициенты, тем больше других мощностей можно будет пропустить через ту же сеть при этом, не изменяя саму сеть. Коэффициент мощности – это отношение активной мощности  $P$ , потребляемой из сети, к полной мощности  $S$ . Установим связь между коэффициентом мощности и углом между мощностями. Представим, что форма

напряжения сети имеет форму синусоиды. Тогда для трехфазной сети используются данные формулировки:

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos\varphi \quad (1.13)$$

$$S_1 = 3U_1 I_1, \quad (1.14)$$

где  $I_1$  – действующее значение первичной гармонической составляющей тока, потребляемого из сети,  $\varphi$  – угол сдвига между первой гармонической составляющей и напряжением. Отношение мощностей даст нам коэффициент мощности:

$$\chi = \frac{P_1}{S_1} = \cos\varphi \frac{I_{1(1)}}{I_1} = \nu \cos\varphi, \quad (1.15)$$

где  $\nu$  – коэффициент отклонения от синусоидальности тока. Который соответственно будет равен:

$$\nu = \frac{1}{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_{1(n)}^2}{I_1^2}}, \quad (1.16)$$

где  $I_{1(n)}$  – действующее значение  $n$ -ой гармонической составляющей тока.

Чем меньше становится  $\nu$ , тем более заметные искажения происходят с формой тока. Примем что ток у нас прямоугольный формы со следующими условиями  $m = 2 \nu = 0,9$ , а при  $m = 6 \nu = 0,955$ . Если ток с учетом коммутации трапецеидальный, то  $\nu$  будет приближаться к единице.

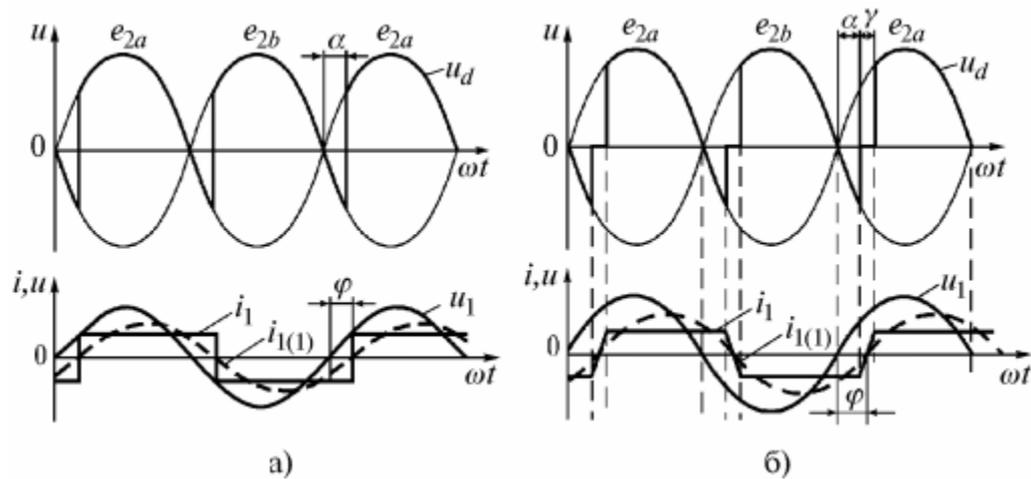


Рисунок 1.5 – Диаграммы напряжений и токов в управляемом выпрямителе по однофазной нулевой схеме с естественной коммутацией

На рисунке 1.5 можно заметить, в идеализированной системе выпрямления может существовать фазовый сдвиг между током и напряжением. Данное смещение определяется только углом управления и индуктивная нагрузка на этот сдвиг повлиять не может. Соответственно, если система выпрямления идеализирована

$$\varphi = \alpha, \quad (1.17)$$

Следовательно:

$$\cos\varphi = \cos\alpha = \frac{U_{d\alpha 0}}{U_{d0}}, \quad (1.18)$$

Исходя из формулы 1.18,  $\cos\varphi$  можно изменить за счет изменения глубины регулирования. Падение коэффициента мощности при регулировании один из главных недостатков управляемых систем выпрямления.

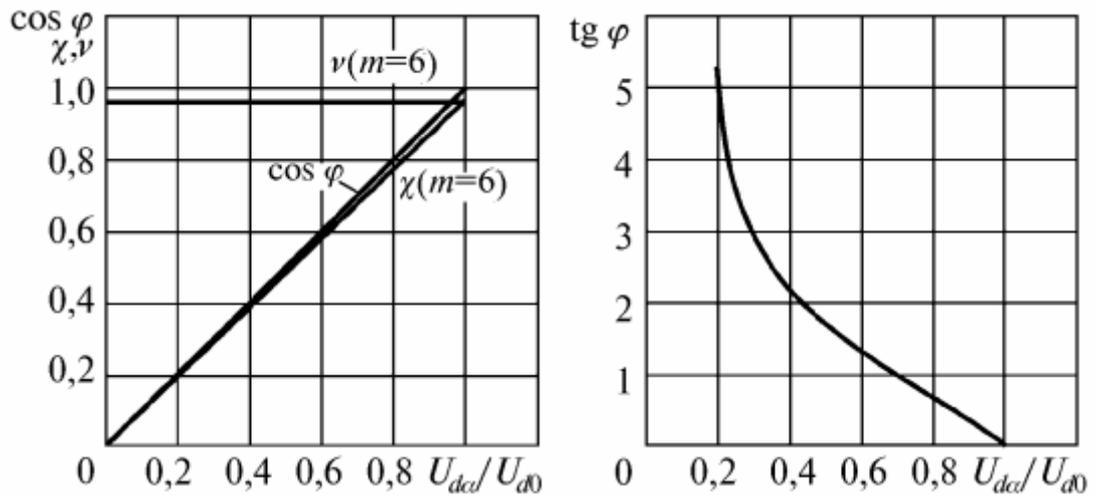


Рисунок 1.6 – Энергетические показатели управляемых выпрямителей в функции регулирования

На рисунке 1.6 (при  $L_d = \infty$ ,  $L_a = 0$ ) можно увидеть зависимости энергетических характеристик идеализированной системы выпрямления от глубины регулирования.

Временные диаграммы, которые были получены, учитывая индуктивности рассеяния, даны на рисунке 1.6. Из данных графиков можно сделать вывод, что в настоящем выпрямителе коэффициент мощности имеет еще более низкое значение, и:

$$\phi \approx \alpha + \gamma/2 \quad (1.19)$$

Преимущества представленных выше систем выпрямления: высокий коэффициент полезного действия и слабое влияние на коэффициент полезного действия нагрузки. Недостатки: снижение угла между мощностями, коэффициента мощности и снижение характеристики выпрямленного напряжения с изменением глубины регулирования; создание высших гармонических составляющих.

### **1.3 Режимы работы и коэффициент мощности преобразователей частоты**

Система частотного преобразования в основном состоит из структур, в составе которых обычно используется транзистор или тиристор (управляемые элементы), которые применяются как электронные ключи. Для управления данными системами используется микропроцессорная техника, которая способна управлять силовыми ключами преобразователей, а также способна на решение множества дополнительных задач (контроль, диагностика, защита).

Частные преобразователи делят на несколько типов на основании их структуры и принципа работы:

1. С непосредственной связью (AC/AC).
2. С цепью постоянного тока (AC/DC/AC).

Любой из этих классов преобразователей частоты обладает рядом преимуществ и недостатков, которые определяют область рационального применения каждого из них.

В преобразователях с непосредственной связью основная система представлена управляемым выпрямителем. Система управления в определённом порядке открывает группы тиристоров и питает обмотки двигателя, например, к системе питания.

Соответственно, на выходе системы преобразования формируется сигнал из «вырезанных» кусков синусоид напряжения сети. Логично что частота выходного сигнала таких преобразователей не может превышать частоту питающей сети. Для основных сетей выходная частота будет от 0 до 50 Гц, и как следствие получаем очень не большой диапазон регулирования (не более 1:10). Данный недостаток не позволяет применять такие системы в современных установках частотно регулируемых электроприводов с необходимостью большого диапазона регулирования различных параметров.

Применение тиристоров требует наличия сложных систем управления, которые значительно увеличивают ценность таких преобразователей. Набранная синусоида получаемая на выходе таких систем с непосредственной связью, как правило, являются источника нелинейных искажений или проще говоря гармоник, которые в свою очередь могут привести к дополнительным потерям в сети, перегрев электромеханических преобразователей, уменьшение момента, создание помех в сети которые могут не соответствовать регламентирующим документам. Использование компенсирующих устройств может привести к снижению КПД, увеличения цены и массогабаритных показателей.

Огромное распространение получили в современных системах преобразования частоты преобразователи с использование цепи постоянного тока. В данных преобразователях применяют двойное преобразование электрических параметров сети: входное синусоидальное напряжение с постоянной амплитудой и частотой выпрямляется с помощью систем выпрямления, затем обычно устанавливаю сглаживающий фильтр, а после с помощью инвертора преобразуется опять в переменное напряжение необходимой частоты и возможной амплитуды. Такой тип преобразования энергии приводит к снижению энергетических показателей и к незначительному ухудшению массогабаритных показателей по отношению к преобразователям с непосредственной связью.[12]

«Для получения на выходе переменного напряжения обычно применяется автономный инвертор, с помощью которого формируется напряжение необходимой частоты и возможной амплитуды (в основном, методом широтно-импульсной модуляции). В качестве электронных ключей в инверторах применяются запираемые тиристоры GTO и их усовершенствованные модификации GCT, IGCT, SGCT, и биполярные транзисторы с изолированным затвором IGBT» [10].

Одним из основных преимуществ тиристорных систем преобразования можно назвать возможность работать с высокими токами и напряжениями,

при этом имеет возможность защищать системы от лишних нагрузок и прочих негативных явлений. Данные системы обладают высоким коэффициентом полезного действия (до 98 %) в сравнении к преобразователям на IGBT-транзисторах. [11]

#### **1.4 Электромагнитная совместимость выпрямителей и частотных электроприводов**

Как было уже замечено выше полупроводниковые преобразователи являются источниками нелинейных искажений сети. В таких системах как правило выпрямительные мосты создают низкочастотные гармоники а инверторы высокочастотные. [18]

Можно выявить какие же негативные последствия оказывают на сеть гармоники создаваемые преобразователями:

1. Гармонические составляющие возникающие в результате использования нелинейных элементов при работе сети, производят дополнительные потери в шинах сети. Данный негативный эффект может привести к заметному увеличению потерь энергии и является причиной выведения из строя или поломки проводящих шин из-за превышения температур. Прохождение токов повышенных частот в пластинах шин, вследствие поверхностного эффекта и эффекта близости, может привести к повышению активного сопротивления шин, и соответственно к повышенному нагреву. Время службы таких устройств может зависеть от работы с ненормируемой температурой, что может быть не допустимо, соответственно придется уменьшить мощность сети. В результате приходится занижать мощность и выбирать шинопровод с большим сечением, что существенно увеличивает стоимость объекта. Допустим, что у нас есть, регламентируемый уровень нагрузки шины, при которой она считается полностью нагруженной, однако из-за нелинейных искажений шина перегревается. Если ситуацию не исправлять, то срок службы шины

может сократиться, в зависимости от количественной составляющей гармоник в токе, в 1,1 – 2 раза.

2. Создают дополнительные потери в трансформаторах. Возникновение гармонических составляющих в форме напряжения вызывают в электромагнитных преобразователях повышенные потери на перемагничивание и потерь, а так же токами Фуко возникающие в стали, дополнительно увеличивая дополнительные потери, в обмотках зависящие от частоты. Из-за приведенных выше потерь возникает повышенный нагрев, который ускоряет старение изоляции. Стоит отметить, что данные потери могут превысить допустимые, что не только увеличит стоимость работы трансформатора, но и может вывести его из строя. Наличие гармонических составляющих в токах обмоток трансформатора приводит к появлению скин-эффекта, что вызывает поверхностный нагрев проводников. Время работы трансформатора очень сильно зависит от соблюдения регламентируемых температур, для разных типов изоляции она может быть разная, однако зависимость старения от нагрева нелинейная и даже относительно средние превышение температуры обмоток над регламентируемым сильно уменьшит время работы, соответственно система автоматического или ручного контроля должна будет снизить пропускаемую мощность через трансформатор. [17]

3. «Сокращение срока службы электрооборудования из-за интенсификации теплового и электрического старения изоляции. При рабочих температурах в изоляционных материалах протекают химические реакции, приводящие к постепенному изменению их изоляционных и механических свойств. С ростом температуры эти процессы ускоряются, сокращая срок службы оборудования. В конденсаторах потери энергии пропорциональны частоте, поэтому несинусоидальный ток приводит к их дополнительному нагреву. В электрических машинах токи нулевой последовательности создают дополнительное подмагничивание стали, что приводит к ухудшению их характеристик и дополнительному нагреву сердечников (статоры асинхронных двигателей, магнитопроводы трансформаторов). Сущность электрического старе-

ния состоит в возникновении так называемых частичных разрядов, которые распространяются лишь на часть изоляционного промежутка, например, частичные разряды в газовых включениях. Частичные разряды связаны с рассеянием энергии, следствием которого является электрическое, механическое и химическое воздействия на окружающий диэлектрик. В результате развиваются местные дефекты в изоляции, что приводит к сокращению срока службы» [13].

4. Протекание третьей гармоники по нулевому проводу ведет к его нагреву а так же возможному разрушению изоляции, а при высокой амплитуде третьей гармоники разрушению самого проводника. Данные случаи зафиксированы в тех случаях, когда ток третьей гармоники выше фазного, а защита от токов третьей гармоники в них не предусмотрена в соответствии с некоторыми необязательными регламентами. Нулевой провод, как правило, не защищен предохранителями либо автоматическими системами защиты. Как правило, такие системы можно встретить в старых сооружениях и т.д. так раньше не было учета нелинейных нагрузок в сетях и сети проектировались на 50 Гц. Согласно старым правилам проектирования разность протекающих токов не должна была превышать 10 %. Согласно условию соответственно токи в нулевом проводе не могли превышать фазные. В подобных сетях гармоники увеличивают воздействие на диэлектрики за счет искажения формы напряжения. Что ведет к частым поломкам и необходимости частых осмотров и ремонтов. При наличии нелинейных энергопотребителей увеличение токов протекающих по нейтральному проводу может достигать в 1,73 раза большие токи, чем фазные. Для этого были сделаны различные регламенты, которые снижают допустимую нагрузку нулевых проводов при нелинейных нагрузках. На таком оборудовании, с нейтральным проводом, могут возникать потенциалы, создающие неприятное воздействие на человека при прикосновении. Все вышесказанное относится к шинам различных назначений. [30]

5. «Резонансные явления на частотах высших гармоник. При наличии высших гармоник в электрических цепях со сосредоточенными и распределенными параметрами, какими могут быть представлены блоки, узлы и распределительные сети системы электропитания, возникает опасность появления резонансных явлений. При возникновении резонансного или близкого к нему режима на какой-либо высшей гармонике тока или напряжения эта составляющая оказывается больше, чем амплитудное значение первой гармоники тока (напряжения) на тех же участках цепи. Это отрицательным образом может отразиться на работоспособности отдельных элементов и узлов системы» [13].

6. Для работы конденсатора очень неблагоприятно может сказаться появление нелинейных искажений в сети. Емкости часто используются для компенсации реактивной индуктивной нагрузки в сети, соответственно повышая коэффициент мощности системы, в которой он установлен. К сожалению, при работе при не синусоидальных токах и напряжениях его сопротивление увеличивается, так как зависит от частоты, и поэтому он будет брать роль фильтра гармоник. Такие емкостные батареи, таким образом, будут брать часть нелинейного тока на себя, не пуская его дальше, и при этом будут испытывать соответствующие перегрузки. Так как такие элементы чаще используют в случае компенсации реактивной мощности, некоторые гармонические частоты могут совпадать и резонансным образовавшимся колебательных контуров, тем самым вызывая резонанс токов и напряжений. Искажая форму тока и напряжения в виду реактивного сопротивления емкости, мы можем получить на выходе емкостной батареи меньшие токи и напряжения чем нам необходимо. Падение напряжение, подаваемое на частотный преобразователь высокой частоты, будет приводить к падению выходного напряжения или выдаваемого уровня амплитуды на выходе. Уменьшение устойчивости такого оборудования к кратковременным провалам напряжения. Даже при потере питания в кратковременных случаях частотные преобразователи или другие системы могут еще работать из-за энергии, накопленной в элек-

ромагнитных элементах. Такая энергия как раз и может быть запасена в конденсаторе, который вполне сможет поддержать работу инвертора еще на несколько циклов, пока не разрядится с соответствующим плавным снижением напряжения.

7. «Фронты несинусоидального напряжения воздействуют на изоляцию кабельных линий и шинопроводов. Из-за этого учащаются однофазные короткие замыкания на землю. Аналогично кабелю, пробиваются конденсаторы» [14].

8. При воздействии гармонических составляющих, кроме основной, в электрических машинах возникают дополнительные потери. Таким образом, при нелинейном искажении входных характеристик тока и напряжения с коэффициентом  $K_U = 10\%$  повышение потерь, промышленных комплексов, транспортных систем и прочих систем задействующих силовые электро-механические преобразователи, увеличение потерь достигает 10...15 %.

9. «Влияние высших гармоник на устройства защиты энергосистем. Гармоники могут нарушать работу устройств защиты или ухудшать их характеристики. Характер нарушения зависит от принципа работы устройства. Цифровые реле и алгоритмы, основанные на анализе выборки данных или точки пересечения нуля, особенно чувствительны к гармоникам. Чаще всего изменения характеристик незначительны. Большинство типов реле нормально работает при коэффициенте искажения до 20%. Однако увеличение доли мощных преобразователей в сетях может в будущем изменить ситуацию. Проблемы, возникающие из-за гармоник, различны для нормальных и аварийных режимов и ниже рассмотрены отдельно. Происходит ложное срабатывание предохранителей и автоматических выключателей вследствие дополнительного нагрева внутренних элементов защитных устройств. Этот процесс обусловлен протеканием несинусоидальных токов и, следовательно, действием поверхностного эффекта и эффекта близости» [13].

10. «Значительному снижению точности работы, а значит и достоверности показаний электроизмерительных приборов/устройств; нестабиль-

ной/неправильной работе ряда видов релейных защит, систем контроля/управления, телемеханики, связи и т.д.. Возрастает недоучёт электро-энергии, вследствие тормозящего воздействия на индукционные счётчики гармоник обратной последовательности» [13].

11. «Помехи в сетях телекоммуникаций могут возникать там, где силовые кабели и кабели телекоммуникаций расположены относительно близко. Вследствие протекания в силовых кабелях высокочастотных гармоник тока, в кабелях телекоммуникаций могут наводиться помехи. Магнитные поля высших гармоник прямой и обратной последовательности частично компенсируют друг друга, поэтому наибольшее влияние на телекоммуникации оказывают гармоники, кратные трем. Чем выше порядок гармоник, тем больше уровень помех, наведенных ими в телекоммуникационных кабелях» [13].

12. «Вибрация в электромашинных системах. Наличие высших гармоник в напряжении питания индукционных электродвигателей является причиной возникновения в магнитном потоке составляющих на частотах высших гармоник, которые в свою очередь будут наводить гармоники ЭДС и, как следствие этого, в обмотках ротора появляются высшие гармоники тока. Эти гармоники будут взаимодействовать с основным магнитным потоком, создавая дополнительные механические моменты на валу электрической машины. В результате создаются гармонические пульсации вращающего момента на валу двигателя. В экстремальных случаях может возникнуть вибрация на резонансной частоте вращающейся массы ротора, приводящая к накоплению усталости металла и возможному разрыву вала ротора электродвигателя» [13].

13. «Снижение уровня выпрямленного напряжения. Деформация синусоиды питающего напряжения приводит к снижению значения амплитуды входного напряжения, вследствие этого снижается напряжение на конденсаторе» [13].

14. «Высшие гармонические составляющие в токах нелинейных электропотребителей приводят к негативным, а иногда и катастрофическим последствиям» [13].

15. «Влияние гармоник на вращающиеся машины. Гармоники напряжения и тока приводят к дополнительным потерям в обмотках статора, в цепях ротора, а также в стали статора и ротора. Потери в проводниках статора и ротора из-за вихревых токов и поверхностного эффекта при этом больше, чем определяемые омическим сопротивлением. Токи утечки, вызываемые гармониками в торцевых зонах статора и ротора, приводят к дополнительным потерям» [13].

16. «Влияние гармоник в аварийных режимах. Устройства защиты обычно реагируют на напряжение или ток основной частоты, а все гармоники в переходном режиме либо отфильтровываются, либо не воздействуют на устройство. Последнее характерно для электромеханических реле, особенно используемых в максимальной токовой защите. Эти реле имеют большую инерцию, что делает их практически не чувствительными к высшим гармоникам. Более существенным оказывается влияние гармоник на работу защиты, строящейся на измерении сопротивления» [13].

17. «Влияние высших гармоник на телевизоры. Гармоники, увеличивающие пик напряжения, могут вызвать искажения изображения и изменение яркости» [13].

18. Работа вычислительных машин в сетях с нелинейными искажениями тока и напряжения. Со времени появления вычислительных машин были созданы регламенты регулирующие допустимые уровни нелинейных искажений в сети. Обычно такие данные регламентируются в процентах, например для специализированных компьютеров они составляют 5 %.

19. «Влияние гармоник на измерение мощности и энергии. Измерительные устройства обычно калибруются при чисто синусоидальном напряжении и увеличивают погрешность при наличии высших гармоник. Величина и направление гармоник являются важными факторами, так как знак погреш-

ности определяется направлением гармоник. Погрешности измерения, вызываемые гармониками, сильно зависят от типа измерительной аппаратуры. Обычные индукционные счетчики, как правило, завышают показания на несколько процентов (по 6%) при наличии у потребителя источника искажения. Такие потребители оказываются автоматически наказанными за внесение искажений в сеть, поэтому в их собственных интересах установить соответствующие средства для подавления этих искажений» [13].

При работе электропривода от частотного преобразователя важно понимать, что он может быть источником высокочастотных колебаний соответственно необходимо закладывать экранированный кабель минимальной длины. Расстояние прокладки таких кабелей от других определяется электромагнитной совместимостью в зависимости от условий работы. Это необходимо чтобы снизить наводимые высокочастотные токи и если необходимо где-то прирезе кабеля делается это под углом в 90 градусов.

Исходя из написанного выше можно сделать вывод, что, полупроводниковые преобразователи получили широкое применение из-за их функциональности, однако необходимо контролировать уровень нелинейных искажений на сеть создаваемыми ими. В международных стандартах уже устанавливается минимальный уровень нелинейных искажений для данных установок в связи с плохими последствиями в случае применения приборов с низким коэффициентом мощности, а так же с высоким показателем нелинейных искажений.

## 2 Повышение коэффициента мощности и электромагнитной совместимости преобразователей и частотных электроприводов

### 2.1 Увеличение числа фаз и выбор схемы трансформатора преобразователей

В начале было уже указано что от количества пульсаций зависит какие гармоники будут производятся нелинейными элементами. Однако если увеличить количество пульсаций можно уменьшить гармонический состав и соответственно повысить коэффициент мощности преобразовательной установки самый распространенный способ увеличить количество пульсации это использовать входной преобразовательный трансформатор выходное напряжение которых будет сдвинуты друг от друга 60 градусов, ну или для одной фазы на 30 градусов.

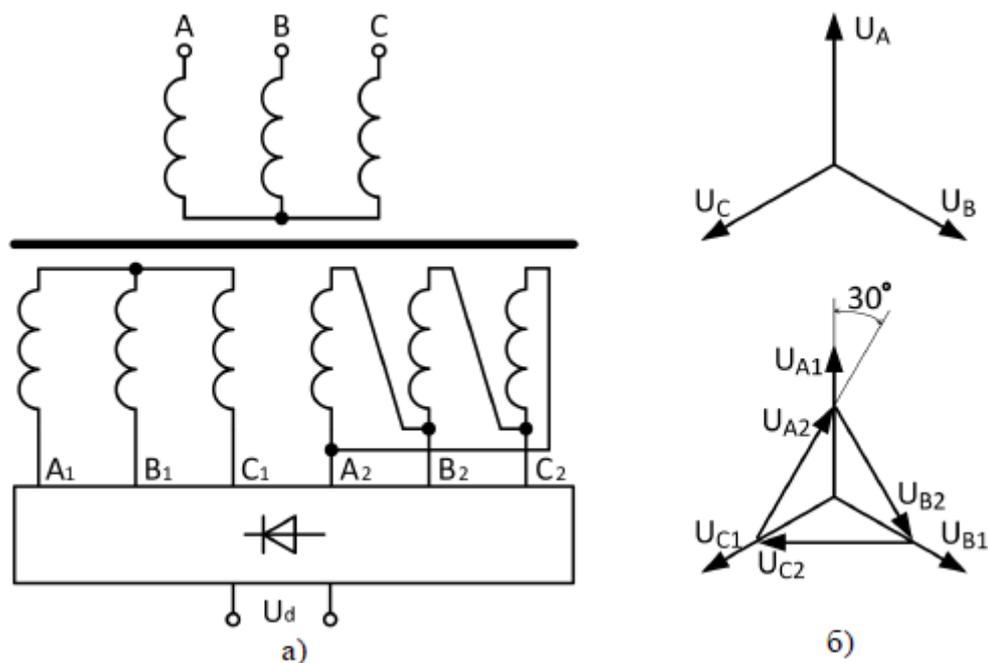


Рисунок 2.1 – Схема подачи напряжения на выпрямитель через преобразовательный трансформатор с векторной диаграммой напряжений обмоток трансформатора

При использовании схемы питания как на рисунке 2.1 мы получаем 12-пульсную схему выпрямления и избавляемся от гармоник кратных трем. Можно сделать и более сложные схемы соединений обмоток для достижения большего количества пульсации, однако это не имеет сильный экономический эффект, таким образом данная схема, если применяется увеличение пульсаций, является самой распространённой для увеличения коэффициента мощности.

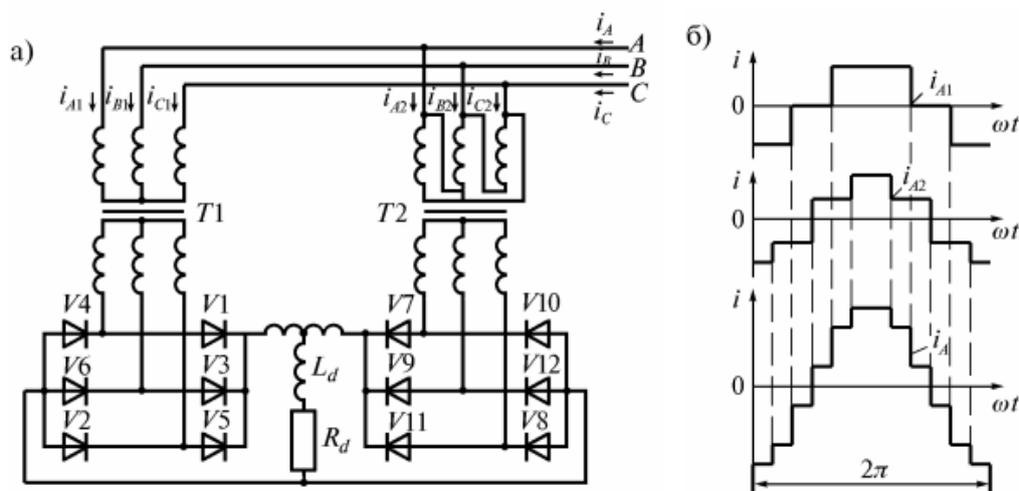


Рисунок 2.2 – Схематическое изображение двенадцати фазной схемы выпрямления и диаграмм токов

На рисунке 2.2 приведены данные, которые показывают что при использовании двенадцати фазной схемы можно избавиться от гармоник третьего порядка. На данной схеме выходные напряжения с вентильных обмоток сдвинуты на 30 градусов, и питают общий выпрямительный мост, тем самым увеличивая количество пульсаций и компенсирующие гармоники кратные трем. Если сделать 12 фазную схему выпрямления происходит компенсация 5 и 7 гармоник тем самым низшие гармонические составляющие оказываются 11 и 13 гармоники.

В результате снижается амплитуда пульсаций, и увеличивается их количество. Такие схемы используются для простых решений устранения гармоник, однако на отношение мощностей это не влияет.

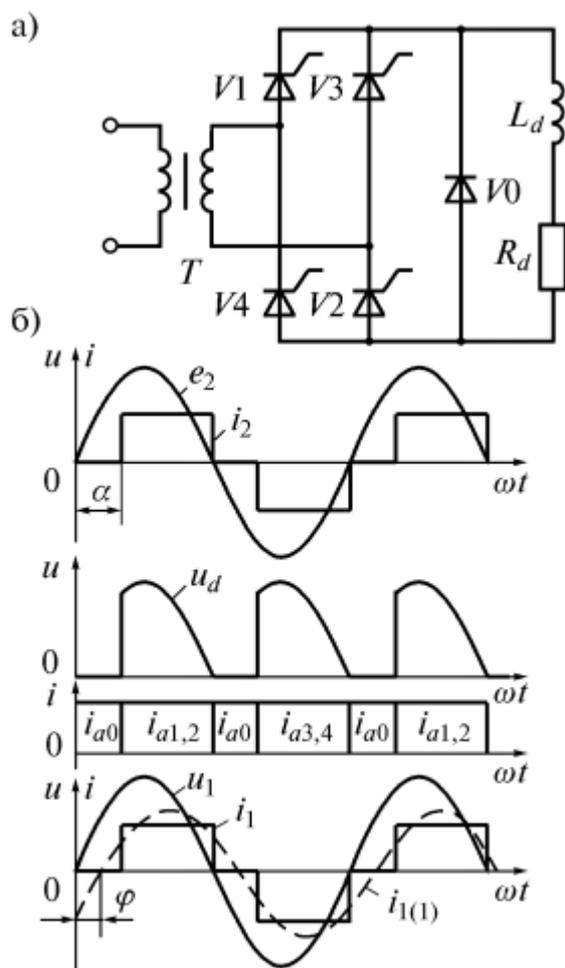


Рисунок 2.3 – Схема однофазного выпрямления и диаграммы токов и напряжений

Такие системы с тиристорным выпрямлением, с нулевыми проводами, которые таким образом шунтируют выходные узлы выпрямителя, таким образом, уменьшая реактивное сопротивление системы за счет отсекаания задней части тока. Таким образом, происходит смещение угла между током и напряжением, угол между мощностями увеличивается (см. рисунок 2.3). Данный метод является одним из самых простых и первых методов коррекции энергетических показателей управляемых выпрямителей.

Использование фазоступенчатого способа регулирования рассмотрено на примере схеме с отпайками на стороне вторичного напряжения (рисунок 2.3). Если концы вторичных обмоток сделаны в середине концентрической, при включении тиристорных ключей при нулевом смещённо угла управления,

получаемое выходное напряжение будет составлять лишь половину от полного что логично.

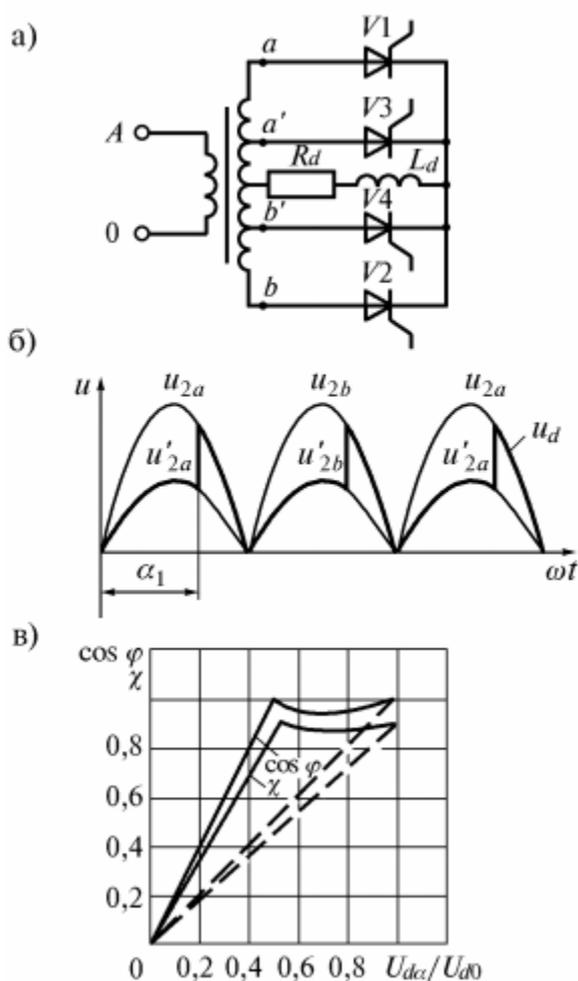


Рисунок 2.4 – «Однофазная нулевая схема с фазоступенчатым регулированием выпрямленного напряжения и энергетические показатели в функции глубины регулирования» [15]

Принимается, что выпрямитель в данной системе идеален, тем самым получается что,  $\cos \varphi = 1$ . Рисунок 2.4 показывает нам, что выпрямленное напряжение при наложении работы вентилей по очередной работе. Можно увидеть повышение энергетических показателей в сравнении с использованием обычной системы выпрямления с нулевой схемой.

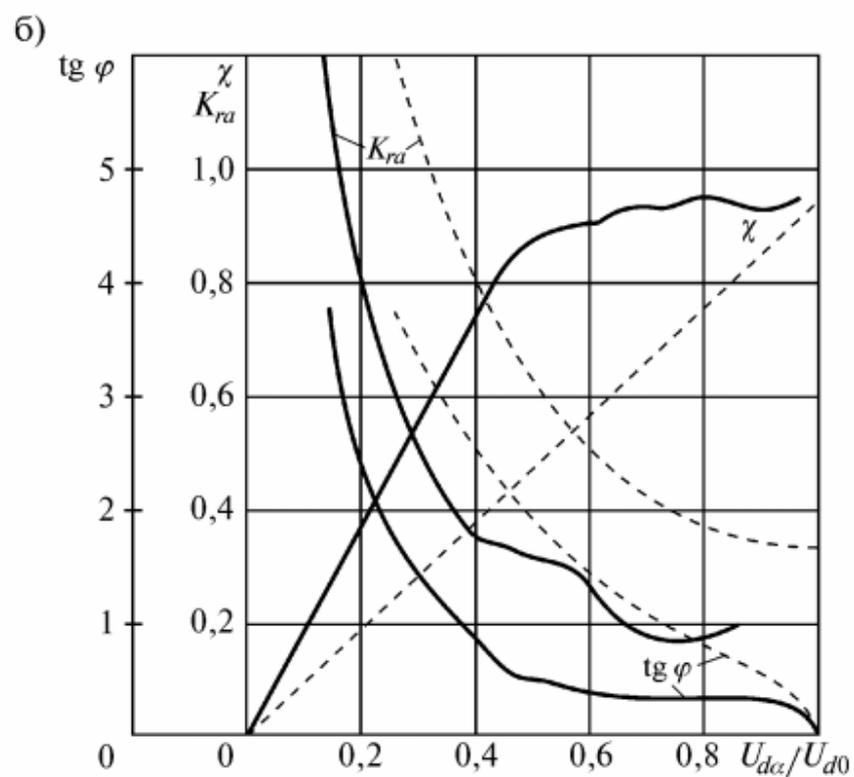
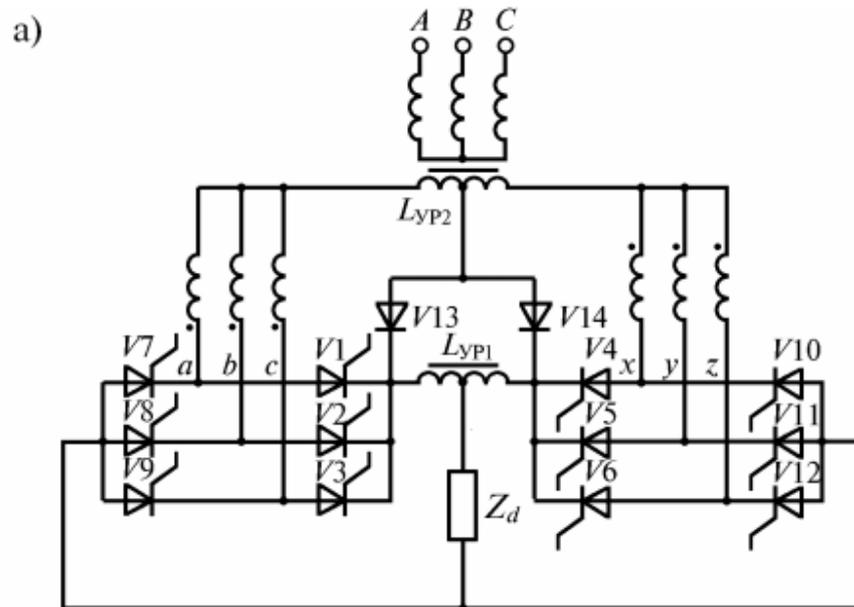


Рисунок 2.5 – Трёхфазная схема с фазоступенчатым регулированием, энергетические показатели данной схемы (сплошные линии) и трёхфазной мостовой схемы (штриховые) в функции глубины регулирования

На данном рисунке используется система, которая реализуется в многофазных системах. При работе в системе вентилей с первого по двенадцатый она сводится к работе двух трёхфазных систем через уравнивающий ре-

актор. В случае, когда работают вентили с седьмого по четырнадцатый, он аналогичен работе двух смещенных звезд через другой уравнивающий реактор. В приведенных случаях выпрямленное напряжение отличается в несколько раз друг от друга. В данных случаях мы принимаем, что выпрямительная система идеальна и не дает угла смещений мощностей. На рисунке можно видеть улучшение показателей данной системы в сравнении с предыдущими трехфазными выпрямителями. Выше представленные системы улучшают энергетические показатели, однако они не могут позволить получить опережающий угол сдвига, так как подобного невозможно добиться без применения полностью управляемых вентилях, а также коммутацией под влиянием сети.

Если создать сложную систему управления которая позволит выключать ключи выпрямителя до того как они перейдут в режим коммутации под влиянием сети, тогда такая система сможет открыть другой ключ. Тем самым позволяя сместить угол уменьшить, до минусового знака, и таким образом получая, смещая угол между током и напряжением в емкостный характер нагрузки. Такой метод осуществляется с помощью конденсаторов, и называют искусственной коммутацией ключей.

Использование такого метода показано на рисунке 2.6, это однофазная нулевая система выпрямления. В такой системе у нас работа зависит от угла  $\alpha$ , результаты показаны на диаграммах рисунка 2.6. Если параллельно ключам можно включить емкостные нагрузки, можно, методом указанным выше, опередить напряжение и открыть очередные ключи раньше. Как видно из диаграмм ток, потребляемый от сети, теперь опережает напряжение сети.

Данные системы не получили широкого применения так как появляется сложность систем управления, а так же увеличение массогабаритных показателей.

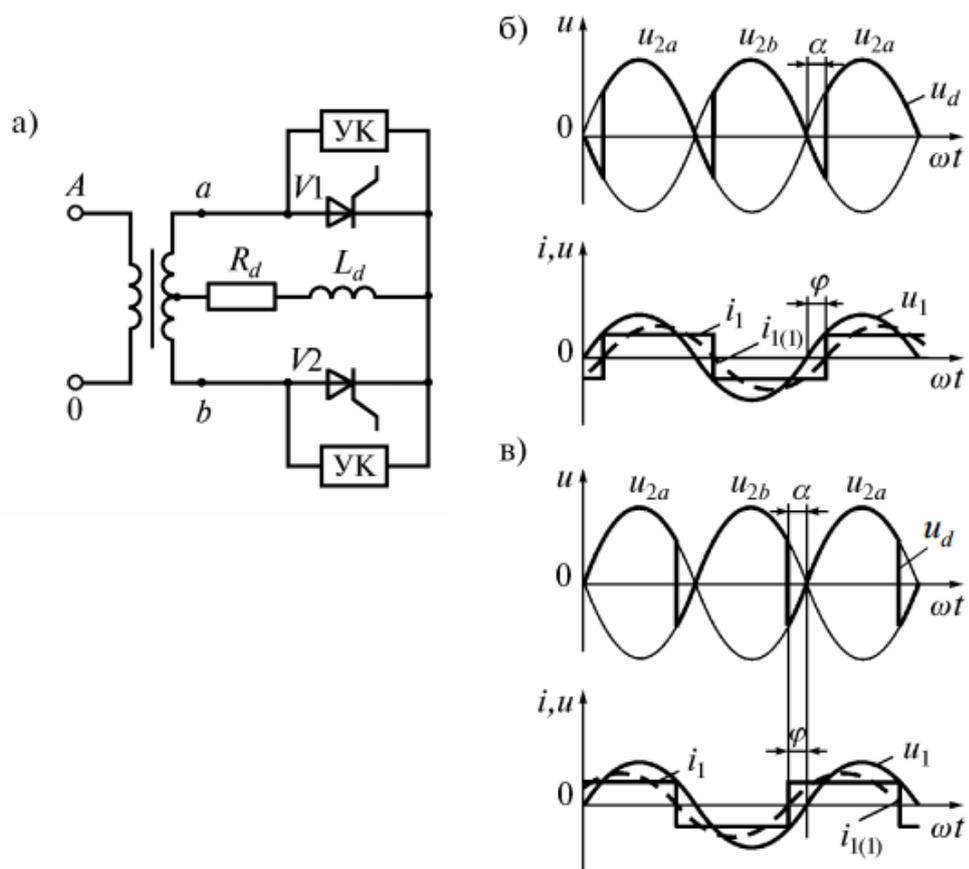


Рисунок 2.6 – пример системы с искусственной коммутацией ключей

Однако появление возможности управлять коммутацией тиристорov появляются новые перспективы использования таких систем. На рисунке 2.7 показана система, питаемая одной фазой с использованием запираемых тиристорov. С использованием управляющих сигналов появляется возможность запереть первый тиристор и благодаря опережению на угол  $\alpha$  открыть заранее второй тиристор. Из диаграмм на рисунке 2.7 видно опережение тока над напряжением. Важно добавить, что в случае, когда система берется неидеализированной, существует индуктивность рассеяния. Таким образом, возникают перенапряжения за счет самонаведения напряжения на индуктивности. Нормальная работа системы преобразования энергии более не возможна. Для решения данной проблемы приходится использовать емкость большой мощ-

ности для компенсации энергии, выделяемой в случае коммутации в катушке.

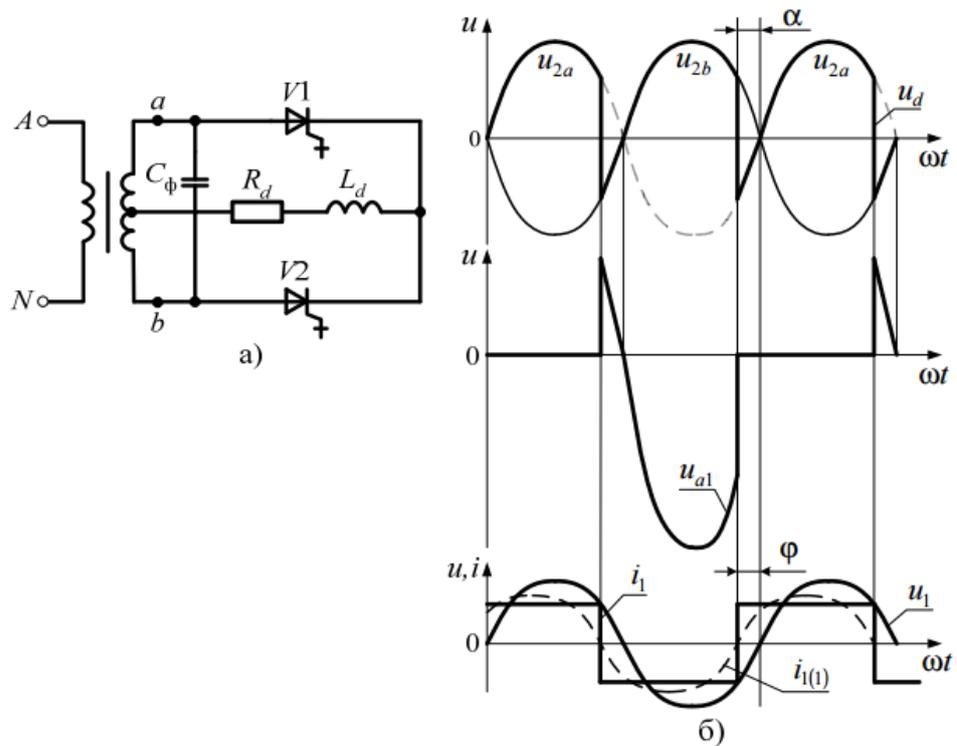


Рисунок 2.7 – система и диаграммы в схеме с использованием запираемых ключей

Такая система вновь еще более усложняет электромагнитные процессы происходящие в схеме выпрямления, а также ухудшает массогабаритные показатели.

## 2.2 Исследование применения резонансных фильтров и емкостных батарей

Данный метод называется пассивный корректор коэффициента мощности его суть заключается в том, чтоб максимально уменьшить негативные последствия работы полупроводникового выпрямителя, сгладить, поэтому в русской литературе его еще называют сглаживающим фильтром. Так же

фильтры иногда устанавливают не только в цепи постоянного тока преобразователя частоты, но и в сети до подачи на выпрямитель так и на выходе с инвертора, такие фильтры называются резонансными и как правило они устанавливаются на определенную гармонику.

Самым простым способом является использование индуктивной нагрузки на стороне сети, до выпрямления напряжения, включенная последовательно, как показано на рисунке 2.8 Максимальный коэффициент мощности, который может быть получен с помощью этой конфигурации, составляет 0,76. Индуктор можно также установить со стороны постоянного тока, как показано на рисунке 2.9 Ток индуктивности является непрерывным при достаточно большой индуктивности  $L_d$ . В теоретическом случае почти бесконечной индуктивности ток индуктора постоянный, поэтому входной ток выпрямителя имеет квадратную форму, а коэффициент мощности равен 0,9. Однако для работы, близкой к этому условию, для  $L_d$ , потребуется очень большая катушка индуктивности. Для более низкой индуктивности  $L_d$  ток катушки индуктивности становится прерывистым. Максимальный коэффициент мощности, который может быть получен в таком случае, составляет 0,76, причем режим работы идентичен случаю индуктора со стороны переменного тока, который ранее обсуждался.

Улучшение коэффициента мощности может быть получено путем добавления конденсатора  $C_a$ , которая улучшает коэффициент мощности,  $\cos \varphi$ . Возможна конструкция для  $K_d$  и единичного коэффициента мощности  $\cos \varphi$ , что приводит к максимальному доступному коэффициенту мощности 0,905. Форма линейного тока может быть дополнительно улучшена с помощью комбинации входных и выходных фильтров нижних частот. Существует также несколько решений, основанных на резонансных сетях, которые используются для ослабления гармоник.

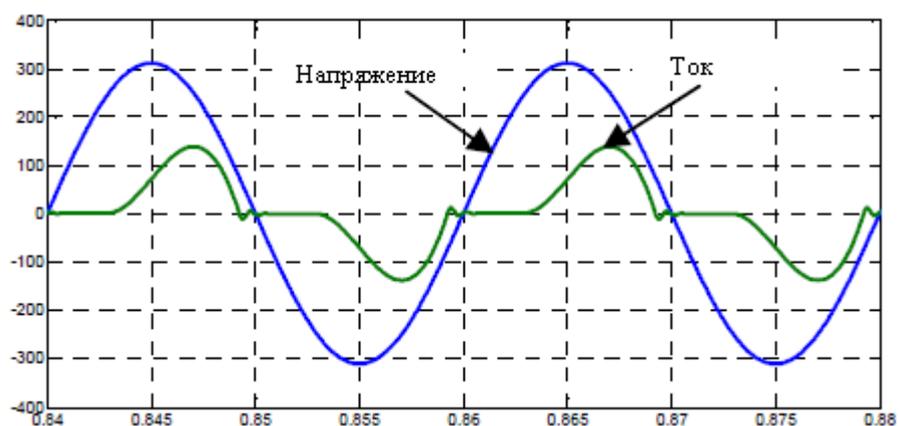
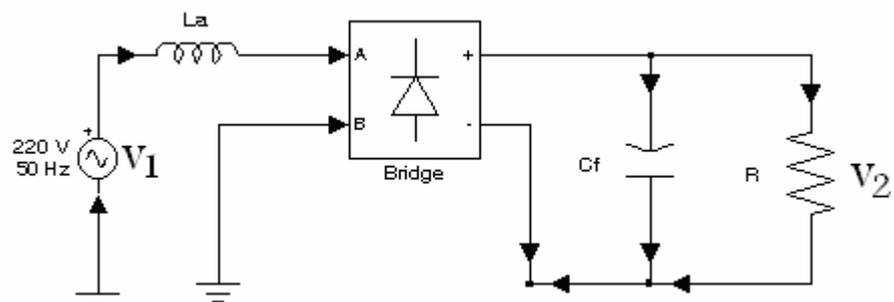


Рисунок 2.8 – Простейшая схема пассивного корректора мощности

Например, полосовой фильтр последовательного резонансного типа, настроенный на линейную частоту, вводится между источником переменного тока и нагрузкой. Данная схема воплощена на рисунке 2.10, коэффициент мощности 0,993.

Другая возможность заключается в использовании фильтра с фильтрами гармоник. Гармоническая ловушка состоит из последовательно-резонансной сети, соединенной параллельно источнику переменного тока и настроенной на гармонику, которая должна быть ослаблена. Например, фильтр, показанный на рис.2.11 имеет две гармонические ловушки, которые настроены на 3-ю и 5-ю гармоники соответственно, достигаемый коэффициент мощности 0,999.

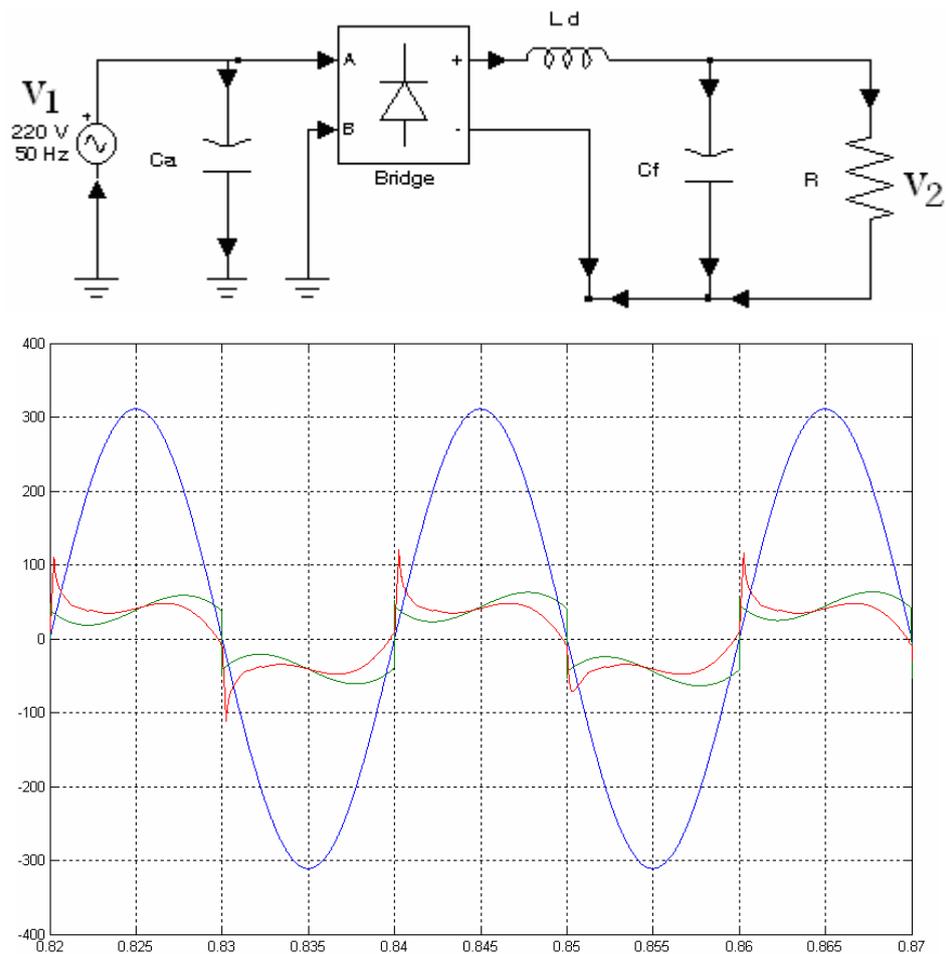


Рисунок 2.9 – Схема с LC-фильтром в сети постоянного тока

Пассивные методы коррекции коэффициента мощности обладают определенными преимуществами, такими как простота, надежность и прочность, нечувствительность к шумам и перенапряжениям, отсутствие генерации высокочастотного электромагнитного интерфейса (EMI) и отсутствие высокочастотных коммутационных потерь.

С другой стороны, они также имеют несколько недостатков. Решения на основе фильтров тяжелы и громоздки, поскольку используются частотно-реактивные компоненты

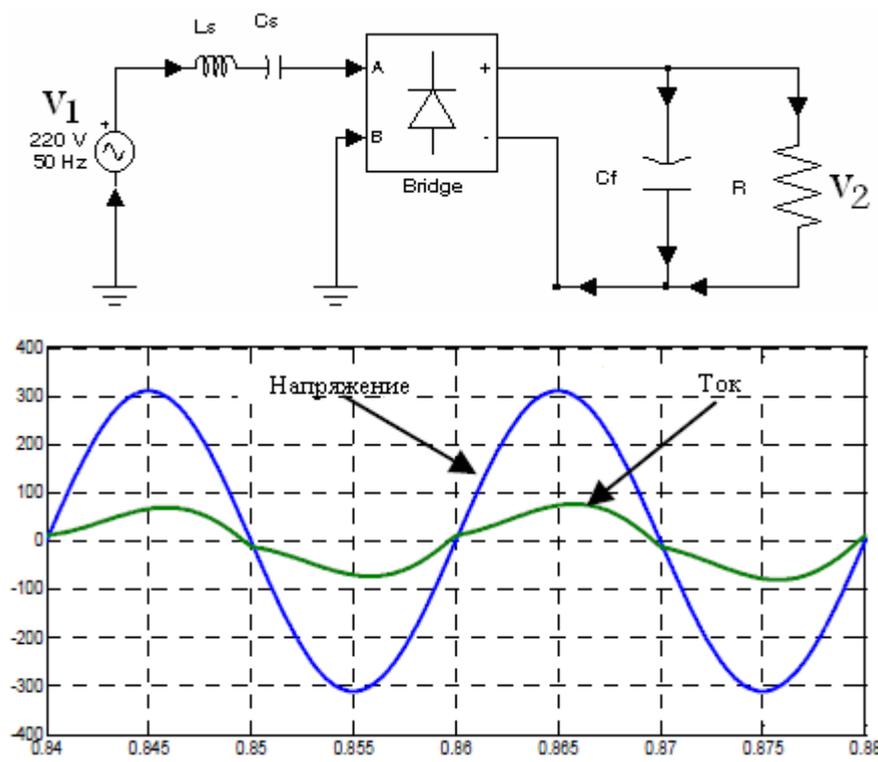


Рисунок 2.10 – Последовательный резонансный фильтр

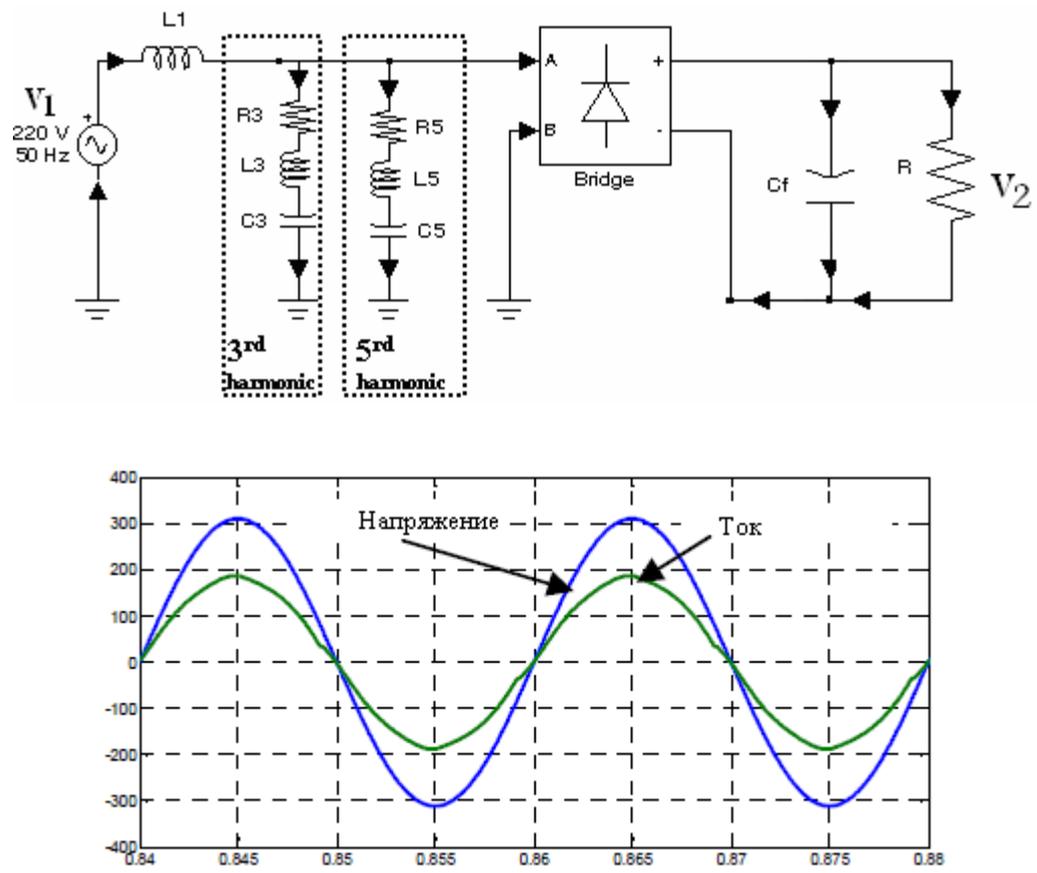


Рисунок 2.11 – Пассивный ККМ с резонансными фильтрами 3 и 5 гармоник.

Они также имеют плохой динамический отклик, отсутствие регулирования напряжения и форма входного тока зависят от нагрузки. Несмотря на то, что гармоники тока линии снижаются, основной компонент может показывать чрезмерный сдвиг фаз, что снижает коэффициент мощности. Кроме того, схемы, основанные на резонансных сетях, чувствительны к частоте линии. В системах с фильтрами гармоник последовательный резонанс используется для ослабления определенной гармоники. Однако также имеет место параллельный резонанс на разных частотах, который может усиливать другие гармоники.

### **2.3 Применение активных методов коррекции коэффициента мощности в преобразовательных установках**

Активные ККМ имеют различные системы и способы управления, а некоторые и способы работы. Самый распространённый и известный это тот же самый LC-фильтр только с ограниченной коммутацией емкости и индуктивности. Вид представлен на рисунке 2.12.

При этом существует 2 способа управления этой схемой, два режима работы ключа:

- 1) Замыкание происходит, когда ток равен 0, а размыкание при равенстве напряжения на входе дросселе и опорного напряжения.
- 2) Замыкание производится при равенстве напряжению на выходе дросселя и опорного напряжения, а размыкание при равенстве напряжения на выходе дросселе и опорного напряжения пропорционального среднему напряжению выпрямленной цепи.

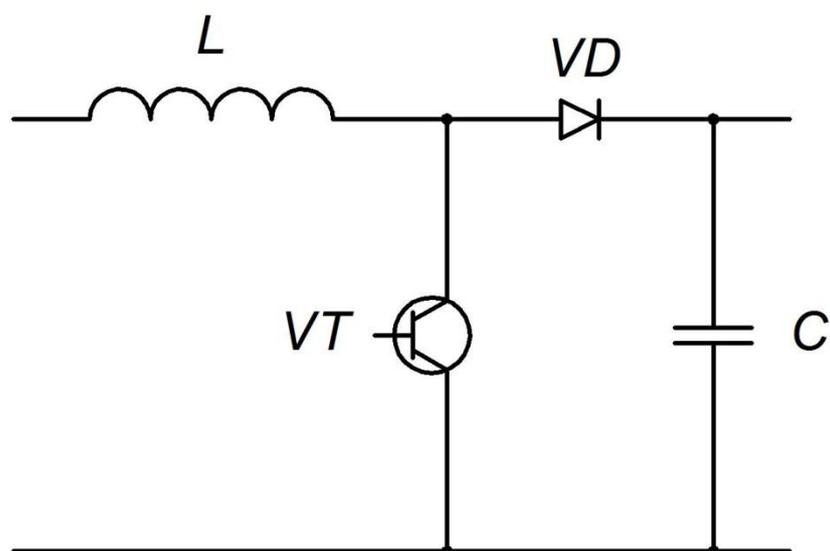


Рисунок 2.12 – Принципиальная схема активной коррекции коэффициента мощности

Такие системы дают высокий результат, достигая КМ 0.92-0.98. Однако на данный момент существует очень мало литературы направленных на проектирования данных ККМ, а точнее систем управления ими. Так же если после цепи переменного тока стоит инвертор то гармоники можно подавить, рассчитав параметры открытия углов транзисторов. При этом гармоники будут полностью отсутствовать в дальнейшей цепи, но ведет к потери получения необходимых показателей выходного напряжения, частоты, напряжения.

Также стоит отметить, что данные системы зачастую не универсальны, они должны жестко рассчитываться под определенные условия работы, т.е. реализация простейшего активного ККМ, например, инвертора с электроприводом, и регулировкой скорости вращения двигателя, с помощью регулирования частоты выдаваемой инвертором может нарушить расчетный баланс системы. Взять даже, резонансный фильтр, который ставится на выходе инвертора т.к. он все равно создает гармоники. То коэффициент передачи фильтра будет меняться в зависимости от частоты, согласно амплитудно-частотным характеристикам резонансных фильтров, выдаваемой инвертором и соответственно, ухудшается эффективность фильтра, и так как весь AC/DC/AC преобразователь будет зависеть друг от друга, это скажется и на

работе активного ККМ, однако известные методы проектирования закладывают постоянные величины в расчет, не имея ввиду возможность создания динамической системы, даже повышенная нагрузка на двигатель может вывести систему из строя. Что приводит к созданию более сложных современных АС/DC/АС преобразователей с возможностью регулирования напряжения цепи постоянного тока, регуляторы напряжения на инверторе и много других схем направленные на создание универсальных динамических систем с высоким КМ. [15]

В свободном доступе можно найти, уже существующие подобные схемы управления, например:

Такие системы управления имеют множество характеристик и защит от работы в не нормальных режимах, а так же возможна настройка на работу на других частотах.

Так же можно использовать корректор коэффициента мощности(ККМ) представляющий собой одновременно активный фильтр, в частности используется ККМ на базе повышающего преобразователя приближительная схема показана на рисунке 2.13. Активные методы ККМ, которые связаны с формированием линейного тока, с использованием коммутационных устройств, таких как MOSFET и IGBT, являются результатом прогрессов в силовых полупроводниковых устройствах. [8]

Выпрямитель с фазовым управлением. Он получен из выпрямителя с индуктором со стороны постоянного тока, где диоды заменяются тиристорами.

В зависимости от индуктивности  $L_d$  и угла зажигания  $\alpha$ , может быть получен коэффициент искажения близости  $K_d$  или коэффициент смещения  $\cos\varphi$ . Однако общий коэффициент мощности PF всегда меньше 0,7, индуктивность  $L_d$  и угол зажигания  $\alpha$  выбираются так, чтобы максимизировать  $K_d$ .

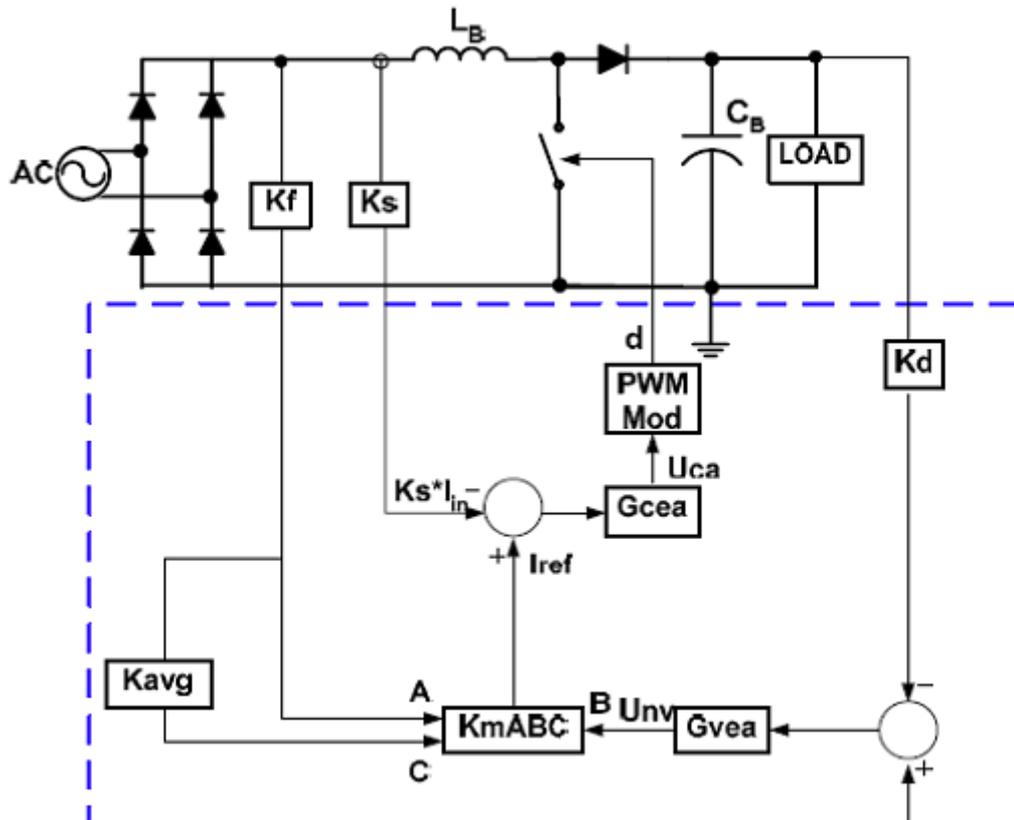


Рисунок 2.13 – Структура системы управления ККМ: AC – однофазный источник переменного напряжения;  $L_B$  – дроссель;  $C_B$  – электролитический конденсатор

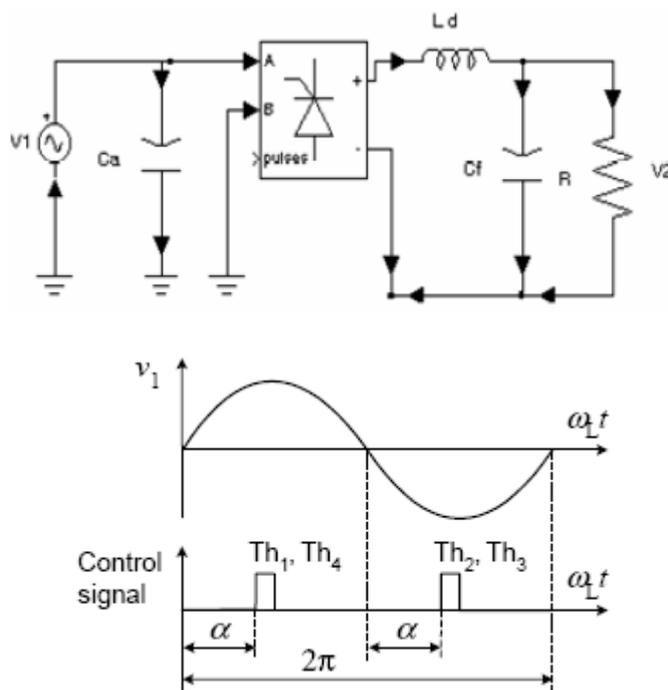


Рисунок 2.14 – Выпрямитель с фазовым управлением

Это подразумевает задержанный коэффициент смещения,  $\cos\phi$ , который компенсируется дополнительной входной емкостью  $C_a$ . Этот подход аналогичен тому, который используется для диодного мостового выпрямителя с индуктором на стороне постоянного тока. Это решение обеспечивает контролируемое выходное напряжение, оно простое, надежное и использует недорогие тиристоры. С отрицательной стороны, регулирование выходного напряжения происходит медленно и требует относительно большой индуктивности  $L_d$ . [30]

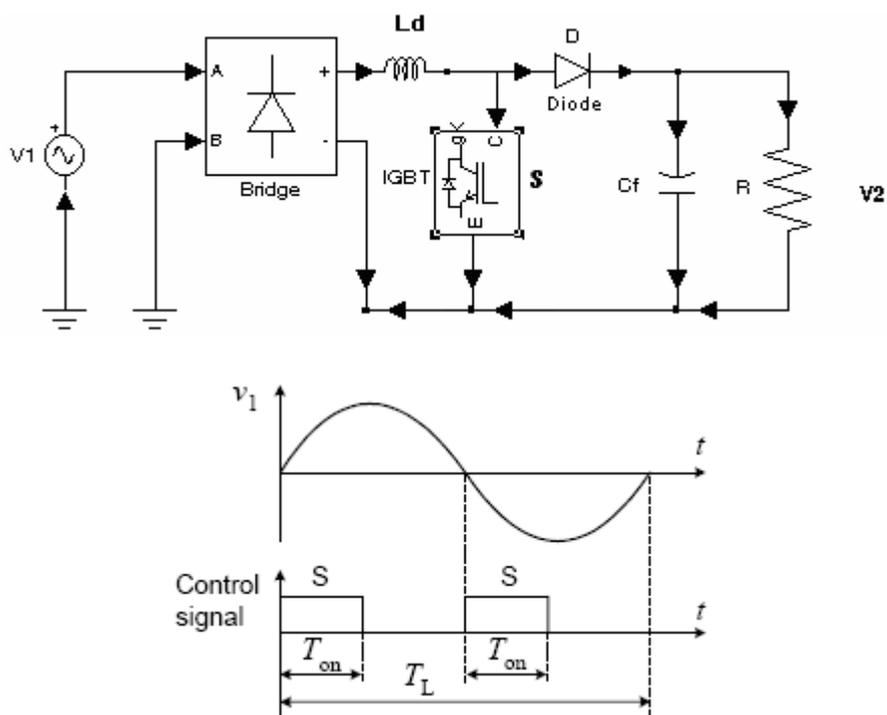


Рисунок 2.15 – Низкочастотный импульсный повышающий преобразователь

Низкочастотный импульсный повышающий преобразователь. Активный переключатель  $S$  включается на время  $T_{on}$ , чтобы увеличить интервал проводимости выпрямительных диодов. Также возможно иметь многократное переключение на половину линейного цикла при низкой частоте пере-

ключения, чтобы улучшить форму сетевого тока. Тем не менее, ток в линии имеет значительное количество пульсаций. [20]

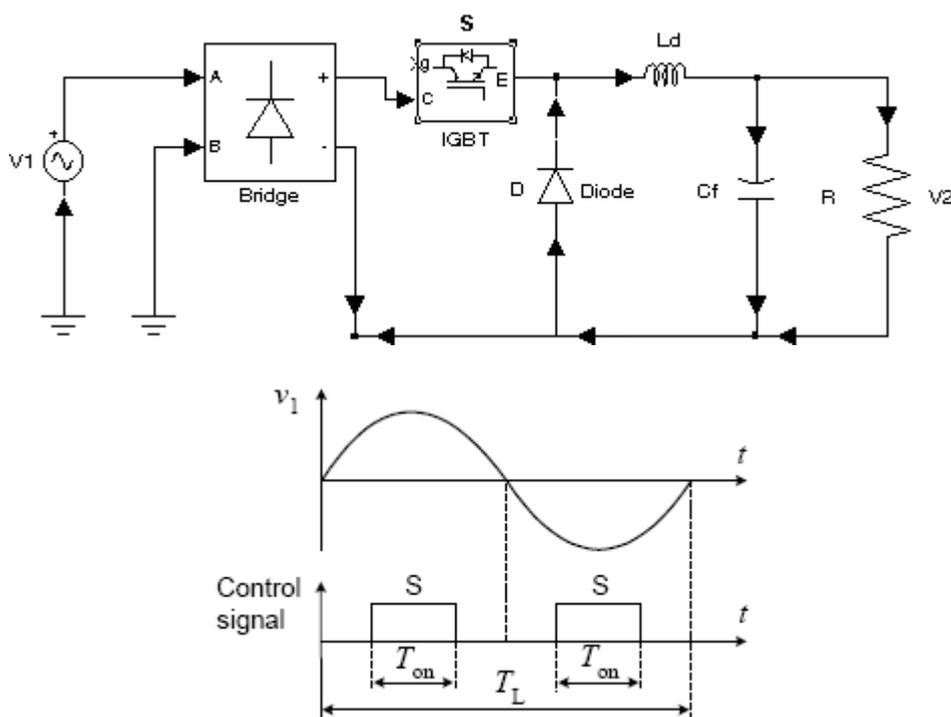


Рисунок 2.16 – Низкочастотный переключающий понижающий-конвертер

Низкочастотный переключающий понижающий-конвертер. Теоретически индуктивный ток постоянен для почти бесконечной индуктивности  $L_d$ . Переключатель включается на время  $T_{on}$ , а интервалы времени симметричны относительно пересечений нулевого напряжения. Форма линии тока квадратная с регулируемым рабочим циклом. Для содержания гармонических составляющих тока линии можно использовать несколько переключений на линейный цикл. Однако требуемая индуктивность  $L_d$  велика и непрактична. В заключение, низкочастотное переключение ККМ дает возможность контролировать выходное напряжение в определенных пределах. В таких схемах потери переключения и высокочастотные электромагнитные помехи незначительны. Однако реактивные элементы велики и регулирование выходного напряжения происходит медленно.

Каскад ККМ может быть реализован с использованием диодного моста и DC / DC-преобразователя с частотой переключения, намного превышающей частоту сети. В принципе, для этой цели можно использовать любой DC / DC-преобразователь, если подходящий метод управления используется для формирования его входного тока или если он обладает собственными свойствами ККМ. Преобразователи могут работать в режиме непрерывного тока индуктора - CISM, где ток индуктора никогда не достигает нуля в течение одного цикла переключения, или режим прерывистого индуктивного тока - DICM, где ток индуктора равен нулю во время интервалов цикла переключения. [27]

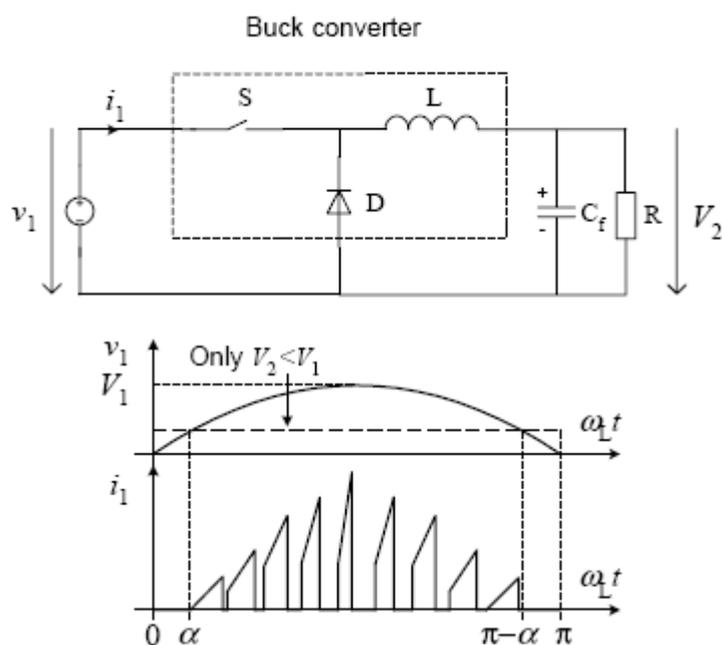


Рисунок 2.17 – Принцип работы понижающего конвертера

Понижающий-конвертер: понижающий преобразователь, имеет коэффициент конверсии понижения. Следовательно, можно получить выходное напряжение  $V_2$  ниже входного напряжения ( $V_1$ ). Однако преобразователь может работать только тогда, когда мгновенное входное напряжение  $v_1$  выше, чем выходное напряжение  $V_2$ . Следовательно, линейный ток коррекции коэффициента мощности, основанный на преобразователе Buck, имеет иска-

жения. Кроме того, входной ток преобразователя является прерывистым. Следовательно, даже в ССМ входной ток имеет существенный высокочастотный компонент, который увеличивает ЕМІ и фильтр требуется. Некоторые приложения ККМ, основанные на этой топологии.

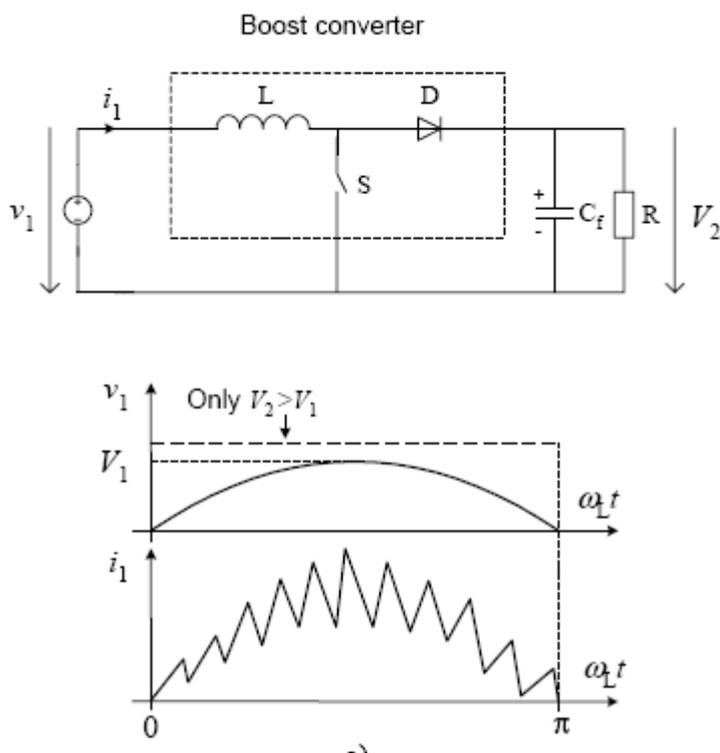


Рисунок 2.18 – Принцип работы усилительного конвертора

Повышающий преобразователь является наиболее распространенной топологией, используемой для коррекции коэффициента мощности, и может работать в двух режимах - непрерывном режиме проводимости (ССМ) и режиме прерывистой проводимости (DCM). Конвертер Boost имеет коэффициент преобразования повышающего коэффициента; Следовательно, выходное напряжение  $V_2$  всегда выше входного напряжения  $V_1$ . Работа возможна во всем линейном цикле, поэтому входной ток не имеет перекрестных искажений. Входной ток является непрерывным. Следовательно, входной ток с уменьшенным высокочастотным содержанием может быть получен при рабо-

те в СІСМ. Для применений со средней и высокой мощностью, где требования к входным фильтрам преобладают по размеру магнитных элементов, повышающий преобразователь ССМ является лучшим выбором из-за меньшего пикового тока (что уменьшает потери проводимости) и более низкого пульсирующего тока (что снижает требования к входным фильтрам И потери индуктивности переменного тока). По этим причинам преобразователь Boost, работающий в СІСМ, широко используется для ККМ. [28]

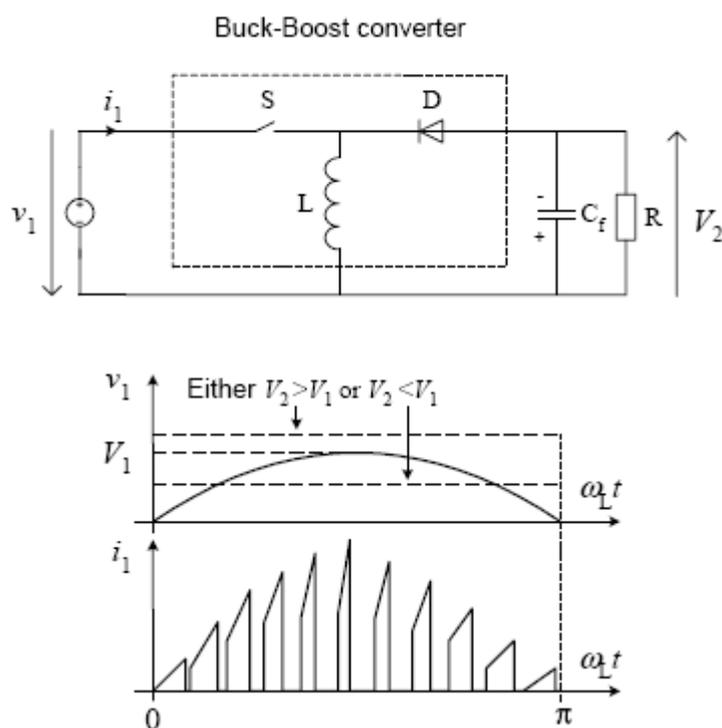


Рисунок 2.19 – Смесный конвертер

Смесный конвертер:

Конвертер смесного типа, может работать либо как понижающий, либо как повышающий преобразователь. Это означает, что выходное напряжение  $V_2$  может быть больше или меньше амплитуды  $V_1$  входного напряжения, что дает свободу в определении выходного напряжения. Работа возможна в течение линейного цикла, и может быть получен синусоидальный ток в ли-

нии. Однако выходное напряжение инвертируется, что приводит к более высокому напряжению для переключателя. Более того, подобно конвертеру понижающему, входной ток прерывистый со значительным высокочастотным содержанием. Таким образом, входной ток имеет значительный высокочастотный компонент, который увеличивает требования к электромагнитной совместимости и фильтрации. В дополнение к этим базовым преобразователям, два переключателя смешанного преобразователя, является интересным решением. Он работает как конвертор понижающий, когда входное напряжение выше выходного напряжения и как преобразователь повышающий, когда входное напряжение ниже выходного напряжения. Таким образом, работа возможна во всем линейном цикле, и выходное напряжение можно варьировать в широком диапазоне, подобно конвертеру смешанному. Другим положительным аспектом является то, что из-за его неинвертированного выходного напряжения, напряжение на переключателях ниже, чем в конвертере смешанном. Однако эта топология имеет увеличенное количество коммутаторов, что приводит к более высоким потерям стоимости и проводимости.

Выпрямитель ШИМ: другой неизолированной топологией ККМ является ШИМ-выпрямитель. Топология в может выдавать повышающие или понижающие выходы, такие как цепь повышения напряжения. Полно модульный ШИМ-выпрямитель в обеспечивает повышающий выход. Для достижения единственного коэффициента мощности для схемы выпрямителя ШИМ необходимы два или четыре переключателя мощности, поскольку в нем используется конфигурация с неполным или полным мостом. Это также требует более сложного управления, чем топология повышения. Использование активных методов ККМ приводит к одному или нескольким

Из следующих преимуществ:

- Низкое содержание гармоник во входном токе по сравнению с пассивными методами.
- Уменьшение номинального тока конденсатора выходного фильтра.
- Возможно достижение необходимого коэффициента мощности.

- Для более высоких уровней мощности активные методы ККМ приведут к увеличению размера, веса и стоимости по сравнению с пассивными методами ККМ.

«Математическая модель ККМ. Основным отличием ее от классических схем с умножителем является то, что для получения синусоидального входного тока не требуется измерения линии переменного тока (отсутствует датчик напряжения на входе), так как вся необходимая информация получается из постоянного напряжения на выходе преобразователя и тока дросселя. Данная методика управления, разработанная и запатентованная сравнительно недавно, получила название «one cycle control» (ОСС). В отечественной литературе она известна как методика управления с интегрированием внутри такта. ОСС упрощает процесс коррекции коэффициента мощности при обеспечении такого же высокого качества, как и у традиционных методик с умножителем» [9].

«При построении схемы замещения принимались допущения об идеальности и линейности всех компонентов» [9].

«Как известно, модели автоматических систем на базе полупроводниковых преобразователей с широтно-импульсной модуляцией относятся к классу систем вида» [9].

$$\frac{d\bar{X}}{dt} = \bar{G}(A, \bar{X}, t) \quad (2.1)$$

«Где  $\bar{X}$  – вектор фазовых переменных;  $\bar{G}$  – периодическая векторная функция,  $A$  – матрица параметров системы» [9].

«Решение системы (2.1) ищется в виде периодического движения» [9].

$$\bar{X}(t) = \bar{X}(t + \alpha), \quad (2.2)$$

где  $\alpha$  – период коммутации вентиля

«Функция (2.1) имеет разрывы первого рода на некоторых гладких поверхностях (гиперповерхностях), которые задаются выражением» [9].

$$\xi_j(t, \bar{X}) = 0, \quad (2.3)$$

где  $j = 1, 2, \dots, k$ .

«Поверхности  $\xi_j(t, \bar{X}) = 0$  разбивают пространство  $(\bar{X}, t)$  на области, в которых движение системы определяется различными дифференциальными уравнениями с «гладкими» правыми частями. На границах областей решения этих частичных систем «сшиваются» [9].

Систему работы преобразования можно представить, как систему замещения можно описать нелинейными диф. уравнениями

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= -Ri_L - K_{FD}(\xi(t)) u_c + u \\ L \frac{di_L}{dt} &= i_L K_{FD}(\xi(t)) - \frac{U_c}{R_H} \\ \frac{du_c}{dt} &= -\frac{\alpha_1 \beta_1}{T} U_c + \frac{\alpha_1 U_3}{T} \end{aligned} \quad (2.4)$$

«где  $i_L$  – ток в индуктивности;  $u_c$  – напряжение на емкости фильтра;  $K_{FD}(\xi(t))$  – функция, описывающая коммутацию диода;  $u$  – функция выпрямленного сетевого напряжения;  $T$  – постоянная времени интегрирования» [9].

Уравнение функции  $\xi(t)$  примет вид

$$\xi(t) = \alpha_2 (\alpha_1 (U_3 - \beta_1 u_c) - \beta_2 i_L) - [X_{in}]_2 \quad (2.5)$$

Где  $[X_{in}]_2$  – напряжение выхода интегратора.

Уравнение коммутации  $K_F(\xi(t)) = 1 - K_{FD}(\xi(t))$  описывает поведение вентиля на разных временных промежутках при работе ШИМ.  $K_F(\xi(t))$  зависит от того какая САУ использоваться будет в системе в нашем случае принимаем однополярную нереверсивную. Исходя из этого, уравнение принимает следующий вид.

$$K_F(\xi(t)) = \frac{1}{2}[1 + \text{sign}(\xi(t))] \quad (2.6)$$

Соответственно уравнение может принимать результаты 1 и 0.

Исходную систему мы преобразуем в матричный вид.

$$\frac{d\bar{X}}{dt} = A(K_F(\xi(t))\bar{X} + \bar{B}(i_L)) \quad (2.7)$$

где  $A$  – Это матрица системы уравнений которая может принимать несколько значений –  $A_1, A_2, A_3$  – все зависит от режима коммутаций и разрывов тока;  $\bar{X} = x_1 \ x_2 \ ^T = i_L \ u_c \ ^T$  – представляет из себя вариации векторных состояний;  $\bar{B}$  – вектор внешних возмущений, который способен принимать различные значения в зависимости от прерывистости тока дросселя или его непрерывности.

Математическое моделирование исходного уравнения связано с рядом трудностей, в том числе и с построением обратной матрицы, которая при решении вырождается.

Была предложена методика воссоздания численно-аналитического решения поведения системы подобных устройств, в свою очередь которая обязана уменьшить время затраты для получения конечного результата и дает большие возможности для исследования динамических систем управления.

Фактически третья часть уравнения уделена решению напряжения емкости преобразователя  $U_c$ , первые же два уравнения в исходном, не зависят от напряжения на выходе интегрирующего звена  $U_v$ . Таким образом можно разбить решение на две части.

1. Решение системы дифференциальных уравнений.
2. Решение уравнения на основе полученного аналитического решения.

Разберём каждую часть.

Часть первая. Преобразователь за время такта меняет структуру в зависимости от прерывистости токов и коммутационных процессов. Реактивный ток индуктивности преобразователя может снизиться до нуля только при за-

крытом вентиле управления. С помощью этого мы можем разбить цикл работы на несколько, функций в которых уравнения непрерывны и тем самым преобразовав выше перечисленные формулы получим:

$$\frac{d\bar{X}}{dt} = \begin{cases} A_1\bar{X} + \bar{B}_1, & \text{где } (k-1)a < t \leq t_{k1}; & K_F = 1, i_L > 0; \\ A_2\bar{X} + \bar{B}_2, & \text{где } t_{k1} < t \leq t_{k2}; & K_F = 0, i_L > 0; \\ A_3\bar{X} + \bar{B}_3, & \text{где } t_{k2} < t \leq k \cdot a; & K_F = 0, i_L = 0. \end{cases} \quad (2.8)$$

где  $a$  – период следования тактовых импульсов;  $t_{k1}$  – момент коммутации;  $t_{k2}$  – момент снижения тока до нулевого значения.

Если в течении периода ток не уменьшается до нуля то можно разбить на две части, при этом  $t_{k2} = ka$ . Оригинальная система уравнений разбивается с помощью графическо-аналитического методом.

1. Момент коммутации ключа преобразователя.
2. Момент снижения тока дросселя до нуля.
3. Конец тактового интервала.

Решение оригинальной системы уравнений с помощью уравнения Коши получает вид:

$$\bar{X}(t) = e^{A(t-t_0)}\bar{X}_0 + e^{A(t-t_0)} \int_{t_0}^t e^{-A(\tau-t_0)} B \sin(\omega\tau) d\tau \quad (2.9)$$

Раскрыв интеграл, получим решение в виде

$$\bar{X}(t) = e^{A(t-t_0)}\bar{X}_0 + [e^{A(t-t_0)}(A \sin(\omega t_0) + E\omega \cos(\omega t_0)) - (A \sin(\omega t) + E\omega \cos(\omega t))](A^2 + \omega^2 \cdot E)^{-1} B \text{sign}(\sin[\omega t]), \quad (2.10)$$

где  $E$  – единичная матрица, а функция  $\text{sign}(\sin[\omega t])$  указывает на выпрямленное значение входного сигнала и следит за знаком второго слагаемого.

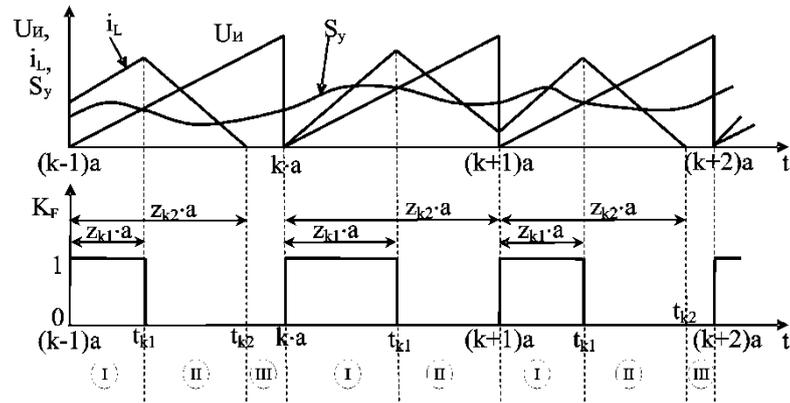


Рисунок 2.20 – Временные диаграммы работы системы управления:

Выражение (2.10) характеризует переменные на каждом отдельном участке. Подобно уравнениям схожими с граничными условиями, начальные условия одних частей оказываются окончательным решением других предшествующих этапов. Произведем замену переменную времени на  $z$  переменную таким образом избавившись от ненужных частых пересчетов изменения топологических моментов цепи.

$$\begin{aligned} \bar{X}(z) = & e^{A(z-z_0)a} \bar{X}_0 + [e^{A(z-z_0)a} (A \sin[\omega(k-1+z_0)a] + \\ & + E\omega \cos[\omega(k-1+z_0)a] - (A \sin[\omega(k-1+z)a] + \\ & + E\omega \cos[\omega(k-1+z)a])] (A^2 + \omega^2 E)^{-1} \bar{B} \text{sign}(\sin[\omega(k-1+z)a]). \end{aligned} \quad (2.11)$$

Попробуем рассмотреть уравнение (2.11) на основании оригинальной системы для каждого участка непрерывности (2.9). Исходя из этого и метода формирования импульса, зная, что  $K_F$  имеет возможность, меняется только в ограниченный интервал времени  $[(k-1)a, ka]$ : в точке  $t_{k1}$ , которая будет приниматься за время коммутации. Ток плавно сходится к нулю в время  $t_{k2}$  при закрытом вентиле. Соответственно уравнение (2.11) возможно разобрать на несколько участков, в которых функция постоянна, вентиль открыт ( $K_F = 1$ ), вентиль закрыт ( $K_F = 0$ ), вентиль закрыт, и электромагнитная энергия в дросселе израсходована ( $K_F = 0, i_L = 0$ )» [9].

1. Участок слева от момента коммутации:  $k - 1 a \leq t \leq t_{k1}$ . Коммутационная функция на данном участке принимает значение  $K_F = 1$ .

Основная матрица системы и вектор вынуждающих воздействий принимают следующий вид:

$$A_1 = \begin{vmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \cdot R_H} \end{vmatrix}, \quad \bar{B} = \begin{vmatrix} U_m/L \\ 0 \end{vmatrix} \quad (2.12)$$

где  $U_m$  – амплитуда входного напряжения.

С учетом того, что начальные условия определяются из предыдущего тактового интервала:  $\bar{X}_0 = \bar{X}_{k-1} = \bar{X}((k-1)a)$ , – решение (2.11) исходной системы (2.4а, 2.4б) на данном участке записывается как:

$$\begin{aligned} \bar{X}_{t_{k1}} = \bar{X}(z_{k1}) = & e^{A_1 z_{k1} a} \bar{X}_0 + [e^{A_1 z_{k1} a} (A_1 \sin(\omega(k-1)a) + \\ & + E\omega \cos(\omega(k-1)a)) - (A_1 \sin(\omega(k-1+z_{k1})a) + \\ & + E\omega \cos(\omega(k-1+z_{k1})a))] (A_1^2 + \omega^2 E)^{-1} B \text{sign}(\sin[\omega(k-1+z_{k1})a]). \end{aligned} \quad (2.13)$$

2. Участок справа от момента коммутации:  $t_{k1} < t \leq t_{k2}$ . Коммутационная функция на данном участке принимает значение  $K_F = 0$ . Основная матрица системы и вектор вынуждающих воздействий на этом участке имеют следующие значения:

$$A_2 = \begin{vmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R_H} \end{vmatrix}, \quad \bar{B} = \begin{vmatrix} U_m/L \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (2.14)$$

Начальными условиями являются значения вектора переменных состояния в момент коммутации ключа  $t_{k1}$ :  $\bar{X}_0 = \bar{X}_{t_{k1}} = \bar{X}(z_{k1})$ .

Таким образом, решение оригинальной системы (2.4) на текущем временном промежутке имеет вид

$$\begin{aligned} \bar{X}_{t_{k2}} = \bar{X}(z_{k2}, z_{k1}) = & e^{A_2(z_{k2}-z_{k1})a} \bar{X}_{t_{k1}} + [e^{A_2(z_{k2}-z_{k1})a} (A_2 \sin[\omega(k-1+z_{k1})a] + \\ & + E\omega \cos[\omega(k-1+z_{k1})a]) - (A_2 \sin[\omega(k-1+z_{k2})a] + \\ & + E\omega \cos[\omega(k-1+z_{k2})a])] (A_2^2 + \omega^2 E)^{-1} B \text{sign}(\sin[\omega(k-1+z_{k2})a]). \end{aligned} \quad (2.15)$$

3. Участок справа от момента коммутации (режим прерывистого тока):  $t_{k2} < t \leq ka$ . Коммутационная функция на данном участке принимает значение

$K_F = 0$ , а ток дросселя  $i_L = 0$ . Основная матрица системы и вектор вынуждающих воздействий на данном участке имеют следующий вид:

$$A_3 = \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \cdot R_H} \end{vmatrix}, \quad \bar{B}_3 = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (2.16)$$

Начальными условиями для этого интервала гладкости являются значения вектора переменных состояния в момент времени  $t_{k2}$ :

$\bar{X}_0 = \bar{X}_{t_{k2}} = \bar{X}(z_{k2}, z_{k1})$ . Решение системы (2.4а, 2.4б) на данном интервале имеет вид

$$\bar{X}(z_{k2}) = e^{A_3(1-z_{k2})a} \bar{X}_{t_{k2}} \quad (2.17)$$

Этап 2. Уравнение (2.4в) решается методом последовательного приближения:

$$X_n(t) = X_n(t_0) + \frac{\alpha_1}{T} \int_{t_0}^t (U_3 - \beta_1 X(\tau)) d\tau \quad (2.18)$$

где  $X(\tau)$  – вектор фазовых переменных, результат решения первых двух частей оригинального уравнения (2.4).

По аналогии с первым этапом рассмотрим решение (2.18) на трех интервалах постоянства структуры.

1. Участок слева от момента коммутации:  $(k-1)a \leq t \leq t_{k1}$ . Следует отметить, что начальные условия  $X_n(t_0)$  для каждого такта будут нулевыми, что обусловлено работой схемы сброса (рисунок 2.20).

$$\begin{aligned} X_n(z_{k1}) = & X_n((k-1)a) + \frac{\alpha_1 U_3 z_{k1} a}{T} + \frac{\alpha_1 \beta_1}{T} A_1^{-1} (E - e^{A_1 z_{k1} a}) \bar{X}_0 - \\ & - \frac{\alpha_1 \beta_1}{T} (e^{A_1 z_{k1} a} (E \sin[\omega(k-1)a] + A_1^{-1} \omega \cos[\omega(k-1)a])) + \\ & + \frac{A_1}{\omega} \cos[\omega(k-1+z_{k1})a] - E \sin[\omega(k-1+z_{k1})a] - A_1^{-1} \omega \cos[\omega(k-1)a] - \\ & - \frac{A_1}{\omega} \cos[\omega(k-1)a] (A_1^2 + \omega^2 E)^{-1} B \text{sign}(\sin[\omega(k-1+z_{k1})a]). \end{aligned} \quad (2.19)$$

2. Участок справа от момента коммутации до момента начала прерывистого тока (если этот режим есть):  $t_{k1} < t \leq t_{k2}$ .

$$\begin{aligned}
X_{\text{и}}(z_{k2}, z_{k1}) = & X_{\text{и}}(z_{k1}) + \frac{\alpha_1 U_3 (z_{k2} - z_{k1}) a}{T} + \frac{\alpha_1 \beta_1}{T} A_2^{-1} (E - e^{A_2 (z_{k2} - z_{k1}) a}) \bar{X}_{t_{k1}} - \\
& - \frac{\alpha_1 \beta_1}{T} (e^{A_2 (z_{k2} - z_{k1}) a} (E \sin[\omega(k-1+z_{k1})a] + A_2^{-1} \omega \cos[\omega(k-1+z_{k1})a]) + \\
& + \frac{A_2}{\omega} \cos[\omega(k-1+z_{k2})a] - E \sin[\omega(k-1+z_{k2})a] - A_2^{-1} \omega \cos[\omega(k-1+z_{k1})a] - \\
& - \frac{A_2}{\omega} \cos[\omega(k-1+z_{k1})a]) (A_2^2 + \omega^2 E)^{-1} B \text{sign}(\sin[\omega(k-1+z_{k2})a]).
\end{aligned} \tag{2.20}$$

3. Участок справа от момента коммутации (режим прерывистого тока):

$$t_{k2} < t \leq ka.$$

Индуктивный ток системы  $X_1(t)$  на данном промежутке времени равен нулю, а напряжение  $X_2(t)$  описывается разрядкой электрической энергии запасенной в конденсаторе, получаем уравнение вида.

$$\begin{aligned}
[X_{\text{и}}(z_{k2})]_2 = & [X_{\text{и}}(z_{k2}, z_{k1})]_2 + \frac{\alpha_1 U_3 (1 - z_{k2}) a}{T} - \\
& - \frac{\alpha_1 \beta_1}{T} X_2(z_{k2}, z_{k1}) R_{\text{н}} C (E - e^{-(1-z_{k2})a/R_{\text{н}}C}).
\end{aligned} \tag{2.21}$$

Для нахождения путей решения оригинального уравнения (2.4) находим решением на каждом временном промежутке, где уравнение не прерывно  $z_{k1}$  и относительной величины  $z_{k2}$ , показывающей положение точки прерывания тока внутри тактового интервала. Поиск  $z_{k1}$  и  $z_{k2}$  возможен любым из известных численных методов решения нелинейных уравнений по представленным ниже алгоритмам. [2]

Алгоритм поиска  $z_{k1}$  формулируется следующим образом:

1) импульс может возникнуть только в начале тактового интервала  $(k-1)a < t \leq ka, k = 1, 2, \dots, n,$

2) если  $\xi|_{t=(k-1)a+0} \leq 0$ , то  $t_{k1} = (k-1)a$ , а относительная длительность импульса  $z_{k1} = 0$ ;

3) если  $\xi|_{t=(k-1)a+0} > 0$ , а  $\xi|_{t=ka-0} < 0$ , то  $t_{k1}$  – наименьший корень уравнения  $\xi(t_{k1}) = 0$ , а  $z_{k1} = (t_{k1} - (k-1)a)/a$ ; причем для повышающего преобразователя необходимо ограничивать максимальное значение  $z_{k1}$  на определенном

уровне (обычно 0,85...0,95) для предотвращения короткого замыкания цепи на входе;

4) если  $\xi(t) > 0$  в пределах всего тактового интервала, то  $t_{k1} = ka$ , а  $z_{k1}$  принимает максимально возможное значение, ограниченное по 3.

«Алгоритм поиска  $z_{k2}$ . Ток проходящий в системы уменьшается до нуля только при закрытом ключе ( $K_F = 0$ ). Для нахождения коэффициента непрерывности тока  $z_{k2}$  необходимо рассмотреть поведение тока на втором участке постоянства системы» [9].

1) ток дросселя ( $X_1$ ) может снизиться до нуля в начале интервала  $t_{k1} < t \leq t_{k2}$ ;

2) если  $X_1|_{z=z_{k1}+0} \leq 0$ , то  $z_{k2} = z_{k1}$ ;

3) если  $X_1|_{z=z_{k1}+0} > 0$  а  $X_1|_{z=0} < 0$ , то  $z_{k2}$  – наименьший корень уравнения  $X_1(z_{k2}, z_{k1}) = 0$  (решение уравнения (7) относительно тока);

4) если  $X_1(z_{k2}, z_{k1}) > 0$  в пределах всего интервала закрытого ключа, то  $z_{k2} = 1$ , т.е. преобразователь работает в режиме непрерывного тока дросселя (участок  $t_{k2} < t \leq ka$  отсутствует).

С помощью программной среды MATLAB можно получить некоторые решения системы.

В начале в исходных данных мы вводим данные нашего преобразователя рассчитанные на основе стандартных методик, выбираем тип расчета временные диаграммы; однопараметрический или двухпараметрический анализ; автоматическая оптимизация параметров системы и поиск значений параметров преобразовательной системы. Затем начинаем моделирование нажимая кнопку запуска. [1]

Моделирование проводилось при следующих исходных данных.

Выбираем основные параметры: подаваемое напряжение на вход системы –  $U_c = 220$  В; напряжение на выходе –  $U_{вых} = 400$  В; частота коммутации вентиля –  $f_k = 40$  кГц; индуктивность –  $L = 2,4$  мГн; емкость –  $C = 1000$  мкФ;

эквивалентное потерям сопротивление преобразователя, –  $R = 1$  Ом; соответствующие сопротивление выбираемой нагрузки –  $R_H = 160$  Ом.

Параметры системы управления: делитель выходного напряжения –  $\beta_1 = 0,01$ ; напряжение задания –  $U_3 = 4$  В; делитель входного тока –  $\beta_2 = 1$ ; коэффициент усиления регулятора напряжения –  $\alpha_1 = 20$ ; постоянная времени интегрирования –  $T = 25$  мкс; коэффициент усиления регулятора тока дросселя –  $\alpha_2 = 1$ .

На рисунке 2.21 показаны временные диаграммы работы ККМ. Как видно, при пуске системы формируется бросок тока до уровня 106 А (рисунок 2.21), объясняемый отсутствием энергии в конденсаторе системы, а также непосредственным включением в сеть.

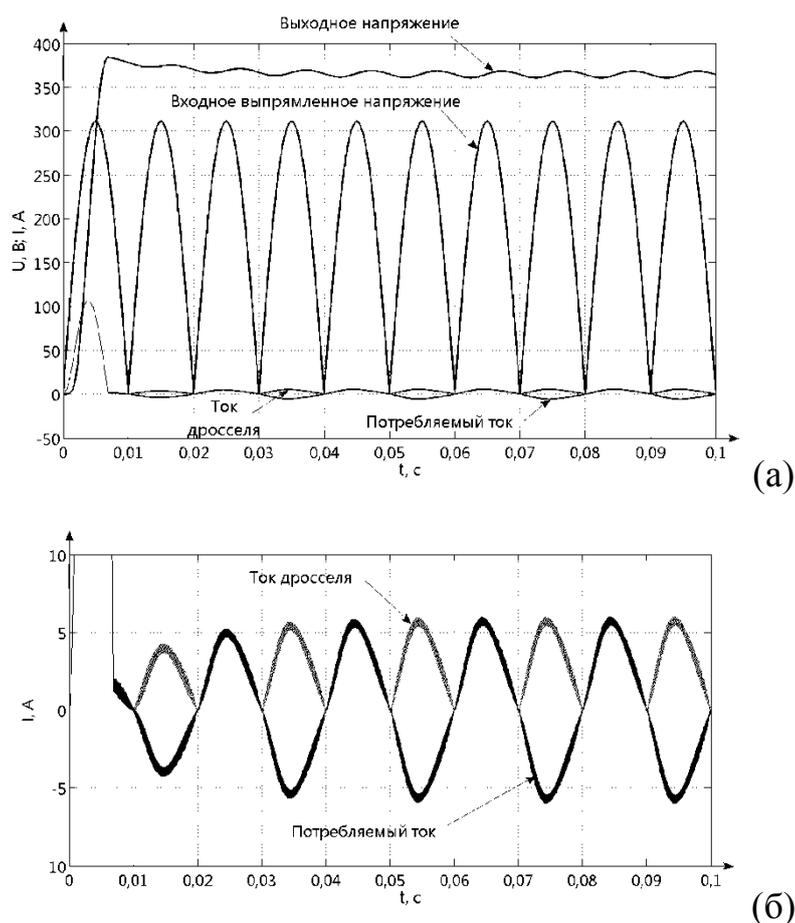


Рисунок 2.21 – Мгновенные значения токов и напряжений ККМ

В существующих системах преобразования часто используют системы с плавным пуском, даже в месте с системами защиты, броски тока и коммутационные процессы могут негативно влиять на преобразователь вплоть до выхода его из строя. [23]

На рисунке 2.21 наглядно изображены некоторые полученные характеристики, ток дросселя и ток потребляемый системой из сети, потребляемый преобразователем из сети. Как видно из рисунка, поглощаемый ток близок к синусоидален и практически не имеет смещения относительно напряжения. В результате получены следующие энергетические показатели:  $\cos\varphi_1 = 0,9997$ ;  $K_T = 0,0802$ ;  $K_M = 0,9965$ . [14]

«Необходимость определения оптимальных значений параметров пассивных элементов, при которых достигаются наиболее выгодные энергетические показатели, требует проведения двухпараметрического анализа динамики изменения энергетических показателей. Известно, что емкость и индуктивность связаны друг с другом через характеристическое сопротивление  $\rho = \sqrt{L/C}$ . Построив зависимости показателей качества электроэнергии от характеристического сопротивления (рисунок 2.22), можно определить наиболее оптимальные значения параметров пассивных элементов или значение одного из них, зная номинал другого» [9].

«Как следует, при значениях до 1000 мкФ быстро улучшаются энергетические показатели. При дальнейшем увеличении емкости этот положительный эффект снижается» [9].

При использовании емкостной батареи 1000 мкФ данная величина объясняется достижением экстремума функции характеристического сопротивления,  $\rho = 4$  Ом. Соответственно подобным образом происходит подбор оптимальной индуктивности для любой другой конденсаторной батареи. При повышении индуктивности получались другие энергетические показатели равные  $\cos\varphi_1 = 0,9999$ ;,. Как можно заметить, в результате оптимизации мы получили улучшенные энергетические характеристики. В наибольшей степе-

ни изменился коэффициент гармонических искажений  $K_g$ , который уменьшился в 1,4 раза. [16]

Однако это является не пределом оптимизации, в теории можно увеличить емкость и больше 1000 мкф тем самым получив и другие энергетические характеристики, однако эффективность данного увеличения можно оставить под вопросом. [19]

Схема коррекции активной мощности представляет собой источник питания, который, с полным сопротивлением нагрузки, линейным или нелинейным, резистивная нагрузка поступает от электросети. Конструкция активной системы коррекции сложнее и требует использования специализированных интегральных схем и микроконтроллеров. Системы коррекции коэффициента активной мощности используются преобразователи переменного тока постоянного тока, соединенные последовательно с нагрузкой или с другим компонентом источника питания, например, преобразование второго шага DC-DC и DC-AC. Коррекция активной мощности включается и выключается с использованием одного транзистора или транзисторов в конфигурации моста. Для меньшей мощности используются транзисторы MOSFET, и для большей емкости используются IGBT. Однотранзисторные преобразователи переменного тока с функцией PFC обычно строятся в следующих конфигурациях:

- Шаг вниз (Buck),
- Шаг вверх (Boost) и
- Смешанная (Buck-Boost).

Наиболее широко используемая система - это повышение (повышение). Характерная особенность инвертора AC-DC, работающего для настройки повышающего напряжения, выше, чем значение выходного напряжения постоянного тока, чем максимальное входное напряжение переменного тока. Из-за способа тока проводимости через индуктивность уравнивателя PFC используются уже ранее упоминающийся методы:

- ССМ - режим непрерывной проводимости,

DCM - режим прерывистой проводимости,  
CRM - режим критической проводимости,  
BCM - режим граничной проводимости и  
TM - режим перехода.

При управлении непрерывным потоком тока используется типичная частота коммутации ШИМ или фиксированный или переменный метод гистерезиса частоты коммутации. [7]

Преобразователь переменного тока с активной коррекцией коэффициента мощности PFC с источником питания DC-DC и DC-AC. На рисунке 1 показана блок-схема преобразовательного модуля, изготовленного из AC-DC с активной коррекцией коэффициента мощности, сделанной в топологии, повышающейся от постоянного тока проводимости (CCM). Эта система состоит из катушки L, переключающего транзистора T, диода D и конденсатора C2. На его входе напряжение, подаваемое выпрямителем и фильтром C1, выпрямляется. На выходе регулируемого напряжения получается UDC. Поведение тока синусоидального переменного тока и фазы в соответствии с напряжением сети является подходящим, с импульсным переключением включения и выключения транзистора T с фиксированной частотой 20 кГц и переменной шириной импульса.

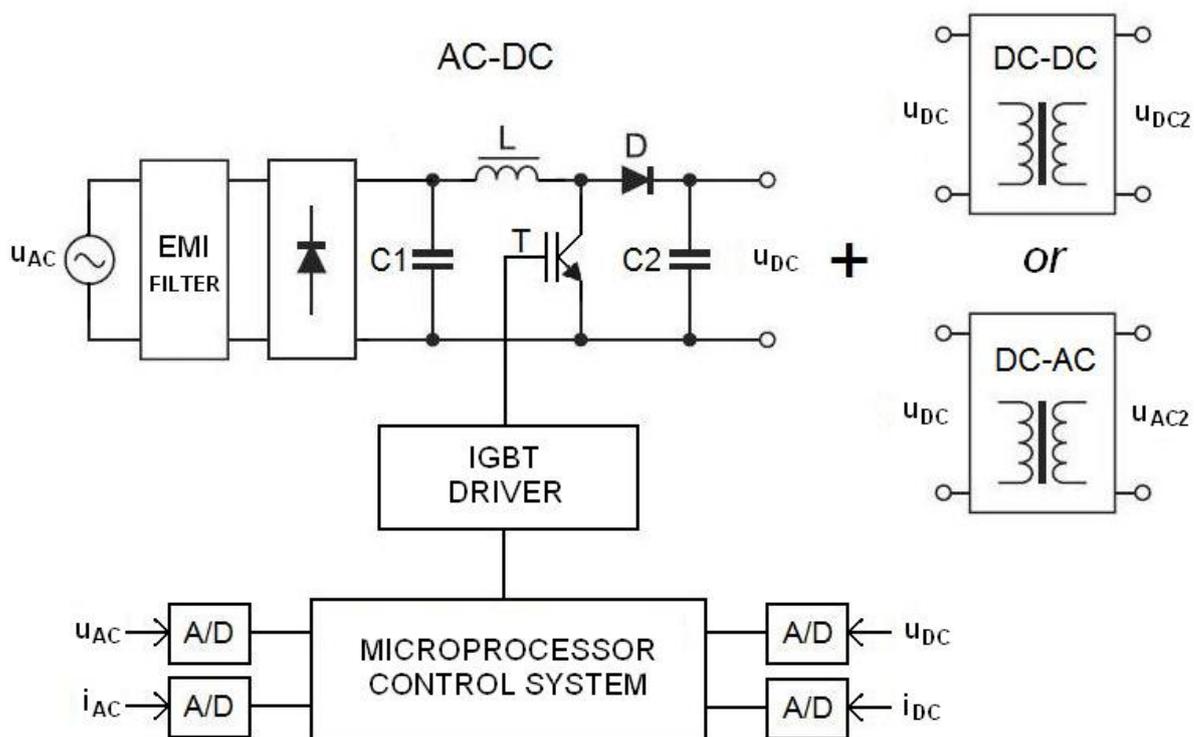


Рисунок 2.23 – Блок-схема преобразователя AC-DC с коррекцией

Коэффициента мощности PFC Транзистор Т управляется широтно-импульсной модуляцией сигнала (PWM) с помощью драйвера IGBT с микропроцессорной системой управления. Реализованный алгоритм в коррекции коэффициента мощности микропроцессора PFC вычисляет управление длительностью импульса на основе измеренных значений тока и напряжения. [6]

Корректировка коэффициента мощности PFC-алгоритма. Алгоритм коррекции коэффициента мощности (PFC), выполненный микропроцессорным управляющим транзистором Т. Реализация алгоритма управления была применена с использованием микрочипа SH7084 компании Renesas. Он имеет 32-битную архитектуру RISC, внутреннюю память Flash ROM емкостью 512 КБ, объем памяти оперативной памяти объемом 32 МБ и поставляется с несколькими периферийными устройствами, включая обширный многоканальный блок счетчика времени (MTU), Этот блок позволяет генерировать соответствующую частоту микропроцессора выходного сигнала и предустановленные условия, которые использовались для управления широтно-

импульсной модуляцией режима транзистора (PWM). Этот микроконтроллер также оснащен 8-канальным аналого-цифровым преобразователем A / D, но из-за недостаточного разрешения и скорости обработки для измерения использовался внешний 12-разрядный преобразователь AD7864 от аналоговых устройств. Этот преобразователь, также управляемый микропроцессором, измеряет мгновенное напряжение тока  $i_{AC}$  (это также потребление тока электрической сетью и ток, протекающий через катушку L), и выходное напряжение  $u_{DC}$ . Измерение производится при 50 мкс, что составляет половину хода измерений на 200-м напряжении. [5] Напряжение основного тока  $i_{AC}$  является синусоидальным рисунком для текущего  $i_{AC}$ . Напряжение, соответствующее мгновенное значение тока  $I_{AC}$  после аналогово-цифрового преобразования вычитается из  $U_{REF}$  опорного напряжения. Напряжение  $u_{REF}$  представляет собой сумму напряжения  $u_{AC}$ , умноженное на коэффициент A и амплитуду напряжения  $U_0$ . Напряжение  $U_0$  является постоянным и выбрано эмпирически, и оно является постоянной составляющей напряжения  $u_{REF}$  и необходимо для правильной генерации синусоидальной волны вокруг нулевого напряжения. Вычисленный сигнал ошибки усиливается в 10 раз, а затем вычитается из сигнала  $u_{REF}$ , давая значение напряжения модуляции  $u_{MOD}$ .  $u_{MOD}$  прямо пропорционален управлению шириной импульса; чем выше вычисленное значение напряжения, тем больше заполнение выше определенного значения  $u_{MOD}$ , а ширина импульса максимизируется. Амплитудный коэффициент A определяется в «регуляторе гистерезиса» на основе измеренных значений тока  $i_{AC}$  и выходного напряжения  $u_{DC}$ . Он может находиться в диапазоне от 0 до 1. В зависимости от значения сопротивления нагрузки, чтобы сохранить заданное значение выходного напряжения  $u_{DC}$ , амплитуда текущего  $i_{AC}$  должна измениться. Для динамического изменения нагрузки текущий  $i_{DC}$  не влиял на форму текущего  $i_{AC}$  и, следовательно, на содержание гармоник; было введено изменение гистерезиса выходного напряжения  $u_{DC}$  для инициирования изменения амплитуды изменения амплитуды тока  $i_{AC}$  и  $i_{AC}$  в нулевой точке. Микропроцессорное управ-

ление преобразователем AC-DC, кроме быстрого контура управления, выполненного с частотой 50 мкс, также выполняет другие задачи. После включения питания микроконтроллер сначала выполняет задачи, связанные с инициализацией цифровых входов и выходов, конфигурацией встроенных периферийных устройств (ШИМ-каналов, таймеров) и инициализацией внутренних прерываний от таймера и внешним по отношению к соответствующему входу, Инициализация ЖК-дисплея и считывает настройки из памяти EEPROM. Эти задачи выполняются один раз после каждого включения питания и после перезагрузки аппаратного или программного обеспечения микропроцессора выполнения программы контроля целостности системы внутреннего контроля (сторожевого таймера). Затем задачи выполняются периодически в главном цикле программы, которые включают входы и выходы обслуживания, аналоговые измерения низкой частоты и вычисленные скользящие средние отдельных измерений из  $n$  циклов измерения. Этот цикл считывает данные, введенные пользователем через клавиатуру или удаленно через коммуникационный интерфейс.

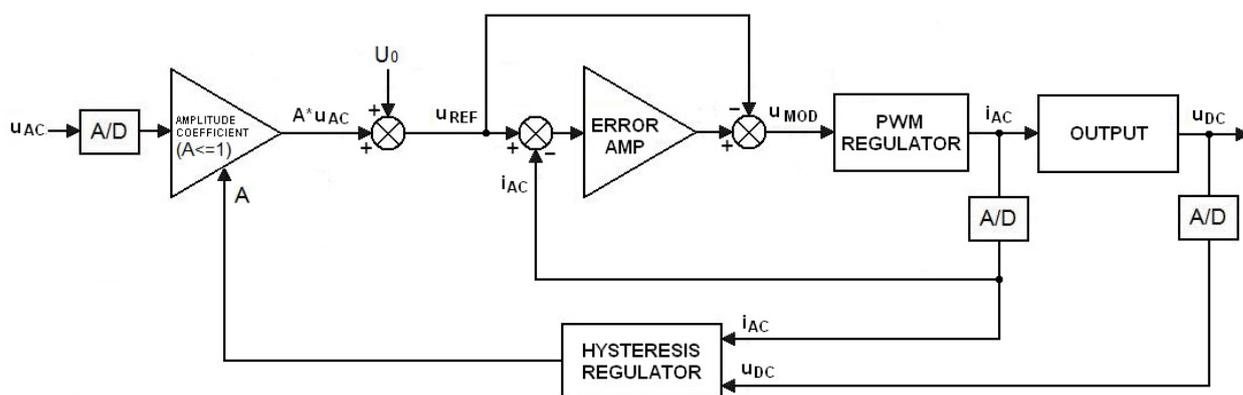


Рисунок 2.24 – Коррекция коэффициента мощности (PFC)

Во время выполнения задач основного цикла запрос прерывания на выполнение основного цикла через встроенный таймер генерируется каждые 50 мкс. Приоритет этого прерывания устанавливается на самый высокий уро-

вень. Запрос прерывания приводит к процедуре обслуживания прерываний (ISR), что означает в этом случае коррекцию коэффициента мощности производительности PFC.

Исследование проверки алгоритма коррекции коэффициента мощности микропроцессорной системы управления. Преобразователь AC-DC с разработанным алгоритмом коррекции коэффициента мощности был встроен в источник энергии магнетронной плазмы 3 кВт, а затем был протестирован на экспериментальной проверке на стенде. В исследовании основное внимание было уделено правильности генерируемого тока, соответствия формы сигнала текущему фазному напряжению и отклику инвертора во время пуска и изменения нагрузки. Волновые формы на рисунке 2.25 показывают, что сдвиг фаз между током и напряжением пренебрежимо мал и что форма генерируемой формы тока покрывает почти все напряжение полупрямой. Деликатное искажение формы сигнала в начале полупериода (рисунок 2.26) обусловлено естественными свойствами индуктивности, то есть задержкой срабатывания тока в принудительном напряжении, и это называется искажением Куска. Это явление невозможно полностью устранить, но его можно минимизировать, используя катушку с более низкой индуктивностью, но побочный эффект, в свою очередь, является более высоким значением пульсации тока  $di/dt$ . Ток пульсации, видимый на осциллограмме (рисунок 2.3.16), имеет частоту 20 кГц и генерируется при переключении транзистором. Минимизация пульсации при малой индуктивности может быть достигнута за счет увеличения частоты модуляции, но для этого требуется использование транзистора Т (рисунок 2.23) и может работать на частотах выше 20 кГц и более быстром микропроцессоре. [4]

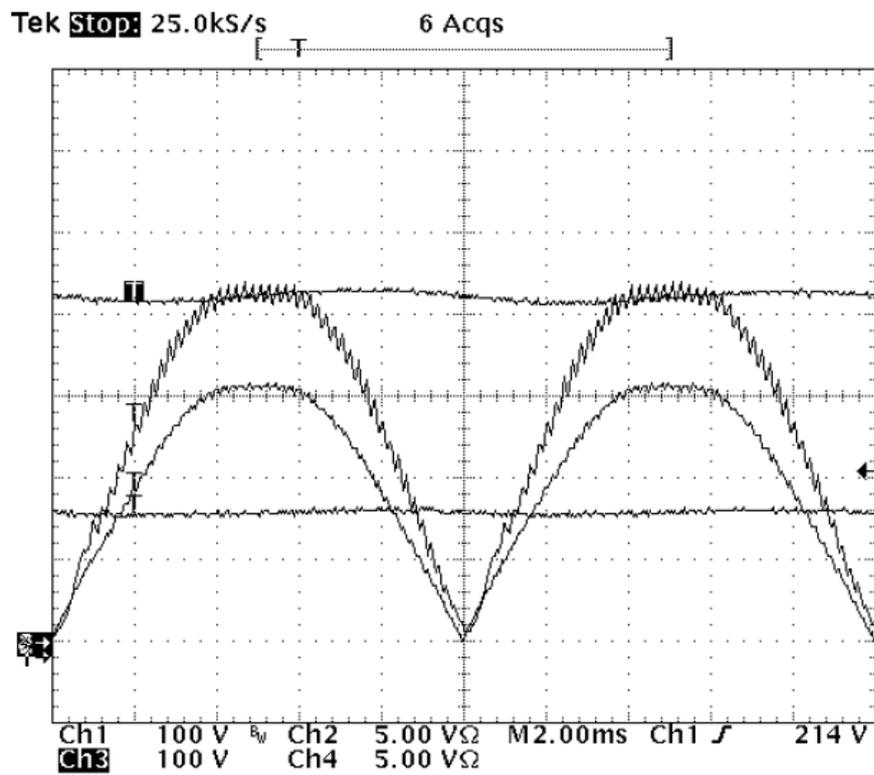


Рисунок 2.25 – графики тока и напряжения при ККМ

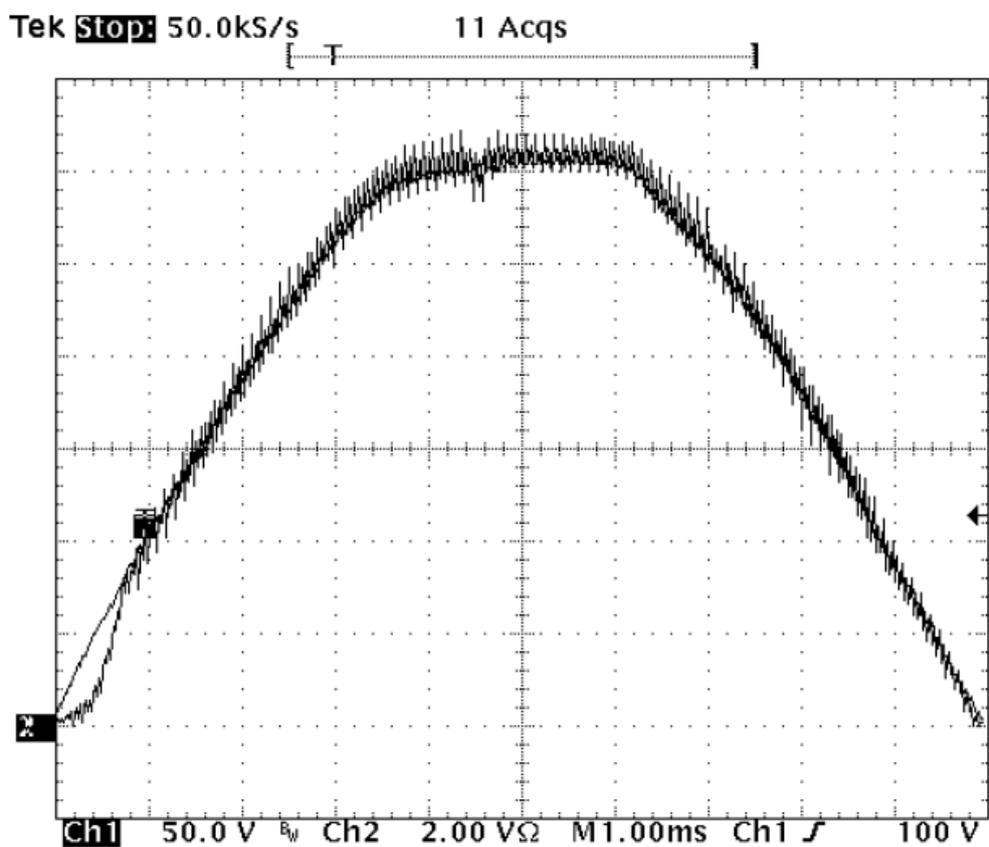


Рисунок 2.26 – Сравнение формы напряжения и тока

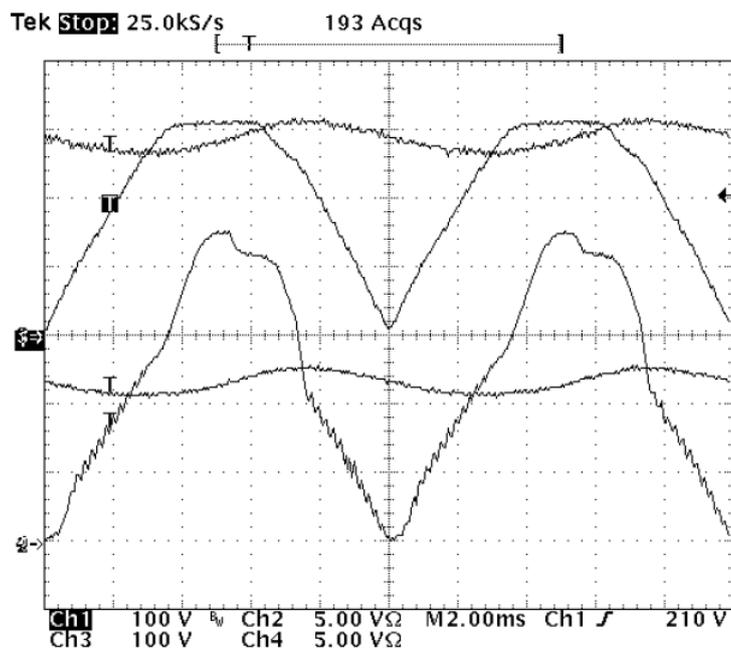


Рисунок 2.27 – Когда мгновенное значение  $u_{DC}$  меньше максимального  $u_{AC}$  во время типичного явления временного выпрямления

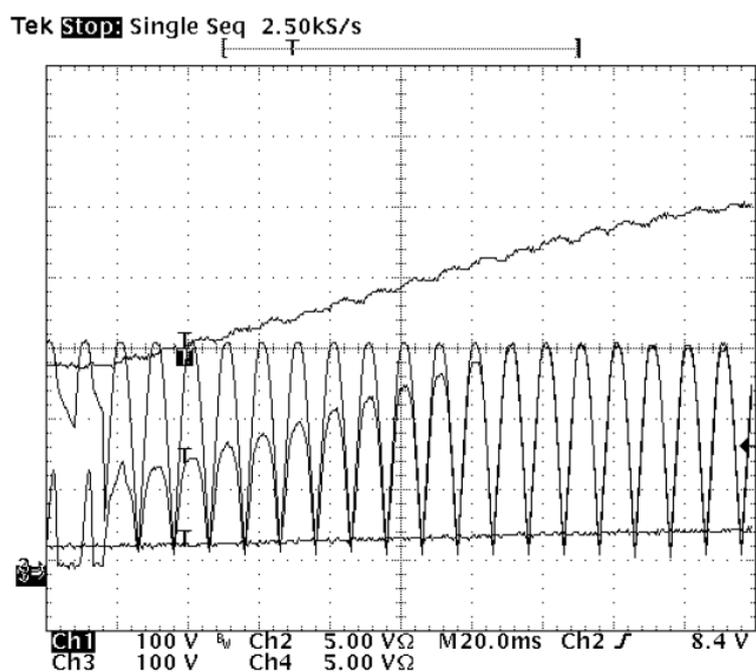


Рисунок 2.28 – Изменение амплитуды тока  $i_{AC}$  происходит в нулевой точке

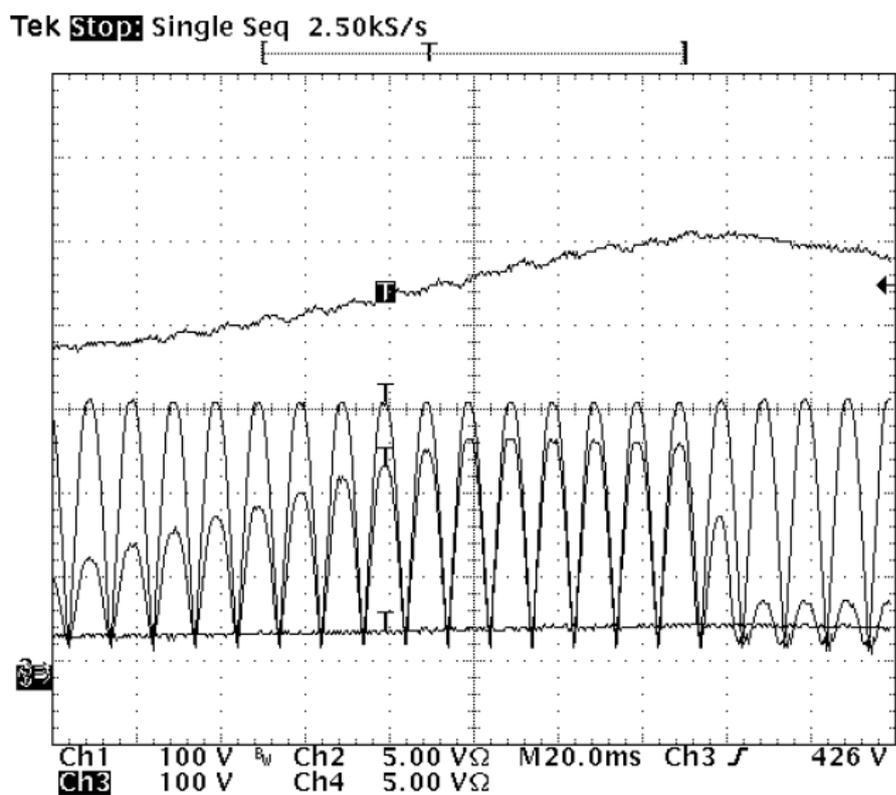


Рисунок 2.29 – Ступенчатое изменение выходного напряжения от 400 В до 500 В постоянного тока

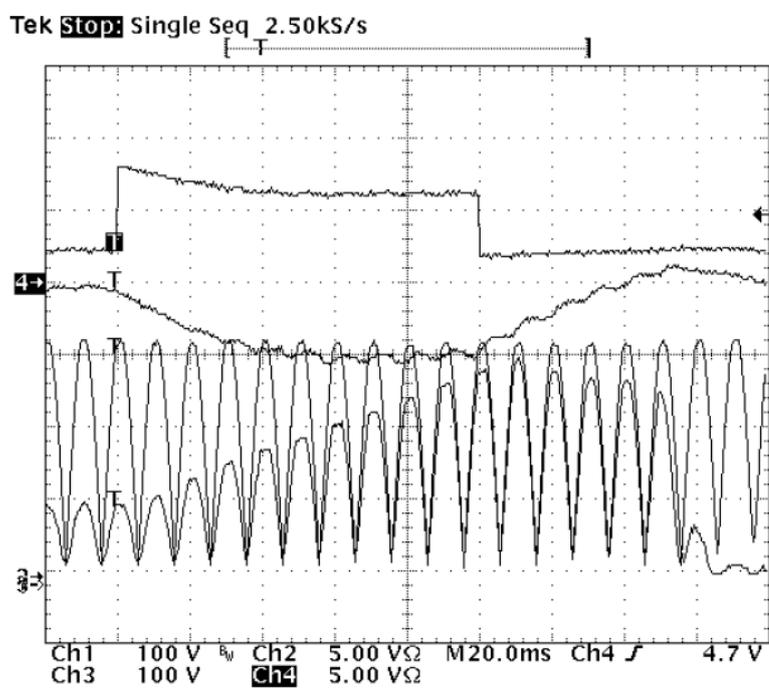


Рисунок 2.30 – Изменение шага VAC в нагрузке 200 до 50 в течение 100 мс

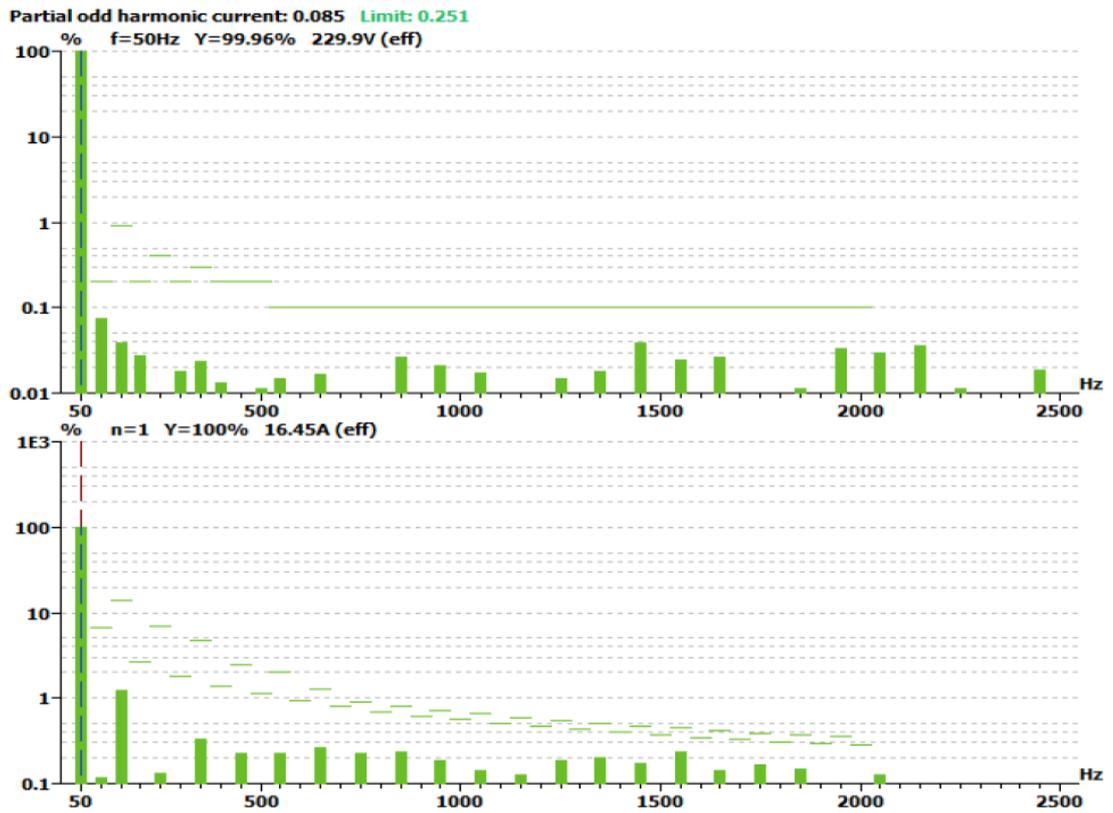


Рисунок 2.31 – Спектральный граф гармонического напряжения (сверху) и входного тока (снизу) с активным ККМ для тока

Исследования по проценту гармонического напряжения и токового преобразователя переменного тока с применения метода активной коррекцией коэффициента мощности были сняты при помощи источника питания Netwave 7 (300 В переменного тока, 26 АС, частоты постоянного тока - 5 кГц, выходной мощности 7,5 кВА переменного тока, выходной мощности постоянного тока 9 кВт) и DPA500N (до 16А) EM TEST. Содержание каждой гармоники составляет менее 1%, а наибольшее содержание - для третьего компонента (около 1%), что соответствует DIN EN 61000-3-2 (рис.9). [29]

### 3. Разработка и исследование эффективных технических решений повышения коэффициента мощности и электромагнитной совместимости преобразовательных установок и частотных электроприводов

#### 3.1 Исследование работы транзисторного инвертора с широтно-импульсной модуляцией

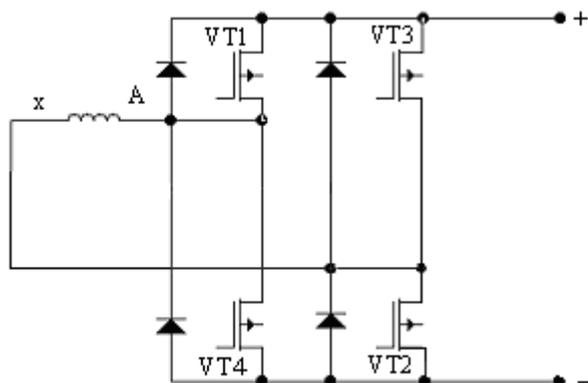


Рисунок 3.1 – Пример системы однофазного инвертора с ШИМ

Принцип формирования синусоидального тока в обмотках статора мотор – колеса с помощью ШИМ попробуем разобрать на примере однофазного автономного инвертора (рисунок 3.1).

Наглядно принцип формирования управляющих сигналов можно будет увидеть на рисунке 3.2, например преобразование для мотор-колеса с помощью ШИМ для автономного инвертора. Для получения прямоугольных импульсов которые бы изменялись по синусоиде применяется генерация высокочастотного напряжения  $u_T$  пилообразной формы.

Данное напряжение системой управление сравнивается с напряжением управления  $u_y$  которая имеет необходимые параметры которые мы должны получить в виде формы и частоты. В те моменты времени, когда данные напряжения совпадают на вентили преобразователя VT1 – VT4 подаются управляющие сигналы (рисунок 3.1).

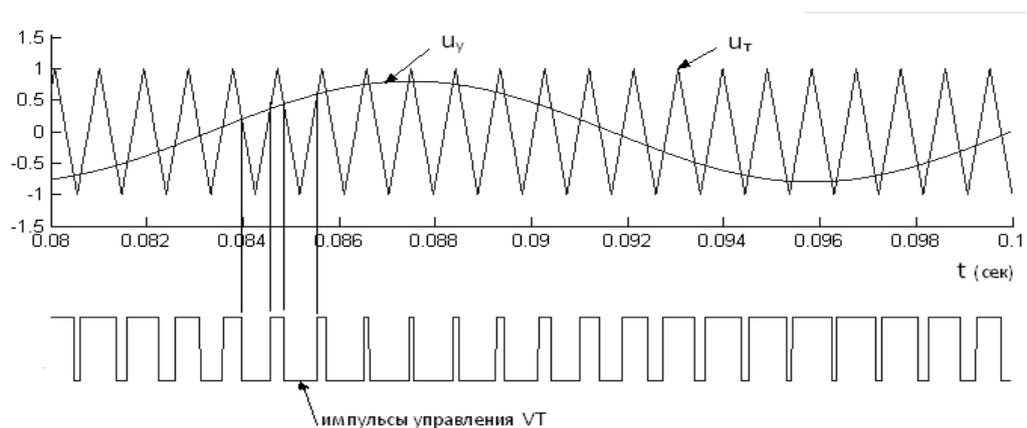


Рисунок 3.2 – Диаграмма, наглядно показывающая образование управляющих импульсов при ШИМ модуляции синусоиды

Что бы получить на выходе трехфазную систему питания необходимо в системе управления задать три напряжения  $u_y$  синусоидальной формы смещённых друг относительно друга на  $120^\circ$ .

Формирование частоты пилообразного напряжения  $U_T$ , зависит от количества прямоугольных импульсов в выходных сигналах управления СУ связаны зависимостью через напряжение управления  $K = u_T/u_y$ . Для нахождения зависимости  $K$ , как уже было сказано возьмем мотор-колесо, и проведем исследование формирования напряжения и тока на выходе инвертора. Исследование произведем с помощью программной среды MATLAB & Simulink. Полученная модель в программе представлена на рисунке 3.3. [26]

Система состоит из постоянного источника питания  $V_{dc}$ , универсальный инверторный мост (Universal Bridge), генератор импульсов или ШИМ (PWM Generator), генератор сигнала управления (Signal Generator), схема нагрузки в виде RLC а также измерительные приборы. [22]

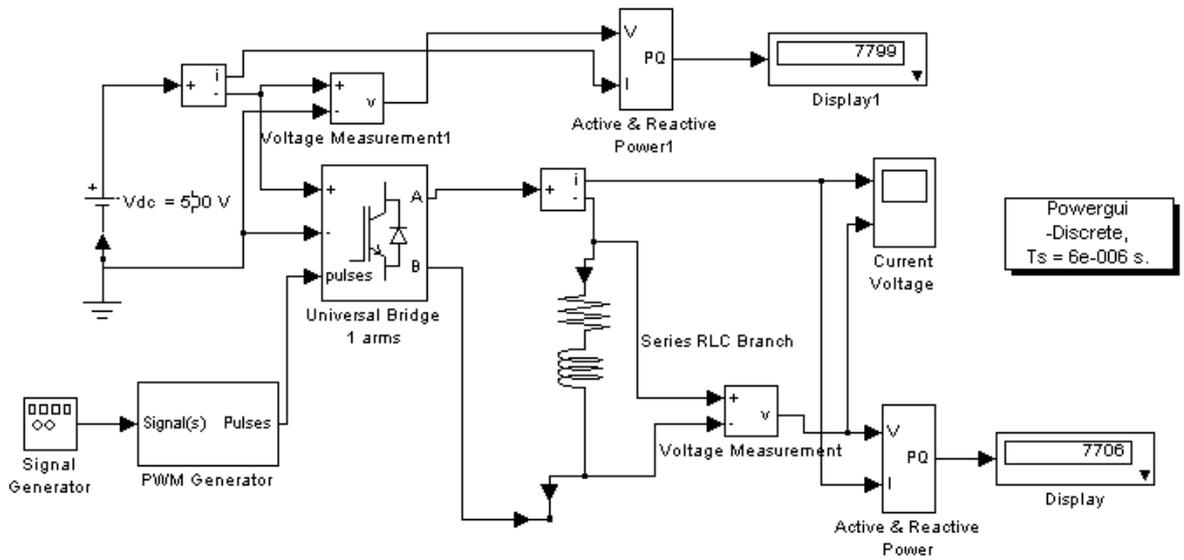


Рисунок 3.3 – Модель имитации работы инвертора для питания нагрузки в программной среде MATLAB.

Анализ гармонического состава производится с помощью блока Powergui. Что бы запустить модель в блоке (Signal Generator) задана частота 10 Гц напряжения  $u_y$ . Данная частота устанавливается основной и в нагрузочной ветви. [3]

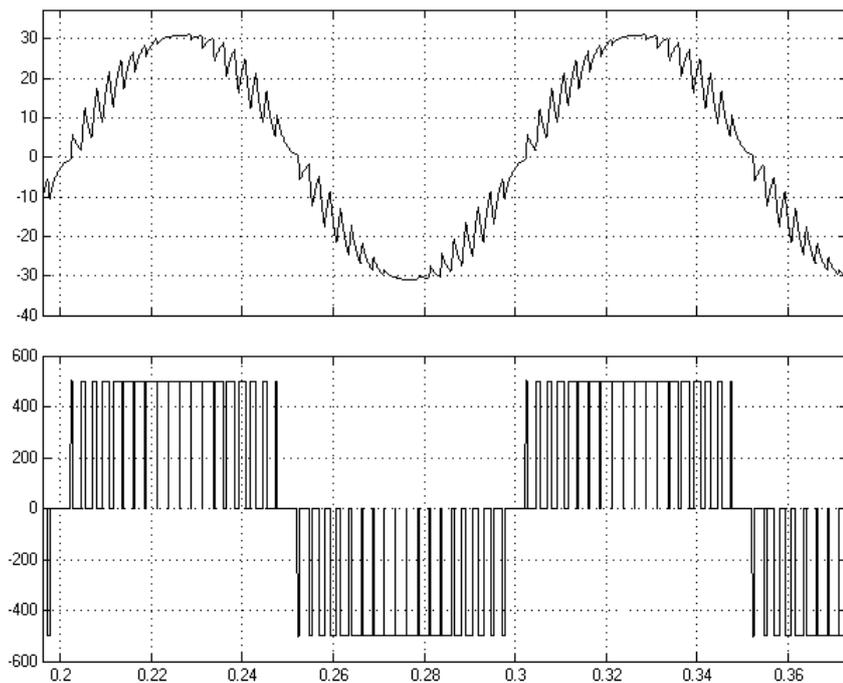


Рисунок 3.4 – Полученные данные модулирования в ходе моделирования  $u_T/u_y=20$ .

Полученные графики тока и напряжения на нагрузке (рисунок 3.4) мы сняли с помощью блока (current, voltage). Так как форма тока все еще имеет гребной вид необходимо ее исправить, для этого мы увеличиваем кратность между пилообразным и синусоидальным напряжением управления  $K= u_T/u_y$

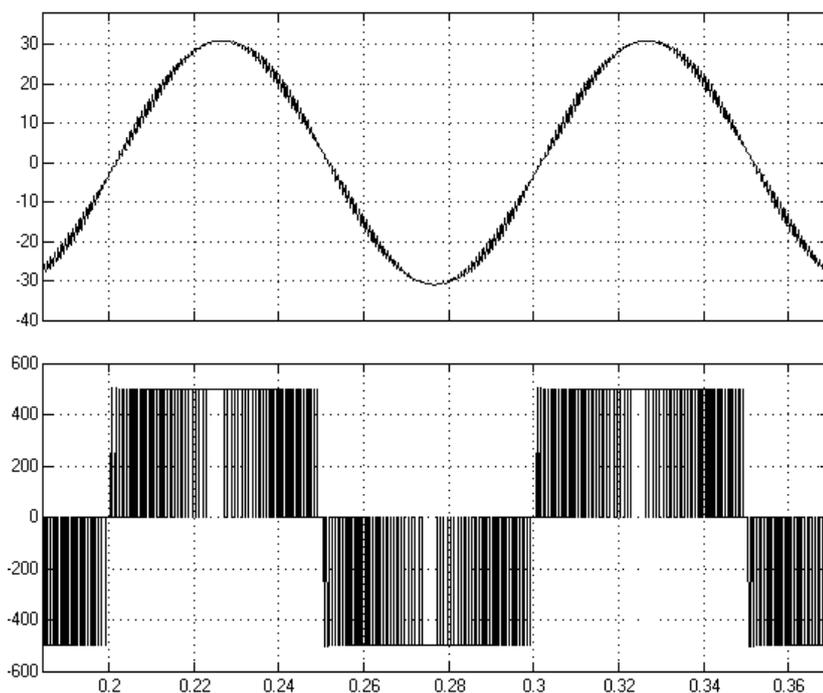


Рисунок 3.5 – Осциллограммы тока и напряжения фазы инвертора при  $u_T/u_y=60$ .

Если взглянуть на полученные формы тока можно заметить что изменение кратности в отношении пилообразного напряжения к синусоидальному управлению мы можем улучшить кривую тока.

Гармонический состав полученный в ходе моделирования при  $u_T/u_y=60$  показан на рисунке 3.6. Как видно выделяется основная гармоника, прочие гармоники обладают небольшой частью в составляющей тока. Коэффициент гармоник равен 0,29%.

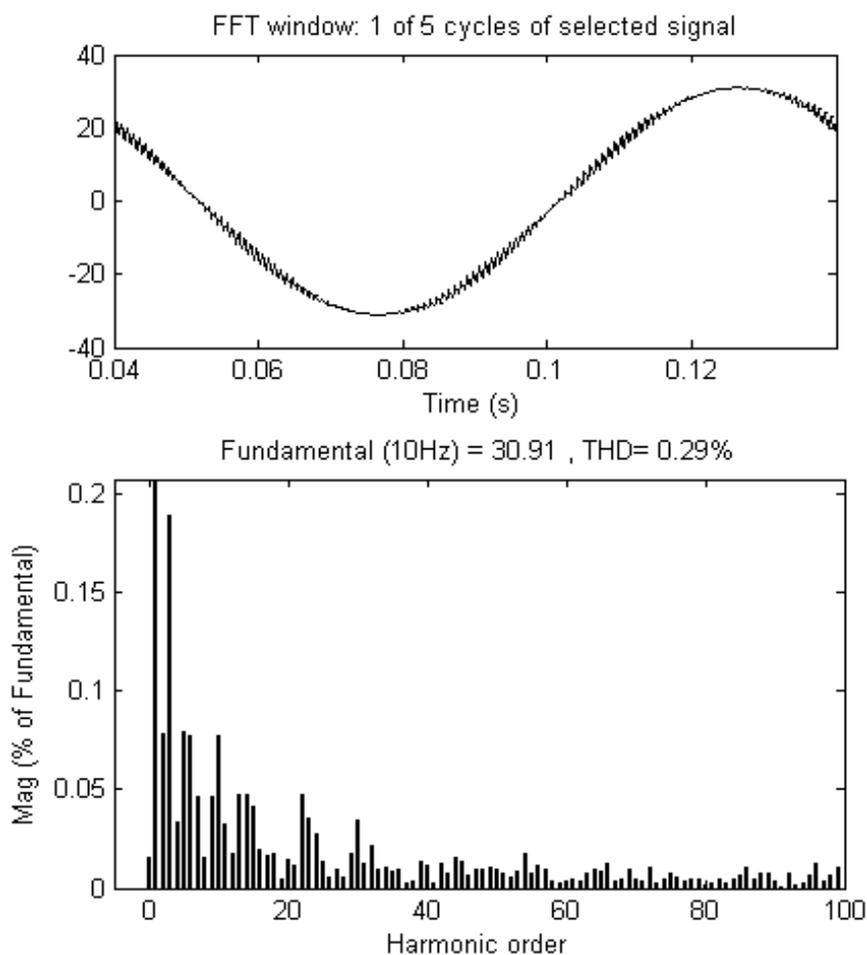


Рисунок 3.6 – Кривая фазного тока и ее гармонический спектр при  $u_T/u_Y=60$ .

Используя стандартные модели в системе MATLAB, блок Active & Reactive и Display показывает замеры мощности в модели на входе инвертора 7799 ВА и на его выходе 7706 ВА. Полученное падение мощностей составляет всего 93 ВА и при этом полностью сходясь с потерями в инверторе, т.е. коэффициент полезного действия такого преобразователя получается на уровне 98,8%. Если увеличить количество коммутаций (соотношение  $u_T/u_Y=60$ ) падение в мощности будет увеличиваться и достигнет 1,28% , т. е. увеличение незначительно. [25]

За счет повышения количества коммутаций в прямоугольных импульсах мы улучшаем гармонический состав, а точнее исключаем влияние гармо-

нических составляющих, в электроприводе тем самым способны значительно снизить в нем потери от гармонических составляющих.

### 3.2 Исследование электромагнитной совместимости при работе асинхронного частотного электропривода

Исследование работы асинхронного частотного электропривода с корректором коэффициента мощности:

Была создана пробная модель в программе MathlabSimulink представленная на рисунке 3.7. [24]

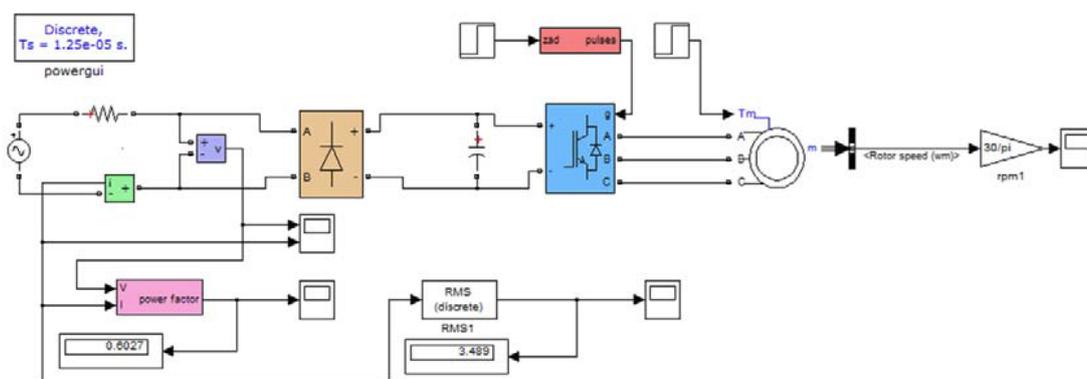


Рисунок 3.7 – Модель асинхронного двигателя с преобразователем частоты

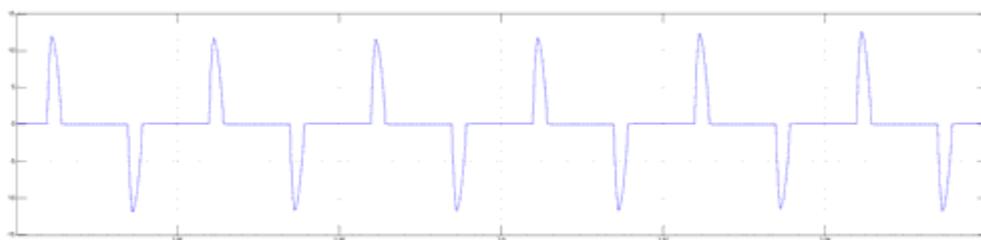


Рисунок 3.8 – Форма потребляемого тока из сети

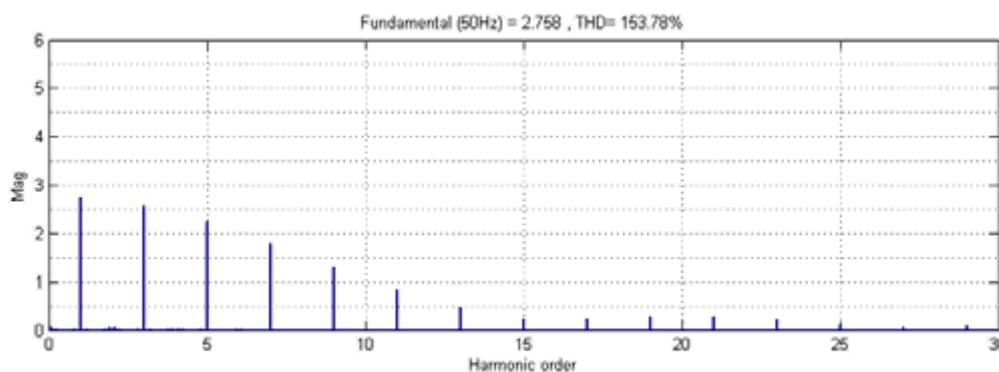


Рисунок 3.9 – Гармоники тока основной частоты

В ходе исследования были получены следующие результаты, для данных выпрямителей, значение коэффициента мощности 0,6. [21]

Используя все вышесказанное, а также используя модель которая была указана выше, рисунки 3.7-3.9, модифицируем схему установкой активного ККМ:

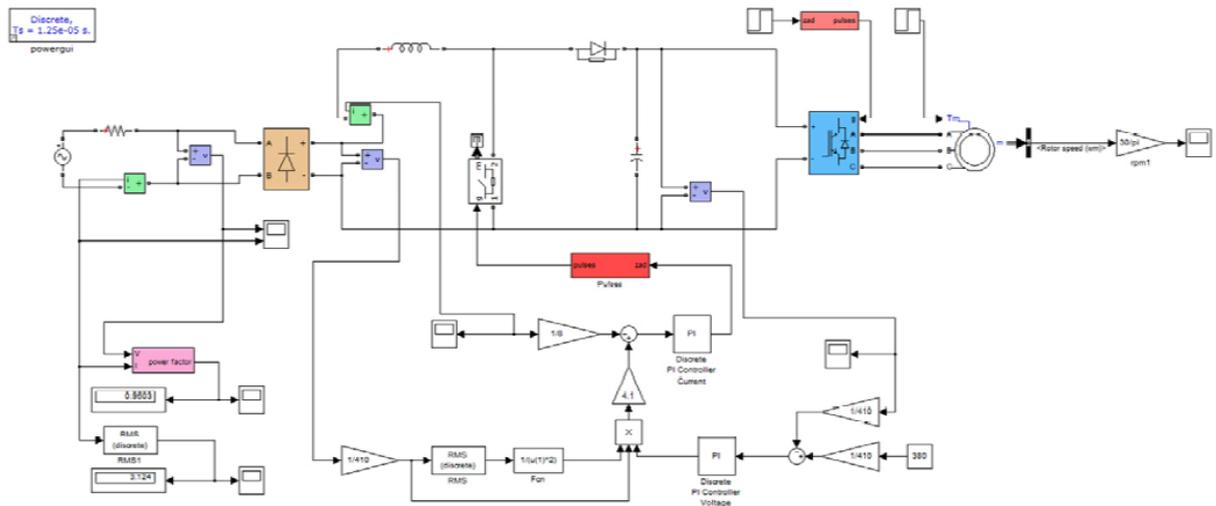


Рисунок 3.10 – Схема AC/DC/AC преобразователя для частотного электропривода с активным ККМ

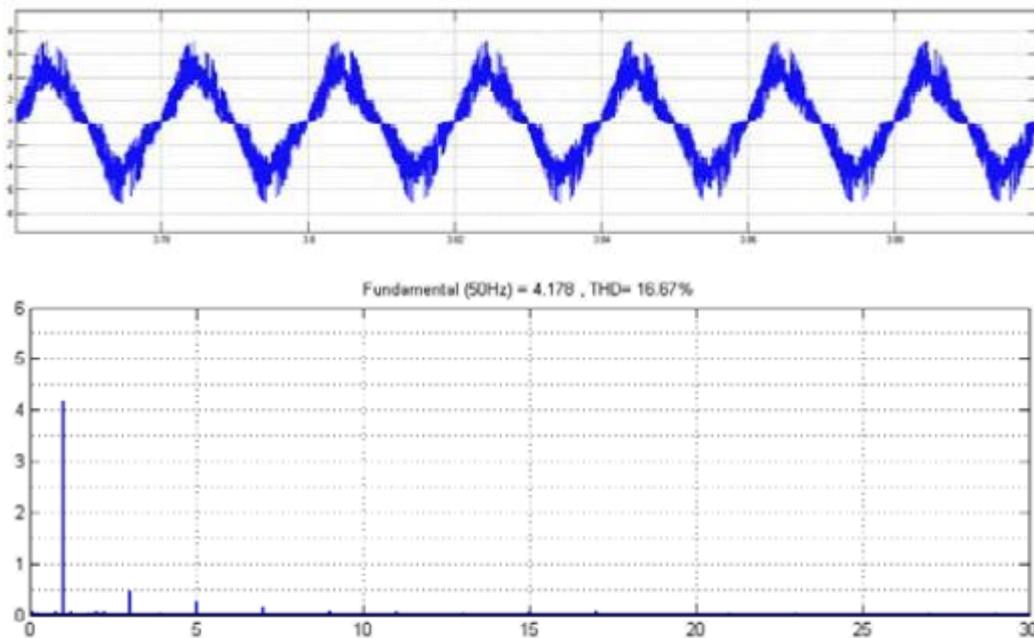


Рисунок 3.11 – Графики тока и его гармонического состава

Как можно увидеть достигаемый коэффициент коэффициента мощности составляет 0,95. При частоте коммутаций в 80 кГц. В гармоническом составе по-прежнему можно выделить 3,5,7,9 и т.д. гармоники, однако их составляющая гораздо меньше по сравнению с первичной моделью. А так же стоит выделить снижение среднего тока потребляемого из сети. Соответственно можно сделать вывод, что данная схема позволяет не только достигнуть регламентируемых параметров потребителя для повышения электромагнитной совместимости с другими объектами, но и уменьшить энергопотребление.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Использование полупроводниковых преобразователей ведет к ухудшению качества сети, а точнее к искажению тока и напряжения, в связи с наличием нелинейных характеристик, в то время как в нынешнее время использования сверхчувствительной техники, это может привести к серьезным последствиям. Поэтому начали появляться регламенты регулирующие данные параметры, такие как коэффициент мощности. И соответственно возникает необходимость в его коррекции.

2. За время существования полупроводниковой техники появилось множество методов коррекции коэффициента мощности с начала это были простые элементы в виде резонансных контуров для подавления гармоник. Это простое и надежное решение применяется, и все еще являются актуальными, даже в системах с малыми требованиями к коэффициенту мощности. С появлением микропроцессорной техники был придуман новый способ, основанный на коммутации с высокой частотой и системой управления регулирующие данные коммутации. Таким образом, появились активные корректоры коэффициента мощности. За счет контроля перетока электромагнитной энергии в колебательном контуре появляется своего рода возможность модулировать кривую тока, приближая ее к кривой напряжения и тем самым повышая коэффициент мощности и снижая негативные последствия. Такие системы применяются в высокоточной технике.

3. Используя программную среду MATLAB, была разработана система компенсации коэффициента мощности в частотных преобразователях и реализована. Исходя из анализа модели питания частотного электропривода без ККМ и с активной ККМ, делая вывод что мне удалось уменьшить потребляемый ток с 3,5 А до 3,1 А, а так же было достигнуто повышение коэффициента мощности с 0,6 до 0,95, а также удалось уменьшить гармоническое составляющее потребляемого тока.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Денисов, В.А. Электроприводы переменного тока с частотным управлением: Учебное пособие – Тольятти: ТГУ, 2013 – 119 с.
2. Денисов, В.А. Теория и переходные процессы электромагнитных устройств и электромеханических преобразователей энергии: - электронное учебное пособие – Тольятти: Изд-во ТГУ, 2014. – 162 с.
3. Герман-Галкин, С.Г. Simulink. Проектирование мехатронных систем – СПб.: Издательство: Корона – Век, 2013. - 368
4. Овчинников, И.Е.: Вентильные электрические двигатели и их привод, Курс лекций Издательство: Корона – Принт, 2016г., 336с.
5. Ткаченко, Н.И. Надежность технических систем и техногенный риск: учебное пособие – пос. Персиановский: Донской ГАУ, 2015. – 60 с.
6. Копылов, И.П., Математическое моделирование электрических машин М.: Высшая школа, 2014. – 327 с.
7. Копылов, И.П. Электрические машины: учеб. для Высших учебных заведений, М.: Высшая школа, 2013. – 617 с.
8. Черных, И.В Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, Sim Power Systems и Simulink, Спб.: Питер, 2013. – 318 с.
9. H.Z.Azazi, E.E. EL-Kholy, S.A.Mahmoud and S.S.Shokralla, «Review of Passive and Active Circuit for Power Factor Correction in Single Phase, Low Power AC-DC Converters» 2013 г., King Abdulaziz University, Faculty of Engineering, Electrical Engineering Department, Saudi Arabia .[Электронный ресурс]/ URL <http://www.sdaengineering.com/mercon10/papers/154.pdf> (дата обращения 20.05.2017.)
10. J. M. Bourgeois, «CIRCUITS FOR POWER FACTOR CORRECTION-WITH REGARDS TO MAINS FILTERING» 2013 г., STMicroelectronics, Italy .[Электронный ресурс]/ URL [http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application\\_note/fc/ba](http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/fc/ba)

[/b1/89/1f/52/49/7e/CD00003915.pdf/files/CD00003915.pdf/jcr:content/translations/en.CD00003915.pdf](http://b1/89/1f/52/49/7e/CD00003915.pdf/files/CD00003915.pdf/jcr:content/translations/en.CD00003915.pdf) (дата обращения 20.04.2018.)

11. S. B. Mehta, Dr. J. A. Makwana, « Power factor improvement of SMPS using PFC Boost converter» 2014 г., International Journal of Application or Innovation in Engineering & Management, India .[Электронный ресурс]/ URL <http://www.ijaiem.org/volume3issue4/IJAIEM-2014-04-30-095.pdf> (дата обращения 25.11.2017.)

12. Neetha John, Mohandas R., Suja C Rajappan, «Energy Saving Mechanism Using Variable Frequency Drives» 2013 г., International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering, India .[Электронный ресурс]/ URL [http://www.ijetae.com/files/Volume3Issue3/IJETAЕ\\_0313\\_133.pdf](http://www.ijetae.com/files/Volume3Issue3/IJETAЕ_0313_133.pdf) (дата обращения 26.12.2017.)

13. Москаленко, В. В. Электрический привод: Учебник / В.В Москаленко. - М.:НИЦ ИНФРА-М, 2015. – 400 с.

14. Денисов, В.А., Третьякова М.Н., Теория и переходные процессы электромагнитных устройств и электромеханических преобразователей энергии. – Тольятти: Кассандра, 2017. – 108с.

15. Васильев, Б.Ю. Электропривод. Энергетика электропровода: учеб.для вузов / Б.Ю. Васильев – Москва: Солон-Пресс, 2015. – 267 с.

16. Грузов, Л. Н. Методы математического исследования электрических машин. - Москва: Госэнергоиздат, 2013. – 264 с.

17. Зиновьев, Г. С. Силовая электроника : учеб.пособие для акад. бакалавриата. В 2 ч. Ч. 1 / Г. С. Зиновьев ; НГТУ. - 5-е изд., испр. и доп.; Гриф УМО. - Москва :Юрайт, 2016. – 390 с.

18. Паршин, А. М. Источники питания электротехнологических установок [Электронный ресурс] : учеб.пособие / А. М. Паршин, В. Н. Тимофеев, М. В. Первухин ; Сибирский федеральный университет. - Красноярск :Сиб. федер. ун-т, 2015. – 108 с.

19. Решмин, Б. И. Имитационное моделирование и системы управления [Электронный ресурс] : учеб.-практ. пособие / Б. И. Решмин. - Москва : Вологда : Инфра-Инженерия, 2016. – 74 с.
20. Гайдук, А. Р. Теория автоматического управления в примерах и задачах с решениями в MATLAB [Электронный ресурс] : учеб. пособие / А. Р. Гайдук, В. Е. Беляев, Т. А. Пьявченко. - 4-е изд., стер. - Санкт-Петербург : Лань, 2017. - 464 с.
21. Дьяконов, В. П. MATLAB [Электронный ресурс] : Полный самоучитель : электронное издание / В. П. Дьяконов. - Саратов : Профобразование, 2017. - 768 с.
22. Кудинов, Ю. И. Теория автоматического управления (с использованием MATLAB — SIMULINK) [Электронный ресурс] : учеб. пособие / Ю. И. Кудинов, Ф. Ф. Пащенко. - Санкт-Петербург : Лань, 2016. - 256 с.
23. Денисов, В.А. Нагрузочное устройство для настройки электроприводов с вентильным двигателем / В.А. Денисов, Р.Г. Мазитов // В сб. тр-ов (ПЭЭЭ-2017): Проблемы электротехники, электроэнергетики, электротехнологии, V Всероссийская научно-техническая конференция, Тольятти, 1-2 ноября 2017 г. - С. 486 – 491.
24. Ощепков, А.Ю. Системы автоматического управления: теория, применение, моделирование в MATLAB / А.Ю. Ощепков. – СПб.: Лань. – 2013. – 208 с.
25. Осина, А.В. Синтез систем модального управления с идентификаторами / А.В. Осина, Т.В. Ягодкина // Вестник Московского энергетического института. – 2013. – № 2. – С. 109–114.
26. Шабад, В.К. Электромеханические переходные процессы в электроэнергетических системах, учебное пособие для студенческих учреждений высшего профессионального образования, / Шабад, В.К Академия, 2013. — 194 с.

27. Масленников, В.В Основная элементная база электронных устройств, Импульсные источники питания от А до Z., . Учебное пособие/ Масленников, В.В - Санкт-Петербург: НИУ ИТМО,2014. – 148 с.
28. Мальц, Э.М. Электротехника и электрические машины / Мальц, Э.М: - Корона век 2013 г. - 304 с.
29. Давыдов, М.В. Моделирование, компьютерное проектирование и технология производства электронных средств. / Давыдов, М.В Издательство: Минск БГУИР 2013г.,281 с.
30. Allen, J.P.C., “Starting Now: A review of reduced voltage ac motor starters,” Proc. IEEE Annual Textile, Fiber and Film Industry Technical Conference Charlotte, NC, May 2014, pp. 1-10.