

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ**

На правах рукописи



Токарев Вадим Геннадьевич

**Способы повышения энергетической эффективности активных силовых
фильтров**

05.09.12 — Силовая электроника

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель —

д.т.н., доцент
Брованов С.В.

Томск – 2021

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ.....	5
ВВЕДЕНИЕ.....	6
1 ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ АКТИВНЫХ СИЛОВЫХ ФИЛЬТРОВ И ПРОБЛЕМА ПОВЫШЕНИЯ ИХ НОМИНАЛЬНОЙ МОЩНОСТИ.....	15
1.1 Параллельное включение полупроводниковых преобразователей и способы снижения циркуляционных токов.....	15
1.1.1 Применение разделительных трансформаторов для снижения циркуляционных токов.....	18
1.1.2 Применение магнитно–связанных уравнивательных реакторов.....	21
1.1.3 Увеличение импеданса уравнивательных реакторов.....	24
1.1.4 Применение резонансных LC фильтров.....	25
1.2 Способы снижения циркуляционных токов в системах распределенной энергетики.....	27
1.2.1 Применение метода контроля частоты и выходного напряжения инверторов.....	28
1.2.2 Введение виртуального импеданса.....	30
1.2.3 Синхронизация посредством передачи информационных сообщений по линии связи между ПП.....	31
1.3 Применение векторной ШИМ для снижения циркуляционных токов.....	32
1.4 КПД трехуровневого полупроводникового преобразователя.....	36
1.5 Основные варианты исполнения активных силовых фильтров.....	42
1.6 Математический аппарат, применяемый для построения систем управления АСФ.....	49
1.6.1 Теория мгновенной активной и реактивной мощности (p–q теория)...	49
1.6.2 Метод активных и реактивных компонент тока (id-iq метод).....	56
1.7 Варианты исполнения систем управления АСФ.....	61
1.8 Постановка задач исследования.....	66

2	СИНТЕЗ ВЕКТОРНОЙ ШИМ ДЛЯ ПАРАЛЛЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННЫХ МНОГОУРОВНЕВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ.....	68
2.1	Математическое описание трехуровневого полупроводникового преобразователя с фиксированной средней точкой	68
2.2	Определение длительности интервалов реализации образующих векторов 73	
2.3	Выбор порядка следования образующих векторов для одного полупроводникового преобразователя	78
2.4	Выбор порядка следования образующих векторов для двух полупроводниковых преобразователей в параллельном включении	82
2.5	Практическая реализация алгоритма векторной ШИМ на микросхеме программируемой логики.....	88
2.6	Выводы по главе 2	90
3	РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ, УЛУЧШАЮЩИХ КАЧЕСТВО КОМПЕНСАЦИИ ВЫСШИХ ГАРМОНИК ТОКА АКТИВНЫМ СИЛОВЫМ ФИЛЬТРОМ.....	91
3.1	Разработка основанного на прогнозировании алгоритма для улучшения качества компенсации высших гармоник тока	91
3.2	Методика вычисления коэффициента гармоник сетевого тока, ориентированная на расчеты в реальном времени	97
3.3	Повышение устойчивости синхронизации параллельного активного силового фильтра с питающей сетью	107
3.4	Выводы по главе 3	115
4	МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ.....	116
4.1	Моделирование алгоритма векторной ШИМ для снижения циркуляционных токов в двух трехуровневых полупроводниковых преобразователях в параллельном включении	116
4.2	Моделирование основанного на прогнозировании алгоритма для улучшения качества компенсации высших гармоник тока	124
4.3	Экспериментальные исследования алгоритма, основанного на прогнозировании	130

4.4 Выводы по главе 4	135
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	136
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	138
ПРИЛОЖЕНИЕ 1	152
ПРИЛОЖЕНИЕ 2	169

ПЕРЕЧЕНЬ ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

ЭЭ – электрическая энергия;

ПКЭЭ – показатели качества электрической энергии;

АСФ – активный силовой фильтр;

СТАТКОМ – статический компенсатор;

УР – уравнивающий реактор;

ПП – полупроводниковый преобразователь;

МПП – многоуровневый полупроводниковый преобразователь;

ЗПТ – звено постоянного тока;

ВШИМ – векторная широтно-импульсная модуляция;

КСК – комбинации состояний ключей

СШИМ – скалярная широтно-импульсная модуляция;

ВВЕДЕНИЕ

Российская федерация является крупнейшим в мире производителем электроэнергии. По данным Росстата, ежегодное производство электроэнергии в России составляет более 1 триллиона киловатт-часов, однако, при этом, потери в электросетях оцениваются на уровне около 100 миллиардов киловатт-часов, или 10% от всей произведенной электроэнергии [1]. Это весьма значительная цифра и она остается стабильной на протяжении ряда лет. Поэтому, в качестве мер повышения энергоэффективности систем передачи и потребления электроэнергии, в нашей стране стало уделяться внимание развитию энергосберегающих технологий. Это нашло отражение в ряде документов, утвержденных Правительством Российской Федерации, таких как «Перечень критических технологий Российской Федерации от 7 июля 2011 года» [2], «Энергетическая стратегия России до 2035 г.» [3] и «Государственная программа РФ «Энергоэффективность и развитие энергетики» [4], предусматривающих ряд мер, стимулирующих внедрение энергоэффективного электрооборудования. В этих нормативных документах энергетическая эффективность определяется как ряд характеристик, показывающих отношение полезного эффекта от использования энергетических ресурсов к затратам энергетических ресурсов, произведенным в целях получения такого эффекта. Поскольку показатели качества электроэнергии, а именно, уровень высших гармоник напряжений и токов в электросетях, тесно связаны с ее потерями при передаче и преобразовании, влияют на износ электрооборудования и, как следствие, отражаются на энергоэффективности электросетей [5,6], то в рамках этих мер был принят ряд стандартов [7–10], регламентирующие качество электроэнергии в Российской Федерации, а именно, суммарный коэффициент гармонических составляющих напряжения, нормы эмиссии гармонических составляющих токов в электросетях. Так стандарт [7] устанавливает нормы

качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Согласно этому документу, значения суммарных коэффициентов гармонических составляющих напряжения до 40-й гармоники, усредненные в интервале времени 10 мин, не должны превышать 8% для электрических сетей напряжением 0.35 кВ и 5% для электрических сетей напряжением 6-25 кВ в течение 95 % времени интервала в одну неделю. Похожие требования существуют и в европейском стандарте [8]. Также приняты стандарты, регламентирующие нормы эмиссии гармонических составляющих тока, потребляемого техническими средствами, предназначенными для подключения к низковольтным распределительным электрическим сетям систем электроснабжения общего назначения переменного тока [9,10]. Приведенные факты говорят о том, что улучшение качества электроэнергии, а именно, улучшение гармонического состава токов и напряжений в распределительных сетях является важной народнохозяйственной задачей.

По данным Российского статистического ежегодника [1], основными потребителями электроэнергии являются предприятия по добычи полезных ископаемых, обрабатывающие производства, транспорт. Для этого класса потребителей характерна работа от сетей 6-10 кВ с коэффициентом мощности 0,7 - 0,8, при этом, потребляемая мощность единицы оборудования может достигать нескольких мегаватт [5, 6, 11]. Так как коэффициент мощности также является критерием энергоэффективности электрооборудования, то очевидно, что для улучшения энергоэффективности систем передачи и потребления электроэнергии, необходима установка специальных устройств – компенсаторов реактивной мощности.

До недавнего времени задачи подавления высших гармоник и компенсации реактивной мощности решались разными устройствами – пассивными фильтрами гармоник и компенсаторами реактивной мощности соответственно. В настоящее время, благодаря развитию современной элементной базы силовой электроники, появились такие устройства как

активные силовые фильтры (АСФ), способные компенсировать и реактивную мощность и улучшать гармонический состав тока. Повсеместное внедрение АСФ в состав распределительных сетей направлено на снижение потерь при передаче и преобразовании электроэнергии, а следовательно, и улучшение их энергетической эффективности [12].

Сфера применения АСФ весьма широка. Это однофазные и трехфазные сети переменного тока различных диапазонов напряжений, тяговые сети электротранспорта, автономные сети с возобновляемыми источниками энергии. Конструктивное исполнение и электрическая топология АСФ зависят от условий их эксплуатации. Так можно выделить однофазные [13–15], трехфазные трехпроводные и трехфазные четырехпроводные активные силовые фильтры [16–19], которые используются в распределительных сетях соответствующих типов. Характер нагрузки предопределяет вариант используемого фильтра: последовательный или параллельный [12,20,21]. Также возможны различные комбинации параллельных, последовательных и гибридных АСФ.

Большой вклад в развитие теории для АСФ внесли такие ученые как Н. Akagi, А. Nabae, V. Soares, P. Verdelho, В.П. Довгун, В.Н. Горюнов, А.Г. Лютаревич, А.В. Белоусов, О.В. Нос. Исследованием алгоритмов ШИМ для различных топологий полупроводниковых преобразователей занимались такие отечественные и зарубежные ученые: Г.С. Зиновьев, С.А. Харитонов, С.В. Брованов, А.Г. Гарганеев, М.А. Дыбко, А.В. Кобзев, Ю.М. Казанцев, В.Е. Тонкаль, Е.Е. Чаплыгин, В.М. Михальский, К. Gorakumar, J. Pou, J.M. Guerrero, D. Boroyevich, M. Malinowski, L. G. Franquelo, D. Andler, S. Kouro, и др., тем не менее, остается немало задач в области исследований параллельной работы многоуровневых преобразователей.

Для работы в диапазоне напряжений 6-10 кВ применяют гибридные топологии АСФ, при этом стойки преобразователей АСФ подключаются к распределительной сети в точке общего присоединения через

последовательный LC фильтр [22–25]. Такое решение позволяет в разы снизить напряжение в звене постоянного тока АСФ относительно сетевого напряжения, и, как следствие, использовать более распространенные и дешевые силовые модули для построения полупроводниковых преобразователей (ПП). Однако, в этом случае АСФ утрачивает возможность компенсации реактивной мощности и работа фильтра становится направленной только на подавление высших гармоник тока. Компенсировать реактивную мощность становится возможным, если реализовать трансформаторную развязку параллельного АСФ (что не является лучшим решением с точки зрения массогабаритных показателей устройства), или если построить АСФ на базе высоковольтных карбид-кремниевых силовых модулей, что приведет к его значительному удорожанию вследствие недостаточно отработанной технологии производства этих модулей [26]. Наиболее перспективное же решение видится в применении многоуровневых ПП в составе АСФ [18, 27, 29].

Применение многоуровневых топологий для построения АСФ и других устройств силовой электроники имеет ряд преимуществ. Во-первых, появляется возможность использовать в составе АСФ полупроводниковые приборы с предельно допустимым напряжением меньшим, чем рабочее напряжение сети. Во-вторых, поскольку многоуровневые ПП имеют большее число ступенчатых уровней напряжения, то они, работая в составе АСФ, обеспечивают лучшее качество компенсации высших гармоник по сравнению с двухуровневыми ПП.

В таких отраслях промышленности как горнодобывающая промышленность, металлургия, машиностроение, номинальная мощность одной единицы оборудования может достигать десятков МВт, а значит, для них актуальна разработка АСФ с увеличенной номинальной мощностью. Это достигается путем параллельного включения нескольких ПП в составе АСФ. Вместе с тем, параллельное включение ПП приводит к появлению

циркуляционных токов, в результате чего увеличиваются потери мощности в силовых ключах ПП и снижается энергетическая эффективность самого АСФ. Основываясь на вышеизложенном, можно сделать вывод, что поиск решений по повышению номинальной мощности и снижению потерь в АСФ построенных на базе многоуровневых ПП включенных параллельно является актуальной задачей.

Цель работы - Улучшение энергетической эффективности активного силового фильтра, реализованного на трехфазных многоуровневых полупроводниковых преобразователях, включенных параллельно.

Задачи в рамках исследования

Для достижения поставленной цели были решены следующие задачи:

1. Показано влияние циркуляционных токов на потери мощности в силовых ключах многоуровневых полупроводниковых преобразователей, включенных параллельно для различных режимов работы.

2. Разработан алгоритм векторного широтно-импульсного управления полупроводниковыми преобразователями АСФ для снижения циркуляционных токов и улучшения качества сетевого тока

3. Разработан алгоритм управления активным силовым фильтром, улучшающий его энергетическую эффективность.

4. Разработана имитационная модель активного силового фильтра на базе трехуровневого полупроводникового преобразователя.

Положения, выносимые на защиту

1. Алгоритм векторной ШИМ для двух трехуровневых преобразователей включенных в параллель, позволяющий снизить циркуляционные токи, протекающие между ними и улучшить гармонический

состав формируемого фазного тока, полученный в результате изменения последовательности комбинаций состояний ключей, реализуемых в алгоритме.

2. Основанный на прогнозировании алгоритм, позволяющий улучшить качество компенсации высших гармоник тока активным силовым фильтром в установившемся режиме работы.

3. Методика вычисления коэффициента гармоник сетевого тока в трехфазной сети, обеспечивающая получение результата без использования специализированных функций цифровой обработки сигналов, применимая для вычислительной системы реального времени.

Научная новизна

1. Предложен алгоритм векторной ШИМ для двух трехуровневых полупроводниковых преобразователей в параллельном включении, позволяющий снизить циркуляционные токи и улучшить гармонический состав формируемого фазного тока.

2. Предложен алгоритм, повышающий эффективность компенсации параллельным активным силовым фильтром высших гармоник тока в установившемся режиме работы.

3. Разработана методика вычисления коэффициента гармоник сетевого тока, позволяющая проводить вычисления в реальном времени на микроконтроллерах, не имеющих аппаратной поддержки функций цифровой обработки сигналов.

Методология и методы исследования

При разработке алгоритмов управления АСФ и имитационных моделей использованы базовые принципы Теории мгновенной мощности,

математический аппарат дискретного и быстрого преобразования Фурье. Расчет потерь в трехуровневом ПП проведен с использованием рекомендаций ведущего производителя силовых полупроводниковых модулей - фирмой *Semikron*. Моделирование и обработка результатов проводилось в среде имитационного моделирования устройств силовой электроники *Psim*.

Практическая значимость

Предложенные в диссертационной работе алгоритмы управления активным силовым фильтром на базе инверторов напряжения в параллельном включении, алгоритмы управления преобразователем на базе трехфазного трехуровневого инвертора напряжения и имитационные модели использовались при выполнении научно-исследовательских, опытно-конструкторских и технологических работ в ООО «Системы постоянного тока», акты о внедрении представлены в приложении к диссертации.

Апробация

Основные положения научного исследования обсуждались на следующих конференциях: 17-й международная конференция молодых специалистов по микро/нотехнологиям и электронным приборам (EDM2016, респ.Алтай), 17-й международной конференции "Электроприводы переменного тока" (ЭППТ 2018, г. Екатеринбург), 16-й международной конференции "Актуальные проблемы электронного приборостроения" (АПЭП 2018, г. Новосибирск).

Публикации

По теме научного исследования опубликовано 10 работ, из них в рецензируемых научных изданиях (из перечня ВАК) - 3, один патент на

полезную модель, 3 свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ.

Личный вклад автора

Постановка цели и задач исследования осуществлялась автором лично под руководством научного руководителя Брованова С.В. Экспериментальная часть работы: изготовление экспериментальной установки, проведение экспериментов осуществлялось на базе Института силовой электроники в составе творческого коллектива кафедры электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета. Теоретические изыскания, моделирование, разработка алгоритмов и программного обеспечения выполнено автором лично.

Структура диссертации

Первая глава посвящена аналитическому обзору способов снижения циркуляционных токов в параллельно включенных полупроводниковых преобразователях, а также вариантов исполнения активных силовых фильтров. Приводятся сведения о математическом аппарате, используемом для построения систем управления активных силовых фильтров.

Вторая глава посвящена синтезу алгоритма векторной ШИМ для двух трехуровневых полупроводниковых преобразователей в параллельном включении, который направлен на снижение циркуляционных токов.

В **третьей главе** предложены алгоритмы, улучшающие качество компенсации высших гармоник тока параллельным активным силовым фильтром.

Четвертая глава содержит данные имитационного моделирования предложенных в ходе исследования алгоритмов и экспериментально полученных данные, подтверждающие их эффективность.

1 ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ АКТИВНЫХ СИЛОВЫХ ФИЛЬТРОВ И ПРОБЛЕМА ПОВЫШЕНИЯ ИХ НОМИНАЛЬНОЙ МОЩНОСТИ

1.1 Параллельное включение полупроводниковых преобразователей и способы снижения циркуляционных токов

В связи с развитием современной элементной базы, трехфазные полупроводниковые преобразователи (ПП) на полностью управляемых полупроводниковых ключах получили широкое распространение в силовой электронике [26,29]. Преобразователи такого типа используют для построения силовых модулей для возобновляемых источников энергии, таких как в ветрогенераторы [30] и солнечные электростанции [31]. Помимо возобновляемой энергетики, такие преобразователи применяют в источниках бесперебойного питания и накопителях энергии [32], статических компенсаторах реактивной мощности [33,34], активных силовых фильтрах [12,35–37], и других устройствах и системах [38]. Для увеличения суммарной мощности вышеперечисленных устройств применяют параллельное включение нескольких ПП [39,40]. Кроме того, в распределенной сети может присутствовать несколько источников генерации энергии, построенных на ПП. В этом случае, параллельное включение ПП возникает в процессе развития топологии распределительной сети.

В зависимости от ряда факторов, таких как взаимного расположения точек подключения включенных в параллель ПП к распределительной сети, закона управления полупроводниковыми ключами, разбросов электрических параметров элементов ПП и других, вследствие разницы мгновенных напряжений на клеммах одноименных фаз ПП, между параллельно включенными ПП появляются циркуляционные токи.

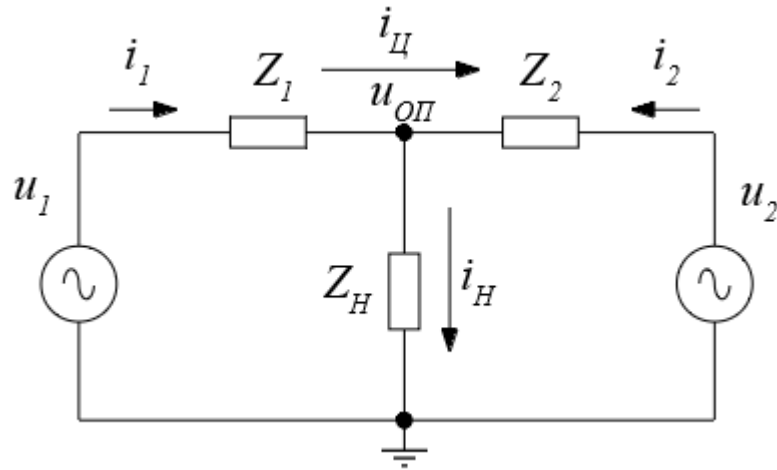


Рисунок 1.1. Эквивалентная схема параллельного включения двух источников напряжения с общей нагрузкой.

Для пояснения природы возникновения циркуляционных токов можно воспользоваться эквивалентной схемой параллельного включения двух источников напряжения, показанной на рисунке 1, где Z_1 и Z_2 – обобщенные импедансы внутренних и внешних цепей от источников напряжений u_1 и u_2 до точки общего присоединения, Z_H – полное сопротивление нагрузки. Циркуляционный ток выражается как разность токов i_1 и i_2 :

$$i_{\text{Ц}} = i_1 - i_2 = \frac{u_1 - i_H \times Z_H}{Z_1} - \frac{u_2 - i_H \times Z_H}{Z_2} . \quad (1.1)$$

В свою очередь, записав напряжения u_1 и u_2 как некоторую функцию времени

$$u_1(t) = U_1 \times f(\omega_1 t + \psi_1), \quad (1.2)$$

$$u_2(t) = U_2 \times f(\omega_2 t + \psi_2), \quad (1.3)$$

то на основании выражений 1.1 – 1.3 можно заключить, что циркуляционный ток $i_{Ц}$ станет нулевым при равенстве импедансов Z_1 и Z_2 , амплитудных значений напряжений U_1 и U_2 , угловых частот ω_1 и ω_2 , а также фаз ψ_1 и ψ_2 . Таким образом, если параметры конструктивных элементов сети в реальном времени изменить весьма затруднительно, то влиять на величину циркуляционных токов управляя формированием мгновенных напряжений включенных в параллель преобразователей – вполне решаемая задача.

Наличие циркуляционных токов является нежелательным, так как они не производят полезную работу, но создают дополнительную нагрузку на элементы сети, тем самым снижая ее КПД.

Так как силовые модули на полностью управляемых полупроводниковых ключах зачастую формируют фазный ток с помощью различных методов широтно-импульсной модуляции, то принято выделять три составляющие циркуляционных токов: постоянная составляющая, переменная составляющая основной частоты, переменная составляющая высших гармоник [41–44].

Существует ряд способов снижения негативного влияния циркуляционных токов, в зависимости от исполнения ПП и топологий сети, из которых можно выделить несколько основных:

- а) все ПП синхронно управляются единой системой управления;
- б) у каждого ПП собственная система управления и синхронизация осуществляется посредством синхросигнала, передаваемого по отдельной линии связи;
- в) у каждого ПП собственная система управления и синхронизация осуществляется от сети переменного тока (инверторы, ведомые сетью).

Далее рассмотрим наиболее распространенные способы снижения циркуляционных токов.

1.1.1 Применение разделительных трансформаторов для снижения циркуляционных токов

На рисунке 1.2 приведена топология статического компенсатора реактивной мощности (СТАТКОМ) мощностью 100 МВА, построенного на идентичных трехуровневых ПП с общим звеном постоянного тока [45]. В качестве переключающих элементов ПП использованы Gate-Turn_Off (GTO) тиристоры, которые коммутируются на частоте основной гармоники. Выход каждого из ПП подключен к распределительной сети через разделительный трансформатор. Вторичные обмотки трансформаторов соединены последовательно для увеличения выходного напряжения. Разделительные трансформаторы подключены таким образом, чтобы обеспечить фазовый сдвиг напряжений одноименных фаз, формируемых каждым ПП. В итоге получается 48-пульсная схема преобразователя большой мощности. Такое решение позволило улучшить гармонический состав формируемого преобразователем напряжения без использования методов широтно-импульсной модуляции на переключающих элементах большой мощности.

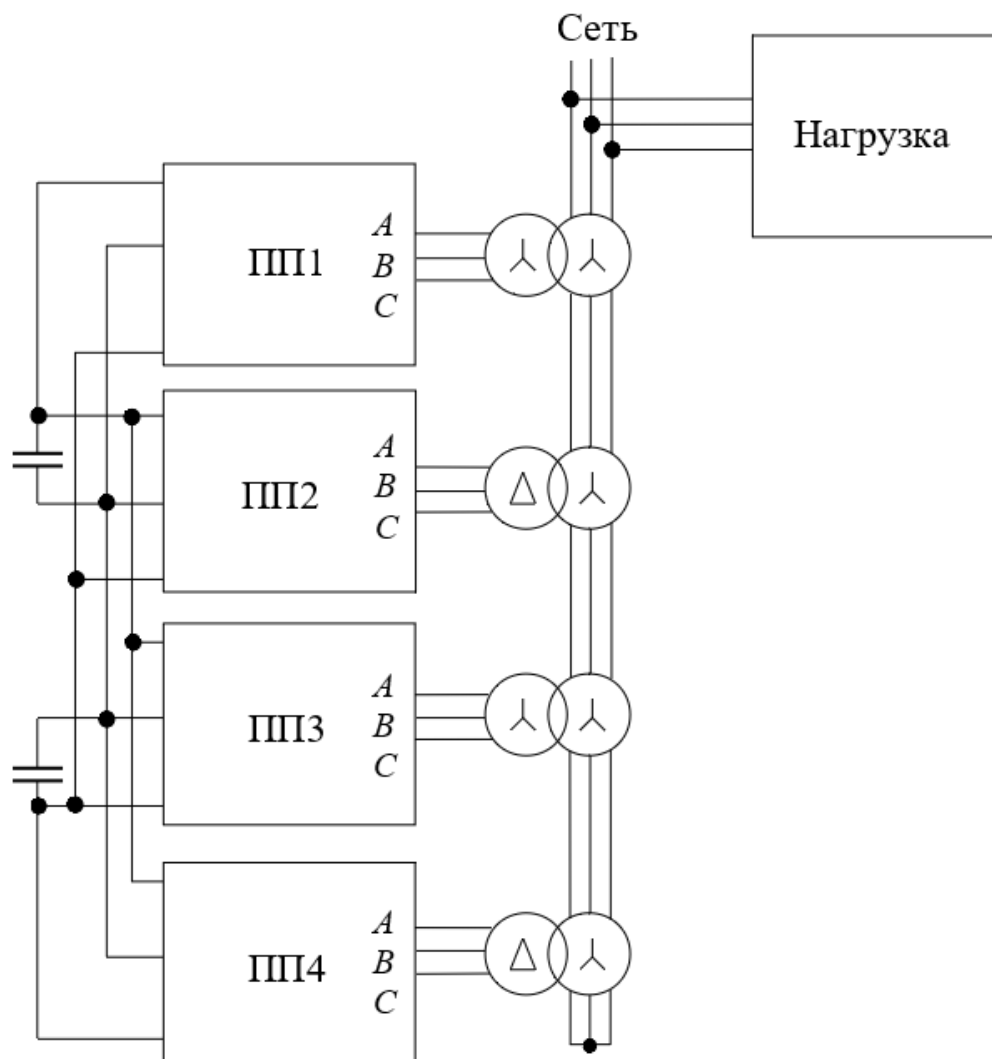
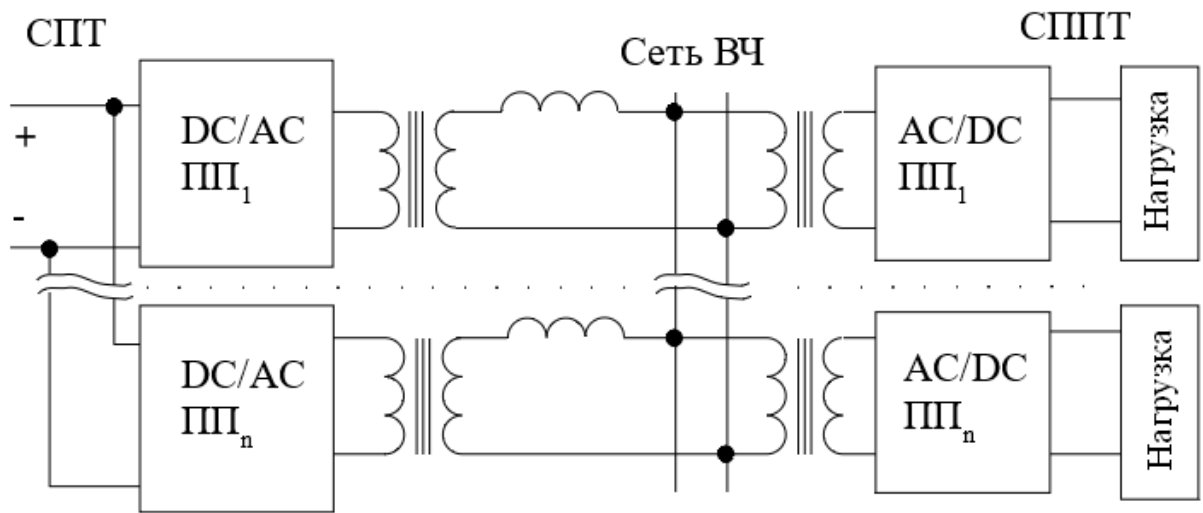


Рисунок 1.2. Топология преобразователя для СТАТКОМ с разделительными трансформаторами

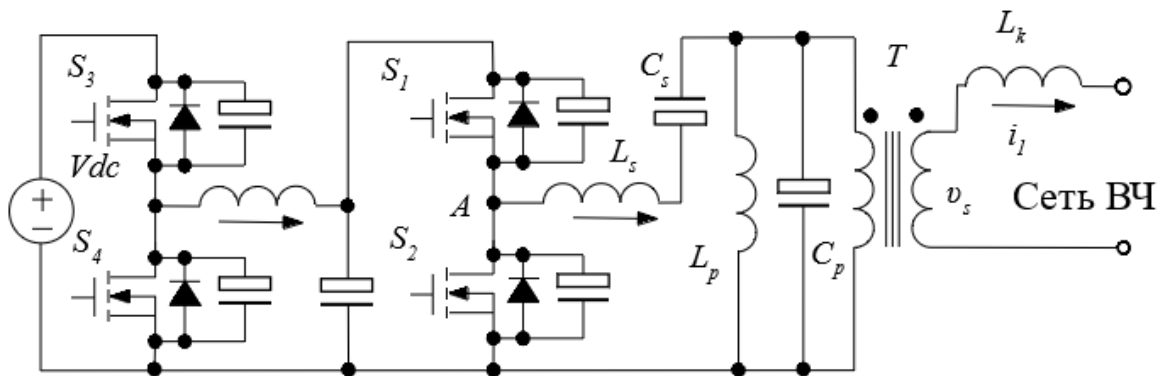
Очевидным недостатком такого решения является наличие трансформаторов, что ухудшает массогабаритные показатели статического компенсатора и увеличивает его стоимость.

Другая реализация топологии каскадного включения ПП через разделительные трансформаторы предложена авторами работы [46]. Блок-схема упомянутой топологии приведена на рисунке 3(а), а схема одного из DC/AC преобразователей на рисунке 3(б). Предложенная система предназначена для применения в космических аппаратах. Она состоит из некоторого числа DC/AC модулей, построенных по схеме резонансных

инверторов. Звено постоянного тока каждого преобразователя подключено к сети постоянного тока (СПТ). Выходы каждого из DC/AC ПП объединены в распределительную сеть высокой частоты (ВЧ) через разделительный трансформатор T и уравнивающий реактор L_k . Рабочая частота сети ВЧ рассмотренного в работе прототипа системы выбрана на уровне 500 кГц при действующем значении напряжения 28 В. Каждый из потребителей сети постоянного тока (СППТ) запитывается от индивидуального AC/DC преобразователя подключенного к сети ВЧ также через разделительный трансформатор.



а)



б)

Рисунок 1.3. а) Топология высокочастотного преобразователя с разделительными трансформаторами б) схема одного из AC/DC преобразователя

Для равномерного распределения мощности между инверторами в системе управления имеется два контура управления: по току и по напряжению. При этом в токовом контуре выделяются активные и реактивные компоненты для коррекции коэффициента мощности.

Снижение циркуляционных токов для предложенной системы, по утверждению авторов, обеспечивается в случае, когда средние значения активных компонент тока каждого из резонансных инверторов идентичны, а реактивные компоненты тока каждого из инверторов сведены к минимуму. Кроме того, задаче снижения циркуляционных токов служит наличие уравнивающего реактора L_k . Индуктивность последнего выбирается из соображений компромисса между массогабаритными показателями и реактивным сопротивлением на рабочей частоте сети ВЧ.

1.1.2 Применение магнитно-связанных уравнивающих реакторов

Большинство технических решений для формирования синусоидального тока предполагают применение различных методов широтно-импульсной модуляции. Вследствие этого, особенно когда импульсы управления ключами параллельно подключенных ПП имеют фазовый сдвиг друг относительно друга, между ПП появляются циркуляционные токи с частотой ШИМ и кратных ей гармоник. Фазовый сдвиг импульсов управления ключами задается для снижения амплитуды пульсаций, но возникающие при этом циркуляционные токи снижают КПД всей системы. Одним из решений снижения циркуляционных токов для двух включенных в параллель ПП является применение магнитно-связанных

уравнительных реакторов [47]. Пример топологии преобразователя с магнитно-связанными уравнительными реакторами приведен на рисунке 1.4.

Для подавления высокочастотных составляющих циркуляционного тока необходимо создать высокий импеданс на пути его протекания. В случае несвязанного индуктора, полное сопротивление в цепи протекания циркуляционного тока будет в два раза больше индуктивности на стороне инвертора. В этом случае изменение циркуляционного тока фазы А можно записать как

$$\Delta i_{cA} = \frac{u_{a1} - u_{a2}}{2(\omega L_i)} dt ; \quad (1.4)$$

где u_{a1} и u_{a2} – мгновенные напряжения на выводах стоек фазы А преобразователей ПП1 и ПП2 соответственно, L_i – индуктивность уравнительного реактора на выходе стойки.

В случае применения магнитно–связанных уравнительных реакторов выражение (1.4) примет вид

$$\Delta i_{cA} = \frac{u_{a1} - u_{a2}}{L_s(1+k)} dt ; \quad (1.5)$$

где L_s – взаимная индуктивность обмоток магнитно–связанного уравнительного реактора, а k – коэффициент связи.

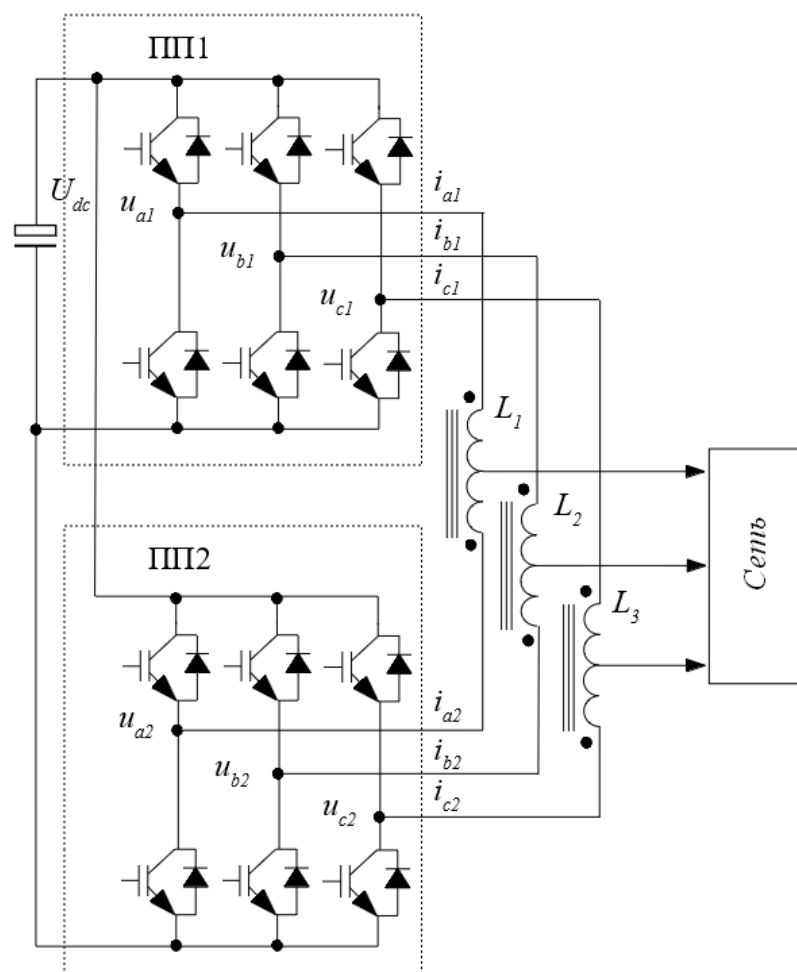


Рисунок 1.4. Топология преобразователя с магнитно-связанными уравнительными реакторами

В соответствии с выражением (1.5), добиться снижения циркуляционных токов можно увеличив индуктивность обмоток магнитно-связанного уравнительного реактора и увеличив коэффициент связи. Кроме того, в магнитно-связанном уравнительном реакторе также должна присутствовать и индуктивность рассеяния, влияющая на работу преобразователя. Чтобы реализовать вышеозначенные требования, авторы предложили особую конструкцию уравнительного реактора, которая представляет собой два П-образных сердечника без зазора, на которых расположены обе обмотки. По бокам от обеих обмоток расположены два дополнительных сердечника с воздушным зазором. Таким образом, магнитный поток, замкнутый через центр сердечника препятствует

протеканию циркуляционного тока, а магнитный поток, замкнутый через внешние сердечники обеспечивает накопление энергии в реакторе.

Очевидным недостатком такого подхода является нестандартная конструкция уравнительных реакторов, что скажется на стоимости преобразователя.

1.1.3 Увеличение импеданса уравнительных реакторов

В работах [48,49] рассматриваются некоторые способы снижения циркуляционных токов между двумя включенными в параллель ПП. В качестве одного из решений предлагается увеличивать импеданс уравнительных реакторов, установленных на выходах каждой фазной стойки ПП. Вернемся к эквивалентной схеме одной фазной стойки включенных в параллель двух ПП (рисунок 1.1).

Напряжение в точке общего присоединения $U_{оп}$ можно выразить как

$$u_{оп} = \frac{Z_1 \times Z_2 \times (u_1 + u_2)}{Z_1 \times Z_2 + Z_1 \times Z_H + Z_2 \times Z_H} \quad (1.6)$$

Тогда токи i_1 и i_2 рассчитываются согласно выражений:

$$i_1 = \frac{u_1 - u_{оп}}{Z_1} \quad (1.7)$$

и

$$i_2 = \frac{u_2 - u_{оп}}{Z_2} \quad (1.8)$$

Приняв значения импедансов $Z_1=Z_2=Z$, выражение для циркуляционного тока 1.1 примет вид:

$$i_{\text{ц}} = \frac{u_1 - u_2}{Z} \quad (1.9)$$

а выражение для тока нагрузки при условии, что $Z_{\text{ф}} \ll Z_{\text{Н}}$, запишется как

$$i_{\text{н}} = \frac{U_{\text{оп}}}{Z_{\text{Н}}} \approx \frac{u_1 + u_2}{2Z_{\text{Н}}} \quad (1.10)$$

При отмеченных выше допущениях, импеданс нагрузки практически не влияет на величину циркуляционного тока, а импедансы Z_1 и Z_2 – на величину тока нагрузки. Таким образом, становится возможным снижение циркуляционных токов путем увеличения импедансов Z_1 и Z_2 вследствие увеличения индуктивности уравнительных реакторов в выходных цепях ПП, включенных в параллель.

Очевидный недостаток такого подхода это увеличение массогабаритных показателей ПП и снижение предельно допустимого тока для каждого из ПП в соответствие с критерием насыщения материала сердечника уравнительных реакторов.

1.1.4 Применение резонансных LC фильтров

Интересное решение, предусматривающее применение последовательно-параллельных резонансных LC фильтров для снижения циркуляционных токов при параллельном включении ПП в системах с индуктивной передачей энергии для бесконтактных зарядных станций

предложено в работе [42]. Топология предложенного преобразователя показана на рисунке 1.5.

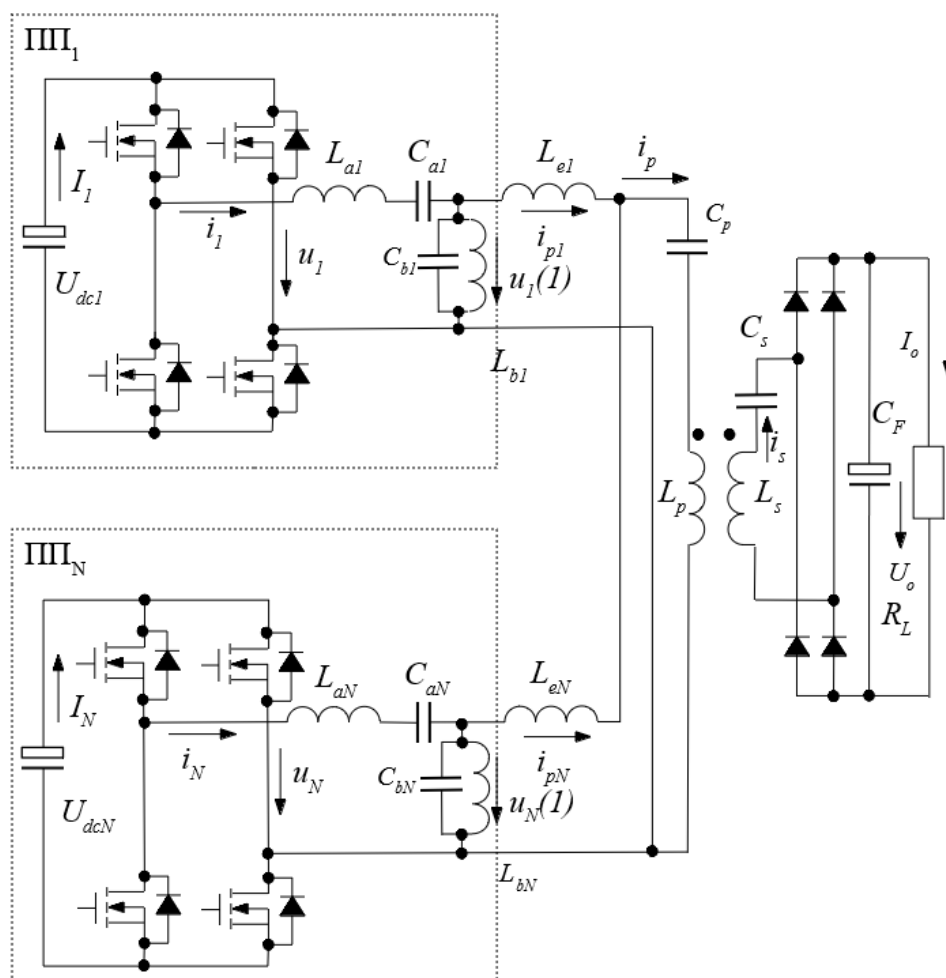


Рисунок 1.5. Топология преобразователя с последовательно-параллельными резонансными LC -фильтрами

Преобразователь состоит из нескольких идентичных модулей, обозначенных ПП_1 и ПП_N , выполненных по схеме H -мостов на силовых элементах типа $MOSFET$. Рассмотрим первый из них. Цепочка $L_{al} - C_{al} - L_{el}$ модуля ПП_1 образуют последовательный колебательный контур. Такое решение позволяет исключить постоянную составляющую циркуляционных токов. Для подавления циркуляционных токов высших гармоник, по мнению авторов, требовалось бы увеличить индуктивность реактора L_{el} , что сказалось бы на массогабаритных параметрах преобразователя. Вместо

увеличения индуктивности авторами было предложено ввести параллельный колебательный контур $L_{bl} - C_{bl}$. Для эффективного подавления циркуляционных токов резонансная частота последовательного контура выбиралась несколько ниже рабочей частоты преобразователя, а параллельного контура – несколько выше. Такой подход, совместно с фазовой синхронизацией импульсов управления силовыми ключами, позволил увеличить КПД преобразователя в среднем на 1-2%.

Назначение рассмотренного преобразователя предполагает фиксированную рабочую частоту порядка 20 кГц, на которой и происходит передача энергии. Тем не менее, такое решение представляет определенный интерес и для систем переменного тока промышленной частоты с формированием огибающей посредством различных способов широтно-импульсной модуляции.

1.2 Способы снижения циркуляционных токов в системах распределенной энергетики

В последнее время активно идет развитие возобновляемых источников энергии (ВИЭ), таких как ветрогенераторы, солнечные и приливные электростанции. Как правило, упомянутые источники сначала объединяются в подсети прежде чем быть подключенными к основной распределительной сети [50]. Параллельное включение ВИЭ в рамках подсети обеспечивает увеличение суммарной мощности системы и ее бесперебойную работу. Так как ВИЭ в этом случае будут располагаться на удалении и друг от друга и от потребителей энергии, то, с учетом распределенного импеданса линий электропередачи, равномерное распределение нагрузки между ВИЭ приведет к снижению циркуляционных токов.

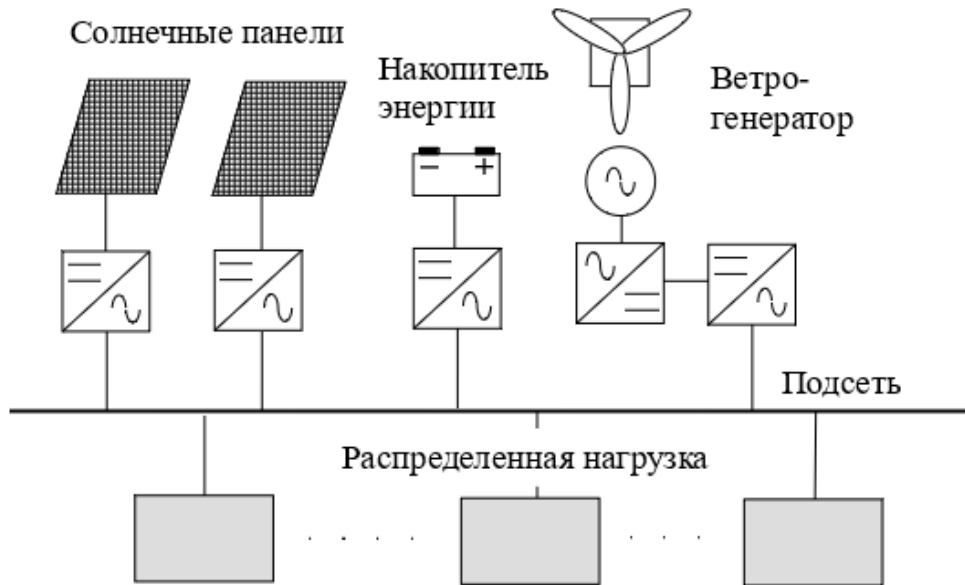


Рисунок 1.6. Фрагмент подсети с несколькими источниками и распределенными потребителями энергии

1.2.1 Применение метода контроля частоты и выходного напряжения инверторов

Метод контроля частоты и выходного напряжения инверторов (droop control method) не предполагает наличия линий передачи данных для обмена информацией о режиме работы каждого из ПП в составе ВИЭ, при этом контур управления каждого из ПП регулирует частоту и амплитуду выходного напряжения, так, чтобы компенсировать дисбаланс активной и реактивной мощности [51–53].

Активная и реактивная мощность вычисляются в соответствии с выражениями:

$$P = \frac{U_{III} \times U_H}{x} \sin \varphi ; \quad (1.11)$$

$$Q = \frac{U_{III} \times U_H \times \cos \varphi - U_H^2}{x} ; \quad (1.12)$$

где U_{III} амплитуда выходного напряжения ПП, U_H амплитуда напряжения на нагрузке, φ – угол фазового сдвига между выходным напряжением ПП и напряжением распределительной сети, x – реактивное сопротивление уравнительного реактора ПП.

Как следует из приведенных выражений, при малых углах фазового сдвига активная мощность, в основном, зависит от угла φ , а реактивная – от значения амплитуды U_{III} . Снижение частоты и амплитуды выражаются следующими зависимостями:

$$\omega = \omega^* - mP; \quad (1.13)$$

$$U_{III} = U_{III}^* - nQ; \quad (1.14)$$

где ω^* – частота выходного напряжения ПП без нагрузки, U_{III}^* – выходное напряжение ПП без нагрузки, m и n – коэффициенты снижения частоты и амплитуды выходного напряжения соответственно.

Увеличение коэффициентов m и n приводит к лучшей компенсации дисбаланса активной и реактивной мощности за счет ухудшения регулировки напряжения, но при небольших отклонениях частоты и напряжения (на 2% и 5% соответственно), является вполне допустимым, при этом численные методы расчета активной и реактивной мощности в реальном времени могут быть весьма трудоемки для микропроцессорной системы управления ПП. Это обстоятельство ухудшает динамические характеристики данного метода [51].

1.2.2 Введение виртуального импеданса

Для улучшения динамических характеристик метода контроля частоты и выходного напряжения инверторов, в работах [54,55] авторы предлагают ввести виртуальный импеданс в токовый контур управления ПП. Эквивалентная схема параллельного включения двух ПП с введенным виртуальным импедансом показана на рисунке 1.7.

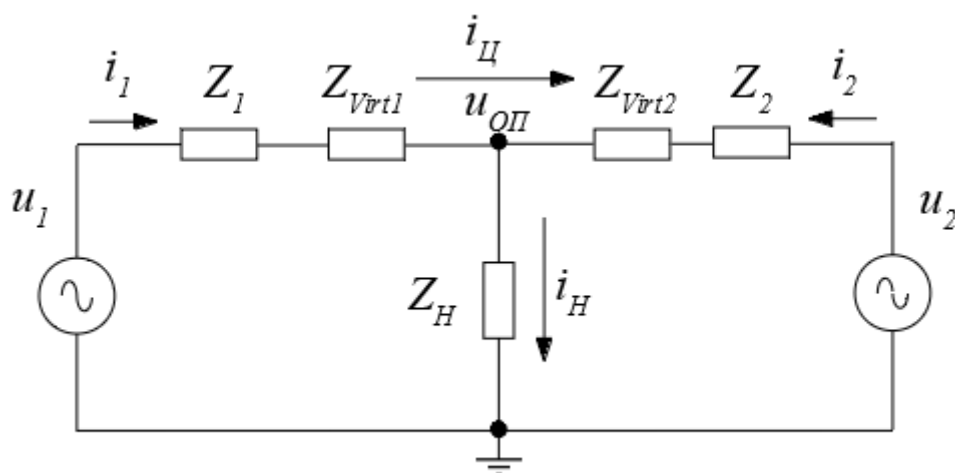


Рисунок 1.7. Эквивалентная схема параллельного включения двух ПП с введенным виртуальным импедансом.

К физическим импедансам уравнивательных реакторов Z_1 и Z_2 добавляются виртуальные импедансы Z_{Virt1} и Z_{Virt2} . Такой подход позволяет компенсировать разброс параметров ПП и распределенный импеданс линии электропередачи, а значит снизить циркуляционные токи до минимума.

Для улучшения динамических характеристик ПП, численные расчеты активной и реактивной мощности в системе управления ПП производятся через выделение активных и реактивных компонент тока с помощью математического аппарата синхронной вращающейся системы координат [55].

1.2.3 Синхронизация посредством передачи информационных сообщений по линии связи между ПП

В ряде случаев, для повышения эффективности совместной работы источников распределенной генерации в подсети, организуется информационный обмен между ними посредством различных линий связи [56–59]. При этом выделяются три уровня иерархии:

а) нижний уровень – осуществляет управление локальными переменными (установками) каждого объекта распределенной генерации, такими как частота и напряжение. На этом же уровне осуществляется управление и виртуальным импедансом.

б) средний уровень – работает как централизованный контроллер. В его задачи входит компенсация установившихся ошибок по напряжению и частоте подсети, с доведением их значений до номинальных. Приоритет среднего уровня управления ниже, чем нижнего.

в) верхний уровень – отвечает за оптимизацию работы подсети и настройку ее взаимодействия с распределительной сетью путем управления эталонами активной и реактивной мощности для каждого объектов распределенной генерации [56,59].

Следует отметить, что такой принцип построения иерархической системы управления приводит к тому, что линия передачи данных включается в петлю обратной связи контура управления. Это значит, что ошибки и задержки, возникающие в процессе передачи данных, приводят к нестабильной работе системы, следовательно, есть необходимость изучения влияния характеристик линии связи на эффективность совместной работы объектов распределенной генерации [57,60].

1.3 Применение векторной ШИМ для снижения циркуляционных токов

Выше были рассмотрены способы снижения циркуляционных токов, которые возникают вследствие разброса параметров включенных в параллель ПП, импедансов линий электропередачи, рассогласования частот и фаз генерируемых ПП токов. Тем не менее, в ряде случаев целесообразно искусственно смещать фазы импульсов управления полупроводниковыми ключами включенных в параллель ПП друг относительно друга, для улучшения гармонического состава формируемого фазного тока [61–63]. В этом случае, как было показано в работе [44], улучшение качества формируемого тока напрямую связано с величиной циркуляционных токов, протекающих между ПП.

Параллельная работа многоуровневых ПП имеет определенную специфику, поскольку существуют различные способы модуляции. Так, например, скалярная ШИМ для пятиуровневого ПП с фиксирующими диодами может иметь несколько вариаций, показанных на рисунке 1.8: *phase disposition (PD)* – все опорные сигналы треугольной формы синфазны, *phase opposite disposition (POD)* – опорные сигналы для положительной полуволны в противофазе опорным сигналам отрицательной полуволны и *alternative phase opposite disposition (APOD)* – опорные сигналы для каждой полуволны в противофазе друг другу [63]. Из этого следует, что для каждого случая будут различия и в величинах циркуляционных токов.

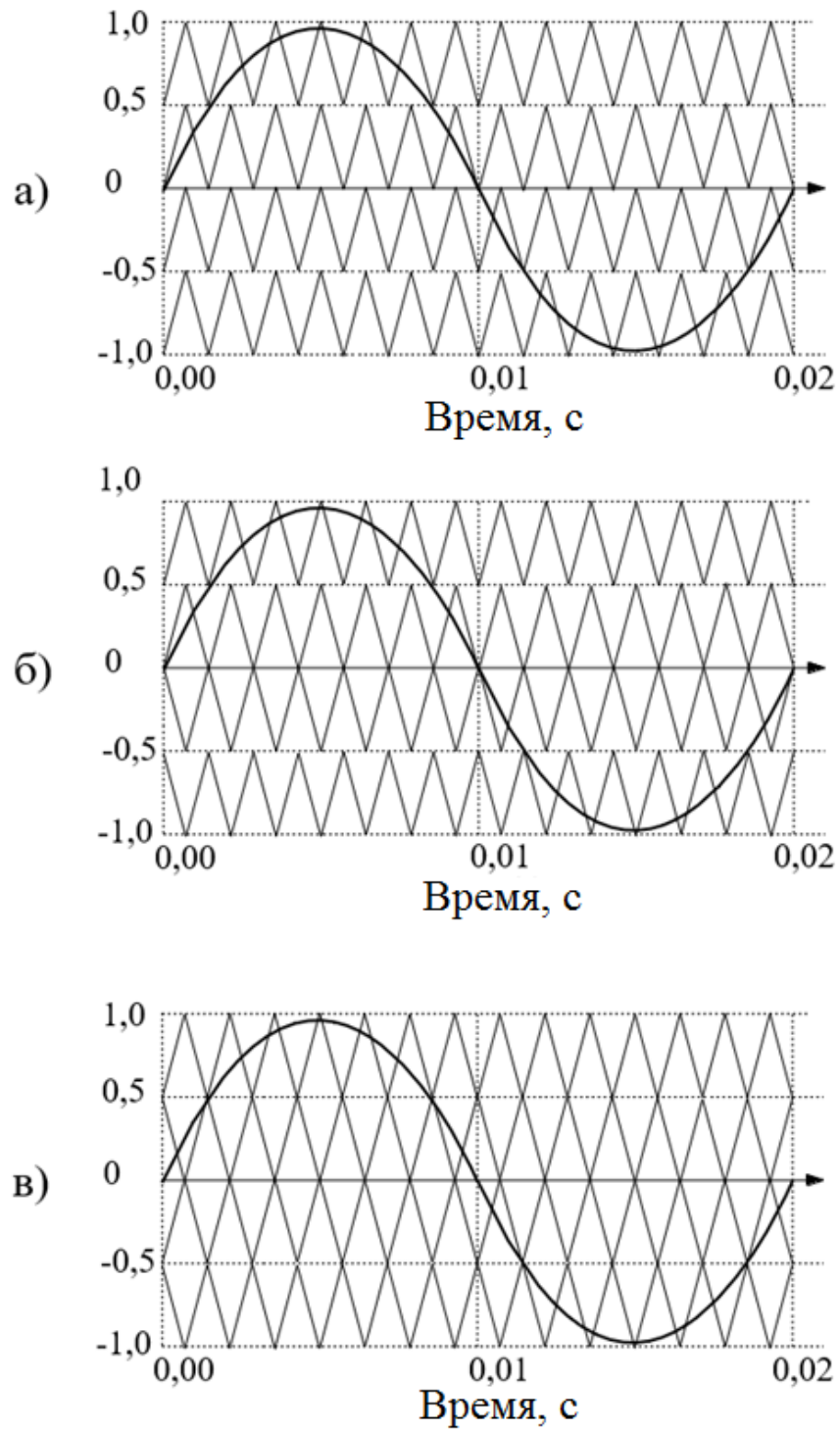


Рисунок 1.8. Вариации скалярной ШИМ для многоуровневого ПП: (а) *PD*, (б) *POD*, и (в) *APOD*.

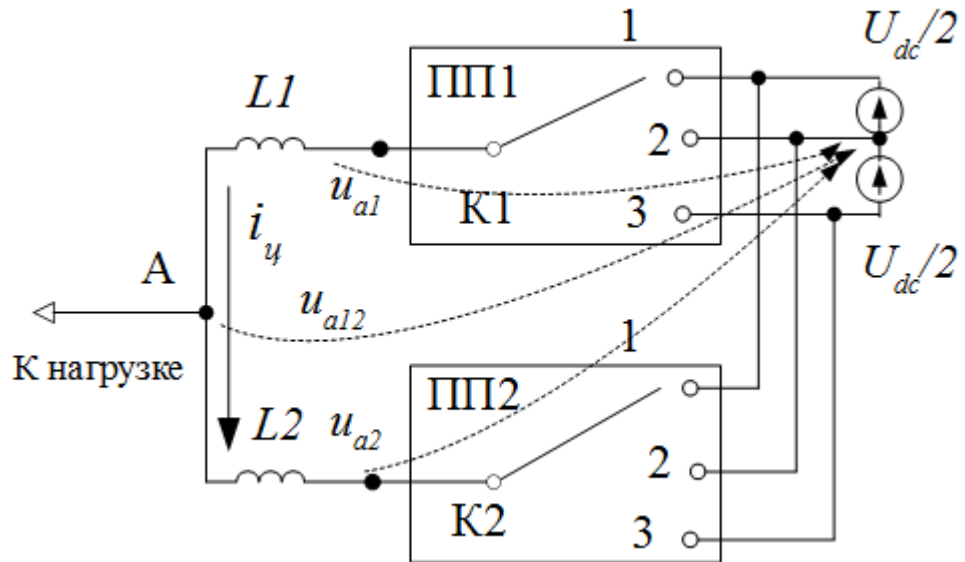


Рисунок 1.9. – Эквивалентная схема параллельного включения двух трехуровневых полупроводниковых преобразователей с общим звеном постоянного тока

Рассмотрим параллельное включение двух трехуровневых ПП. На рисунке 1.9 изображена упрощенная схема такого включения, где полупроводниковые вентили условно изображены как ключи К1 и К2. На выходе каждого из ПП, в соответствии с законом модуляции, формируется ступенчатое напряжение. Мгновенные значения выходных напряжений, в зависимости от положения ключей для представленной на рисунке 1.9 схемы приведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1

Соответствие ступенчатых выходных напряжений положениям ключей

К1	u_{a1}	К2	u_{a2}
1	$+U_{dc}/2$	1	$+U_{dc}/2$
0	0	0	0
-1	$-U_{dc}/2$	-1	$-U_{dc}/2$

При равенстве импедансов уравнительных реакторов $L1$ и $L2$, напряжение в точке А относительно средней точки звена постоянного тока вычисляется согласно выражению

$$u_{a12} = \frac{1}{2}(u_{a1} + u_{a2}). \quad (1.15)$$

При подстановке значений из табл. 1 в выражение (1.15) нетрудно заметить, что при одновременном нахождении ключей К1 и К2 в позициях "0" и "1" (или "1" и "0") на выходе формируется напряжение $+U_{dc}/4$, в позициях "0" и "-1" (или "-1" и "0") на выходе формируется напряжение $-U_{dc}/4$, а в позициях "1" и "-1" (или "-1" и "1") на выходе формируется нулевое напряжение. При этом циркуляционный ток, протекающий между ПП находится в соответствии с выражением:

$$i_u = \frac{1}{L1 + L2} \int_{t1}^{t2} (u_{a1} - u_{a2}) dt . \quad (1.16)$$

Согласно выражению (1.16), величина циркуляционного тока зависит от индуктивности уравнительных реакторов $L1$ и $L2$, мгновенной разности потенциалов на выходе стоек ПП и длительности интервала, в течение которого эта разница потенциалов имеет место. Так как индуктивность уравнительных ректоров закладывается на этапе проектирования ПП а напряжения имеют относительно неизменное значение для определенной комбинации состояния ключей, то влиять на величину циркуляционного тока в значительной степени будет время реализации определенной комбинации состояния ключей.

По сравнению со скалярной ШИМ, методология векторной ШИМ позволяет гибко подходить к выбору комбинаций состояния ключей и последовательности перебора комбинаций на интервале усреднения, что делает возможным улучшить качество формируемого фазного тока при одновременном снижении величины циркуляционного тока.

1.4 КПД трехуровневого полупроводникового преобразователя

Поскольку циркуляционные токи, протекающие между параллельно включенными ПП не производят полезную работу, то существует необходимость определения их взаимосвязи с КПД такой системы.

В общем случае КПД можно рассчитать по известной формуле:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}}, \quad (1.17)$$

где P_{loss} – потери в преобразователе. Их можно представить как:

$$P_{loss} = P_{cond} + P_{sw} + P_{yp}, \quad (1.18)$$

где P_{cond} – потери проводимости в полупроводниковых приборах, P_{sw} – потери на переключение в полупроводниковых приборах, P_{yp} – потери в уравнительных реакторах двух ПП (без учета потерь в сердечнике).

Потери проводимости рассчитываются как

$$P_{cond} = N \times (U_{ON} \times \bar{I} + R_{ON} \times I^2), \quad (1.19)$$

где N – количество элементов в двух ПП, U_{ON} – прямое падение напряжения на полупроводниковом приборе, R_{ON} – динамическое сопротивление полупроводникового прибора, \bar{I} – среднее значение тока, протекающего через полупроводниковый прибор, I – действующее значение тока, протекающего через полупроводниковый прибор.

Поскольку прямое падение напряжения для *IGBT* транзистора зависит от протекающего тока, рекомендуется брать значение U_{ON} посредством линейной аппроксимации, если значение протекающего тока отличается от нормированного:

$$U_{on} = U_{CE0} + \bar{I} \times \frac{(U_{CE(sat)} - U_{CE0})}{I_{norm}}, \quad (1.20)$$

где U_{CE0} – начальное падение напряжения на *IGBT* транзисторе, $U_{CE(sat)}$ – падение напряжения на *IGBT* транзисторе при протекании тока I_{norm} [62].

Тот же параметр для диодов:

$$U_{on} = U_{f0} + \bar{I} \times \frac{(U_f - U_{f0})}{I_{norm}} \quad (1.21)$$

где U_{f0} – начальное прямое падение напряжения на диоде, U_f – прямое падение напряжения на диоде при протекании тока I_{norm} .

Потери на переключение рассчитываются как произведение:

$$P_{SW} = N \times \frac{N_{SW}}{2} \times f_{(1)} \times (E_{ON} + E_{OFF}) \times \left(\frac{\hat{I}}{I_{ref}} \right)^{K_I} \times \left(\frac{U_{cc}}{U_{ref}} \right)^{K_U}, \quad (1.22)$$

где N_{SW} – число переключений за один период, $f_{(1)}$ – частота первой гармоники, E_{ON} и E_{OFF} – энергия включения и выключения соответственно (справочная величина), для диодов принимаем $E_{on}=0$ $E_{off}=E_{rr}$ – энергии обратного восстановления, \hat{I} – амплитудное значение протекающего через полупроводниковый прибор тока, I_{ref} – нормированное значение тока через полупроводниковый прибор, для которого приводится энергия включения – отключения (справочная величина), U_{cc} – напряжение коллектор-эмиттер или катод-анод, в зависимости от типа элемента, U_{ref} – нормированное напряжение для которого приводится энергия включения – отключения (справочная величина), K_I и K_U – коэффициенты, учитывающие зависимость энергии включения и выключения от тока и напряжения соответственно, как показано в работе [64], их рекомендуется брать $K_I = 1$ и $0,6$ для *IGBT* транзистора и диода соответственно, $K_U = 1,4$ и $0,6$ для *IGBT* транзистора и диода соответственно.

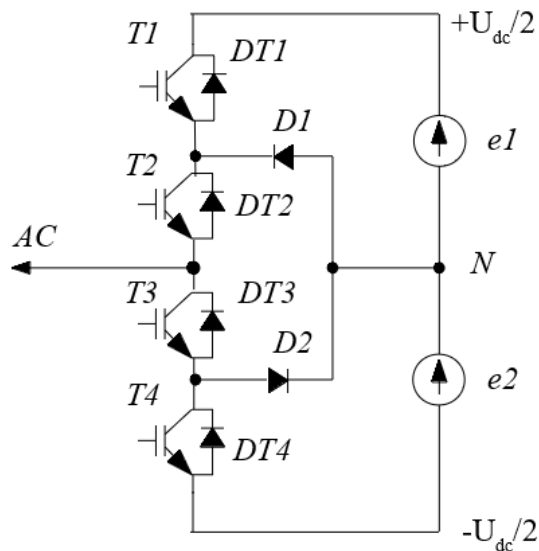


Рисунок 1.10 – схема одной стойки трехуровневого ПП.

Для дальнейшего расчета необходимо оценить токи, протекающие через каждый полупроводниковый прибор в стойке (рисунок 1.10) и количество их переключений.

При анализе потерь в ПП рабочий период принято делить на четыре участка (рисунок 1.11) [64–66].

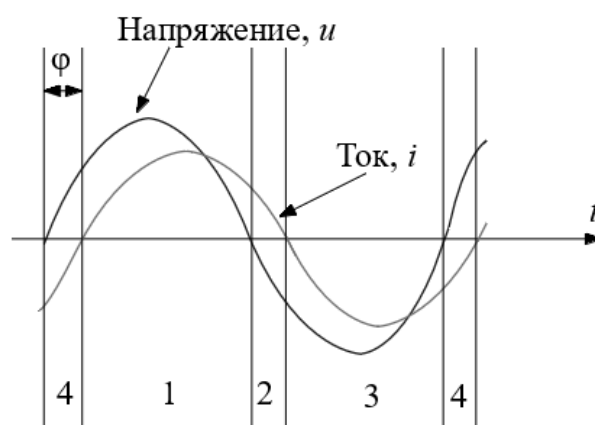


Рисунок 1.11 – зоны коммутации полупроводниковых приборов трехуровневого ПП.

Участок 1: Мгновенные значения тока $i > 0$ и напряжения $u > 0$. Транзистор $T2$ включен, транзистор $T1$ коммутируется в соответствии с переключающей функцией ШИМ, при включенном $T1$ путь протекания тока $U_{dc}/2 \rightarrow T1 \rightarrow T2 \rightarrow AC$, при выключенном $T1$ путь протекания тока $N \rightarrow D1 \rightarrow T2 \rightarrow AC$. Диаграммы токов, протекающих через транзисторы $T1$ и $T2$ показаны на рисунке 12а и рисунке 12б соответственно. Диаграмма тока, протекающего через фиксирующий диод $D1$ показана на рисунке 12в.

Участок 2: Мгновенные значения тока $i > 0$ и напряжения $u < 0$. Транзистор $T2$ включен, путь протекания тока меняется с $N \rightarrow D1 \rightarrow T2 \rightarrow AC$ на $-U_{dc}/2 \rightarrow DT4 \rightarrow DT3 \rightarrow AC$. Диаграммы токов, протекающих через означенные элементы также показаны на рисунке 1.12. Чем ближе коэффициент

мощности к единице, тем меньший ток будет протекать через антипараллельные диоды.

Участок 3: Мгновенные значения тока $i < 0$ и напряжения $u < 0$. Транзистор $T3$ включен, транзистор $T4$ коммутируется в соответствии с переключающей функцией ШИМ, при включенном $T4$ путь протекания тока $AC \rightarrow T3 \rightarrow T4 \rightarrow -U_{dc}/2$, при выключенном $T4$ путь протекания тока $AC \rightarrow T3 \rightarrow D2 \rightarrow N$. В условиях симметрии, токи, протекающие через упомянутые элементы будут аналогичны по форме токам симметричных по схеме элементов рассмотренных на участке 1.

Участок 4: Мгновенные значения тока $i < 0$ и напряжения $u > 0$. Транзистор $T3$ включен, путь протекания тока меняется с $AC \rightarrow T2 \rightarrow D1 \rightarrow N$ на $AC \rightarrow DT3 \rightarrow DT4 \rightarrow -U_{dc}/2$.

Из приведенных на рисунке 1.12 диаграмм следует, что полупроводниковые приборы в стойке трехуровневого ПП нагружены неравномерно. Статические и динамические потери каждого из них зависят от таких факторов как коэффициент модуляции, коэффициент мощности, средних и действующих значений протекающих токов.

Потери в уравнивательных реакторах, без учета потерь в магнитопроводе выражаются соотношением:

$$P_{yp} = N \times (I_L^2 + I_C^2) \times R_{yp} ; \quad (1.23)$$

где I_L – действующее значение фазного тока, I_C – действующее значение циркуляционного тока, R_{yp} – сопротивление обмотки уравнивательного реактора.

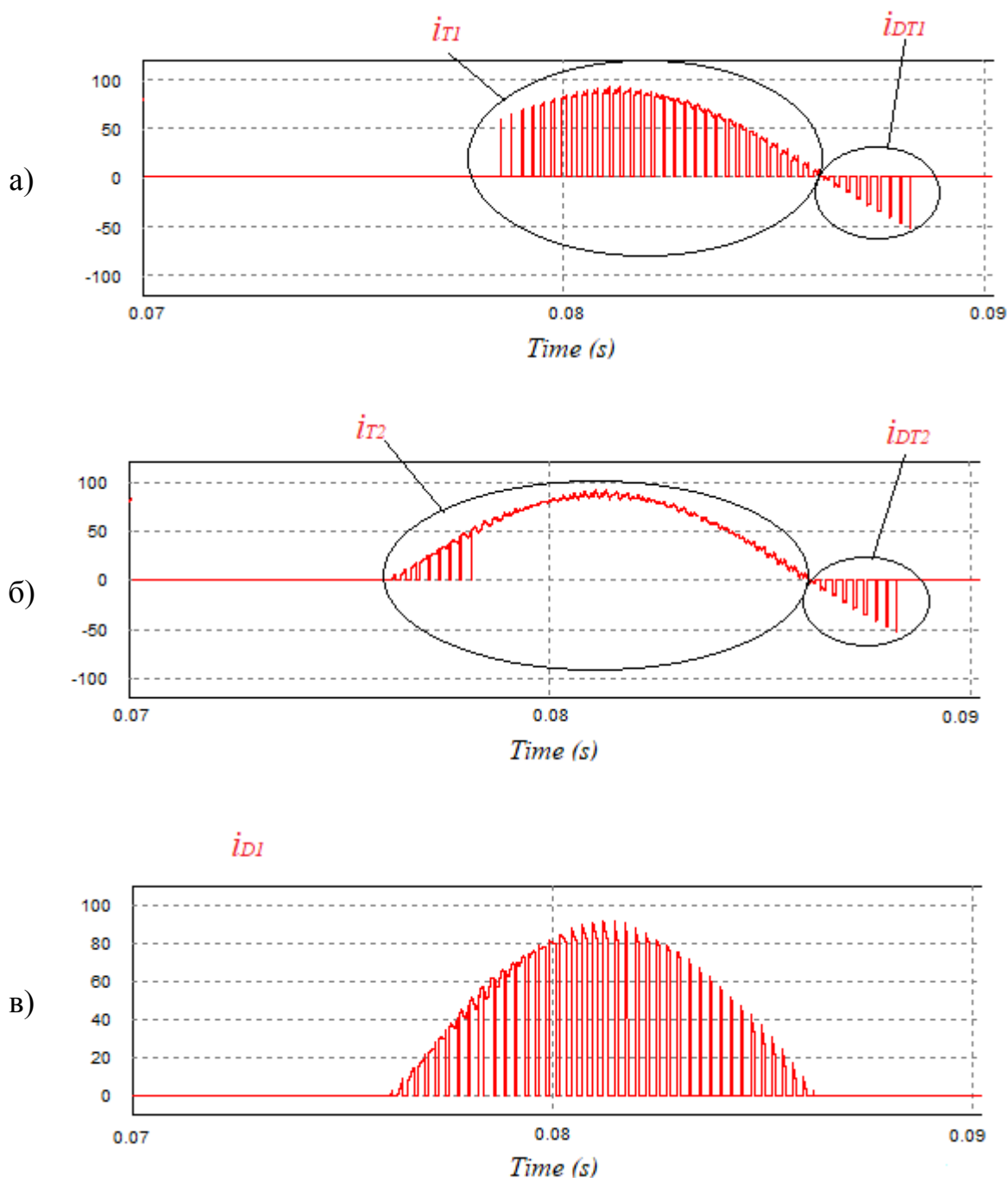


Рисунок 1.12 – диаграммы токов, протекающих через элементы одной фазной стойки трехуровневого ПП а) транзистора $T1$ и антипараллельного диода $DT1$, б) транзистора $T2$ и антипараллельного диода $DT2$, в) фиксирующего диода $D1$

Приведенные соотношения и методики расчетов потерь, предложенные в работах [64,65] разработаны из допущения, что форма формируемого ПП тока близка к синусоидальной. Однако, при работе ПП в составе АСФ кроме

формирования синусоидального тока для коррекции коэффициента мощности необходимо генерировать и широкий спектр высших гармоник для компенсации нелинейных искажений, что потребует доработки указанных методик для расчетов потерь в ПП при формировании тока произвольной формы.

1.5 Основные варианты исполнения активных силовых фильтров

До недавнего времени для подавления высших гармоник тока в распределительных сетях широко применялись резонансные пассивные фильтры и фильтры верхних частот [67–69]. Однако, в связи с развитием современной элементной базы силовой электроники: силовых транзисторов структур *IGBT* и *MOSFET*, микроэлектроники: высокопроизводительных микроконтроллеров и цифровых сигнальных процессоров, стало возможным создание устройств активной фильтрации – активных силовых фильтров [16]. Пассивные фильтры устанавливаются вблизи нелинейной нагрузки – источника высших гармоник, при этом, при выборе элементов фильтра и его конструкции необходимо учитывать спектральный состав тока нагрузки, топологию распределительной сети, нестабильность параметров в зависимости от температуры и условий эксплуатации. При установке пассивного фильтра параллельно нагрузке, токи высших гармоник оказываются шунтированы импедансом фильтра и преобразуются в тепловую энергию. Параметры пассивных фильтров в ходе эксплуатации не могут автоматически подстраиваться под изменение конфигурации сети (изменение характера нагрузки, подключение объектов распределенной генерации и т.п.), что может приводить к перегрузкам и возникновению резонансных явлений.

По сравнению с пассивными фильтрами, активные фильтры решают более широкий круг задач. Кроме подавления высших гармоник тока, они

могут выполнять функции коррекции коэффициента мощности, балансировки нагрузки, выступать в роли регуляторов напряжения и накопителей энергии. Тем не менее, стоимость и эксплуатационные издержки АСФ несколько выше, по сравнению с традиционными пассивными фильтрами на базе RLC компонентов.

По способу подключения, АСФ принято классифицировать как параллельные и последовательные [12,16,35–37]. Типовая схема подключения параллельного АСФ к трехфазной распределительной сети показана на рисунке 1.13. В сети имеется нелинейная нагрузка (НН), которая представляет собой трехфазный мостовой выпрямитель с активно-индуктивной нагрузкой (L_{RH}, R_H).

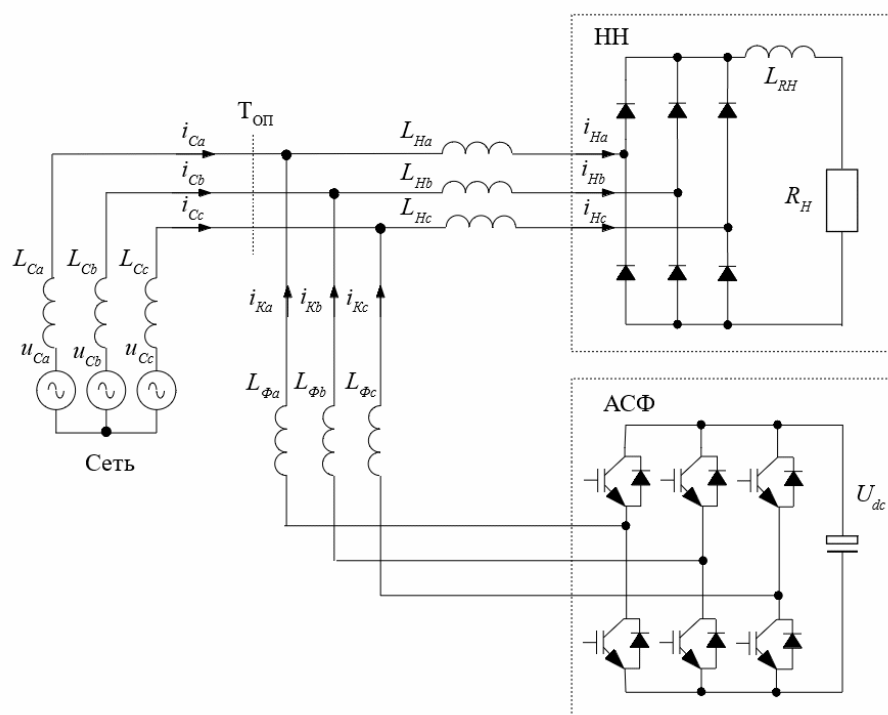


Рисунок 1.13. Трехфазный параллельный АСФ, подключенный к питающей сети с нелинейной нагрузкой

АСФ построен по схеме трехфазного инвертора напряжения и подключен к сети параллельно нагрузке в точке общего присоединения T_{OP} через уравнивательные реакторы $L_{\phi n}$ (где n – обозначение фаз a, b, c).

Идеализированные диаграммы токов и напряжений, поясняющие принцип компенсации высших гармоник тока, формируемых НН, представлены на рисунке 1.14. Для примера взята только одна фаза a , так как, в случае с трехфазной симметричной системой, в других фазах будут протекать аналогичные процессы. Реактивные компоненты тока нагрузки в данном случае принимать во внимание не будем, сосредоточившись только на высших гармониках.

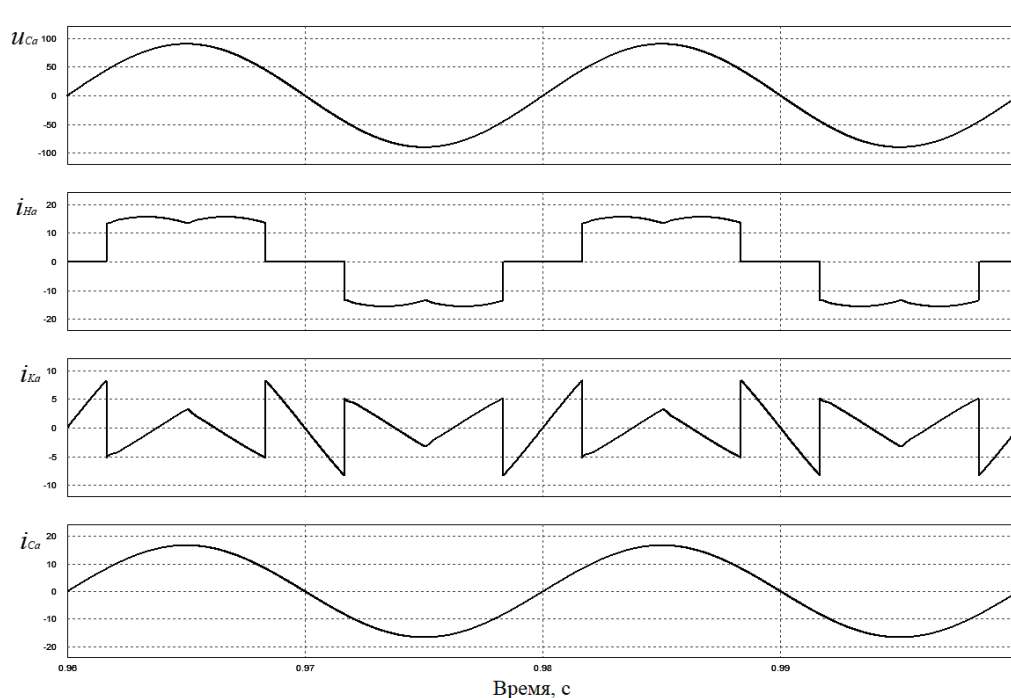


Рисунок 1.14. Фазное напряжение, ток нагрузки, ток компенсации и ток сети фазы a

Потребляемый нагрузкой ток i_{Ha} содержит значительную долю высших гармоник. Чтобы компенсировать последние, АСФ должен сформировать ток компенсации i_{Ka} , который содержит только высшие (без первой) гармоники тока нагрузки i_{Ha} но с обратным знаком. В точке общего присоединения $T_{ОП}$ происходит сложение токов нагрузки i_{Ha} и компенсации i_{Ka} , вследствие чего, фазный ток i_{Ca} становится близким по форме синусоидальному и пропорциональным фазному напряжению u_{Ca} . Очевидно, что для схемы параллельного включения, АСФ должен работать как управляемый источник

тока. Кроме компенсации высших гармоник тока, параллельный АСФ может работать и как компенсатор реактивной мощности, если ток компенсации будет содержать первую гармонику соответствующей амплитуды и фазы.

Одна из наиболее распространенных схем трехфазного последовательного АСФ, подключенного к трехфазной трехпроводной сети приведена на рисунке 1.15. В приведенном примере АСФ состоит из трех однофазных инверторов напряжения. Он подключается к распределительной сети последовательно нагрузке через три однофазных трансформатора $Tr_{\Phi n}$ (где n – обозначение фаз a, b, c). Также возможно исполнение последовательного АСФ на базе трехфазного инвертора напряжения с подключением через трехфазные трансформаторы [12]. Нелинейную нагрузку НН представляет трехфазный мостовой выпрямитель с активно-емкостной нагрузкой (C_H, R_H), подключенный к сети через уравнивательные реакторы L_{Hn} . В отличие от параллельного АСФ, последовательный в такой конфигурации должен работать как управляемый источник напряжения, что делает его подходящим для компенсации гармонических искажений напряжения, создаваемых диодным выпрямителем с активно-емкостной нагрузкой.

Диаграммы напряжений и токов для фазы a рассматриваемого случая представлены на рисунке 1.16. Как и ранее, будем исходить из допущения идеальных условий, достаточно большой емкости конденсатора выпрямителя C_H , достаточно малой индуктивности уравнивательных реакторов L_{Hn} и симметрии трехфазной трехпроводной сети. На рисунке представлены: фазное напряжение u_{Ca} , фазный ток i_{Ca} , напряжение на входе фазной стойки выпрямителя u_{Ha} и фазное напряжение компенсации u_{Ka} .

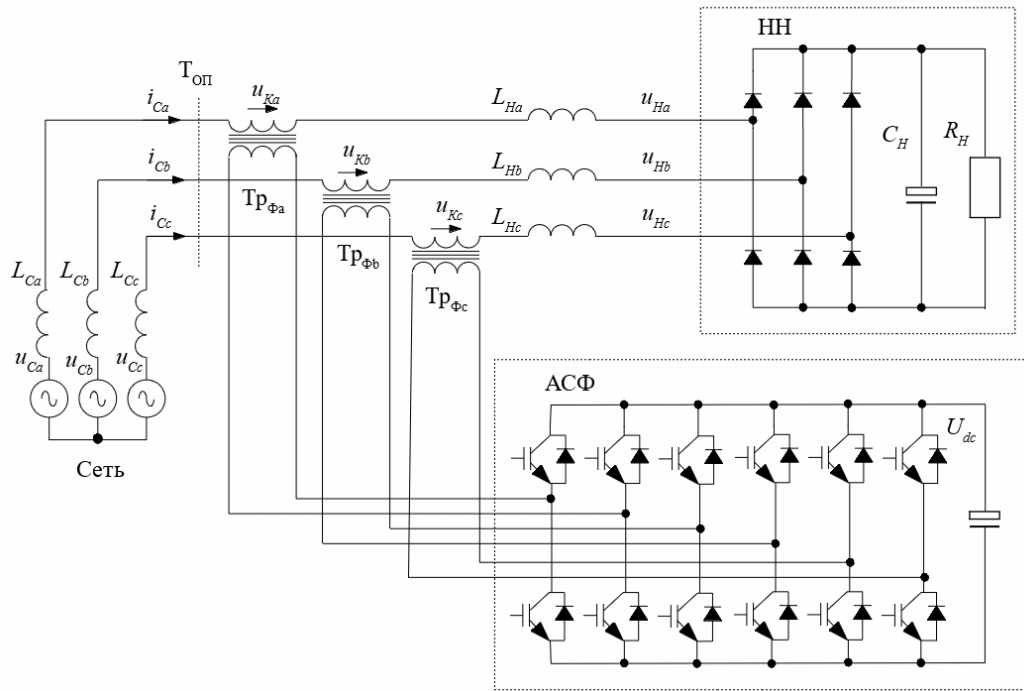


Рисунок 1.15. Трехфазный последовательный АСФ, подключенный к питающей сети с нелинейной нагрузкой

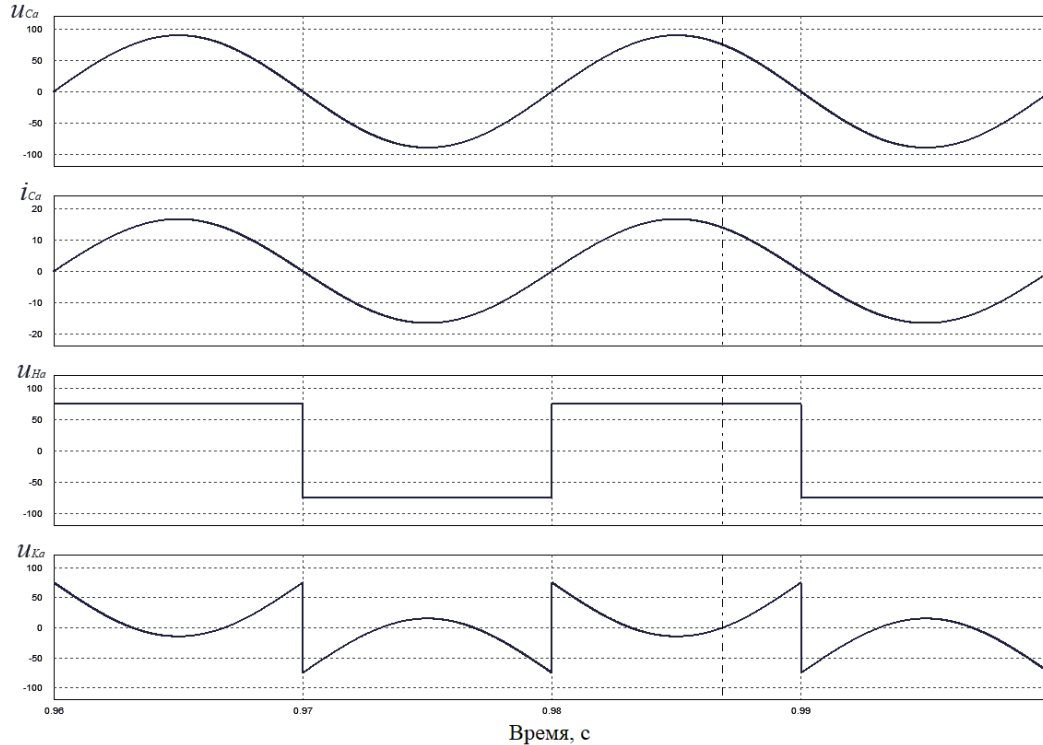


Рисунок 1.16. Фазное сетевое напряжение, фазный ток, напряжение на стойке нагрузки, напряжение компенсации фазы a

Для правильной работы последовательного АСФ необходимо наличие индуктивности L_{Hn} так как она поддерживает разность между сетевым фазным напряжением u_{Ca} и суммой напряжения компенсации u_{Ka} с напряжением на входе фазной стойки выпрямителя u_{Ha} . Поскольку фазный ток i_{Ca} идентичен входному току выпрямителя, то, в результате компенсации гармонического напряжения, он изменяется от искаженной, прерывистой формы до синусоидальной, а угол проводимости диодов выпрямителя становится близким к 180° .

В отличие от параллельного АСФ, последовательный фильтр не может быть применен для компенсации реактивной мощности. С другой стороны, последовательный АСФ может выступать в качестве регулятора напряжения, а также в качестве источника регулируемого импеданса в высоковольтных сетях переменного тока применением технологии FACTS (*Flexible AC Transmission System*) [70,71].

Как следует из представленных выше идеализированных диаграмм токов и напряжений, эффективность работы АСФ в части компенсации высших гармоник тока (напряжения) определяется тем, насколько адекватно он сформирует требуемый ток (напряжение) компенсации. Процесс компенсации можно разделить несколько этапов: измерение токов и напряжений, вычисление амплитуды компенсирующего воздействия, формирование сигнала-задания на ток (напряжение) компенсации, генерирование компенсирующего воздействия. При этом, время выполнения каждого этапа и ошибки, неизбежно появляющиеся на каждом этапе в реальной системе, приводят к тому, что сформированное компенсирующее воздействие в заданный момент времени не будет совпадать с требуемым, то есть компенсация будет не полной. Кроме того, важное значение для стабильной работы АСФ имеет поддержание напряжения звена постоянного тока на заданном уровне и синхронизация с распределительной сетью.

Таким образом, в случае уменьшения величин ошибок, возникающих в процессе компенсации путем усовершенствования как аппаратной части АСФ, так и алгоритмов управления возможно улучшение качества компенсации.

1.6 Математический аппарат, применяемый для построения систем управления АСФ

1.6.1 Теория мгновенной активной и реактивной мощности (p-q теория)

Теория мгновенной активной и реактивной мощности, или p - q теория была предложена группой японских ученых во главе с *H.Akagi* в 1982 году. Она базируется на множестве представлений мгновенной мощности трехфазной цепи переменного тока во временной области, при этом трехфазная система может быть как трехпроводной так и четырехпроводной [12,16]. Постулаты теории позволяют для любого момента времени по имеющимся мгновенным значениям фазных напряжений и токов определять активные, реактивные компоненты мгновенной мощности и мощность искажений. Это обстоятельство делает p - q теорию хорошей основой для построения систем управления АСФ.

В отличие от традиционной концепции, p - q теория рассматривает трехфазную систему не как суперпозицию из трех однофазных, а как единую систему. Для этого осуществляется переход от фазной ABC системы координат к обобщенной $\alpha\beta$ системе координат с помощью преобразования *E.Clarke* [72]. Для мгновенных фазных токов прямое преобразование *E.Clarke* представлено следующими выражением:

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (1.24)$$

где i_a, i_b, i_c – фазные токи в фазной ABC системе координат, i_0, i_α, i_β – ток нулевой последовательности и фазные токи в обобщенной $\alpha\beta$ системе координат.

Обратное преобразование *E. Clarke* представлено следующими выражением:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Для фазных напряжений прямое и обратное преобразования *E. Clarke* осуществляются аналогично. Применение выражения (1.24) позволяет выделить компоненты нулевой последовательности i_0 и представить фазные токи в ортогональной $\alpha\beta$ системе координат. Для симметричной трехфазной сбалансированной системы компоненты нулевой последовательности можно исключать из рассмотрения. С целью упрощения анализа электромагнитных процессов, $\alpha\beta$ система координат совмещается с комплексной плоскостью, при этом ось α представляется осью действительных, а β – мнимых частей комплексных чисел. Таким образом, фазные токи и напряжения представляются в виде векторов \mathbf{u} и \mathbf{i} , которые вращаются относительно центра координат на комплексной плоскости с постоянной угловой скоростью ωt .

В трехфазной симметричной системе выражения для мгновенных токов и напряжений выглядят следующим образом

$$\begin{cases} i_a(t) = \sqrt{2} * I * \cos(\omega t + \phi_I) \\ i_b(t) = \sqrt{2} * I * \cos\left(\omega t + \phi_I - \frac{2\pi}{3}\right); \\ i_c(t) = \sqrt{2} * I * \cos\left(\omega t + \phi_I + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1.26)$$

$$\begin{cases} u_a(t) = \sqrt{2} * U * \cos(\omega t + \phi_U) \\ u_b(t) = \sqrt{2} * U * \cos\left(\omega t + \phi_U - \frac{2\pi}{3}\right); \\ u_c(t) = \sqrt{2} * U * \cos\left(\omega t + \phi_U + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1.27)$$

где I и U – действующие значения тока и напряжения соответственно.

Выраженные в векторной форме мгновенные токи и напряжения (без учета компонент нулевой последовательности) в обобщенной $\alpha\beta$ системе координат представлены как

$$\mathbf{i} = i_\alpha + j i_\beta, \quad (1.28)$$

и

$$\mathbf{u} = u_\alpha + j u_\beta. \quad (1.29)$$

Те же компоненты в проекциях на оси в обобщенной $\alpha\beta$ системе координат выражаются как

$$\begin{cases} i_\alpha(t) = \sqrt{3} * I * \cos(\omega t + \phi_I) \\ i_\beta(t) = \sqrt{3} * I * \sin(\omega t + \phi_I) \end{cases}, \quad (1.30)$$

и

$$\begin{cases} u_\alpha(t) = \sqrt{3} * U * \cos(\omega t + \phi_U) \\ u_\beta(t) = \sqrt{3} * U * \sin(\omega t + \phi_U) \end{cases}. \quad (1.31)$$

Основываясь на представлении мгновенной мощности как на произведении векторов \mathbf{i} и \mathbf{u} , *H.Akagi* дает определение мгновенной активной мощности p как скалярного произведения, а реактивной q – как векторного произведения указанных векторов.

$$\mathbf{s} = \mathbf{u} * \mathbf{i} = (u_\alpha + ju_\beta)(i_\alpha - ji_\beta) = \underbrace{(u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta)}_p + j \underbrace{(u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta)}_q \quad (1.32)$$

Таким образом, вычисление мгновенных активных и реактивных компонент мощности производится с помощью прямого преобразования

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad . \quad (1.33)$$

Для решения обратной задачи – нахождения мгновенных значений токов в $\alpha\beta$ координатах служит обратное преобразование

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad . \quad (1.34)$$

Подставив в преобразование (1.33) выражения для токов (1.30) и напряжений (1.31) получим для активной мощности

$$\begin{aligned} p &= u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta = 3UI(\cos(\omega t + \phi_U) \cos(\omega t + \phi_I) + \sin(\omega t + \phi_U) \sin(\omega t + \phi_I)) = \\ &= \frac{3}{2}UI(\cos(\phi_U - \phi_I) + \cos(2\omega t + \phi_U + \phi_I) + \cos(\phi_U - \phi_I) - \cos(2\omega t + \phi_U + \phi_I)) = \\ &= 3UI \cos(\phi_U - \phi_I); \end{aligned} \quad (1.35)$$

и для реактивной мощности

$$\begin{aligned} q &= u_\alpha i_\beta - u_\beta i_\alpha = 3UI(\cos(\omega t + \phi_U) \sin(\omega t + \phi_I) - \sin(\omega t + \phi_U) \cos(\omega t + \phi_I)) = \\ &= \frac{3}{2}UI(\sin(\phi_I - \phi_U) + \sin(2\omega t + \phi_U + \phi_I) - \sin(\phi_U - \phi_I) - \sin(2\omega t + \phi_U + \phi_I)) = \\ &= 3UI \sin(\phi_I - \phi_U) \quad . \end{aligned} \quad (1.36)$$

Как следует из выражений (1.35) и (1.36), для трехфазной симметричной системы при условии синусоидальных токов и напряжений активная p , как и реактивная q , мгновенная мощность есть величина постоянная и пропорциональная углу фазового сдвига между напряжением и током.

Для трехфазной системы с несинусоидальными напряжениями и несинусоидальными токами. Выражение для мгновенного фазного напряжения фазы k , представленного в виде ряда Фурье будет выглядеть как

$$u_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} U_{kn} \cos(\omega_n t + \phi_{kn}), \quad (1.37)$$

где n – номер гармоники, а k – обозначение фазы (a, b, c).

Выражение для мгновенного тока будет выглядеть аналогично

$$i_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{kn} \cos(\omega_n t + \delta_{kn}), \quad (1.38)$$

углы фазового сдвига напряжения и тока обозначены ϕ и δ соответственно.

Приведенные ранее выражения (1.26) и (1.27) для каждой n -й гармоники трансформируются следующим образом

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{an}(t) = \sqrt{2} I_{0n} \cos(\omega_n t + \delta_{0n}) + \sqrt{2} I_{+n} \cos(\omega_n t + \delta_{+n}) + \sqrt{2} I_{-n} \cos(\omega_n t + \delta_{-n}) \\ i_{bn}(t) = \sqrt{2} I_{0n} \cos(\omega_n t + \delta_{0n}) + \sqrt{2} I_{+n} \cos\left(\omega_n t + \delta_{+n} - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2} I_{-n} \cos\left(\omega_n t + \delta_{-n} + \frac{2\pi}{3}\right); \\ i_{cn}(t) = \sqrt{2} I_{0n} \cos(\omega_n t + \delta_{0n}) + \sqrt{2} I_{+n} \cos\left(\omega_n t + \delta_{+n} + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2} I_{-n} \cos\left(\omega_n t + \delta_{-n} - \frac{2\pi}{3}\right) \end{array} \right. \quad (1.39)$$

$$\begin{cases} u_{an}(t) = \sqrt{2}U_{0n} \cos(\omega_n t + \phi_{0n}) + \sqrt{2}U_{+n} \cos(\omega_n t + \phi_{+n}) + \sqrt{2}U_{-n} \cos(\omega_n t + \phi_{-n}) \\ u_{bn}(t) = \sqrt{2}U_{0n} \cos(\omega_n t + \phi_{0n}) + \sqrt{2}U_{+n} \cos\left(\omega_n t + \phi_{+n} - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}U_{-n} \cos\left(\omega_n t + \phi_{-n} + \frac{2\pi}{3}\right); \\ u_{cn}(t) = \sqrt{2}U_{0n} \cos(\omega_n t + \phi_{0n}) + \sqrt{2}U_{+n} \cos\left(\omega_n t + \phi_{+n} + \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}U_{-n} \cos\left(\omega_n t + \phi_{-n} - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1.40)$$

где $0n$, $+n$ и $-n$ обозначают номера гармоник нулевых, прямых и обратных последовательностей соответственно.

После преобразования *E. Clarke* мгновенные токи и напряжения в обобщенной $\alpha\beta$ системе координат будут описываться следующими выражениями:

$$\begin{cases} i_\alpha(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}I_{+n} \cos(\omega_n t + \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}I_{-n} \cos(\omega_n t + \delta_{-n}) \\ i_\beta(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}I_{+n} \sin(\omega_n t + \delta_{+n}) - \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}I_{-n} \sin(\omega_n t + \delta_{-n}); \\ i_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6}I_{0n} \cos(\omega_n t + \delta_{0n}) \end{cases} \quad (1.41)$$

ДЛЯ ТОКОВ И

$$\begin{cases} u_\alpha(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}U_{+n} \cos(\omega_n t + \phi_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}U_{-n} \cos(\omega_n t + \phi_{-n}) \\ u_\beta(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}U_{+n} \sin(\omega_n t + \phi_{+n}) - \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3}U_{-n} \sin(\omega_n t + \phi_{-n}); \\ u_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6}U_{0n} \cos(\omega_n t + \phi_{0n}) \end{cases} \quad (1.42)$$

для напряжений. Учитывая гармонический состав токов и напряжений, мгновенную активную мощность можно представить в виде суммы

$$p = \bar{p} + \tilde{p}, \quad (1.43)$$

где \bar{p} – постоянная составляющая мгновенной активной мощности, \tilde{p} – переменная составляющая мгновенной активной мощности, реактивную мощность

$$q = \bar{q} + \tilde{q}, \quad (1.44)$$

где \bar{q} – постоянная составляющая мгновенной реактивной мощности, \tilde{q} – переменная составляющая мгновенной реактивной мощности, и мощности нулевой последовательности

$$p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0, \quad (1.45)$$

где \bar{p}_0 – постоянная составляющая мгновенной мощности нулевой последовательности, \tilde{p}_0 – переменная составляющая мгновенной мощности нулевой последовательности.

Обобщив вышесказанное можно сказать, что предложенный *H.Akagi* математический аппарат мгновенной активной и реактивной мощности (*p-q* теория) позволяет для любого момента времени выполнить разложение полной мгновенной мощности на активную, реактивную составляющие и мощность искажений. Изменив каждую из компонент мгновенной мощности в необходимых пределах и выполнив обратное преобразование можно получить сигналы-задания на токи (напряжения) для управления силовыми ключами АСФ, тем самым формировать компенсирующее воздействие и управлять потоками энергии между АСФ и распределительной сетью.

Иными словами, за активную компоненту мгновенной мощности, подлежащей компенсации, принимается переменная составляющая мгновенной активной мощности с обратным знаком

$$p_K = -\tilde{p}, \quad (1.46)$$

а за реактивную – обе компоненты реактивной мощности, взятые с обратным знаком

$$q_K = -(\bar{q} + \tilde{q}), \quad (1.47)$$

тогда сигналы-задания на токи компенсации в обобщенной $\alpha\beta$ системе координат вычисляются в соответствии с выражением

$$\begin{bmatrix} i_{K\alpha} \\ i_{K\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} P_K \\ q_K \end{bmatrix}. \quad (1.48)$$

Приведенные выше математические выражения являются основой для построения систем управления АСФ.

1.6.2 Метод активных и реактивных компонент тока (id-iq метод)

Несколько иной методологический подход для математической основы построения систем управления АСФ предложила группа португальских ученых во главе с *Vasco Soares* [73, 74]. Оно основано на представлении мгновенных токов нагрузки в синхронной вращающейся dq системе координат, полученного посредством преобразования Парка-Горева [75, 76]. Скорость вращения dq системы координат синхронизирована с вращением вектора напряжения в обобщенной $\alpha\beta$ системе координат, а направление оси d совмещено с направлением вектора напряжения, как показано на рисунке 1.17.

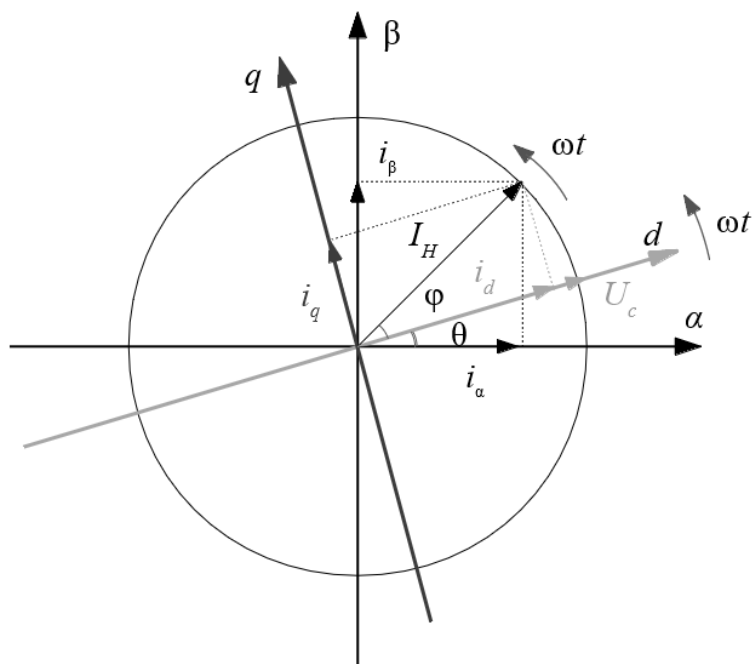


Рисунок 1.17. Представление тока нагрузки в синхронной вращающейся dq системе координат

Преобразование Парка-Горева, применительно к токам нагрузки, представленным в обобщенной $\alpha\beta$ системе координат, осуществляется в соответствии со следующим выражением

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}; \quad (1.49)$$

где θ – угол поворота, задающий вращение, является функцией напряжений u_α и u_β

$$\theta = \operatorname{arctg} \left(\frac{u_\beta}{u_\alpha} \right). \quad (1.50)$$

В результате выполнения преобразования (1.49), получаем отображение вектора тока нагрузки на оси d и q , это i_d и i_q соответственно.

По условиям синхронизации ось d совпадает с вектором фазного напряжения, значит i_d – представляет собой активную компоненту тока нагрузки, а ортогональная ей i_q – реактивную. В случае наличия только активно-индуктивной или активно-емкостной нагрузки, обе компоненты будут иметь постоянное значение, опережая или отставая от вектора напряжения на угол φ . В случае нелинейной нагрузки, высшие гармоники тока будут выглядеть как изменение во времени амплитуды каждой из компонент, аналогично выражениям (1.43) и (1.44), активная компонента тока нагрузки

$$i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d, \quad (1.51)$$

где \bar{i}_d – постоянная составляющая мгновенного активного тока нагрузки, \tilde{i}_d – переменная составляющая мгновенного активного тока нагрузки, и реактивная компонента тока нагрузки

$$i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q, \quad (1.52)$$

где \bar{i}_q – постоянная составляющая мгновенного реактивного тока нагрузки, \tilde{i}_q – переменная составляющая мгновенного реактивного тока нагрузки.

Таким образом, метод активных и реактивных компонент тока ($id-iq$ метод) позволяет выделять из мгновенных значений тока нагрузки компоненты, ответственные за возникновение активной и реактивной мощности, а также мощности искажений.

Токи компенсации для рассматриваемого метода вычисляются подобно выражениям (1.46) и (1.47). Выражение для активной компоненты тока, подлежащей компенсации, будет выглядеть как

$$i_{Kd} = -\tilde{i}_d, \quad (1.53)$$

а для реактивной как

$$i_{Kq} = -(\bar{i}_q + \tilde{i}_q). \quad (1.54)$$

Проделав вычисления выражений (1.53) и (1.54) над выделенными компонентами мгновенных токов и выполнив обратное преобразование Парка-Горева

$$\begin{bmatrix} i_{K\alpha} \\ i_{K\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{Kd} \\ i_{Kq} \end{bmatrix} ; \quad (1.55)$$

с последующим обратным преобразованием *E. Clarke* (1.25), как и в случае реализации положений *p-q* теории, получаем сигналы-задания на ток компенсации.

Следует отметить, что рассмотренные выше положения метода активных и реактивных компонент тока применимы только при условиях симметрии и синусоидальных напряжений трехфазной сети. В этом легко убедиться, подставив в (1.33) выражения для напряжений (1.31), приняв с амплитуду $U = \frac{1}{\sqrt{3}}$ с нулевым углом фазового сдвига ϕ_U (по условию синхронизации). Полученное выражение

$$\begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} . \quad (1.56)$$

будет идентично (1.49), так как θ изменяется во времени синхронно с ωt .

Кроме того, не берутся во внимание токи нулевой последовательности, что требует дополнительных усилий для адаптации *id-iq* метода в

четырёхпроводных сетях. Тем не менее, даже при наличии указанных недостатков *id-iq* метод весьма распространён в качестве математического аппарата для построения систем управления АСФ [77].

1.7 Варианты исполнения систем управления АСФ

Как правило, физически система управления АСФ представляет собой микроконтроллер или цифровой сигнальный процессор, исполняющий последовательность команд (алгоритм), которая осуществляет некоторую стратегию компенсации. В зависимости от наличия высших гармоник токов и напряжений, сбалансированности трехфазной распределительной сети для параллельного АСФ можно обозначить две основные стратегии компенсации, которые реализуют в системах управления параллельных АСФ [12]:

- 1) Поддержание потребления нагрузкой заданного значения мгновенной активной мощности от сети;
- 2) Обеспечение потребления синусоидального тока от сети.

Рассмотрим варианты построения систем управления параллельных АСФ, реализующих означенные стратегии компенсации.

На рисунке 1.18 представлена блок-схема системы управления, которая реализует стратегию компенсации, обеспечивающую потребление постоянной активной мощности нагрузкой от сети. В качестве математического аппарата данной системы используются положения теории мгновенной активной и реактивной мощности.

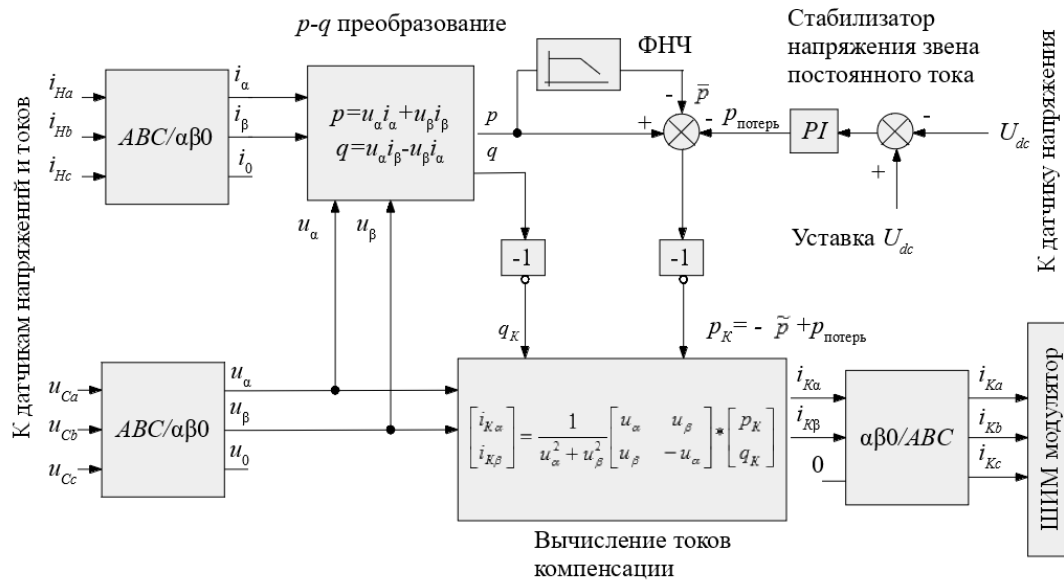


Рисунок 1.18. Блок-схема системы управления АСФ, реализующая стратегию компенсации, обеспечивающую потребление постоянной активной мощности нагрузкой от сети

Исходными данными для вычислений являются численные значения фазных напряжений (u_{Ca}, u_{Cb}, u_{Cc}) и токов нагрузки (i_{Ha}, i_{Hb}, i_{Hc}), снимаемые с соответствующих датчиков АСФ. В блоках $ABC/\alpha\beta 0$ осуществляется переход от фазной ABC системы координат к обобщенной $\alpha\beta$ системе координат с помощью преобразования *E. Clarke*. (1.24). На основе полученных значений посредством $p-q$ преобразования (1.33) вычисляется мгновенная активная p и реактивная q мощность, потребляемая нагрузкой. Постоянная составляющая мгновенной активной мощности \bar{p} выделяется с помощью цифрового фильтра нижних частот и вычитается из мгновенной активной мощности p . Полученные согласно выражениям (1.43) и (1.47) численные значения для мгновенной активной p_K и реактивной q_K мощности, подлежащие компенсации, служат исходными данными для расчета сигналов-заданий на ток компенсации $i_{K\alpha}$ и $i_{K\beta}$ в обобщенной $\alpha\beta$ системе координат (1.48), которые затем переводятся в фазную систему координат посредством обратного преобразования *E. Clarke*. (1.25). Вычисленные таким образом сигналы-задания на ток компенсации i_{Ka}, i_{Kb}, i_{Kc} поступают на ШИМ модулятор для формирования импульсов управления силовыми ключами.

Отдельную задачу выполняет стабилизатор напряжения звена постоянного тока. На основании считанных с датчика напряжения звена постоянного тока значений вычисляется поправка $p_{\text{потерь}}$, которая добавляется к значению активной мощности, подлежащей компенсации. Это позволяет восполнять потери в силовых элементах АСФ и поддерживать стабильность напряжения на накопительном конденсаторе звена постоянного тока.

Система управления АСФ, реализующая стратегию компенсации, обеспечивающую потребление синусоидального тока нагрузкой от сети имеет сходную структуру (рисунок 1.19). Отличие заключается в добавленном блоке детектора прямой последовательности PS . Необходимость такого добавления обусловлена тем, что при наличии искаженных фазных напряжений, применение выражений (1.33) и (1.34) не позволяет сформировать сигналы-задания на ток, содержащие только высшие гармоники тока нагрузки, поскольку в них будут присутствовать также и высшие гармоники фазных напряжений [12]. Детектор PS выделяет прямую последовательность первой гармоники из фазных напряжений и формирует численные значения u'_{Ca} , u'_{Cb} , u'_{Cc} , используемые при дальнейших расчетах. Алгоритмическая реализация детектора PS включает прямые и обратные p - q и $E.Clarke$ преобразования, что повышает трудоемкость вычислений.

Системы управления АСФ, основанная на методе активных и реактивных компонент тока и реализующая стратегию компенсации, направленную на обеспечение потребления синусоидального тока нагрузкой от сети выглядит несколько иначе [73,74]. Блок-схема такой системы управления АСФ представлена на рисунке 1.20.

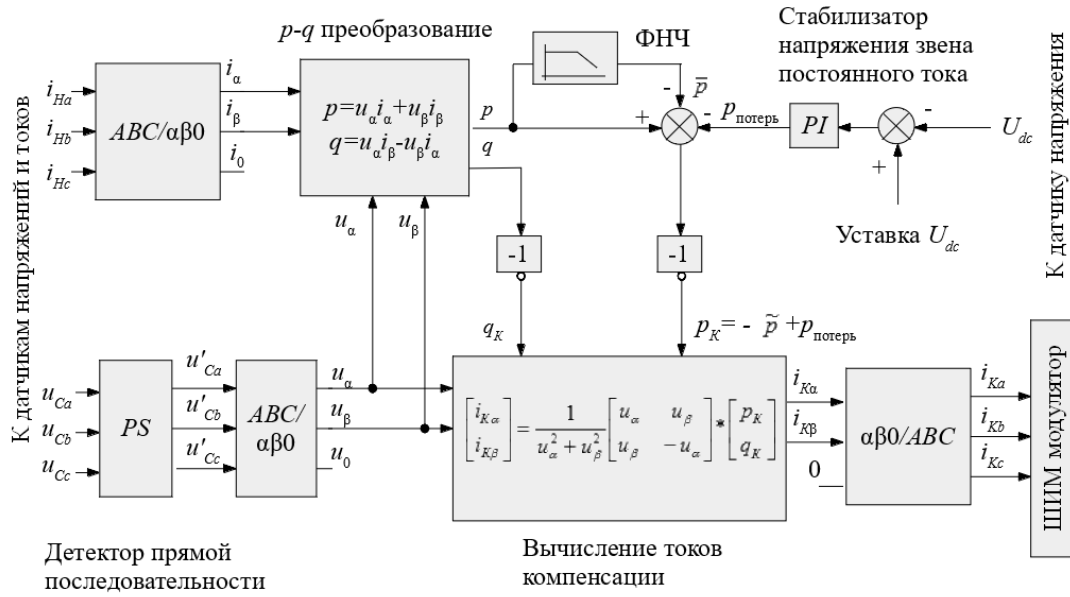


Рисунок 1.19. Блок-схема системы управления АСФ, реализующая стратегию компенсации, обеспечивающую потребление синусоидального тока нагрузкой от сети

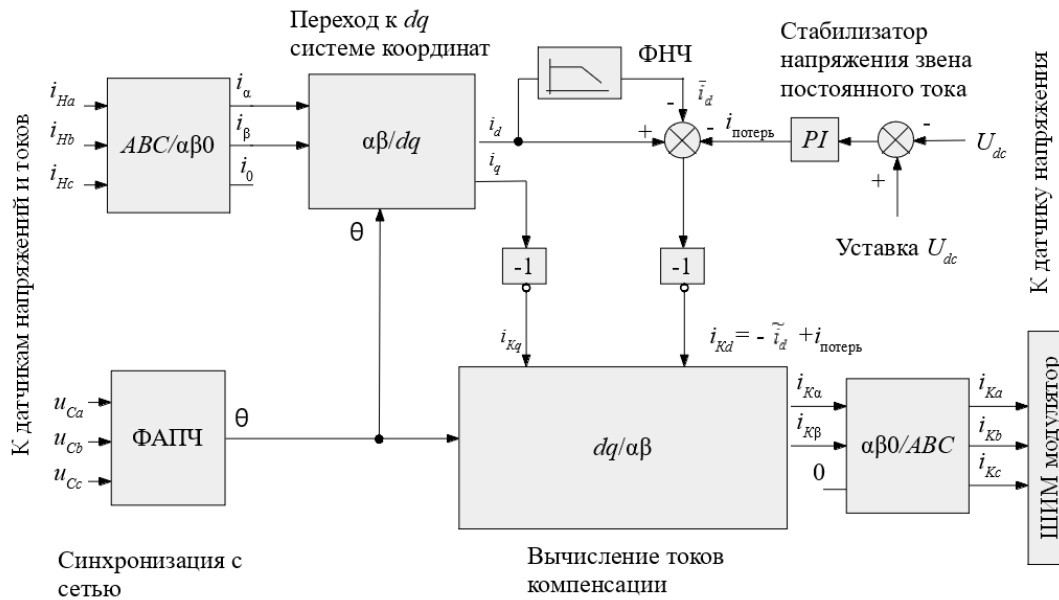


Рисунок 1.20. Блок-схема системы управления АСФ, реализующая стратегию компенсации, обеспечивающую потребление синусоидального тока нагрузкой от сети по методу активных и реактивных компонент тока

Исходными данными для вычислений также являются численные значения фазных напряжений (u_{Ca} , u_{Cb} , u_{Cc}) и токов нагрузки (i_{Na} , i_{Nb} , i_{Nc}), снимаемые с соответствующих датчиков АСФ. В блоке $ABC/\alpha\beta 0$ осуществляется переход от фазной ABC системы координат к обобщенной $\alpha\beta$ системе координат с помощью преобразования *E. Clarke*. (1.24). Блок фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ), на основе мгновенных численных значений фазных напряжений, задает угол вращения θ , участвующий в прямом и обратном преобразовании Парка-Горева. Более подробно принцип работы ФАПЧ рассмотрим позднее.

На основе полученных значений посредством прямого преобразования Парка-Горева (1.49) вычисляется мгновенные активная i_d и реактивная i_q компоненты тока нагрузки. Постоянная составляющая мгновенного активного тока нагрузки \bar{i}_d выделяется с помощью цифрового фильтра нижних частот и вычитается из численного значения тока нагрузки i_d . Полученные согласно выражениям (1.53) и (1.54) численные значения для токов компенсации i_{kd} и i_{kq} , посредством обратного преобразования Парка-Горева (1.55) и обратного преобразования *E. Clarke* (1.25) становятся сигналами-заданиями на ток компенсации i_{ka} , i_{kb} , i_{kc} и поступают на ШИМ модулятор для формирования импульсов управления силовыми ключами. Стабилизация напряжения звена постоянного тока осуществляется так же, как и в двух предыдущих схемах.

Из рассмотренного выше следует, что все три варианта построения систем управления АСФ имеют различную внутреннюю структуру при идентичных внешних интерфейсах. То есть, реализация того или иного варианта – это алгоритмическая задача, а выбор подходящей стратегии компенсации – это переход от одной программной последовательности к другой, который осуществляется либо при проектировании системы, либо в процессе работы АСФ на основе анализа параметров сети и нагрузки.

1.8 Постановка задач исследования

Проведенный аналитический обзор по проблеме повышения энергетической эффективности активных силовых фильтров показал, что существует потребность в увеличении их номинальной мощности. Достигается это увеличение путем параллельного включения нескольких полупроводниковых преобразователей. Очевидный недостаток такого подхода – это появление циркуляционных токов, протекающих между преобразователями и негативно влияющих на КПД активного силового фильтра. Вместе с тем, в некоторых режимах работы параллельно включенных преобразователей, когда импульсы управления ключами разных преобразователей следуют с заданным фазовым сдвигом на такте ШИМ, отмечено улучшение гармонического состава формируемого фазного тока. Такие режимы работы позволяют добиться требуемого качества формируемого фазного тока при меньших частотах ШИМ, а значит снизить динамические потери в силовых ключах. Помимо увеличения номинальной мощности, существует потребность в повышении рабочего напряжения активных силовых фильтров. По известным публикациям можно сделать вывод, что в этом случае целесообразно применение многоуровневых топологий полупроводниковых преобразователей, на которых выполнен активный фильтр. Так же из анализа источников можно заключить, что потери в силовых ключах, качество компенсации высших гармоник тока и реактивной мощности существенно зависят от способов управления ключами и алгоритмов, реализованных в системе управления активным фильтром. В связи с этим, направление исследований по нахождению алгоритмов, улучшающих упомянутые показатели, является актуальным.

Цель диссертационной работы состоит в улучшении энергетической эффективности активного силового фильтра, построенного на

многоуровневых полупроводниковых преобразователях в параллельном включении.

Достижение поставленной цели предполагает решение следующих научно-технических задач при проведении исследований:

1. Оценка влияния циркуляционных токов на потери мощности в силовых ключах многоуровневых полупроводниковых преобразователей, включенных параллельно для различных режимов работы.

2. Разработка имитационной модели активного силового фильтра на базе многоуровневого полупроводникового преобразователя, учитывающую дискретный характер работы системы.

3. Разработка улучшенных с точки зрения энергетической эффективности алгоритмов управления полупроводниковыми преобразователями и активным силовым фильтром.

4. Проведение экспериментальных исследований для подтверждения выполненных теоретических изысканий.

2 СИНТЕЗ ВЕКТОРНОЙ ШИМ ДЛЯ ПАРАЛЛЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННЫХ МНОГОУРОВНЕВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Как было замечено ранее, особую популярность в последнее время получила техника управления полупроводниковыми преобразователями с помощью алгоритмов векторной ШИМ. В этих алгоритмах используется векторное представление входных и выходных электрических величин при определенных комбинациях состояний ключей. Известны несколько алгоритмов реализации векторной ШИМ для трехуровневых ПП, которые различаются последовательностью и количеством комбинаций состояний ключей (КСК) в секторах и сегментах [44,78–81].

В процессе синтеза векторной ШИМ для определенной топологии ПП необходимо выполнить ряд этапов [78,81]. Это предварительный анализ схемы, выбор состава образующих векторов, определение длительности интервалов реализации образующих векторов на интервале усреднения, выбор порядка следования образующих векторов. Проведем означенные этапы для двух трехфазных трехуровневых ПП в параллельном включении.

2.1 Математическое описание трехуровневого полупроводникового преобразователя с фиксированной средней точкой

Рассмотрим схему замещения трехуровневого ПП с фиксированной средней точкой, изображенную на рисунке 2.1. Каждый полупроводниковый переключающий элемент представим в виде идеального ключа, обозначенных на схеме как K_{nm} , где n – индекс группы, $n \in [1,2,3,4]$, а m – индекс фазы, $m \in [A,B,C]$. Диоды, изображенные на схеме также будем считать идеальными. Каждый из ключей может находиться в двух состояниях: замкнутом и разомкнутом. В зависимости от комбинации

состояний ключей (КСК), на входе каждой фазной стойки будет формироваться определенный уровень напряжения относительно средней точки звена постоянного тока или вектор. Обозначим каждую из формирующих выходное напряжения комбинаций как «1», «0» и «-1», при этом исключим комбинации, приводящие к короткому замыканию (все ключи замкнуты) и не удовлетворяющие законам жесткой коммутации (все ключи разомкнуты). Соответствие обозначений состояниям ключей фазных стоек и выходных напряжений приведено в таблице 2.1.

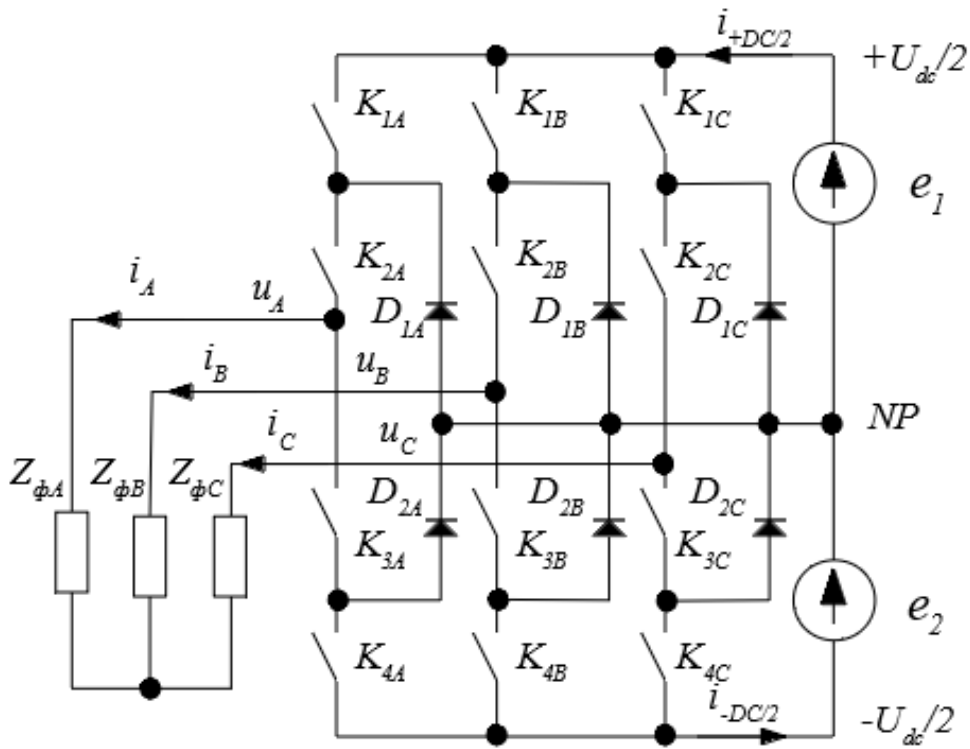


Рисунок 2.1. Схема замещения трехуровневого преобразователя

Таблица 2.1

Соответствие обозначений состояниям ключей фазных стоек

Обозначение	Состояния ключей		
	«1»	«0»	«-1»
K_{1m}	Замкнут	Разомкнут	Разомкнут
K_{2m}	Замкнут	Замкнут	Разомкнут
K_{3m}	Разомкнут	Замкнут	Замкнут
K_{4m}	Разомкнут	Разомкнут	Замкнут
u_m относительно NP	$+U_{DC}/2$	0	$-U_{DC}/2$

Так как ключи каждой фазной стойки трехуровневого ПП имеют три комбинации, то в трехфазной системе таких комбинаций будет 27. Все возможные допустимые комбинации приведены в таблице П.1.1 приложения 1. Каждой из комбинаций ключей соответствует вектор напряжения на выходе ПП. Все полученные векторы, длины которых в случае симметричной нагрузки одинаковы, можно объединить в группы (таблица П.1.2). Таким образом, имеем четыре группы векторов: нулевые U_0 , малые $U_1...U_6$, средние $U_7...U_{12}$, большие $U_{13}...U_{18}$. При этом нулевому вектору соответствует три различные комбинации, малым векторам – две комбинации, средним и большим – одна комбинация. Диаграмма образующих векторов приведена на рисунке 2.2.

Модуль любого i -го образующего вектора в обобщенной системе координат:

$$|\vec{U}_i| = \sqrt{u_{\alpha i}^2 + u_{\beta i}^2}, \quad (2.1)$$

А его угол поворота (фаза)

$$\theta_i = \arctg\left(\frac{u_{\beta i}}{u_{\alpha i}}\right). \quad (2.2)$$

На периоде вращения задающего вектора \mathbf{U}_s (рисунок 2.2) можно выделить шесть секторов, границы которых совпадают с большими векторами $\mathbf{U}_{13} \dots \mathbf{U}_{18}$. В то же время каждый из шести секторов необходимо разделить на сегменты, границы которых проходят через концы малых и средних векторов. Разбивка сектора 1 на сегменты показана на рисунке 2.3.

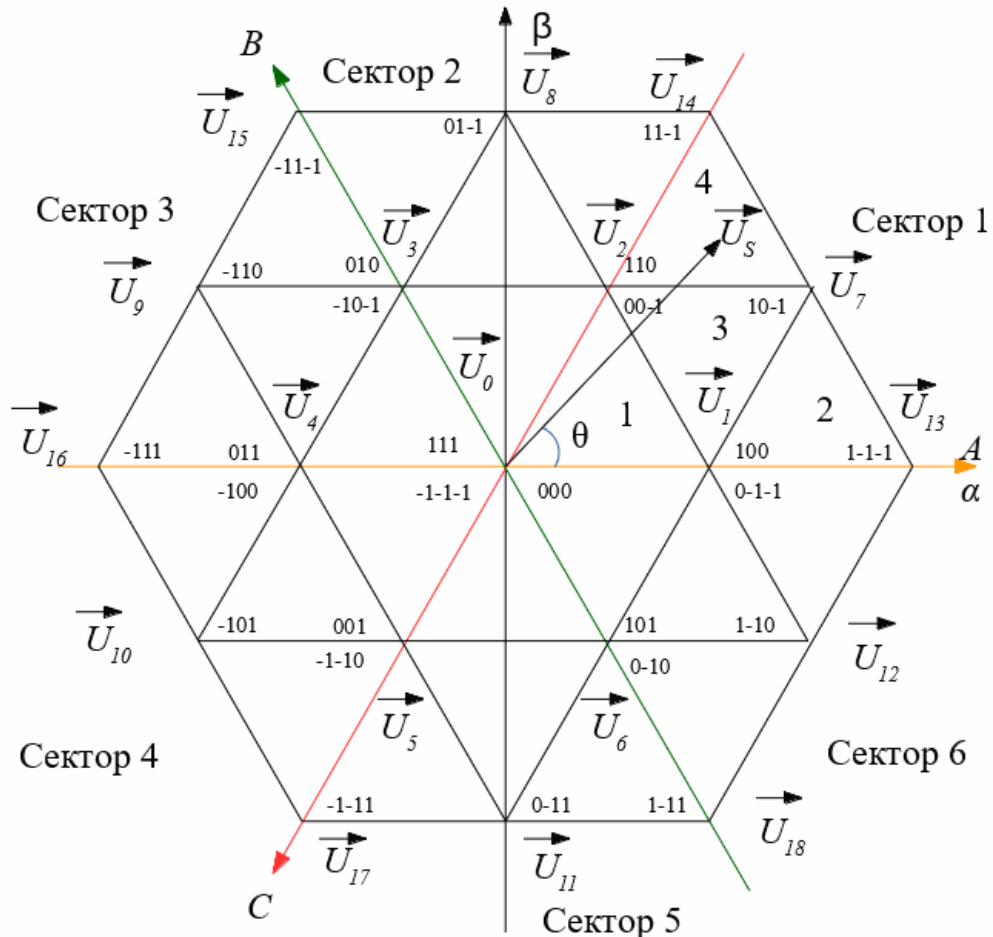


Рисунок 2.2 Комбинации состояний ключей и образующие векторы трехфазного трехуровневого ТТТ

Для формирования требуемых параметров для отличного от образующих векторов вектора U_S (модуля и угла поворота) целесообразно задействовать векторы, которые имеют ближайшие меньшие и большие значения амплитуд и углов поворота относительно заданного значения [81]. Так, например, если конец вектора U_S расположен в первом сегменте первого сектора, то ближайшими векторами будут векторы U_1 , U_2 и U_0 , соответственно во втором сегменте первого сектора U_1 , U_{13} и U_7 и т.д.

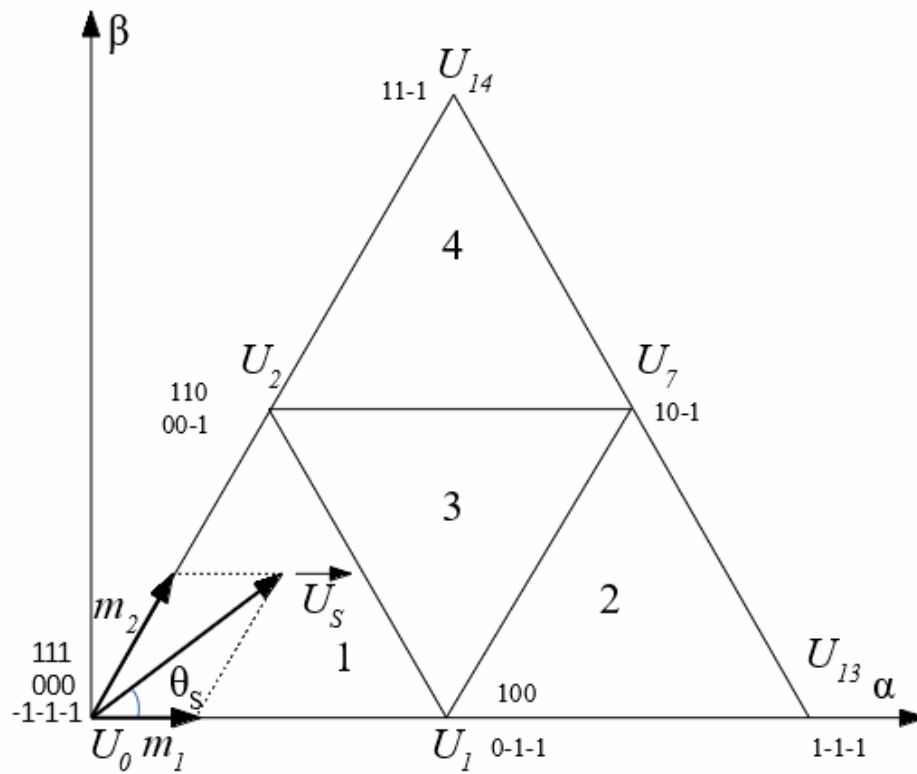


Рисунок 2.3 Комбинации состояний ключей и сегменты сектора 1

2.2 Определение длительности интервалов реализации образующих векторов

Для схемы трехуровневого ПП, показанной на рисунке 2.1 заданный вектор \mathbf{U}_S может быть получен путем временной последовательности реализаций образующих векторов на интервале усреднения T , равному периоду модуляции. В этом случае должны выполняться следующие соотношения:

$$\vec{U}_S = \tau_a \vec{U}_a + \tau_b \vec{U}_b + \tau_c \vec{U}_c; \quad (2.3)$$

$$\tau_a + \tau_b + \tau_c = 1; \quad (2.4)$$

$$0 \leq \tau_a \leq 1; \quad 0 \leq \tau_b \leq 1; \quad 0 \leq \tau_c \leq 1; \quad (2.5)$$

где τ_a, τ_b, τ_c – длительности реализаций ближайших к искомому образующих векторов на интервале усреднения;

$\mathbf{U}_a, \mathbf{U}_b, \mathbf{U}_c$ – ближайшие к искомому образующие векторы.

Образующие векторы, которые участвуют в формировании заданного вектора для каждого сектора и сегмента приведены в таблице П.1.3. Критерий выбора сектора интуитивно понятен и получается в результате деления полного угла на шесть равных долей

$$N_s = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & \text{при } 0 < \theta \leq \frac{\pi}{3}; \\ 2 & \text{при } \frac{\pi}{3} < \theta \leq \frac{2\pi}{3}; \\ 3 & \text{при } \frac{2\pi}{3} < \theta \leq \pi; \\ 4 & \text{при } \pi < \theta \leq \pi + \frac{\pi}{3}; \\ 5 & \text{при } \pi + \frac{\pi}{3} < \theta \leq \pi + \frac{2\pi}{3}; \\ 6 & \text{при } \pi + \frac{2\pi}{3} < \theta \leq 2\pi. \end{array} \right. \quad (2.6)$$

Критерий выбора сегмента в секторе базируется на геометрической интерпретации положения окончания заданного вектора в обобщенной системе координат. Для первого сектора заданный вектор \mathbf{U}_s может быть представлен в виде суммы двух векторов \mathbf{m}_1 и \mathbf{m}_2 , коллинеарных образующим векторам \mathbf{U}_1 и \mathbf{U}_2 соответственно (рисунок 2.3). Так как сегменты в секторе представляют собой равносторонние треугольники, то модули векторов \mathbf{m}_1 и \mathbf{m}_2 выражаются следующим образом

$$|\vec{m}_1| = 2|\vec{U}_s| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_s\right); \quad (2.7)$$

$$|\vec{m}_2| = 2|\vec{U}_s| \sin(\theta_s); \quad (2.8)$$

где θ_s – угол поворота заданного вектора относительно начала сектора.

Приняв длину заданного вектора эквивалентной глубине модуляции

$$|\vec{U}_s| = K_m; \quad (2.9)$$

где $0 \leq K_m \leq 1$, то номер сегмента

$$N_R = \begin{cases} 1 & \text{если } |\bar{m}_1| \leq 1 \text{ и } |\bar{m}_2| \leq 1 \text{ и } |\bar{m}_1| + |\bar{m}_2| \leq 1 \\ 2 & \text{если } |\bar{m}_1| > 1 \\ 3 & \text{если } |\bar{m}_1| \leq 1 \text{ и } |\bar{m}_2| \leq 1 \text{ и } |\bar{m}_1| + |\bar{m}_2| > 1 \\ 4 & \text{если } |\bar{m}_2| > 1 \end{cases} \quad (2.10)$$

Принимая во внимание выражение (2.9), расчетные соотношения для длительностей реализации образующих векторов для каждого из сегментов на интервале усреднения T сведены в таблицу 2.2.

Таблица 2.2

Длительности реализации образующих векторов

Сегмент	Длительность
1	$\tau_a = T \times \left(2K_M \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_s\right) \right)$
	$\tau_b = T \times \left(1 - 2K_M \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta_s\right) \right)$
	$\tau_c = T \times (2K_M \sin(\theta_s))$
2	$\tau_a = T \times \left(2 - 2K_M \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta_s\right) \right)$
	$\tau_b = T \times (2K_M \sin(\theta_s))$
	$\tau_c = T \times \left(2K_M \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_s\right) - 1 \right)$
3	$\tau_a = T \times (1 - 2K_M \sin(\theta_s))$
	$\tau_b = T \times \left(2K_M \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta_s\right) - 1 \right)$
	$\tau_c = T \times \left(1 - 2K_M \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_s\right) \right)$
4	$\tau_a = T \times (2K_M \sin(\theta_s) - 1)$
	$\tau_b = T \times \left(2K_M \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_s\right) \right)$
	$\tau_c = T \times \left(2 - 2K_M \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta_s\right) \right)$

Графические представления заданного вектора для сегментов 2, 3 и 4 первого сектора приведены на рисунке 2.4, рисунке 2.5 и рисунке 2.6 соответственно.

Принимая во внимание свойства центральной симметрии, выражения из таблицы 2.5 будут действительны для каждого из шести секторов, при этом угол поворота в каждом секторе θ_s исчисляется из угла относительно начала координат θ в соответствии с выражением

$$\theta_s = \theta - \frac{\pi}{3} \times (N_s - 1); \quad (2.11)$$

где N_s – номер сектора.

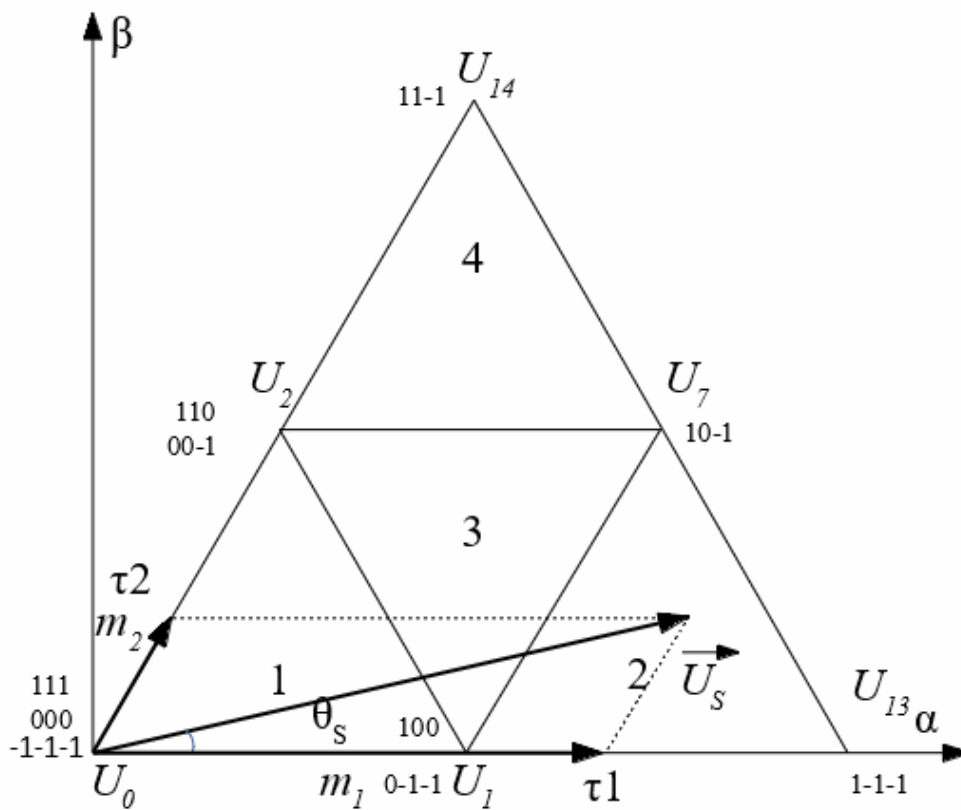


Рисунок 2.4 Представление задающего вектора для второго сегмента

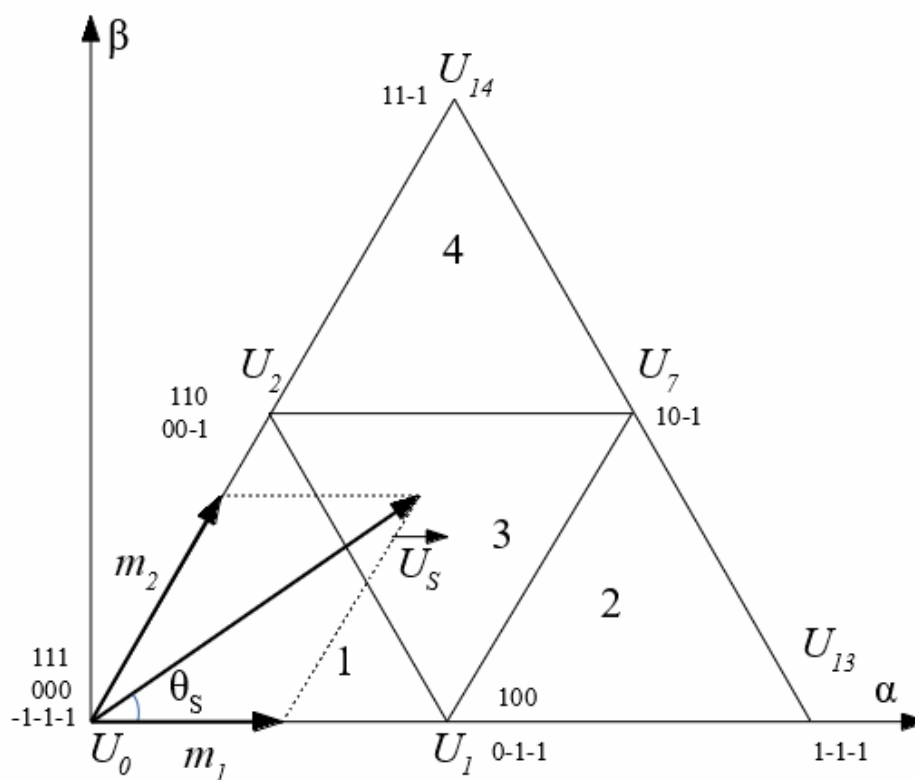


Рисунок 2.5 Представление задающего вектора для третьего сегмента

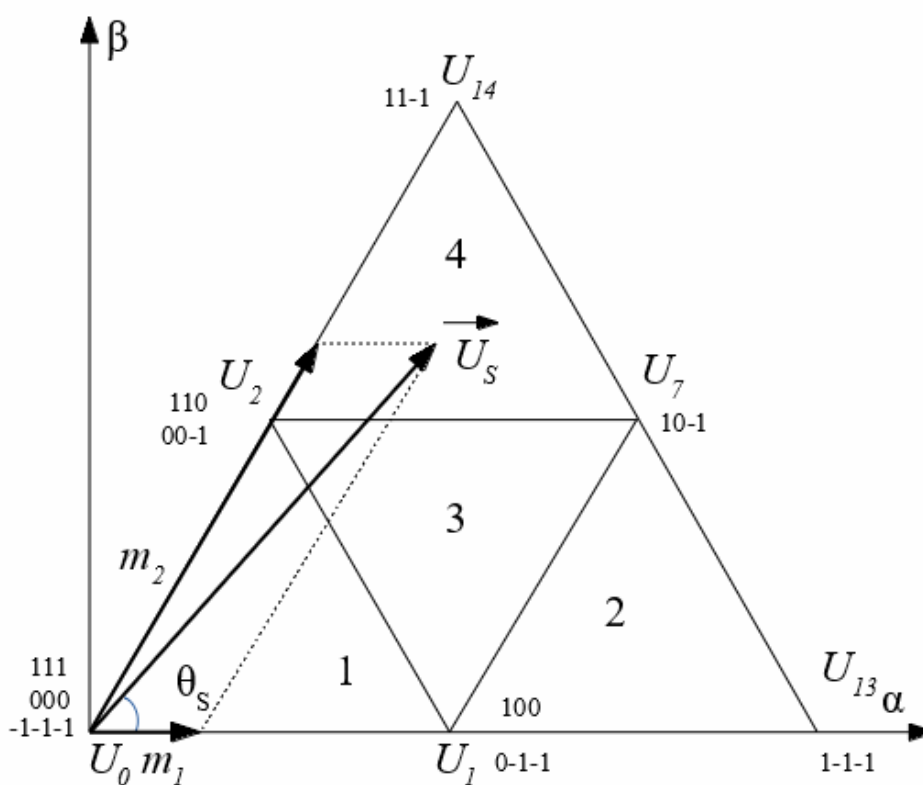


Рисунок 2.6 Представление задающего вектора для четвертого сегмента

Таким образом, подводя небольшой промежуточный итог, приведенных соотношений на данном этапе синтеза алгоритма векторной ШИМ для трехуровневого ПП достаточно для того, чтобы на основе исходных данных, а именно, глубины модуляции (модуля заданного вектора) и угла поворота заданного вектора относительно начала координат, выполнить выбор состава образующих векторов и вычислить их относительную продолжительность реализации на интервале усреднения. Расчетные соотношения 2.7, 2.8 и приведенные в таблице 2.2 весьма трудоемки с точки зрения машинной арифметики [82]. Указанные вычисления должны быть выполнены за временной интервал, не превышающий период усреднения T , что следует учитывать при проектировании аппаратной части системы управления ПП.

2.3 Выбор порядка следования образующих векторов для одного полупроводникового преобразователя

Следующий этап синтеза векторной ШИМ заключается в выборе порядка следования реализаций образующих векторов на интервале усреднения. Если рассматривать задачу формирования фазного напряжения только как арифметическую, то в этом случае не важно, в каком порядке и какими комбинациями реализуются образующие векторы на интервале усреднения. Тем не менее, заданием определенного порядка следования векторов и выбором КСК можно добиться минимизации числа переключений силовых элементов на интервале дискретности, снизить пульсации фазного тока, выполнить балансировку напряжения на конденсаторах звена постоянного тока. Так как вышеназванные цели зачастую являются противоречащими друг другу, то и определять порядок следования векторов следует исходя из принципа компромисса, определив одну из целей наиболее приоритетной [78,80,81].

Как было показано ранее, для трехфазного трехуровневого ПП существует 24 набора образующих векторов, участвующих в формировании заданного вектора (рисунок 2.2, таблица П.1.3). Основываясь на свойстве симметрии, достаточно выбрать порядок чередования реализаций векторов для некоторых из секторов и сегментов, при этом выбранный порядок будет сохраняться и для остальных из них. Задавшись целью достичь минимального числа переключений силовых ключей на интервале усреднения при условии одномоментного (без учета пауз неперекрывтия) переключения не более двух ключей в ПП, последовательность КСК для первого сегмента нечетных и четных секторов будет выглядеть так, как показано на рисунке 2.7 и рисунке 2.8 соответственно [86]. Разница заключается в реализации нулевого вектора комбинациями $(0,0,0)$ и $(-1,-1,-1)$ для нечетных секторов и $(0,0,0)$ и $(1,1,1)$ для четных. Последовательности КСК во вторых, третьих и четвертых сегментах каждого сектора показаны на рисунке 2.9, рисунке 2.10 и рисунке 2.11 соответственно.

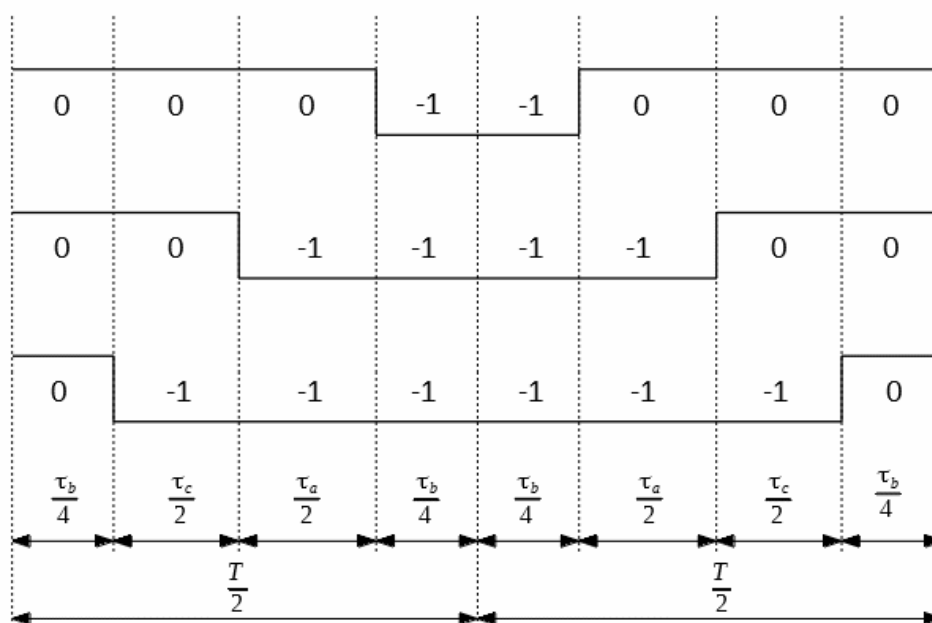


Рисунок 2.7 Последовательность КСК в первом сегменте нечетных секторов

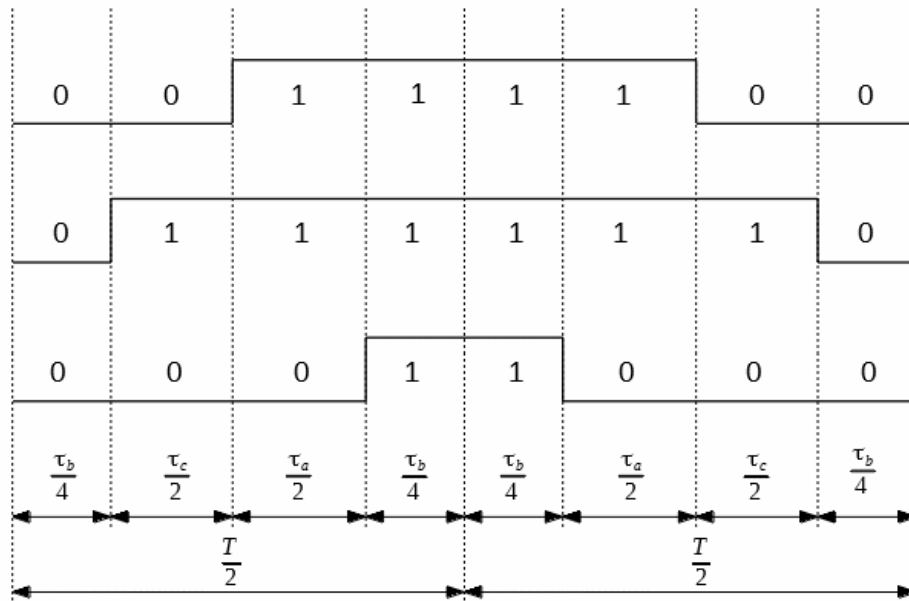


Рисунок 2.8 Последовательность КСК в первом сегменте четных секторов

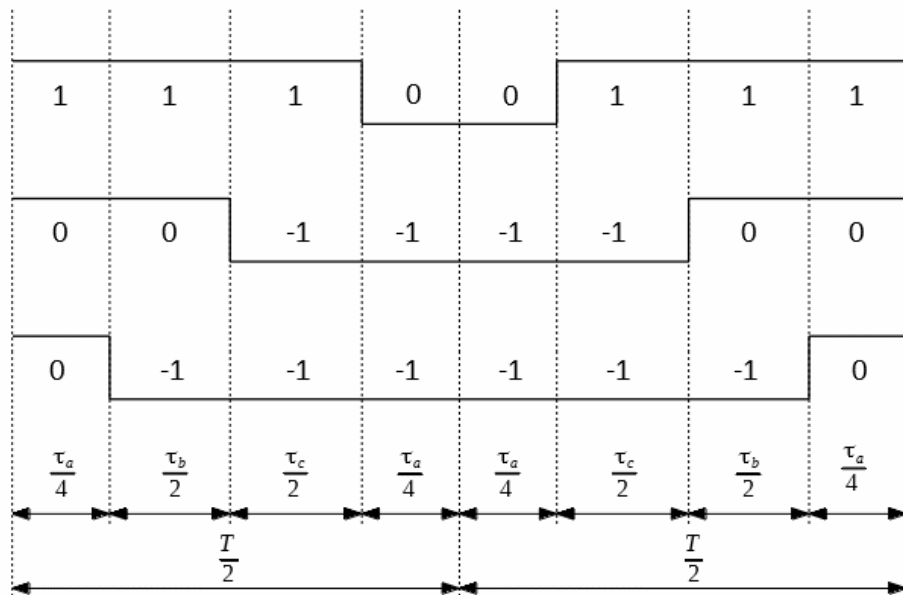


Рисунок 2.9 Последовательность КСК во втором сегменте

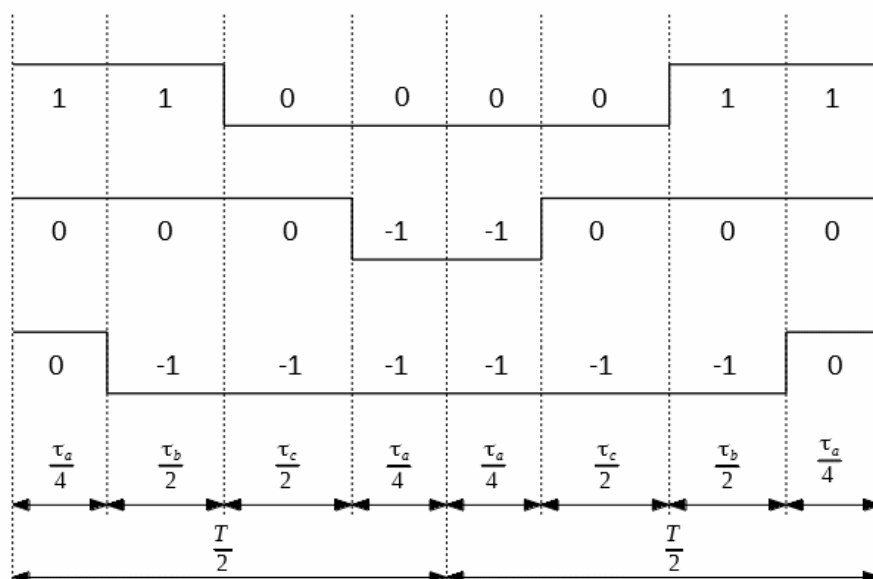


Рисунок 2.10 Последовательность КСК в третьем сегменте

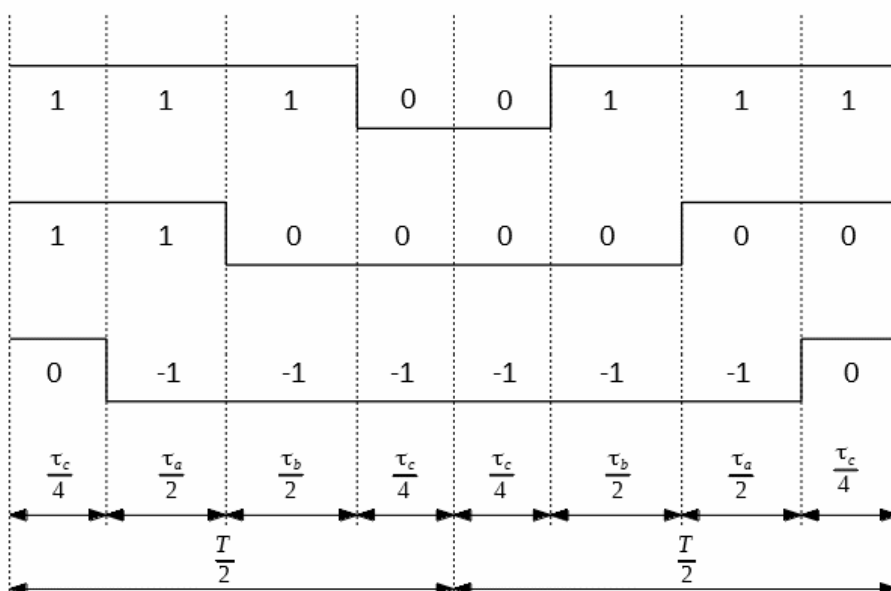


Рисунок 2.11 Последовательность КСК в четвертом сегменте

Последовательности перебора КСК векторов в каждом секторе каждого сегмента трехфазного трехуровневого ПП показаны на рисунке П.1.1 приложения 1.

2.4 Выбор порядка следования образующих векторов для двух полупроводниковых преобразователей в параллельном включении

В разделе 1 настоящей работы были рассмотрены различные варианты параллельного включения ПП и способы снижения возникающих в результате этого циркуляционных токов. Также было отмечено, что работа ПП в параллельном включении со сдвигом импульсов управления ключами друг относительно друга позволяет улучшить качество фазного тока. Это происходит в результате появления дополнительного уровня ступенчатого напряжения относительно средней точки звена постоянного тока, если ключи одноименных стоек включенных в параллель ПП подключены к клеммам с не одинаковыми потенциалами (рисунок 1.9, таблица 1.1).

Остановимся на электромагнитных процессах, которые протекают при работе двух ПП под управлением векторной ШИМ в параллельном включении тогда, когда импульсы управления ключами имеют фазовый сдвиг $1/2$ интервала усреднения T . В случае, когда заданный вектор расположен во 2-м сегменте сектора 1 (рисунок 2.4) в формировании суммарного выходного напряжения будут участвовать следующие образующие векторы: «малый» – U_1 , «средний» – U_7 и «большой» U_{13} . При этом вектор U_1 может быть реализован двумя комбинациями ключей (1,0,0) и (0,-1,-1), в то время как каждый из векторов U_7 и U_{13} – одной.

На рисунке 2.12 приведены КСК для 2 сегмента сектора 1 для случая, когда управление ключами осуществляется без фазового сдвига управляющих импульсов одного ПП относительно другого (синхронно). В этом случае мгновенные значения напряжений на клеммах фазных стоек будут практически идентичны и условий для протекания циркуляционных токов не возникает. При смещении управляющих импульсов одного ПП относительно другого на $1/2$ такта ШИМ T , КСК для 2 сегмента сектора 1

будут выглядеть так, как показано на рисунке 2.13. Серым цветом на рисунке отмечены одновременно реализуемые комбинации образующего вектора U_1 (1,0,0 и 0,-1,-1), формирующие одно и то же выходное напряжение, в дальнейшем обозначенные как $U_1|1,0,0|$ и $U_1|0,-1,-1|$. Для такого состояния ключей пути протекания токов в параллельно включенных ПП будут выглядеть так, как показано на рисунке 2.14. При этом ключ первой стойки ПП1 оказывается подключен к положительной клемме звена постоянного тока, а ПП2 к средней точке звена постоянного тока, что приводит к протеканию циркуляционного тока в фазе $A - i_{ca}$. Ключи второй и третьей стойки ПП1 оказывается подключены к средней точке, а ПП2 к отрицательной клемме звена постоянного тока. Это также приводит к протеканию циркуляционных токов i_{cb} и i_{cc} в фазах B и C соответственно.

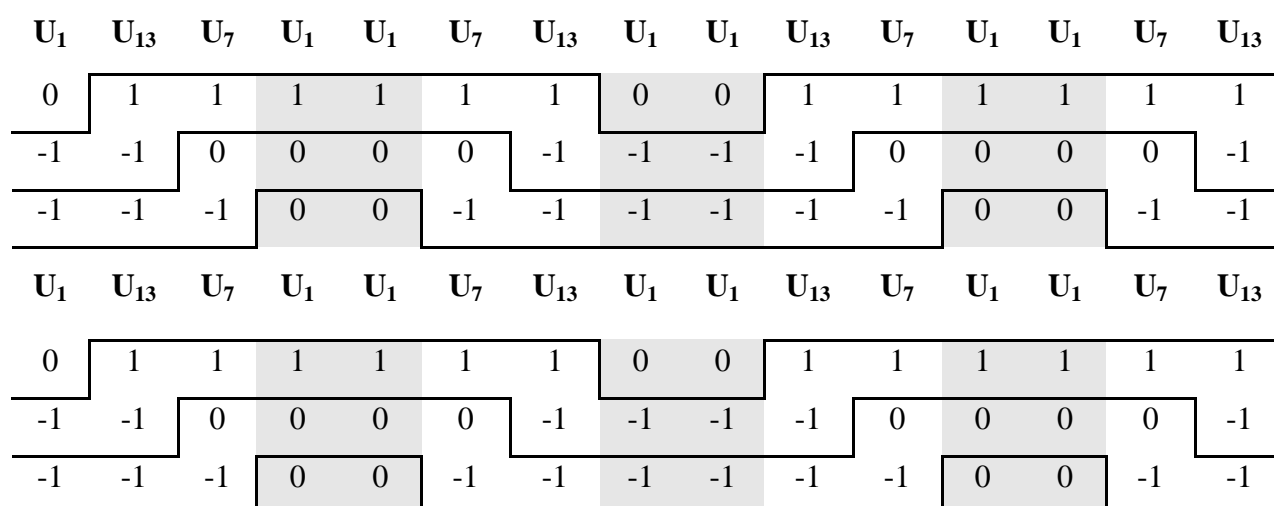


Рисунок 2.12 КСК для 2 сегмента сектора 1 без фазового сдвига импульсов управления ключами одного ПП относительно другого (синхронное управление ключами)

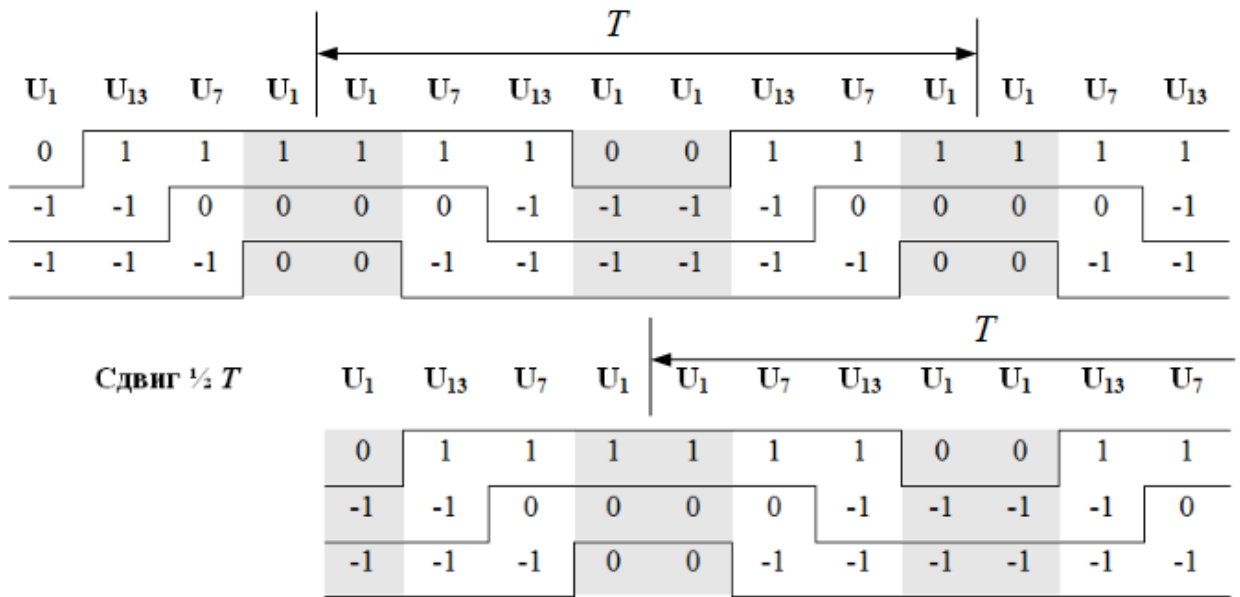


Рисунок 2.13 КСК для 2 сегмента сектора 1 с фазовым сдвигом на $1/2 T$

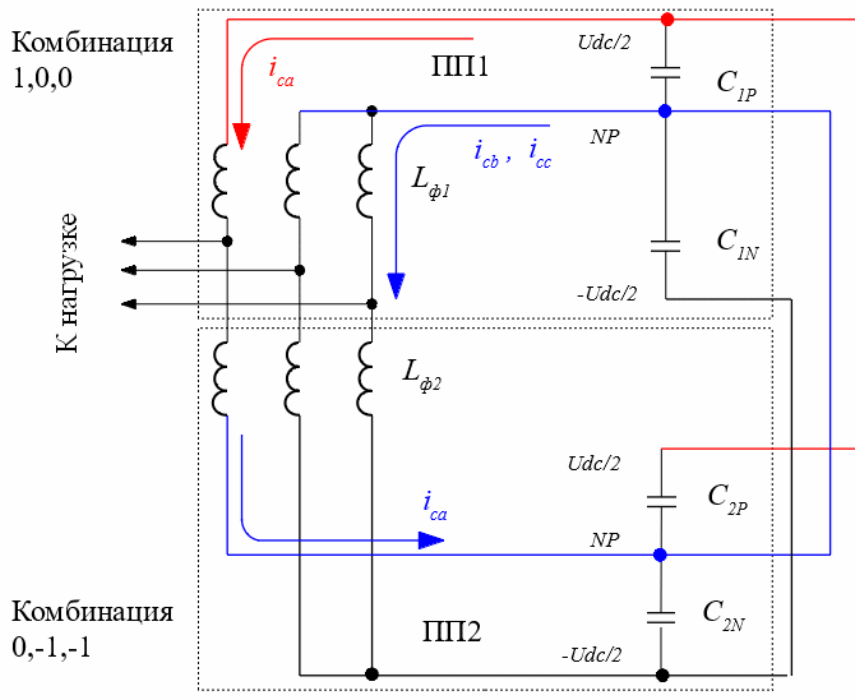


Рисунок 2.14 Контуры протекания циркуляционных токов при реализации комбинации (1,0,0) для первого ПП и комбинации (0,-1,-1) для второго ПП

На рисунке 2.15 приведены контуры протекания циркуляционных токов при реализации комбинации (1,0,-1) для первого ПП и комбинации (1,-1,-1) для второго ПП. Ключи первой и третьей стойки обоих ПП оказываются подключены к одноименным клеммам звена постоянного тока. Ключи второй стойки ПП1 замыкаются на среднюю точку звена постоянного тока, а ключи ПП2 – к отрицательной клемме. Благодаря импедансам уравнительных реакторов $L_{\phi 1}$ и $L_{\phi 2}$ образуется делитель напряжения, что приводит к появлению промежуточного уровня ступенчатого напряжения $U_{dc}/4$.

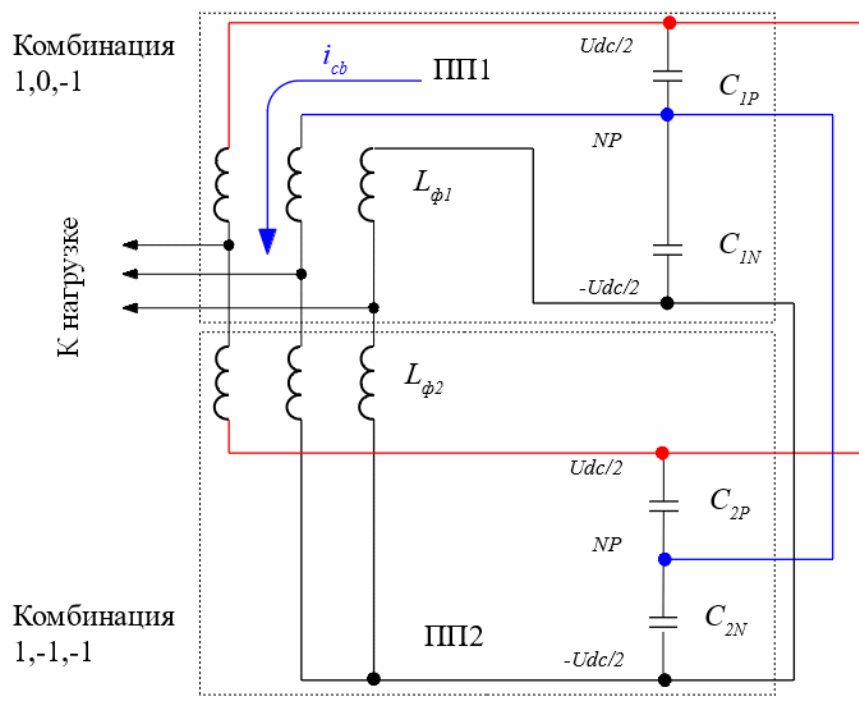


Рисунок 2.15 Контуры протекания циркуляционных токов при реализации комбинации (1,0,-1) для первого ПП и комбинации (1,-1,-1) для второго ПП

Очевидно, что одновременная реализация избыточных комбинаций одноименных векторов разными способами является нежелательной, так как не приводит к улучшению гармонического состава фазного тока, но при этом

становится основным источником возникновения циркуляционных токов. В связи с этим, появляется возможность снизить циркуляционные токи путем исключения одновременной реализации неодинаковых избыточных КСК векторов в трехуровневых ПП в параллельном включении ($U_1|1,0,0|$ и $U_1|0,-1,-1|$), формирующих одно и то же выходное напряжение, но при этом оставить чередование КСК векторов не имеющих избыточных комбинаций (например U_7 и U_{13}) для улучшения гармонического состава формируемого тока, вследствие появления промежуточного уровня ступенчатого напряжения $U_{dc}/4$ [87].

Основываясь на изложенных выше положениях, были разработаны последовательности КСК для двух трехуровневых ПП в параллельном включении [88]. Так, предложенная последовательность КСК для 2 сегмента сектора 1 проиллюстрирована рисунком 2.16. Как видно, последовательность чередования векторов для второго ПП меняется с $\{ U_1|0,-1,-1|-U_{13}-U_7-U_1|1,0,0| -U_7-U_{13}- U_1|0,-1,-1| \}$ на $\{ U_1|0,-1,-1|-U_7-U_{13}- U_1|1,0,0| -U_{13}-U_7- U_1|0,-1,-1| \}$. Подобным образом меняется чередование векторов для остальных секторов и сегментов. Поскольку число коммутаций ключей второго ПП не равно числу коммутаций первого ПП, то целесообразно применять чередование для КСК других сегментов и секторов таким образом, чтобы среднее число коммутаций ключей первого и второго ПП на периоде первой гармоники было одинаковым. Условно назовем исходный алгоритм векторной ШИМ как ВШИМ1, а предложенный как ВШИМ2. Полученные в результате приведенных выше рассуждений КСК для всех секторов и сегментов ВШИМ2 представлены в таблице П.1.4. приложения 1.

														T												
U_1	U_{13}	U_7	U_1		U_1	U_7	U_{13}	U_1	U_1	U_{13}	U_7	U_1		U_1	U_7	U_{13}										
0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1										
-1	-1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	0	0	0	-1										
-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1										
U_1	U_7	U_{13}	U_1	U_1	U_{13}	U_7	U_1	U_1	U_7	U_{13}	U_1	U_1	U_{13}	U_7												
0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1												
-1	0	-1	0	0	-1	0	-1	-1	0	-1	0	0	0	-1	0											
-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	-1	-1												

Рисунок 2.16 Предложенная последовательность КСК для 2 сегмента сектора 1

2.5 Практическая реализация алгоритма векторной ШИМ на микросхеме программируемой логики

Большинство выпускаемых серийно микроконтроллеров и цифровых сигнальных процессоров (ЦСП) ориентированы на аппаратную реализацию алгоритмов скалярной ШИМ. Для этого в ассортименте периферийных устройств упомянутых устройств имеются таймеры с несколькими каналами сравнения и формирователем паузы неперекрывтия – «мертвого времени». Так как алгоритм векторной ШИМ является более сложным, то разработчики зачастую прибегают к его программной реализации, напрямую задавая битовые состояния портов ввода-вывода посредством контроллера прямого доступа к памяти. Очевидный недостаток такого подхода заключается в том, что ряд временных параметров импульсов управления ключами может значительно измениться в процессе работы вследствие неравномерной загрузки процессора или некорректного программного обеспечения и привести к аварийной ситуации.

В ходе проведения исследования, было признано целесообразным реализовать алгоритм ВШИМ для трехфазного трехуровневого ПП на базе микросхемы программируемой логики (ПЛИС) в виде специализированного аппаратного контроллера, при этом ряд задач возложить на цифровой сигнальный процессор (ЦСП), который работает в паре с аппаратным контроллером ВШИМ. Упрощенная блок-схема модуля для реализации алгоритмов ВШИМ показана на рисунке 2.17. ЦСП модуля выполняет задачи аналого-цифрового преобразования напряжений, снимаемых с датчиков токов и напряжений, обеспечивает синхронизацию системы управления с распределительной сетью посредством программной реализации ФАПЧ, он же занимается вычислением сигналов-заданий на ток компенсации в случае, когда модуль работает в составе параллельного АСФ. Также ЦСП производит вычисления входных параметров ВШИМ: времени реализации

образующих векторов $\tau_a\tau_b\tau_c$, номера сектора и региона нахождения задающего вектора в текущий момент времени.

На базе ПЛИС реализовано аппаратное формирование временных интервалов реализации образующих векторов, таблица КСК для 6 секторов и 4 регионов в каждом, формирователь пауз перекрытия силовых элементов. Связь ПЛИС с ЦСП осуществляется посредством параллельного 16-ти битного интерфейса, Такое решение позволило разместить внутренние регистры ПЛИС в адресном пространстве ЦСП, и организовать программное взаимодействие ЦСП с ПЛИС как с внутренним периферийным устройством. Синтез внутренней топологии ПЛИС выполнен на языке описания аппаратуры *Verilog*, что делает возможным использовать предложенную реализацию аппаратного контроллера ВШИМ для трехуровневого полупроводникового преобразователя в заказных микросхемах, в перспективе на серийное производство. Листинг описания аппаратного контроллера векторной ШИМ на языке *Verilog* представлен в приложении 1.

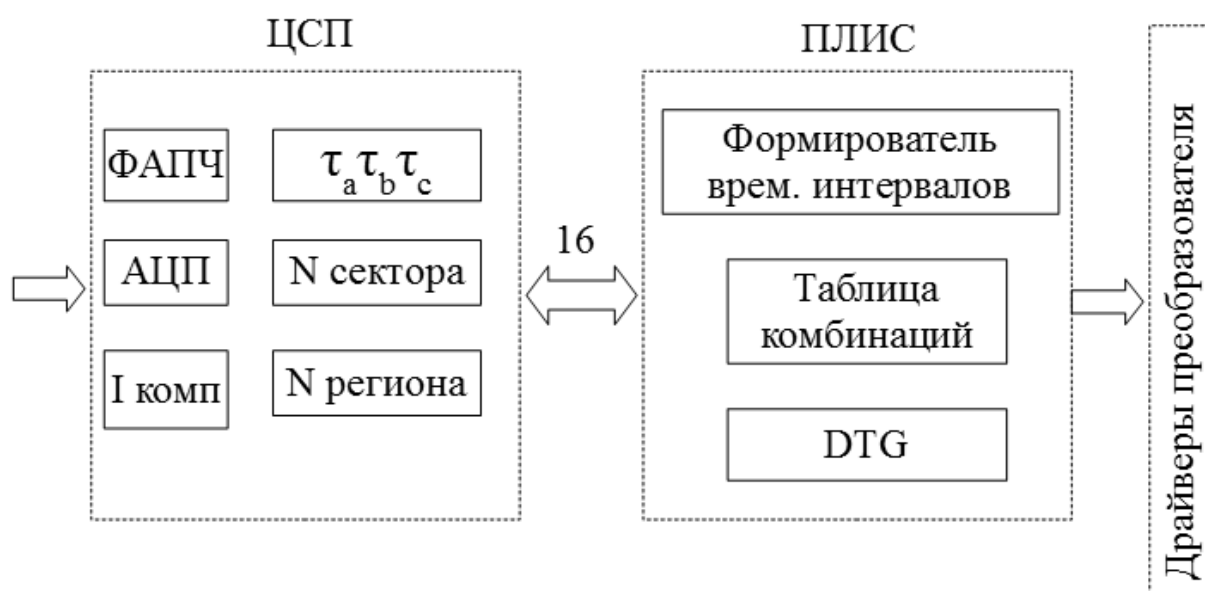


Рисунок 2.17 Блок схема варианта реализации алгоритма векторной ШИМ на микросхеме программируемой логики

2.6 Выводы по главе 2

1. В ходе процесса синтеза алгоритма векторной ШИМ для двух трехфазных трехуровневых ПП с фиксированной средней точкой в параллельном включении был выполнен анализ схемы, выбран состав образующих векторов, приведены соотношения для определения длительности интервалов реализации образующих векторов на интервале усреднения и определен порядок следования образующих векторов.

2. Проанализированы факторы, влияющие на величину циркуляционных токов и качество формируемого фазного тока. В результате проведенного анализа было предложено изменить порядок следования образующих векторов на интервале усреднения, для снижения циркуляционных токов и улучшения качества формируемого преобразователями тока в фазах.

3. Аппаратная реализация предложенного алгоритма векторной ШИМ с модифицированным порядком следования образующих векторов на интервале усреднения должна обеспечивать управление 24 полупроводниковыми силовыми элементами и вычисление тригонометрических функций в реальном времени, а также смену порядка следования векторов в процессе работы. Эти условия возможно выполнить на базе современных высокопроизводительных микроконтроллеров с аппаратной поддержкой машинной арифметики с плавающей запятой и функциями цифровой обработки сигналов.

3 РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ, УЛУЧШАЮЩИХ КАЧЕСТВО КОМПЕНСАЦИИ ВЫСШИХ ГАРМОНИК ТОКА АКТИВНЫМ СИЛОВЫМ ФИЛЬТРОМ

3.1 Разработка основанного на прогнозировании алгоритма для улучшения качества компенсации высших гармоник тока

Как уже было отмечено ранее, энергетическая эффективность АСФ с точки зрения адекватности формируемого компенсирующего воздействия требуемому сигналу-заданию зависит от ряда факторов. Так как ток (напряжение) компенсации должны содержать значительную долю высших гармоник, то верхняя рабочая частота АСФ должна быть выше, чем у подобного преобразователя, но формирующего синусоидальные токи или напряжения.

Лежащее на поверхности решение для увеличения верхней граничной частоты – это повышение частоты ШИМ. При этом, следует отметить, что система управления АСФ является системой, в составе которой имеется дискретный элемент в контуре управления. Этот дискретный элемент вносит запаздывание, обратно пропорциональное частоте ШИМ. Поэтому, с точки зрения улучшения качества формирования тока компенсации, выгодно было бы увеличить частоту ШИМ. Однако, в соответствии с выражением (1.22), с ростом частоты ШИМ возрастают и коммутационные потери в ключевых полупроводниковых элементах, что негативно сказывается на КПД АСФ. Следовательно, при работе АСФ на сравнительно низких частотах, необходимо применять меры по улучшения качества формируемого тока с учетом запаздывания в системе управления. В качестве одной из таких мер предложен алгоритм, основанный на прогнозировании для системы управления АСФ, основанной на методе активных и реактивных компонент тока [89,90].

Предложенный алгоритм предполагает накопление отсчетов мгновенных значений тока нагрузки по осям d и q за полный период основной гармоники питающей сети в виде массива данных, построенного по принципу двусвязного циклического списка. Значение тока компенсации в текущий момент времени $t(n+1)$, вычисляется исходя из значения, сохраненного в массиве данных периодом ранее $t(n-(k-2))$; где n – номер отсчета в периоде, k – число отсчетов за полный период первой гармоники. Так как на такте ШИМ можно производить несколько измерений мгновенных значений токов, то, просматривая массив сохраненных значений в прямом направлении, можно спрогнозировать ток компенсации, обеспечивающий наименьший коэффициент гармоник сетевого тока, при этом, вычисление среднего значения активной компоненты тока нагрузки производится «плавающим усреднением» (*Floating Average*) согласно выражению:

$$\bar{i}_d(n) = \frac{1}{k} \sum_{n-(k-1)}^n i_d(n) = \frac{1}{k} [i_{dsumm}(n-1) - i_d(n-k) + i_d(n)]; \quad (3.1)$$

где i_{dsumm} – текущая сумма всех элементов в массиве, $i_d(n-k)$ – значение покидающее массив, $i_d(n)$ – значение, помещаемое в массив, как показано на рисунке 3.1.

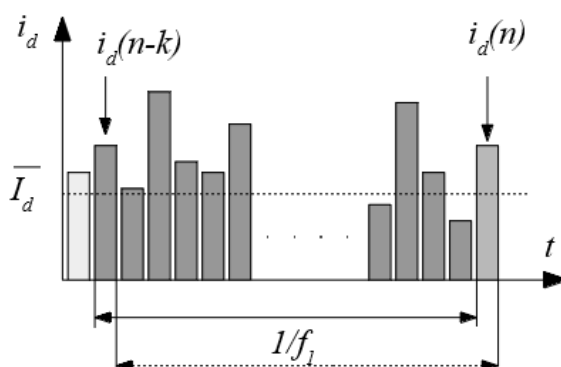


Рисунок 3.1 – Вычисление среднего значения на массиве накопленных данных.

Недостатком данного метода является фиксированный интервал упреждения, равный удвоенному шагу дискретизации (*Sample time*), учитывающий только временную задержку в системе управления АСФ. При этом характер нагрузки также влияет на качество компенсации высших гармоник. Таким образом, необходимо сформулировать критерии качества компенсации высших гармоник тока для динамической подстройки интервала упреждения под характер нагрузки.

Из анализа выражений для мгновенной активной (1.43) и реактивной (1.44) мощности, как и активной (1.51) и реактивной (1.52) компоненты тока следует вывод о том, что постоянные составляющие в каждом из выражений имеют физический смысл амплитуды первой гармоники, в проекции на соответствующую ось координат, в то время как переменные составляющие показывают наличие высших гармоник. Поскольку рассматриваемая система управления основана на методе активных и реактивных компонент тока, мгновенные значения которых сохраняются в соответствующих массивах данных в течение полного периода первой гармоники, то становится возможным вычисление средних значений и отклонений от средних значений фазных токов в реальном времени, и оценивать гармонический состав фазного тока, а значит и эффективность компенсации высших гармоник [91].

Согласно предложенному методу, среднее значение фазного тока в проекциях на оси d и q рассчитывается по формуле (3.1). Такой подход позволяет иметь актуальное среднее значение на каждом такте ШИМ. Затем вычисляются отклонения от среднего для текущего дискретного отсчета, помещаемого в массив данных и подсчитывается количество отсчетов с отклонением от среднего более чем на половину в обе стороны. Полученное количество отсчетов эквивалентно суммарной длительности импульсов тока, потребляемого от сети в проекции на ось q , мгновенное значение которых превышает среднее значение тока, потребляемого от сети более чем на 50% в положительную сторону (случай недокомпенсации) и суммарной

длительностью импульсов тока, потребляемого от сети в проекции на ось q , мгновенное значение которых превышает среднее значение тока, потребляемого от сети более чем на 50% в отрицательную сторону (случай перекомпенсации). Ниже приводятся выражения, для дискретной оценки длительности импульсов:

$$t_{iq}^+ = \begin{cases} t_{iq}^+, & i_q < (\bar{i}_q * 1,5) \\ t_{iq}^+ + 1, & i_q > (\bar{i}_q * 1,5) \end{cases} \quad (3.2)$$

$$t_{iq}^- = \begin{cases} t_{iq}^-, & i_q < (-\bar{i}_q * 1,5) \\ t_{iq}^- + 1, & i_q > (-\bar{i}_q * 1,5) \end{cases} \quad (3.3)$$

где t_{iq}^+ – суммарная длительность импульсов в случае недокомпенсации, а t_{iq}^- – суммарная длительность импульсов в случае перекомпенсации. После завершения полного периода колебания переменного тока питающей сети, происходит сравнение полученных значений. В случае недокомпенсации, длительность дискретного интервала упреждения m увеличивается на 1, в случае перекомпенсации, соответственно уменьшается на 1

$$m = \begin{cases} m + 1, & t_{iq}^+ > t_{iq}^- \\ m - 1, & t_{iq}^- < t_{iq}^+ \end{cases} \quad (3.4)$$

Таким образом, вводится еще один замкнутый контур управления. Увеличение или уменьшение интервала упреждения происходит через 20 мс, то есть после каждого полного периода первой гармоники. Минимальное и максимальное значение дискретного интервала упреждения m выбрано

равным «0» и «6» соответственно. Временной интервал упреждения рассчитывается по следующей формуле

$$t_{pred} = m * t_s \quad (3.5)$$

Где t_s – интервал дискретизации (*Sample time*), m - дискретный интервал упреждения.

Блок-схема системы управления АСФ, реализующая вышеизложенные принципы представлена на рисунке 3.2 [92,93]

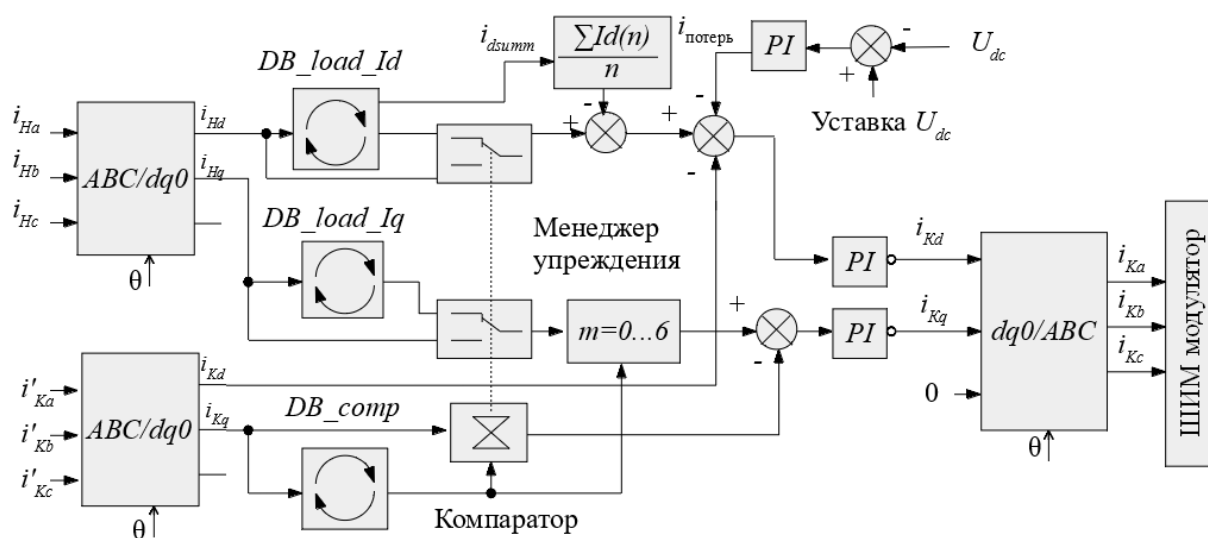


Рисунок 3.2 Блок-схема системы управления АСФ, реализующая принцип прогнозирования тока нагрузки

Блоки $ABC/dq0$ и $dq0/ABC$ осуществляют переход к синхронной вращающейся системе координат и обратно. Мгновенные значения токов нагрузки для каждого периода дискретизации по осям d и q сохраняются в массивах данных DB_Load_Id и DB_Load_Iq соответственно, мгновенные значения тока компенсации по оси q в массиве DB_comp . Блок *Компаратор*

отключает прогнозирование в переходных режимах. В качестве признака переходного режима принято отклонение мгновенного ожидаемого значения тока компенсации от существующего на данный момент мгновенного значения тока компенсации более чем на 20%. Вместо ФНЧ (рисунок 1.20) используется блок вычисления среднего значения по формуле *плавающего среднего* (3.1). Блок *Менеджер упреждения* выбирает наиболее подходящий току нагрузки дискретный интервал упреждения t в пределах от 0 до 6 по приведенной выше методике.

Учитывая, что стабилизация напряжения в звене постоянного тока реализуется внесением поправок $i_{\text{потерь}}$ в сигнал задание на ток компенсации по оси d , то наличие интервала упреждения по оси d будет нарушать работу петли обратной связи и приводить к нестабильной работе системы. Кроме того, перепад мгновенных значений тока нагрузки по оси d не такой значительный как по оси q . По этой причине в системе управления АСФ нет регулировки интервала упреждения по оси d синхронной вращающейся системы координат.

Массивы данных для накопления мгновенных значений токов нагрузки и компенсации программно выполнены в виде циклических списков. Схематическое представление такого массива изображено на рисунке 3.4, где $i_q(0)$ – мгновенное значение тока нагрузки по оси q для текущего интервала дискретизации, $i_q(-1)$ – мгновенное значение тока нагрузки в предыдущем интервале дискретизации, $i_q(+1)$ – прогнозируемое мгновенное значение тока нагрузки в следующем интервале дискретизации за которое принимается мгновенное значение тока нагрузки для интервала дискретизации в предыдущем периоде основной гармоники. Структуры массивов данных для токов нагрузки в проекции на ось q и токов компенсации аналогичны приведенному. Таким образом, динамично изменяя индексы в соответствии с выражением (3.4), можно оценивать ожидаемое мгновенное значение тока

нагрузки через интервал времени, кратный интервалу дискретизации (*Sample time*) и формировать ток компенсации на основе ожидаемого значения.

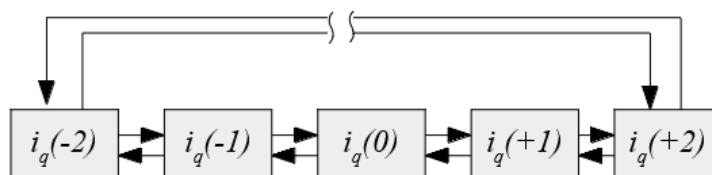


Рисунок 3.4 – Структура массива данных для хранения мгновенных значений токов

3.2 Методика вычисления коэффициента гармоник сетевого тока, ориентированная на расчеты в реальном времени

Рассмотренный ранее способ хоть и позволяет адаптировать АСФ к изменению характера нагрузки, но дает весьма приближенное представление о гармоническом составе сетевого тока. Тем не менее, для выбора наиболее подходящего режима работы АСФ и подходящей стратегии компенсации, необходимо иметь представление о доле первой гармоники, по отношению к остальным, присутствующим в сетевом токе в процессе работы АСФ.

В общем случае, коэффициент гармоник тока определяется как отношение среднеквадратического значения амплитуд высших гармоник к среднеквадратическому значению первой гармоники

$$K_{ГТ} = \sqrt{\sum_{n=2}^m \left(\frac{I_n}{I_1} \right)^2}, \quad (3.6)$$

где I_1 – амплитуда первой гармоники, I_n – амплитуда n -й гармоники, m – максимальный номер гармоники, при этом ГОСТ 30804.3.12-2013 определяет максимальной номер гармоники не выше 40-й [10].

Существует несколько способов измерения коэффициента гармоник в точке общего присоединения АСФ к распределительной сети. Во-первых, это физическое измерение коэффициента гармоник с помощью соответствующего измерительного оборудования. Во-вторых, это имитационное моделирование участка электросети с близкими к реальным параметрами. В-третьих, анализ информации с датчиков тока АСФ и вычисление коэффициента гармоник в самой системе управления фильтром.

Первый из озвученных способ позволяет измерить коэффициент гармоник с точностью, соответствующей возможностям измерительной аппаратуры. Как правило, это делают с целью настройки параметров фильтра, в процессе подготовки АСФ к эксплуатации по месту установки. Если в процессе эксплуатации АСФ изменились параметры сети, то настройку параметров фильтра нужно будет выполнять заново.

Второй способ позволяет в процессе моделирования подобрать наилучшие с точки зрения качества сетевого тока параметры АСФ и использовать их в качестве предустановленных значений для возможных вариаций конфигурации сети.

Третий способ не предполагает (но и не исключает) применения первых двух. Исходные данные для вычисления коэффициента гармоник, а именно, мгновенные значения фазных токов в системе управления АСФ имеются, остается только произвести над ними необходимые вычисления, например, с помощью алгоритма дискретного или быстрого преобразования Фурье (БПФ) [94–96]. Получив результаты вычисления коэффициента гармоник, система управления АСФ может без участия оператора принять решение о переходе на наиболее благоприятный режим работы.

Рассмотрим существующий алгоритм вычисления коэффициента гармоник. Большинство систем управления устройствами силовой электроники в настоящее время выполнены на базе цифровых сигнальных процессоров (ЦСП) либо на высокопроизводительных микроконтроллерах с аппаратной поддержкой функций цифровой обработки сигналов (ЦОС). Так, для микроконтроллеров АРМ архитектуры существует библиотека поддержки аппаратных вычислений БПФ и других функций ЦОС *CMSIS DSP Software Library* [97,98]. Для того, чтобы воспользоваться встроенными функциями для вычисления $K_{ГТ}$ необходимо выполнить ряд операций. Последовательность этих операций показана на рисунке 3.5. Для трехфазной системы эти операции выполняются отдельно для каждой фазы, а полученные результаты усредняются.

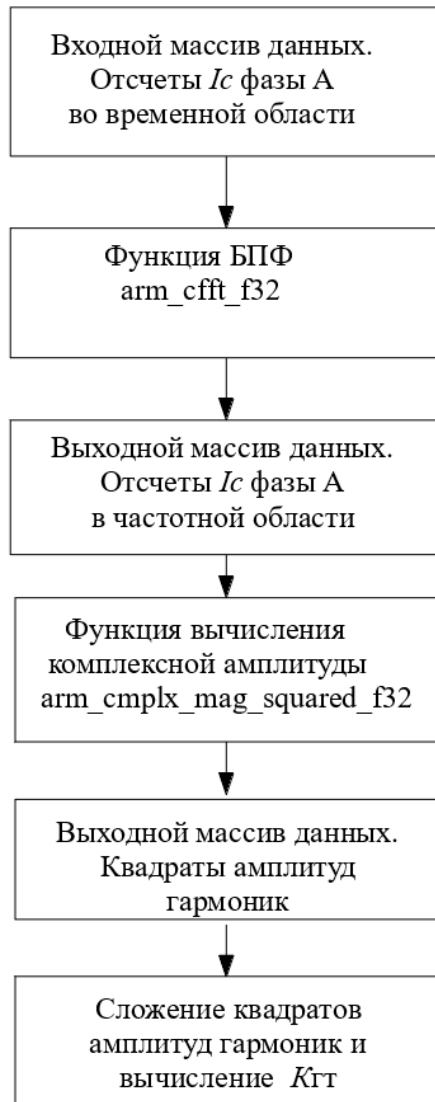


Рисунок 3.5 Последовательность операций для вычисления $K_{ГТ}$ для одной фазы с применением функций *CMSIS DSP Software Library*

Перед применением функций необходимо сформировать входной массив данных размером кратным степени числа 2: от 16 до 4096 элементов (точек), каждая из которых представлена в виде реальной и мнимой части [97,98]. В этот же массив данных размещаются результаты комплексного БПФ. Эта функция в библиотеке называется `arm_cfft_f32`. Затем необходимо вычислить квадраты амплитуд гармоник по результатам комплексного БПФ, применив функцию `arm_cmplx_mag_squared_f32`, заранее зарезервировав новый массив данных для размещения квадратов амплитуд. Итоговое

значение $K_{ГТ}$ тока одной фазы вычисляется из полученных квадратов амплитуд по формуле (3.6).

Затраты машинных ресурсов, необходимых для вычисления $K_{ГТ}$, а именно: требуемый размер оперативной памяти и время выполнения вычислений оценивались в среде разработки *IAR Embedded Workbench for ARM* версии 7.80 в режиме эмуляции. Компиляция исходного кода выполнялась с опцией максимальной оптимизации по скорости выполнения для микроконтроллера STM32F407VG с тактовой частотой 168 МГц. Размер входных массивов был выбран в пределах 64, 256 и 1024 точек. Полученные в ходе расчетов затраты машинных ресурсов для вычисления $K_{ГТ}$ методом спектрального анализа для трехфазной системы представлены в таблице 3.1.

Таблица 3.1

Затраты машинных ресурсов для вычисления $K_{ГТ}$ методом спектрального анализа с применением функций БПФ

	Размер входного массива данных, точек		
	64	256	1024
Суммарное время вычисления, мкс	78	417	1935
Требуемый размер оперативной памяти, байт	768	3072	12288

Как следует из таблицы 3.1, время вычисления $K_{ГТ}$ для трех фаз по 64 точкам методом спектрального анализа составляет 78 мкс. Для выполнения расчета необходимо выделить 768 байт оперативной памяти и максимальный номер гармоники, при этом, будет ограничен 32. Время вычисления $K_{ГТ}$ по 1024 точкам составляет 1935 мкс и требует выделения 12 Кбайт оперативной

памяти. Следует отметить, что задача вычисления $K_{ГТ}$ не является приоритетной для системы управления АСФ и должна выполняться в фоновом режиме, что означает увеличение временного интервала от момента начала вычисления до его окончания на неопределенное время. Кроме того, существует требование к размеру входного массива данных кратным степени числа 2, однако, в реальной системе размер такого массива удобнее задавать исходя из кратности ШИМ. Указанные недостатки алгоритма затрудняют его применение в системах управления АСФ, поэтому в рамках настоящего исследования был разработан собственный алгоритм вычисления $K_{ГТ}$ [99], на базе которого осуществляется слежение за качеством компенсации высших гармоник тока АСФ.

Рассмотрим суть предложенного алгоритма. Как известно, базисные функции дискретного преобразования Фурье (ДПФ) [96] записываются как

$$C_k[n] = \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right), \quad (3.7)$$

и

$$S_k[n] = \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right); \quad (3.8)$$

где $C_k[n]$ и $S_k[n]$ – косинусный и синусный сигналы длиной N отсчетов, k – порядок гармоники, n – текущий отсчет. Тогда для первой гармоники уравнение синтеза сигнала будет представлено в следующем виде:

$$X[n] = \operatorname{Re} \bar{X} \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) + \operatorname{Im} \bar{X} \sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right). \quad (3.9)$$

В системе управления АСФ, основанной на методе активных и реактивных компонент тока, (блок-схемы таких систем показаны на рисунках 1.20 и 3.2) используется математический аппарат перехода к синхронной вращающейся системе координат. Так как рассматриваемая система является дискретной, то будет справедливым выражение для угла поворота θ (1.50) в дискретном виде

$$\theta = \frac{2\pi m}{N}. \quad (3.10)$$

Подставив полученное выражение в преобразование Парка-Горева (1.49) получим выражение для тока i_d , которое идентично уравнению синтеза сигнала (3.9), где в качестве действительной и мнимой частей сигнала выступают значения i_α и i_β соответственно:

$$i_d = i_\alpha \cos\left(\frac{2\pi m}{N}\right) + i_\beta \sin\left(\frac{2\pi m}{N}\right). \quad (3.11)$$

Подобным образом можно выразить и i_q . Из приведенной аналогии, опираясь на свойства ДПФ, можно заключить, что в дискретной системе для синхронной вращающейся dq системы координат синхронизированной по первой гармонике при наличии массива мгновенных значений тока сети размером в N элементов, среднее значение по каждой координате будет эквивалентно амплитуде первой гармоники:

$$I_1 = \sqrt{\bar{I}_d^2 + \bar{I}_q^2}, \quad (3.12)$$

а отклонение от среднего значения следует рассматривать как наличие высших гармоник. Данное утверждение согласуется с (1.51) и (1.52). Таким образом, вычислить $K_{ГТ}$ можно рассчитав среднеквадратичные отклонения от среднего значения фазного тока по каждой из dq координат:

$$K_{ГТ} = \sqrt{\frac{\left(\frac{\sum_{k=1}^N (i_{dk} - \bar{I}_d)^2}{N} \right) + \left(\frac{\sum_{k=1}^N (i_{qk} - \bar{I}_q)^2}{N} \right)}{\bar{I}_d^2 + \bar{I}_q^2}}. \quad (3.13)$$

Последовательность операций алгоритма для вычисления $K_{ГТ}$ по предложенной методике показана на рисунке 3.6. Первая операция – вычисление средних значений обобщенного тока сети в dq координатах, как и последующая – вычисление квадратов среднеквадратического отклонения выполняется методом "плавающего среднего" (3.1), который был рассмотрен ранее. Это позволяет сэкономить вычислительные ресурсы, а также иметь актуальный $K_{ГТ}$ после каждого внесения мгновенных значений тока сети в выборку, при этом, результат будет достоверным только после полного заполнения выборки измеренными значениям на интервале усреднения. Затем производится вычисление $K_{ГТ}$ по формуле 3.13.



Рисунок 3.6 Последовательность операций алгоритма для вычисления $K_{ГТ}$ по предложенной методике

Расчет машинного времени, необходимого для вычисления $K_{ГТ}$ по предложенной методике производился в той же среде разработки и для того же микроконтроллера, что и расчета для метода спектрального анализа. Результаты расчета сведены в таблицу 3.2.

Таблица 3.2

Затраты машинных ресурсов для вычисления $K_{ГТ}$ по предложенной методике

	Размер входного массива данных, значений		
	64	256	1024
Суммарное время вычисления, мкс	38	181	652
Требуемый размер оперативной памяти, байт	656	3088	12304

Сравнив данные из таблицы 3.1 и таблицы 3.2 можно сделать вывод, что вычисление $K_{ГТ}$ по предложенной методике выполняется значительно быстрее, чем вычисление по алгоритму, использующему метод спектрального анализа, при сопоставимых потребностях в оперативной памяти.

Будучи встроенным в систему управления АСФ алгоритм для вычисления $K_{ГТ}$ по предложенной методике позволяет иметь объективную информацию о коэффициенте гармоник сетевого тока в процессе работы фильтра, тем самым отслеживать качество компенсации высших гармоник тока. Это дает возможность системе управления АСФ автоматически выбирать наиболее подходящий режим компенсации высших гармоник тока.

3.3 Повышение устойчивости синхронизации параллельного активного силового фильтра с питающей сетью

Спецификой работы параллельного АСФ является инжекция тока компенсации в точке общего присоединения АСФ и нагрузки к распределительной сети. Вследствие этого, при ненулевом импедансе сети в этой точке будет присутствовать искажение напряжения. Мгновенные значения напряжения сети для блока синхронизации системы управления АСФ снимаются в этой же точке, поэтому, при соизмеримом соотношении импедансов сети и нагрузки, могут наблюдаться сбои синхронизации при работе АСФ в режиме компенсации высших гармоник тока.

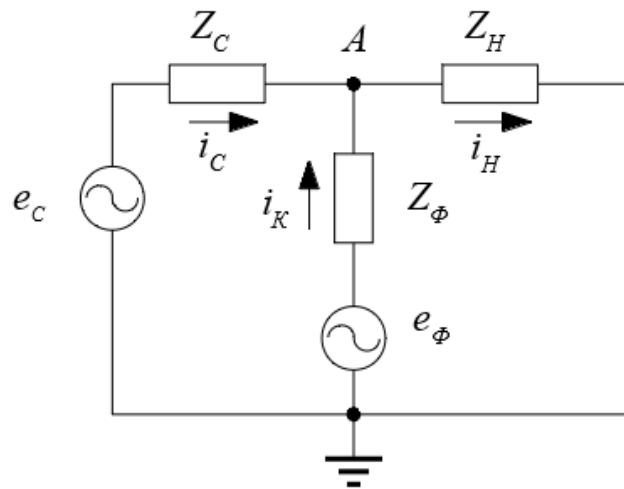


Рисунок 3.7 – Эквивалентная схема подключения АСФ к питающей сети

Рассмотрим эквивалентную схему подключения одной фазы АСФ к питающей сети, представленную на рисунке 3.7. Два источника ЭДС, представленных на схеме, это ЭДС сети e_c и ЭДС фильтра $e_ф$. Импедансы сети, уравнивающего реактора фильтра и нагрузки обозначены соответственно Z_C , $Z_Ф$ и Z_H .

Мгновенное значение напряжения в точке общего присоединения, обозначенной буквой А, выражается следующей формулой:

$$u_A(t) = \frac{Z_H}{Z_C + Z_H} (e_C + i_K(t)Z_C), \quad (3.14)$$

где $i_K(t)$ – ток компенсации, инжектируемый АСФ в питающую сеть. Другими словами, формируемый АСФ ток компенсации $i_K(t)$ искажает напряжение в точке подключения АСФ к питающей сети при ненулевом импедансе сети. Это обстоятельство приводит некорректной работе системы управления АСФ, а также к сбоям синхронизации АСФ с напряжением сети на величину больше допустимой по стандарту [7].

Так как процесс синхронизации критически важен для АСФ, рассмотрим базовый принцип синхронизации трехфазных силовых преобразователей с питающей сетью [100–103].

Пусть имеется два сигнала $u_{исх}$ и $u_{оп}$, исходный и опорный. Каждый сигнал имеет синусоидальную форму и описывается соответствующим выражением:

$$u_{исх} = U_{исх} \sin(\omega t + \varphi_{исх}) \quad (3.15)$$

$$u_{оп} = U_{оп} \sin(\omega t + \varphi_{оп}) \quad (3.16)$$

где $U_{исх}$ и $U_{оп}$ амплитуды исходного и опорного сигналов, а $\varphi_{исх}$ и $\varphi_{оп}$ – фазовые сдвиги исходного и опорного сигналов соответственно. Выполнив задержку обоих сигналов на четверть периода, получаем косинусные выражения для обоих сигналов

$$u_{ucx}^* = U_{ucx} \sin(\omega t + \varphi_{ucx} + \frac{\pi}{2}) = U_{ucx} \cos(\omega t + \varphi_{ucx}) \quad (3.17)$$

$$u_{on}^* = U_{on} \sin(\omega t + \varphi_{on} + \frac{\pi}{2}) = U_{on} \cos(\omega t + \varphi_{on}). \quad (3.18)$$

Выполним перемножение сигналов следующим образом:

$$u_1 = u_{ucx} * u_{on}^* = U_{ucx} * U_{on} * \sin(\omega t + \varphi_{ucx}) * \cos(\omega t + \varphi_{on}) \quad (3.19)$$

$$u_2 = u_{ucx}^* * u_{on} = U_{ucx} * U_{on} * \sin(\omega t + \varphi_{on}) * \cos(\omega t + \varphi_{ucx}) \quad (3.20)$$

Полученные в результате выражения (3.19) и (3.20) можно представить в другом виде, воспользовавшись известной тригонометрической формулой перехода от произведения тригонометрических функций двух разных аргументов к сумме

$$u_1 = U_{ucx} * U_{on} * \frac{1}{2} (\sin(\varphi_{ucx} - \varphi_{on}) + \sin(2\omega t + \varphi_{ucx} + \varphi_{on})) \quad (3.21)$$

$$u_2 = U_{ucx} * U_{on} * \frac{1}{2} (-\sin(\varphi_{ucx} - \varphi_{on}) + \sin(2\omega t + \varphi_{ucx} + \varphi_{on})). \quad (3.22)$$

Каждый из полученных в результате умножения сигналов имеет две составляющие: постоянную, которая зависит только от разности фаз исходных сигналов и переменную удвоенной исходной частоты. Найдем разность выражений (3.21) и (3.22), при этом переменные составляющие сокращаются:

$$u_{ош} = u_1 - u_2 = U_{ucx} * U_{он} * \sin(\varphi_{ucx} - \varphi_{он}) \quad . \quad (3.23)$$

Полученный в результате математических преобразований сигнал ошибки $u_{ош}$ пропорционален синусу разности фаз исходных сигналов. При равенстве фазовых сдвигов обоих сигналов, сигнал ошибки становится равным нулю. В системах ФАПЧ, вычисленный по такому принципу сигнал ошибки включается в петлю обратной связи, что позволяет поддерживать фазовый сдвиг опорного сигнала близким фазовому сдвигу исходного сигнала, то есть синхронизировать эти сигналы.

Реализация ФАПЧ в трехфазных сетях, как правило, осуществляется с помощью математического аппарата преобразований *E. Clarke* и Парка-Горева. Это объясняется тем, что выражения для получения фазных напряжений в синхронной вращающейся dq системе координат аналогичны выражениям (3.21) и (3.22). Блок-схема такой ФАПЧ представлена на рисунке 3.8. Она состоит из блока $ABC/dq0$, пропорционально-интегрального (*PI*) регулятора и интегратора с внутренним сбросом. Блок $ABC/dq0$ преобразует мгновенные значения фазных напряжений в синхронную вращающуюся dq систему координат путем последовательного выполнения преобразований *E. Clarke* и Парка-Горева. Так как dq система координат является ортогональной, то при ориентации вектора напряжения параллельно оси d , его проекция на ось q становится равной нулю. Сигнал u_q на выходе q блока $ABC/dq0$ фактически является сигналом ошибки, которая накапливается *PI* регулятором и складывается с постоянной времени интегратора, влияя на скорость изменения угла θ . Этот же угол θ используется для преобразования Парка-Горева и выступает в качестве отрицательной обратной связи, удерживающей сигнал ошибки вблизи нулевого значения. Подобные решения хорошо себя зарекомендовали

[100,101], но при значительных искажениях фазного напряжения, линейность нарастания величины θ нарушается.

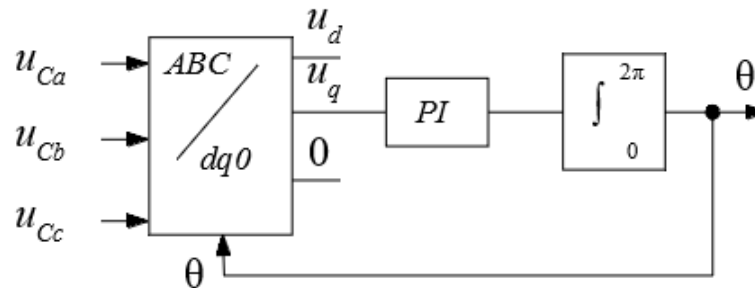


Рисунок 3.8 – Блок-схема ФАПЧ на базе синхронной вращающейся dq системы координат

Для решения проблемы сбоя синхронизации, в ходе проведения исследования, предложено добавить в систему управления цифровые целочисленные полосовые фильтры с бесконечной импульсной характеристикой для предварительной обработки измеренных напряжений [104].

Синтез цифрового фильтра осуществлялся в среде *FDATool* пакета *Mathlab*. Исходные данные для синтеза фильтра приведены в таблице 3.3.

Исходные данные для синтеза фильтра

Аббревиатура	Параметр	Значение
<i>Mathlab</i>		
<i>F_s</i>	Частота дискретизации	10200 Гц
<i>F_{stop1}</i>	Нижняя граница полосы заграждения	20 Гц
<i>F_{pass1}</i>	Нижняя граница полосы пропускания	49 Гц
<i>F_{pass2}</i>	Верхняя граница полосы пропускания	51 Гц
<i>F_{stop2}</i>	Верхняя граница полосы заграждения	80 Гц
<i>A_{stop1}</i>	Подавление в нижней полосе заграждения	20 дБ
<i>A_{pass}</i>	Неравномерность в полосе пропускания	1 дБ
<i>A_{stop2}</i>	Подавление в верхней полосе заграждения	20 дБ

В процессе синтеза получен цифровой фильтр второго порядка с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ фильтр), удовлетворяющий заданным условиям. Топология синтезированного фильтра и его коэффициенты представлены на рисунке 3.9 и в таблице 3.4 соответственно.

Таблица 3.4

Коэффициенты синтезированного фильтра

Коэффициент	Значение
<i>B(1;2;3)</i>	1;0;-1
<i>A(1;2;3)</i>	1; -1,996634738635; 0,9975817734755
<i>S(1)</i>	0,001209113262239

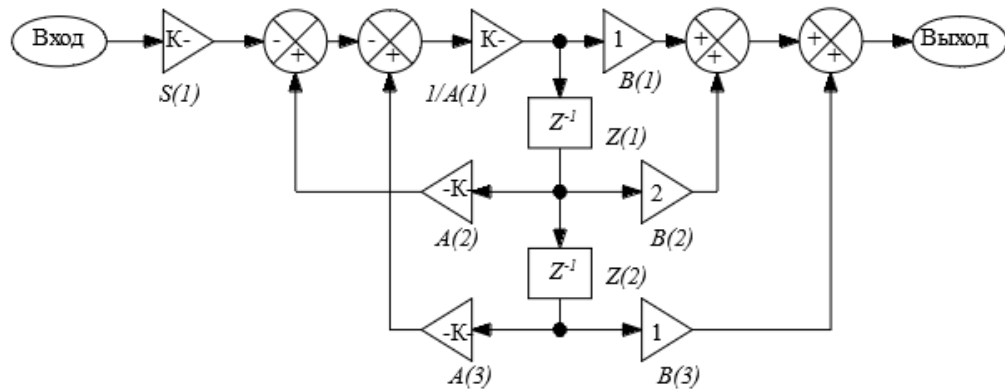


Рисунок. 3.9 – Топология цифрового БИХ фильтра второго порядка

Для получения целочисленной реализации коэффициенты из таблицы 3.4 домножались на целочисленную константу и округлялись к ближайшему целому.

С учетом вышеизложенного, была предложена усовершенствованная топология блока ФАПЧ для синхронизации АСФ с питающей сетью. Блок-схема решения приведена на рисунке 3.10.

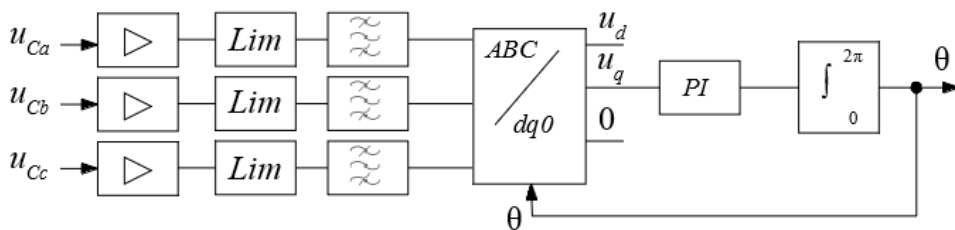


Рисунок 3.10 – Предложенный блок синхронизации с ФАПЧ

Сигналы, снимаемые с датчиков фазных напряжений U_{Ca} , U_{Cb} и U_{Cc} , усиливаются и ограничиваются. Это приводит к приближению формы входных сигналов к прямоугольной с нормированной амплитудой. Затем, из

полученных сигналов с помощью цифровых целочисленных полосовых БИХ фильтров выделяется первая гармоника. Дальнейшие преобразования осуществляются так же и в рассмотренной ранее системе ФАПЧ, блок-схема которой представлена на рисунке 3.8.

Применение предложенного выше усовершенствования блока синхронизации с ФАПЧ позволяет снизить влияние импеданса распределительной сети на стабильность синхронизации АСФ с сетью, что будет востребовано при работе АСФ в сетях с автономными генераторами ограниченной мощности.

3.4 Выводы по главе 3.

1. Качество компенсации высших гармоник тока (напряжения) АСФ зависит от ряда факторов, среди которых быстродействие системы управления АСФ, применяемые алгоритмы выделения из полной мощности активной, реактивной компоненты и мощности искажений, способы синхронизации АСФ с питающей сетью, аппаратная реализация силовой части фильтра. При неизменной аппаратной части, возможно улучшение энергетической эффективности АСФ путем усовершенствования его алгоритмов управления.

2. Основываясь на анализе влияния факторов, влияющих на качество компенсации высших гармоник тока, предложен основанный на прогнозировании алгоритм, позволяющий улучшить качество компенсации высших гармоник тока АСФ в установившемся режиме.

3. Для контроля эффективности основанного на прогнозировании алгоритма, а также выбора наиболее подходящих для текущего момента времени стратегии компенсации и режима работы АСФ, разработана вычисления коэффициента гармоник сетевого тока, применяемая для вычислительной системы реального времени.

4. Проанализированы причины срывов синхронизации параллельного АСФ с питающей сетью и предложено усовершенствование блока синхронизации с ФАПЧ. Предложенное решение будет наиболее актуально в условиях, когда АСФ работает совместно с автономным генератором ограниченной мощности.

4 МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

4.1 Моделирование алгоритма векторной ШИМ для снижения циркуляционных токов в двух трехуровневых полупроводниковых преобразователях в параллельном включении

С целью верификации предложенного в Главе 2 алгоритма ВШИМ2, было выполнено имитационное моделирование в среде *Power Sim* версии 9.1. Исследуемая модель представляла собой два трехфазных трехуровневых ПП, имеющих общее звено постоянного тока. Через уравнивательные реакторы L_1 и L_2 фаз a, b и c , оба ПП подключены к нагрузке R_H . Упрощенная блок-схема исследуемой модели показана на рисунке 4.1, а параметры модели сведены в таблицу 4.1.

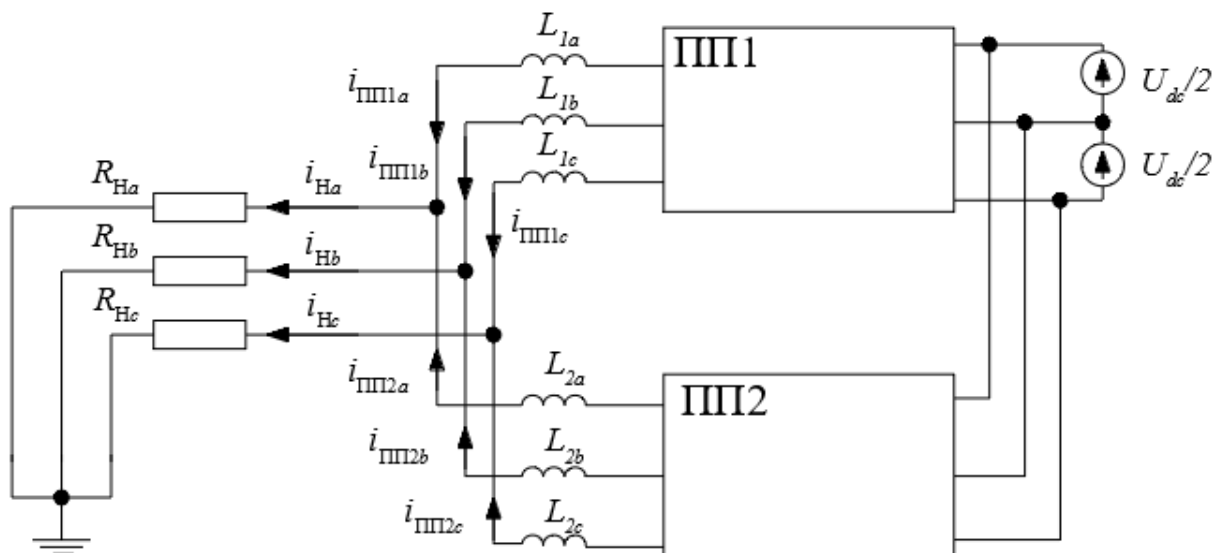


Рисунок 4.1. Блок-схема имитационной модели

Параметры имитационной модели

Параметр	Значение
Напряжение звена постоянного тока U_{dc} , В	100
Сопротивление нагрузки R_H , Ом	5
Индуктивность уравнивательных реакторов L_1, L_2 , мГн	1,4
Частота ШИМ, Гц	2000

В ходе имитационного моделирования проводилось исследование электромагнитных процессов, протекающих в двух параллельно включенных трехуровневых ПП под управлением ВШИМ1, как с синхронным управлением ключами (без фазового сдвига импульсов управления ключами одного ПП относительно другого), так и с фазовым сдвигом импульсов управления ключами на $1/2 T_{шум}$, а также под управлением ВШИМ2. Изменение коэффициента модуляции (K_M) при моделировании задавалось в пределах от 0,1 до 1. На рисунке 4.2 представлен полученный в результате моделирования график, показывающий зависимость коэффициента гармоник фазного тока одной фазы при изменении коэффициента модуляции.

На рисунке 4.3 представлен полученный в результате моделирования график зависимости доли действующего значения циркуляционного тока одной фазы, по отношению к действующему значению фазного тока для тех же способов управления ключами. Так как величина циркуляционных токов при реализации алгоритма ВШИМ1 без фазового сдвига импульсов управления ключами одного ПП относительно другого пренебрежимо мала, то на данном графике он не отражен.

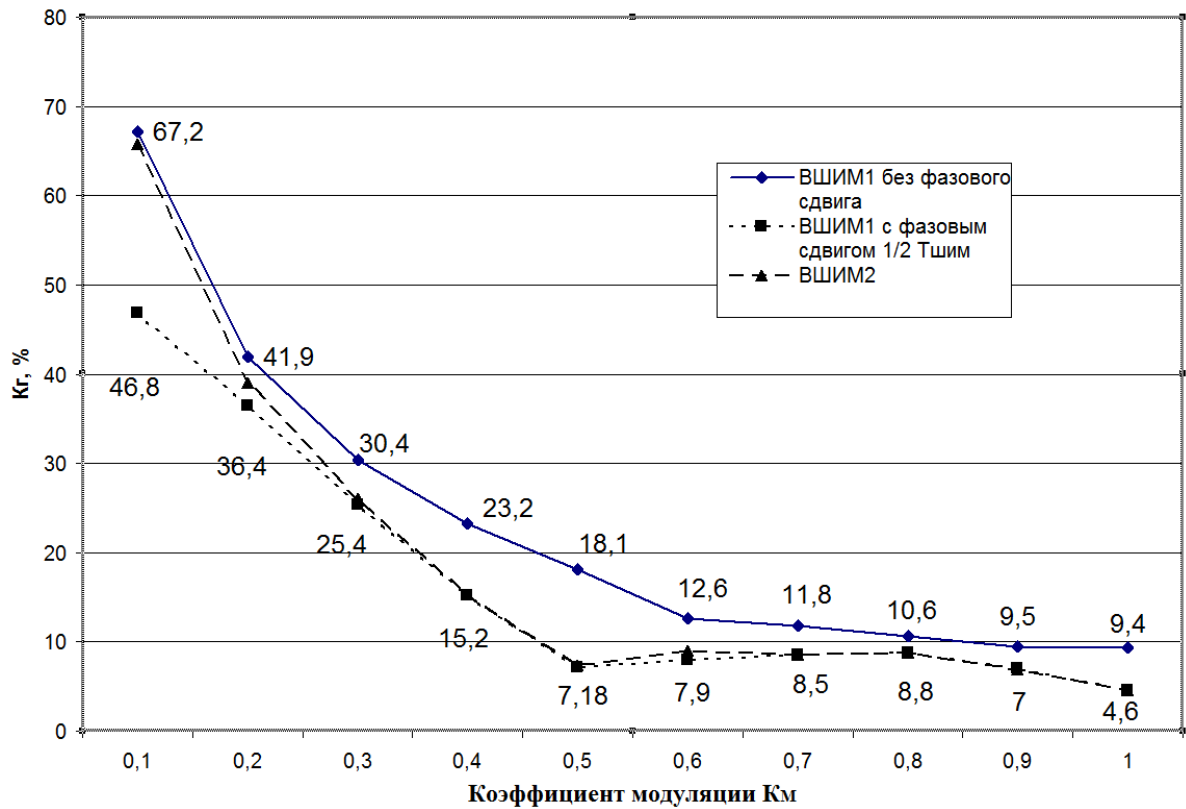


Рисунок 4.2. Коэффициент гармоник тока фазы a , в зависимости от коэффициента модуляции K_M

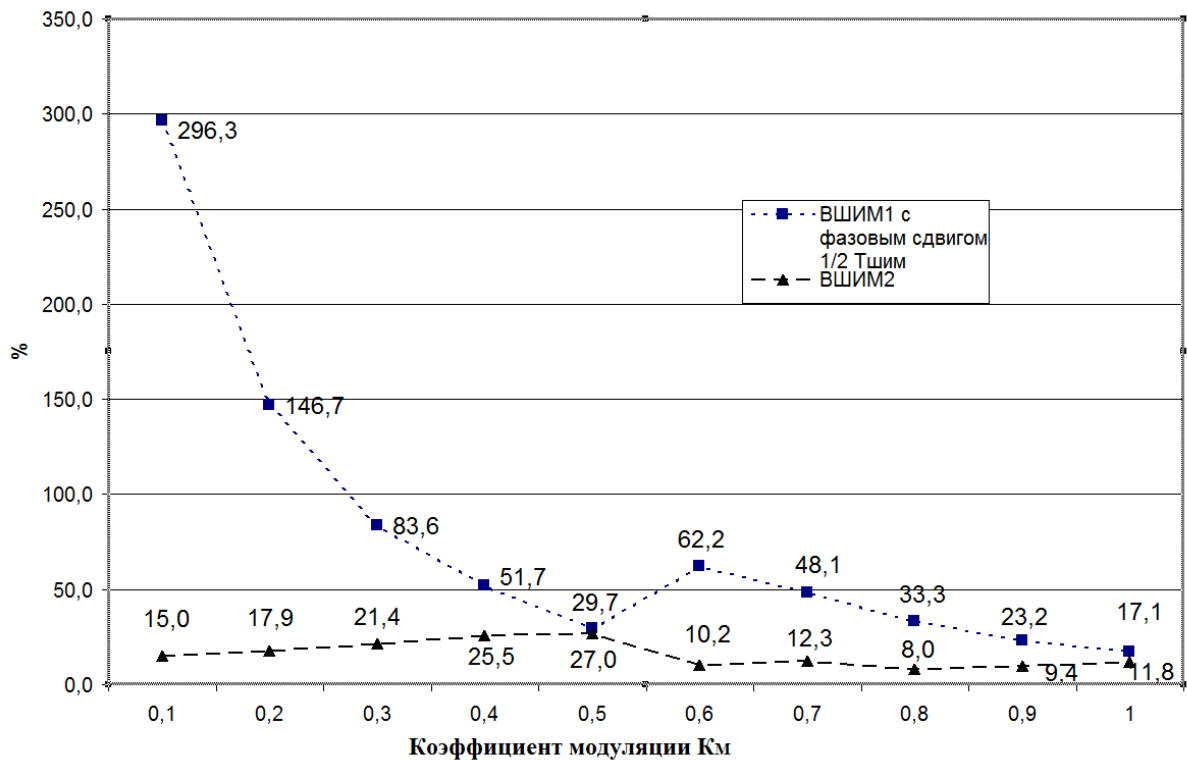


Рисунок 4.3. Действующее значение циркуляционного тока фазы a в %, по отношению к действующему значению фазного тока

Приведенные выше графики показывают, что при относительно небольших значениях K_M (0,1–0,2), предложенный в Главе 2 алгоритм векторной ШИМ – ВШИМ2 не демонстрирует значительного улучшения коэффициента гармоник фазного тока. При нахождении K_M в границах 0,3–0,4, предложенный алгоритм ВШИМ2, показывает меньший на 5–7% коэффициент гармоник фазного тока по сравнению с ВШИМ1 с синхронным управлением ключами (без фазового сдвига импульсов управления ключами), равно как и алгоритм ВШИМ1 со сдвигом импульсов управления ключами на $1/2 T_{шум}$, однако возникающие при реализации последнего циркуляционные токи, в среднем в 2–3 раза оказались больше, чем для алгоритма ВШИМ2. При нахождении K_M в границах 0,6–0,9, применение предложенного алгоритма обеспечило снижение циркуляционных токов в 2–6 раз, при этом уменьшение коэффициента гармоник составило 2–4%.

Из графика, приведенного на рисунке 4.3 следует, что при реализации алгоритма ВШИМ1 со сдвигом импульсов управления ключами на $1/2 T_{шум}$, действующее значение циркуляционного тока относительно действующего значения формируемого фазного тока изменяется в широких пределах, в зависимости от коэффициента модуляции. Так, в среднем, действующее значение циркуляционного тока составило примерно 46,6% от действующего значения фазного тока. Максимальное соотношение в 296,3% отмечено при K_M равном 0,1, а минимальное значение соотношения на всем диапазоне не опускалось ниже 17,1%. Этот же показатель для предложенной ВШИМ2 изменялся в пределах от 11,8% до 27,0% и в среднем составил 13,9%. Этот параметр эквивалентен снижению циркуляционных токов в три раза, по сравнению с ВШИМ1 со сдвигом импульсов управления ключами на $1/2 T_{шум}$.

Диаграммы циркуляционных токов и токов нагрузки для фиксированного коэффициента модуляции K_M , равного 0,79 для каждого из режимов параллельной работы, рассмотренных выше, изображены на рисунке 4.4, рисунке 4.5 и рисунке 4.6.

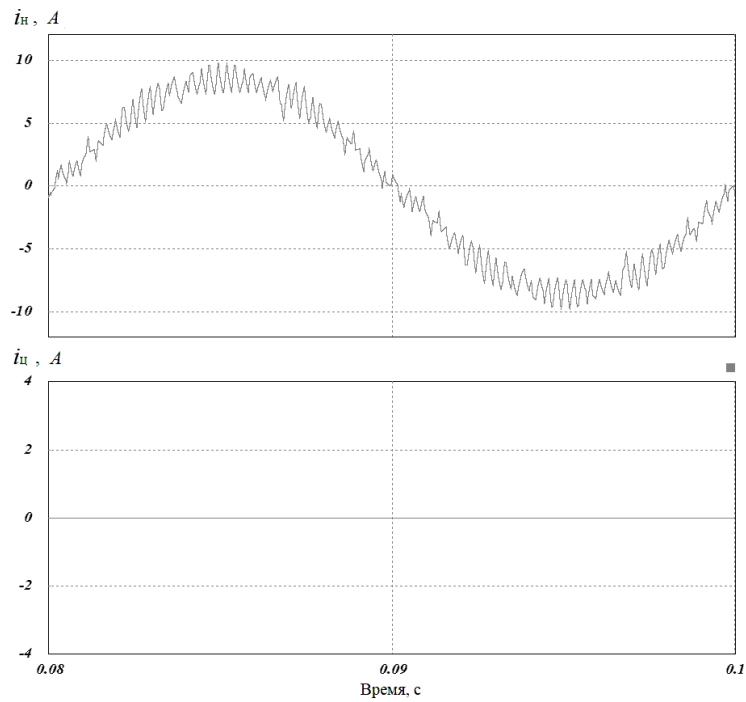


Рисунок 4.4. Диаграмма тока нагрузки i_n и циркуляционного тока i_c для ВШИМ1 без фазового сдвига импульсов управления ключами одного ПП относительно другого

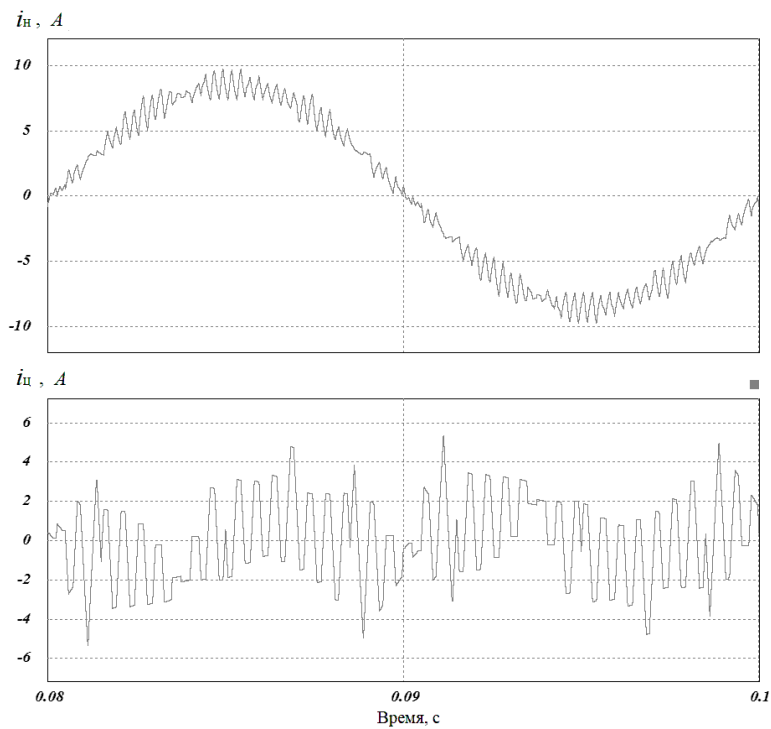


Рисунок 4.5. Диаграмма тока нагрузки i_n и циркуляционного тока i_c для ВШИМ1 с фазовым сдвигом импульсов управления ключами одного ПП относительно другого на $1/2 T_{шум}$.

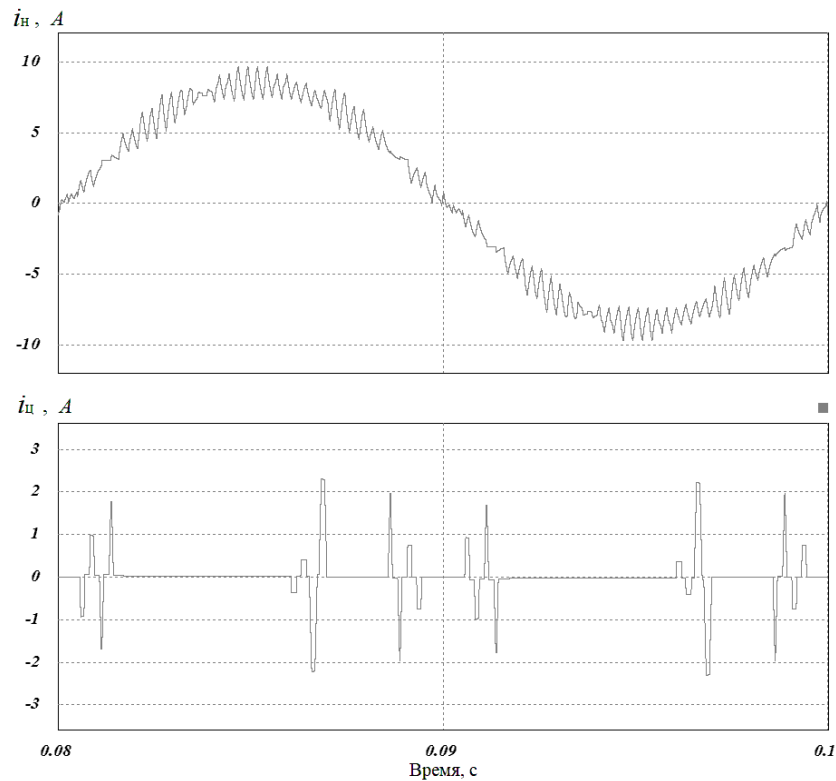


Рисунок 4.6. Диаграмма тока нагрузки i_n и циркуляционного тока $i_ц$ для ВШИМ2

Спектры формируемого фазного тока для ВШИМ1 без сдвига импульсов управления ключами одного ПП относительно другого, ВШИМ1 со сдвигом импульсов управления ключами одного ПП относительно другого на $1/2 T_{шум}$, и ВШИМ2 приведены на рисунке 4.7 (а,б,в) соответственно.

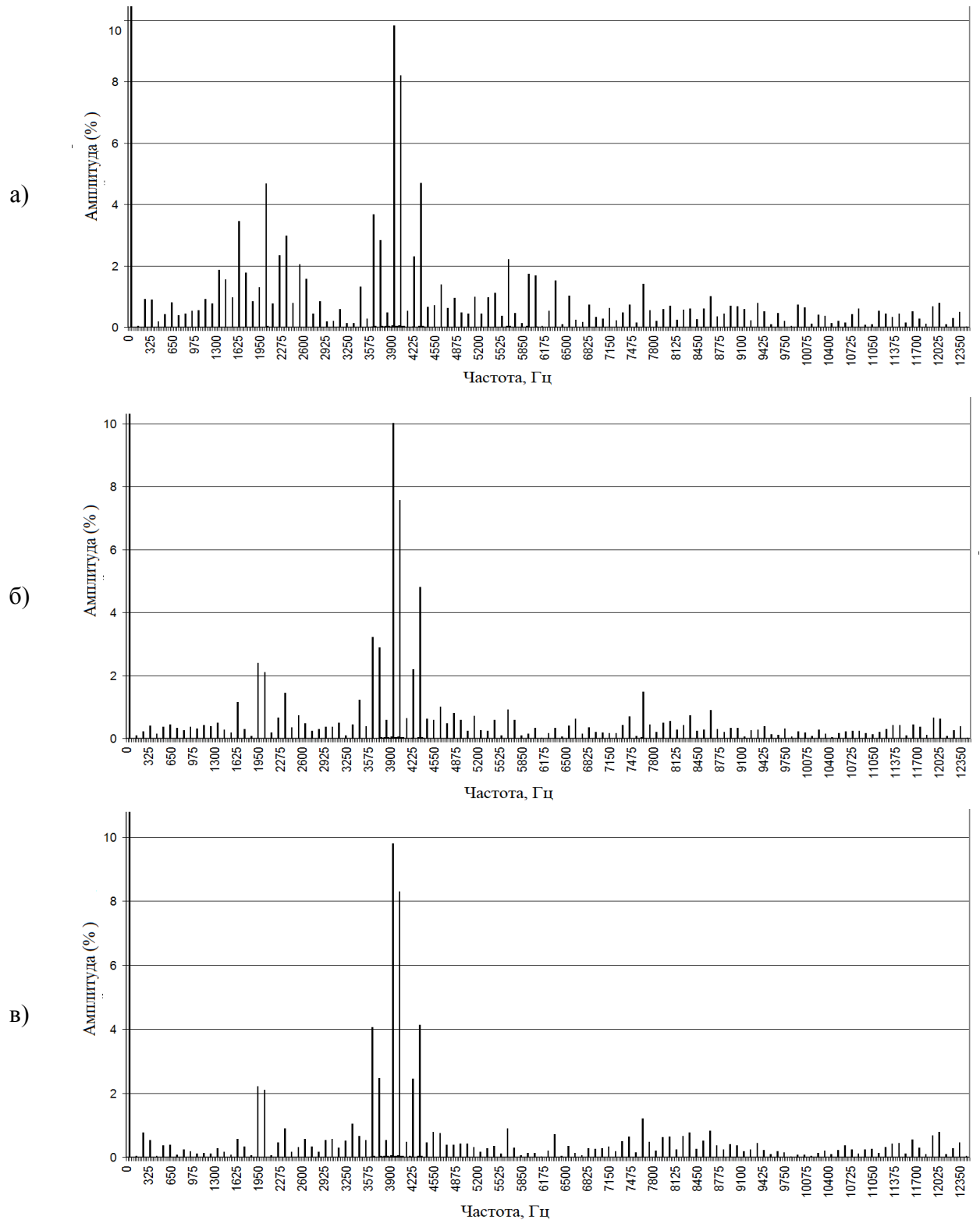


Рисунок 4.7. Спектр формируемого фазного тока для алгоритмов:

- а) ВШИМ1 без сдвига импульсов управления ключами одного ПП относительно другого,
- б) ВШИМ1 со сдвигом импульсов управления ключами одного ПП относительно другого на $1/2 T_{шум}$,
- в) ВШИМ2

Как показало моделирование, применение предложенного в Главе 2 алгоритма векторной ШИМ – ВШИМ2 позволило, в среднем, снизить циркуляционные токи при параллельном включении двух трехфазных трехуровневых ПП в три раза, по сравнению с ВШИМ1 с фазовым сдвигом импульсов управления ключами одного ПП относительно другого на $1/2 T_{\text{ШИМ}}$, при этом оба упомянутых алгоритма обеспечивают снижение коэффициента гармоник формируемого фазного тока на соизмеримую, по сравнению с ВШИМ1 без фазового сдвига импульсов управления ключами одного ПП относительно другого, величину.

4.2 Моделирование основанного на прогнозировании алгоритма для улучшения качества компенсации высших гармоник тока

В процессе проведения исследования, в среде имитационного моделирования *Psim* была разработана модель АСФ на базе трехфазного трехуровневого ПП, блок-схема модели представлена на рисунке 4.7. Основные алгоритмы для модели выполнены на языке С в виде динамически загружаемой библиотеки среды моделирования *Psim* [105 – 107]. В модели реализованы: имитация работы дискретной системы управления, формирование управляющих импульсов с заданной паузой неперекрывтия (*Dead Time*), синхронизация с трехфазной питающей сетью (блок ФАПЧ).

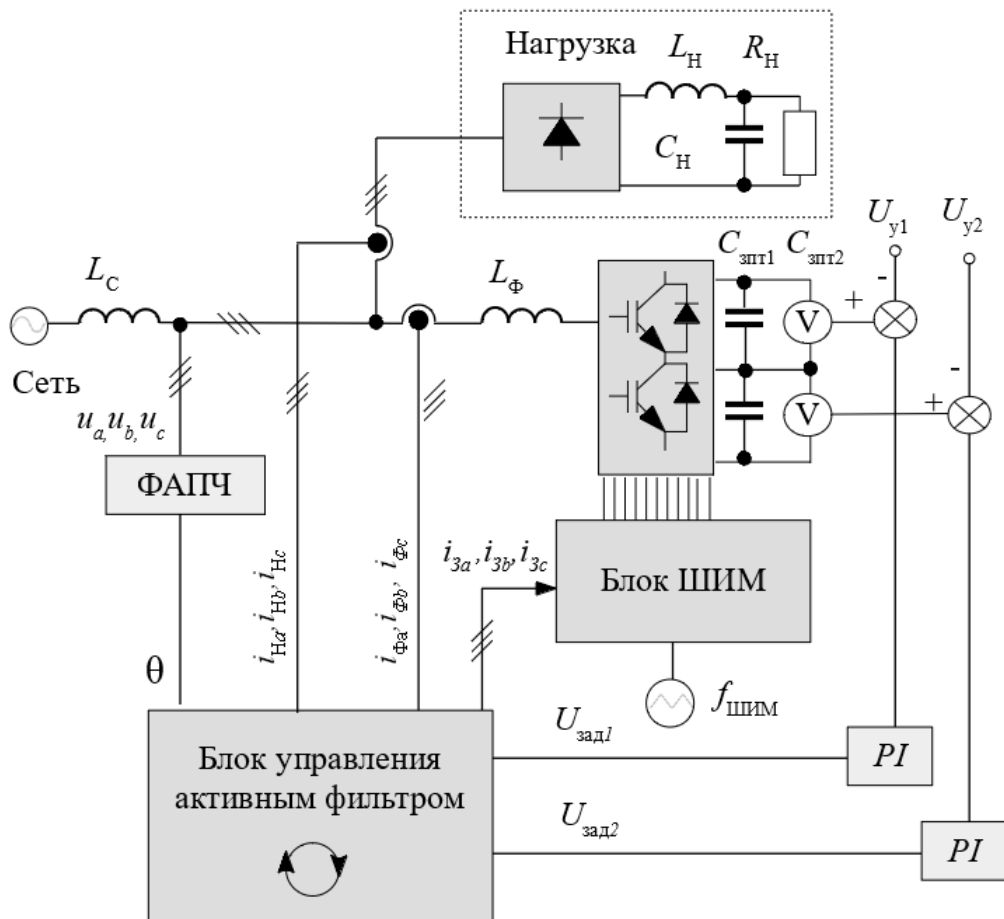


Рисунок 4.7 – блок-схема имитационной модели АСФ.

Параметры модели, при которых проводилось имитационное моделирование сведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2

Параметры имитационной модели АСФ

Линейное действующее входное напряжение U_c	45 В
Частота входного напряжения	50 Гц
Индуктивность входной линии L_C	0,45 мГн
Индуктивность уравнивающего реактора фильтра L_ϕ	1,4 мГн
Емкость накопительных конденсаторов звена постоянного тока $C_{ЗПТ1}$ и $C_{ЗПТ2}$	1500 мкФ
Напряжение на конденсаторах звена постоянного тока $U_{ЗПТ1+}$ $U_{ЗПТ2}$	250 В
Индуктивность в составе нелинейной нагрузки L_H	0,5 мГн
Емкость в составе нелинейной нагрузки C_H	2 мкФ
Сопротивление в составе нелинейной нагрузки R_H	11,5 Ом
Частота задающего генератора ШИМ $F_{ШИМ}$	10,5 КГц
Величина паузы перекрытия (<i>DeadTime</i>)	5 мкс
Интервал дискретизации, t_s	95,24 мкс
Число элементов буфера, k	204

На предложенной модели проверялась эффективность основанного на прогнозировании алгоритма, рассмотренного ранее в Главе 3. Диаграммы, полученные в результате моделирования при работе АСФ с отключенным и включенным режимом прогнозирования представлены на рисунках 4.8 и 4.9 соответственно.

Проведенный анализ диаграмм свидетельствует о снижении коэффициента гармоник фазного тока с 22% до 18% при включенном режиме

прогнозирования. При этом коэффициент гармоник тока нагрузки составлял 29%.

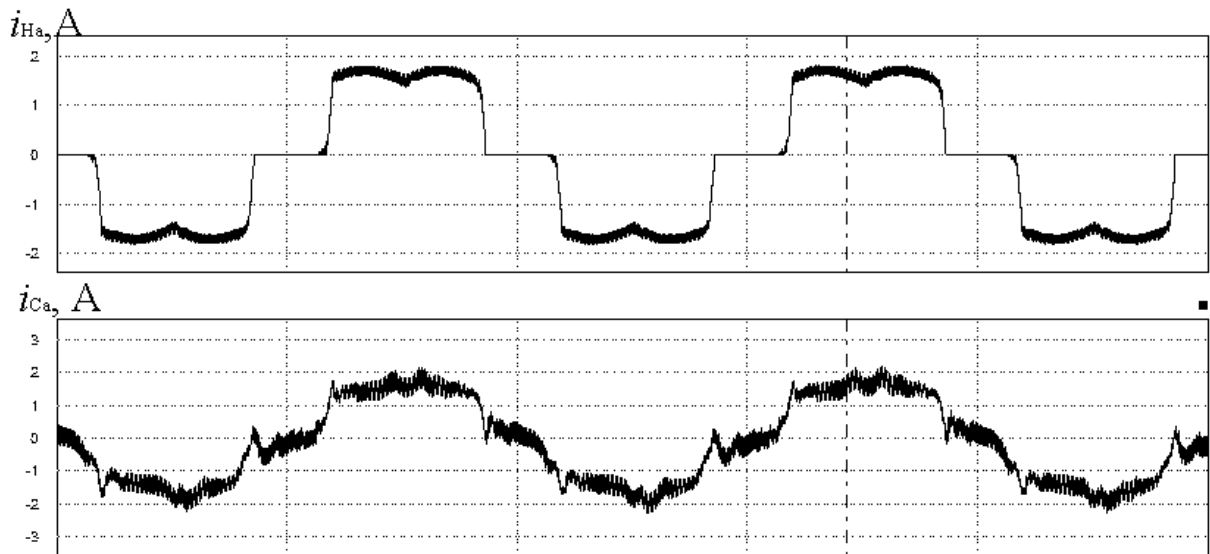


Рисунок 4.8 – Диаграммы токов нагрузки i_{Ha} и сети i_{Ca} при работе АСФ с отключенным режимом прогнозирования

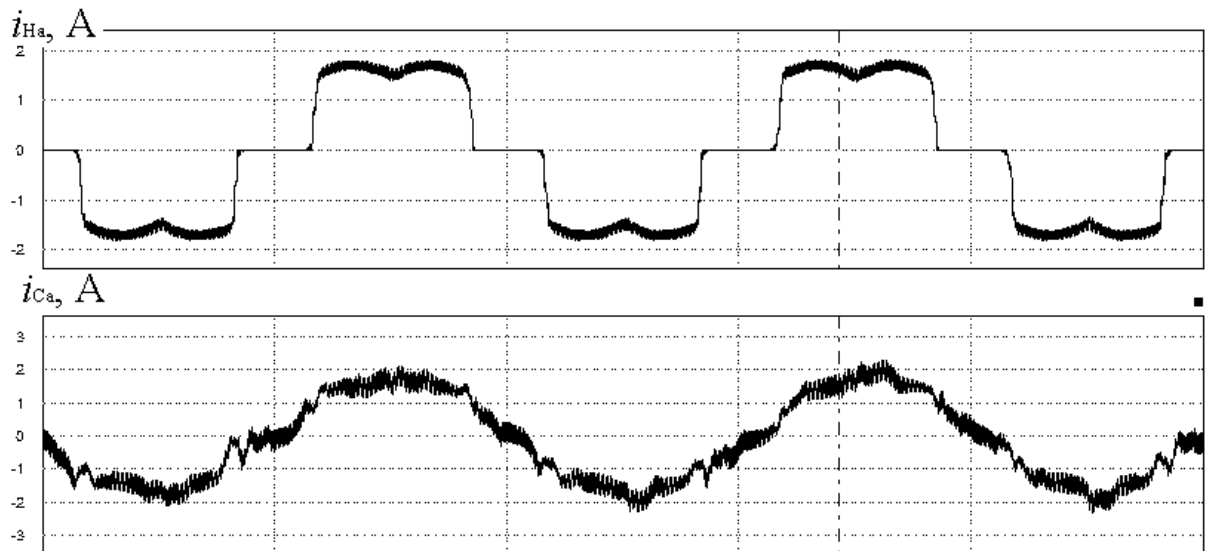


Рисунок 4.9 – Диаграммы токов нагрузки i_{Ha} и сети i_{Ca} при работе АСФ с включенным режимом прогнозирования

На этой же имитационной модели проводилось исследование работы блока синхронизации в условиях экстремального искажения фазного напряжения. Исследовалась работа АСФ в режиме компенсации высших гармоник тока с традиционным блоком синхронизации и предложенным.

Диаграммы фазного напряжения и сигнала синхронизации полученные в результате моделирования представлены на рисунке 4.10 для традиционного блока синхронизации и рисунке 4.11 для предложенного. Также на рисунке 4.12 и рисунке 4.13 представлены диаграммы работы АСФ с традиционным и предложенным блоками синхронизации.

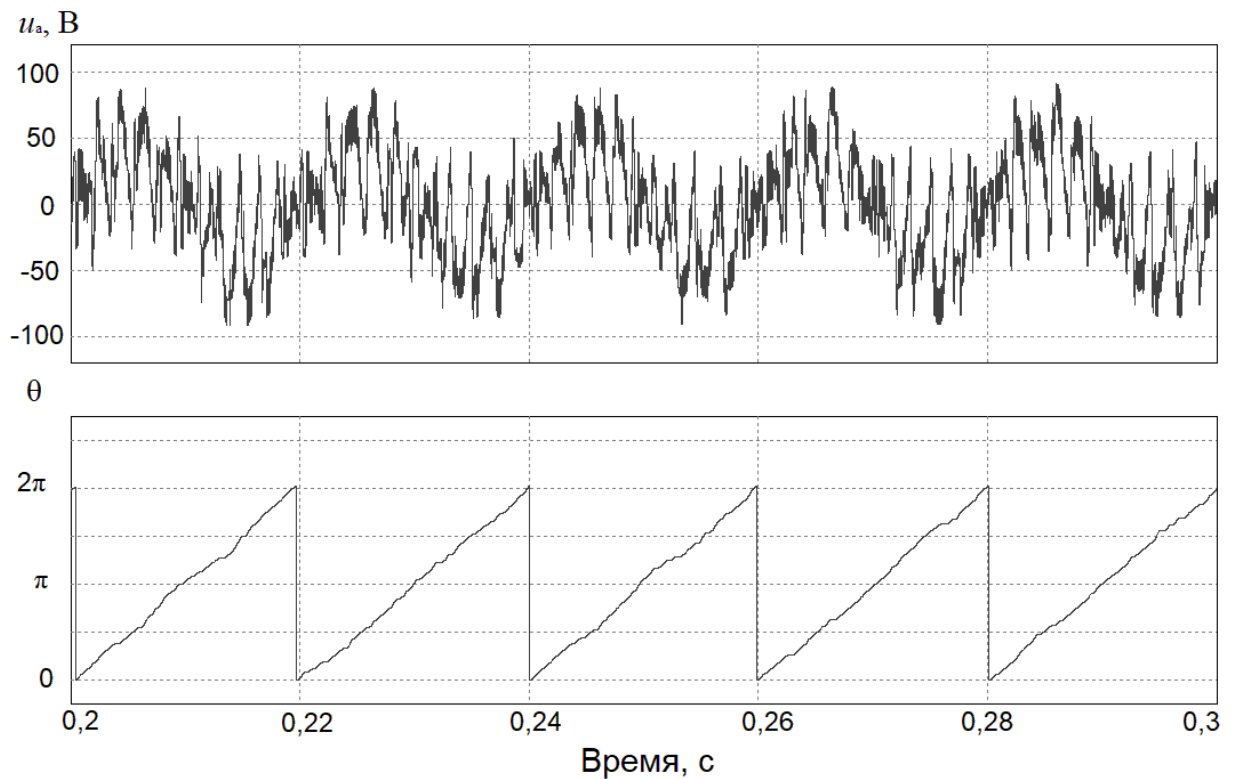


Рисунок 4.10 – Фазное напряжение U_a и сигнал синхронизации θ традиционного блока синхронизации.

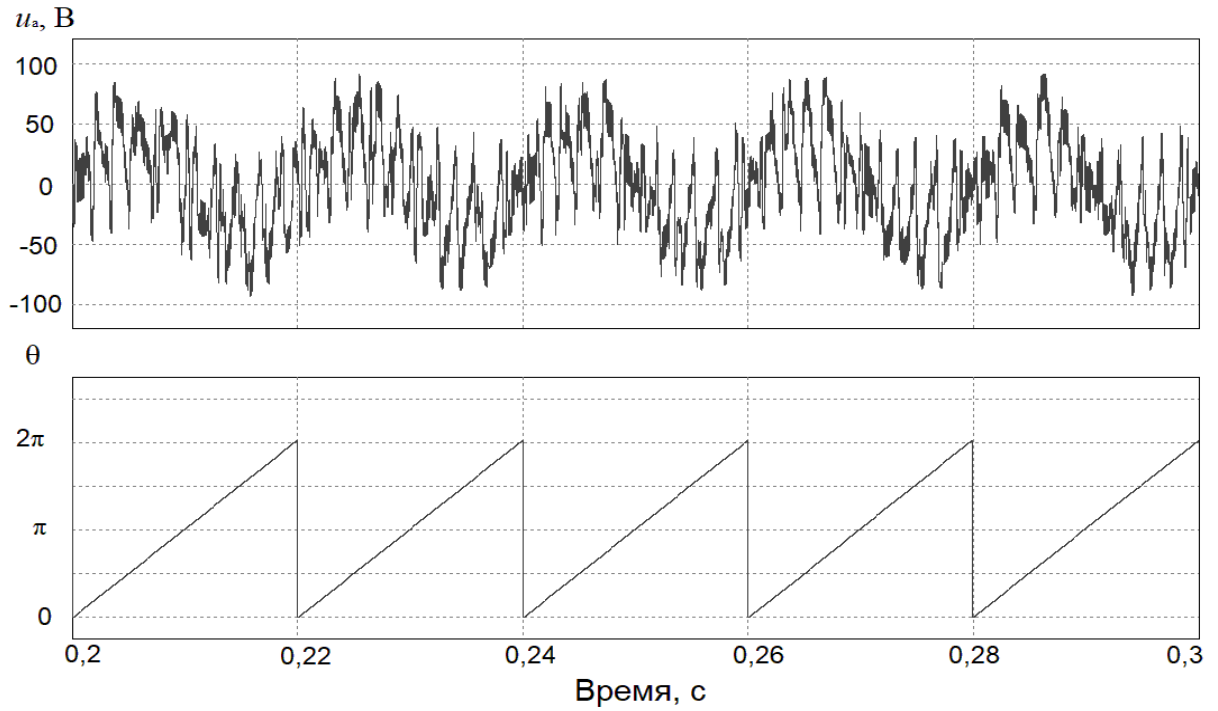


Рисунок 4.11 – Фазное напряжение U_a и сигнал синхронизации θ предложенного блока синхронизации.

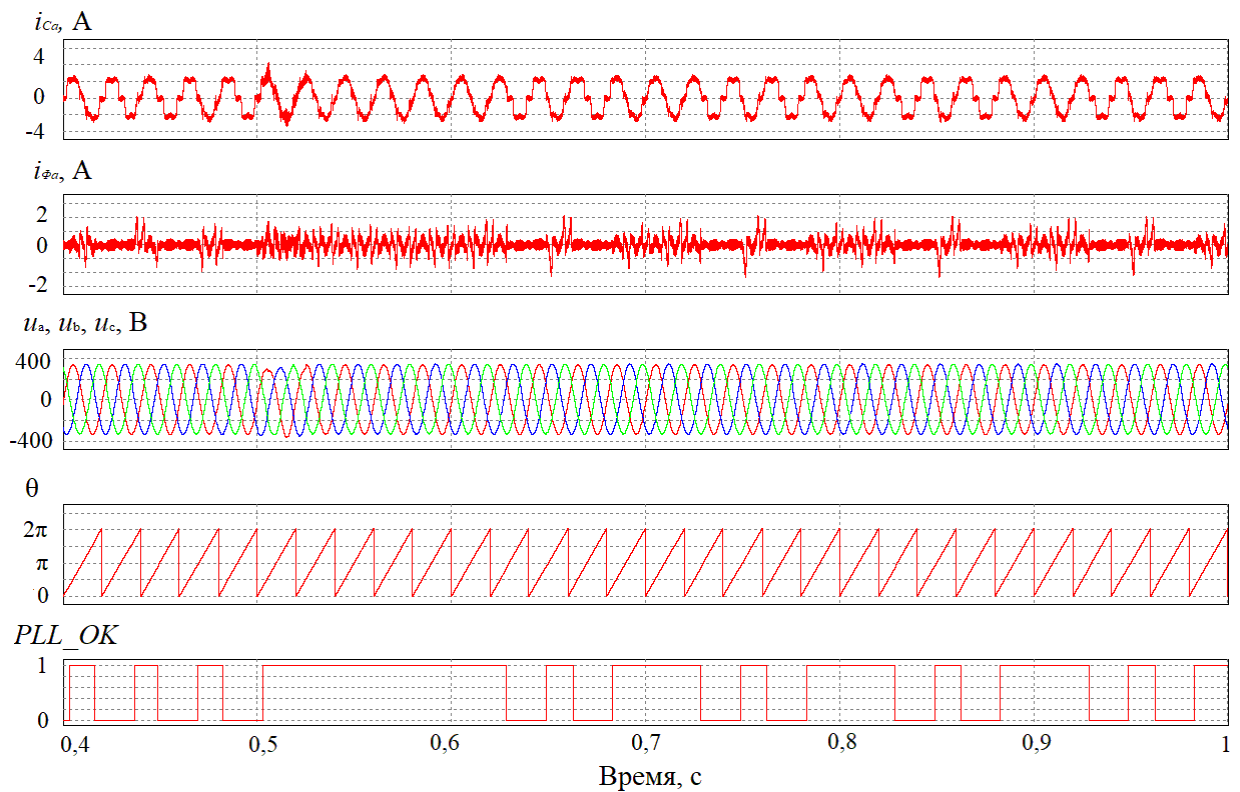


Рисунок 4.12 – Имитационное моделирование работы АСФ в режиме компенсации высших гармоник тока и реактивной мощности с традиционным блоком синхронизации

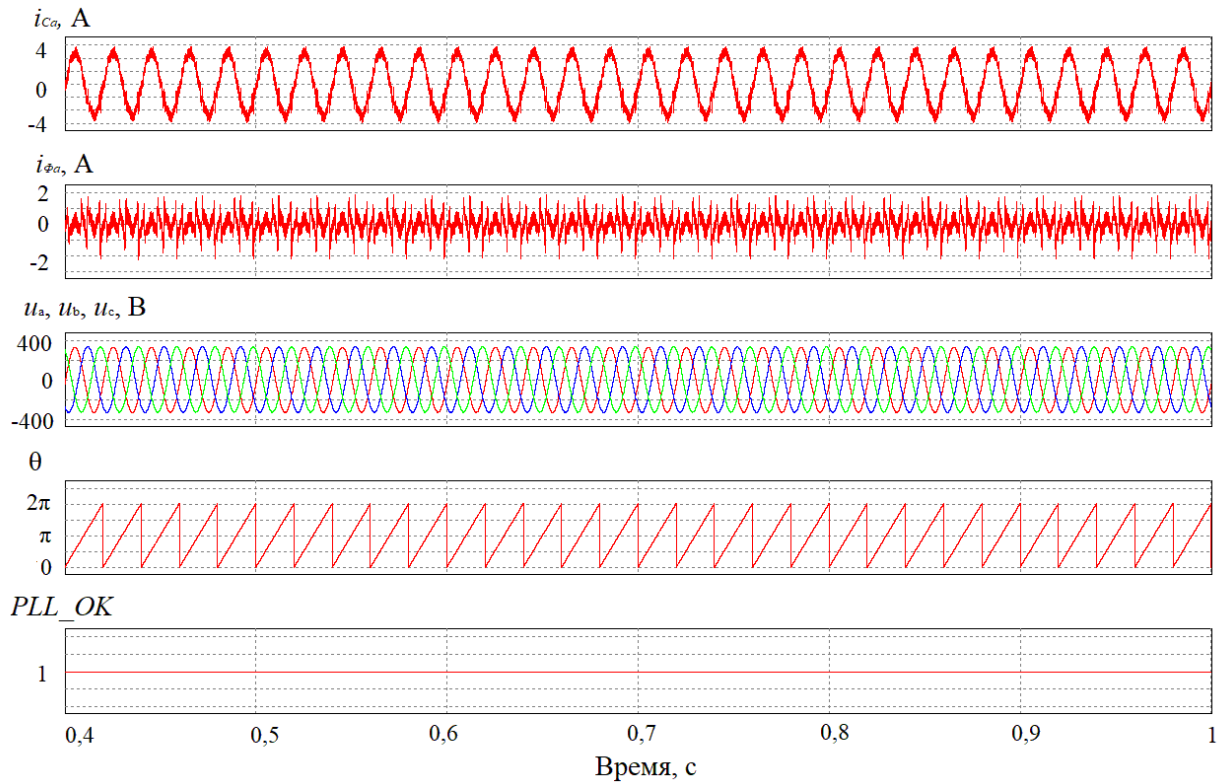


Рисунок 4.13 – Имитационное моделирование работы АСФ в режиме компенсации высших гармоник тока и реактивной мощности с усовершенствованным блоком синхронизации

Моделирование показало, что при работе АСФ в режиме компенсации высших гармоник тока с традиционным блоком синхронизации происходит рассогласование по фазе с напряжением сети выше допустимого значения, работа АСФ становится нестабильной. Это приводит к принудительному отключению режима компенсации. Применение же усовершенствованного блока синхронизации позволяет удержать рассогласование по фазе с напряжением питающей сети в необходимых для стабильной работы АСФ пределах.

4.3 Экспериментальные исследования алгоритма, основанного на прогнозировании

Для верификации предложенных в Главе 3 алгоритмов, была разработана экспериментальная установка на базе трехфазных трехуровневых ПП [108]. Силовая часть выполнена на специализированных модулях *SEMIKRON SK30MLI066* с драйверами *SEMIKRON SKHI22BH4R*. Система управления (СУ) для реализации алгоритмов выполнена в виде сменных модулей. Для реализации алгоритмов скалярной ШИМ использовался модуль, собранный на отечественном микроконтроллере производства АО "ПКК Миландр" 1986BE1TK. В качестве нелинейной нагрузки использовался полупроводниковый выпрямитель *SEMIKRON SKD30/12A1*, нагруженный на реостат. Общий вид экспериментальной установки показан на рисунке 4.14.



Рисунок 4.14 – Экспериментальная установка АСФ. Общий вид

В ходе проведения экспериментов, алгоритм работы АСФ был реализован на микроконтроллере производства АО "ПКК Миландр", эпюры токов нагрузки и сети снимались токовым пробником PA-622 с соответствующих зажимов фазы А с помощью цифрового четырехканального осциллографа АКИП 4126/3А. Полученные осциллограммы токов нагрузки и сети, снятые при отключенном и включенном режиме компенсации гармонических составляющих тока отражены на рисунках 4.15 и 4.16 соответственно, а осциллограммы токов сети, снятые при работе АСФ с отключенным и включенным режимом прогнозирования – на рисунках 4.17 и 4.18.

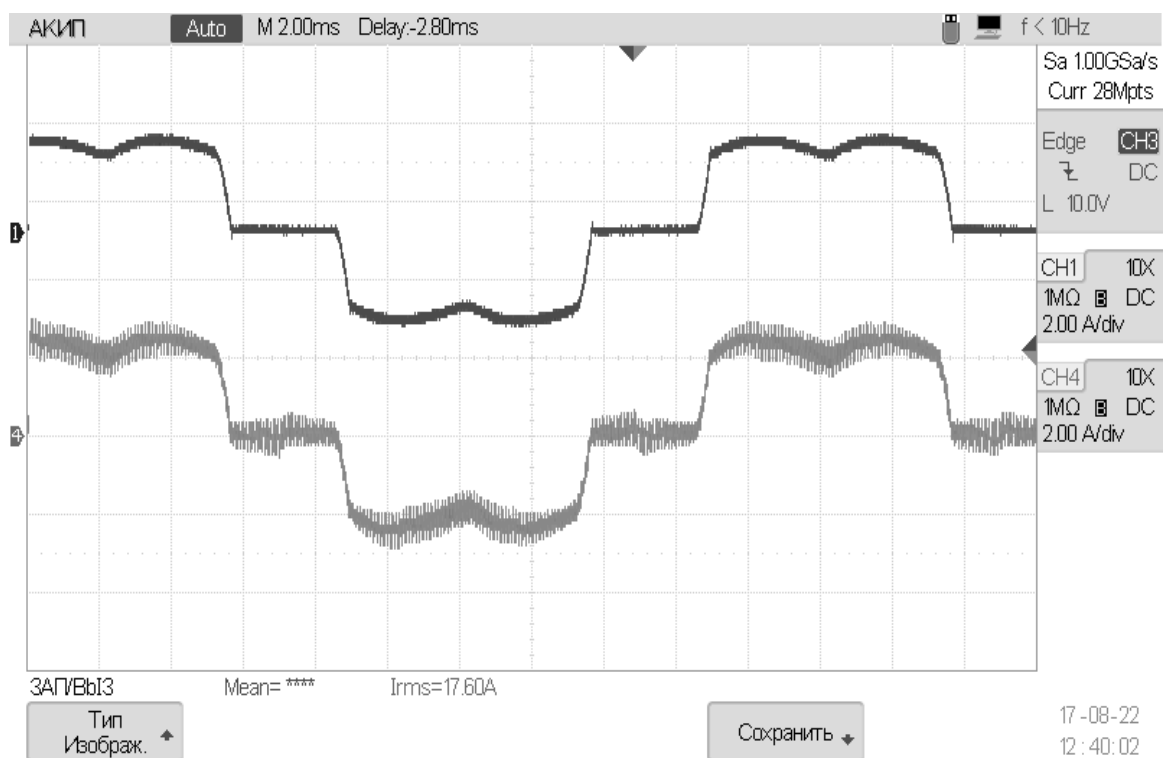


Рисунок 4.15 – Осциллограммы токов нагрузки (темная линия) и сети (светлая линия), снятые при отключенном режиме компенсации гармонических составляющих тока.

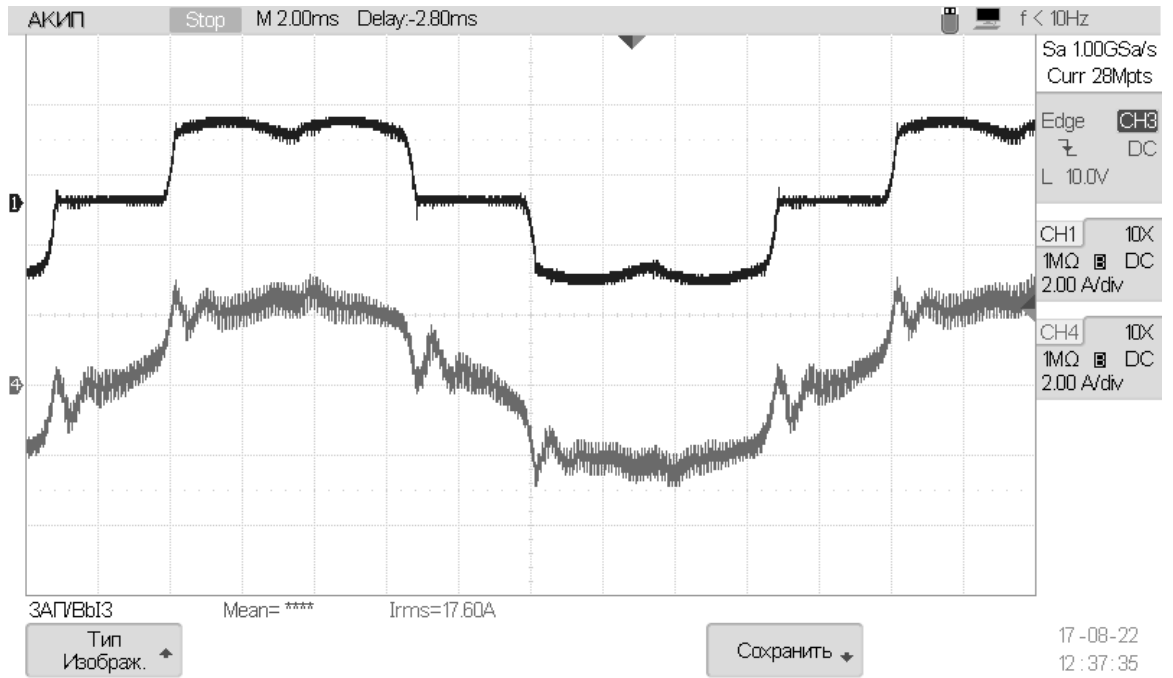


Рисунок 4.16 – Осциллограммы токов нагрузки (темная линия) и сети (светлая линия), снятые при включенном режиме компенсации гармонических составляющих тока.

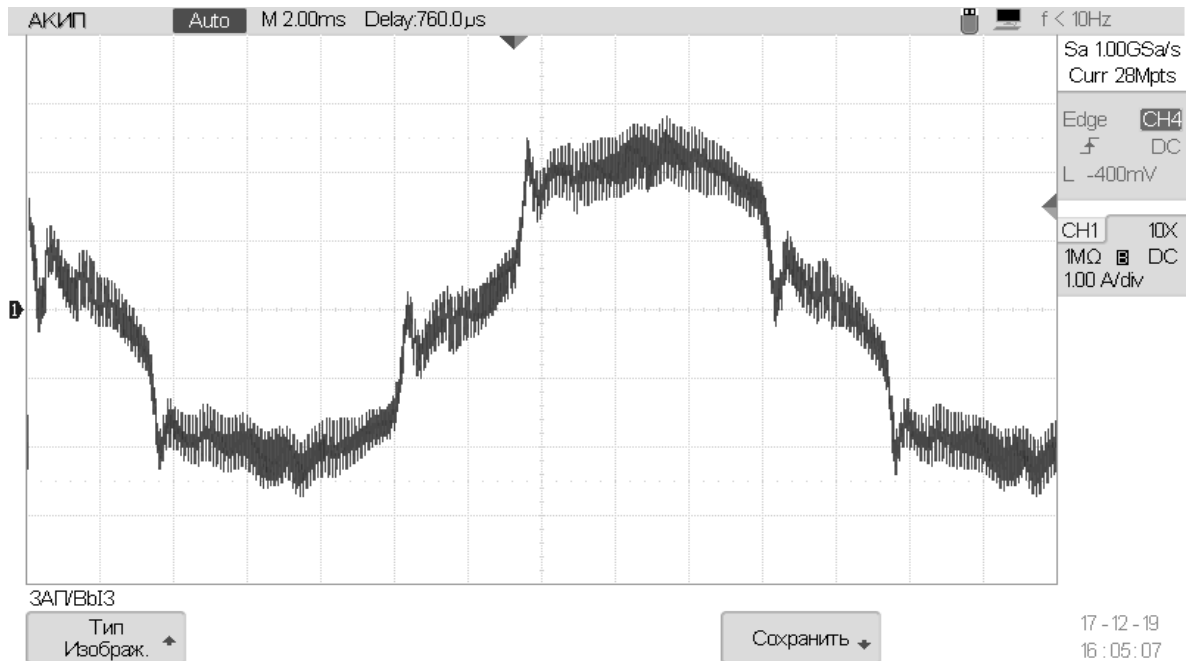


Рисунок 4.17 – Осциллограммы токов сети, снятые при работе АСФ с отключенным режимом прогнозирования



Рисунок 4.18 – Осциллограммы токов сети, снятые при работе АСФ с включенным режимом прогнозирования

Из проведенного анализа представленных на рисунках 4.15 – 4.18 осциллограмм следует, что коэффициент гармоник фазного тока при включении предложенного режима прогнозирования снижается с 23% до 19%, при коэффициенте гармоник тока нагрузки 29%. Полученный экспериментальный результат соответствует результату имитационного моделирования АСФ.

Так же в ходе эксперимента исследовалась работа АСФ с традиционным и предложенным блоками синхронизации в режиме компенсации высших гармоник тока и реактивной мощности.

В процессе исследования, при работе АСФ с традиционным блоком синхронизации, наблюдались периодические срывы синхронизации и сбои (рисунок 4.19). В том же режиме работы и при тех же условиях АСФ с предложенным блоком синхронизации функционировал стабильно (рисунок 4.20).

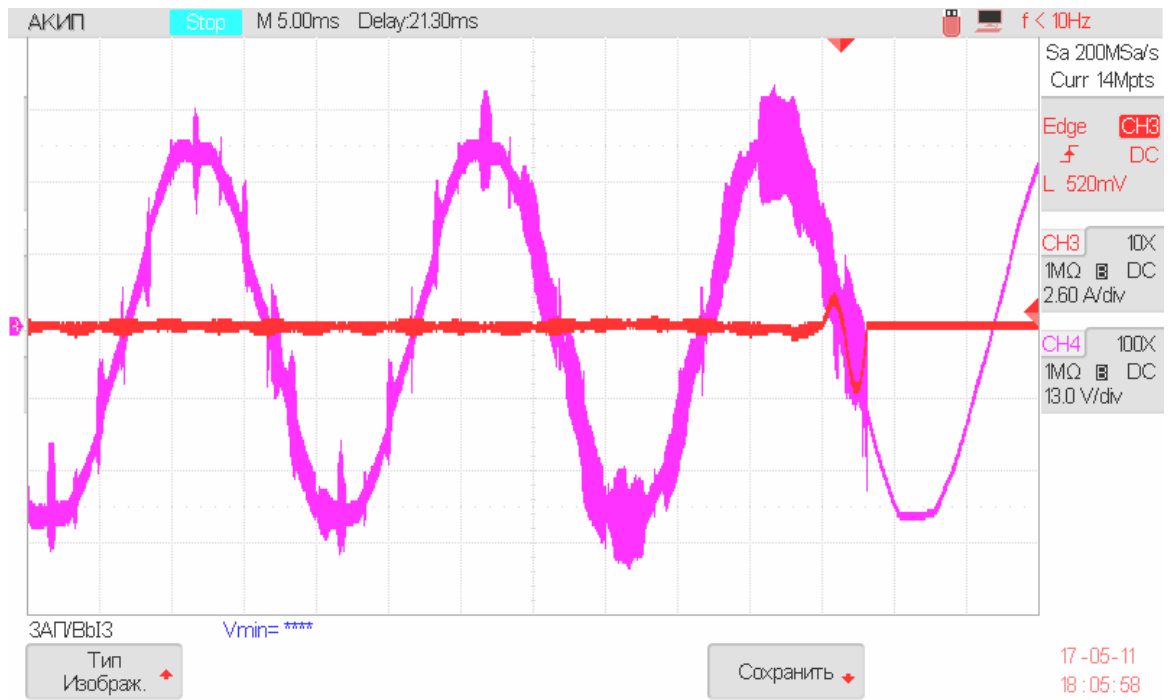


Рисунок 4.19 – Диаграмма токов и напряжений АСФ с традиционным блоком синхронизации

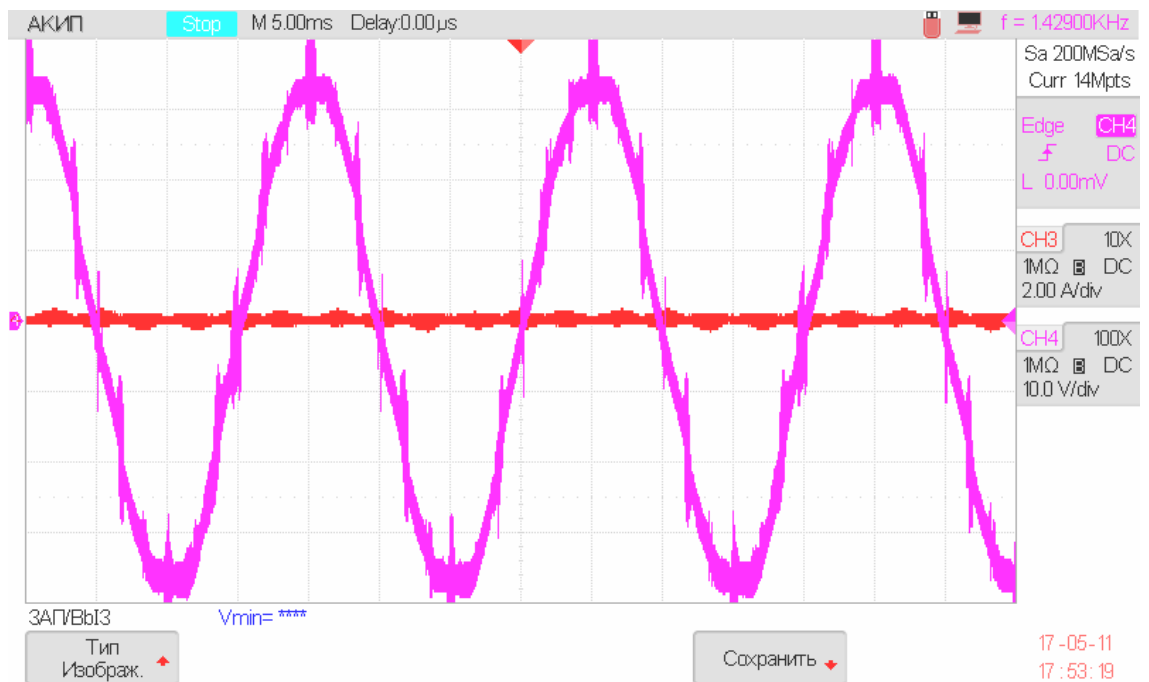


Рисунок 4.20 – Диаграмма токов и напряжений АСФ с предложенным блоком синхронизации

4.4 Выводы по главе 4

1. Моделирование показало, что применение предложенного алгоритма векторной ШИМ – ВШИМ2 позволяет в среднем снизить циркуляционные токи в три раза, по сравнению с алгоритмом ВШИМ1 с фазовым сдвигом импульсов управления ключами одного ПП относительно другого на $1/2 T_{\text{ШИМ}}$;
2. Также из результатов моделирования следует, что предложенный алгоритм ВШИМ2 позволяет улучшить коэффициент гармоник формируемого фазного тока на 2 – 7% по сравнению с алгоритмом ВШИМ1 без фазового сдвига импульсов управления ключами одного ПП относительно другого;
3. Полученные в ходе имитационного моделирования и эксперимента данные показывают, что применение прогнозирующего алгоритма управления в АСФ позволяет снизить коэффициент гармоник тока сети примерно на 4%, а также подтверждена лучшая устойчивость предложенного способа синхронизации АСФ с сетью, по сравнению с традиционным способом синхронизации;
4. Проведенное сравнение результатов экспериментального исследования и имитационного моделирования работы АСФ в режиме компенсации высших гармоник тока показало близкие результаты, что свидетельствует о соответствии разработанной в ходе настоящего исследования имитационной модели трехфазного трехуровневого АСФ реальной экспериментальной установке и достоверности полученных с помощью предложенной имитационной модели АСФ результатов моделирования;
5. В целом, полученные в ходе экспериментов данные соответствовали ожидаемым.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Целью настоящего диссертационного исследования являлось решение научно технической задачи повышения энергетической эффективности параллельного активного силового фильтра, реализованного на трехфазных многоуровневых полупроводниковых преобразователях, включенных параллельно. При достижении поставленной цели предполагалось, что повышение энергетической эффективности фильтра должно происходить вследствие усовершенствования алгоритмов управления при неизменной его электрической топологии.

Основные результаты и выводы диссертационной работы:

1. Разработана имитационная модель активного силового фильтра на базе трехуровневого полупроводникового преобразователя, позволяющая моделировать работу фильтра с дискретной системой управления с учетом реальных параметров силовых элементов и пауз перекрытия («мертвого» времени). Сравнение результатов моделирования с данными, полученными в ходе экспериментальных исследований показало расхождение в пределах 5%, что свидетельствует об адекватности разработанной имитационной модели.
2. Показана взаимосвязь величины циркуляционного тока от вида комбинаций состояний ключей реализуемых в алгоритме векторной ШИМ в двух включенных параллельно трехуровневых полупроводниковых преобразователях под управлением векторной ШИМ. На основе выявленной взаимосвязи разработан алгоритм векторной ШИМ, который позволяет снизить циркуляционный ток и улучшить качество формируемого фазного тока.
3. Имитационное моделирование показало, что применение предложенного алгоритма векторной ШИМ позволяет снизить

циркуляционные токи в три раза и улучшить коэффициент гармоник формируемого фазного тока на 2 – 7%.

4. Предложен основанный на прогнозировании алгоритм, позволяющий улучшить качество компенсации высших гармоник тока активным силовым фильтром в установившемся режиме. По результатам имитационного моделирования и эксперимента показано, что применение основанного на прогнозировании алгоритма в системе управления активным силовым фильтром позволяет улучшить качество компенсации высших гармоник тока, что выражается в снижении коэффициента гармоник тока сети на 4%.
5. Разработана методика вычисления коэффициента гармоник тока, позволяющая проводить вычисления в реальном времени на микроконтроллерах, не имеющих аппаратной поддержки функций цифровой обработки сигналов. Затраты времени на вычисление коэффициента гармоник по предложенной методике в два раза меньше чем с помощью алгоритма быстрого преобразования Фурье, при близких затратах оперативной памяти.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Российский статистический ежегодник. 2017: Стат.сб./Росстат. – Р76 М., 2017. – 686 с.
- [2] Перечень критических технологий Российской Федерации от 7 июля 2011 года [электронный ресурс] // Сайт Администрации Президента России. – URL: <http://kremlin.ru/supplement/988> (дата обращения 10.06.2019 г.)
- [3] Энергетическая стратегия России на период до 2035 года [Электронный ресурс] // Сайт аналитического центра при Правительстве Российской Федерации. – URL: <http://ac.gov.ru/files/content/1578/11-02-14-energostrategy-2035-pdf.pdf> (дата обращения 03.04.2019 г.)
- [4] Государственная программа РФ «Энергоэффективность и развитие энергетики» [Электронный ресурс] // Сайт Министерства энергетики Российской Федерации. – URL: <https://minenergo.gov.ru/system/download/323> (дата обращения 03.04.2019 г.)
- [5] Жежеленко, И. В. Показатели качества электроэнергии и их контроль на промышленных предприятиях / И. В. Жежеленко, Ю. Л. Саенко – 3-е изд. перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 2000. – 252 с.
- [6] Жежеленко, И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий / И. В. Жежеленко – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 160 с.
- [7] ГОСТ Р 32144-2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – Введ. 2014–07–01. – Москва : Стандартинформ, 2014. – 16 с.
- [8] European Norm EN 50160 Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems // European Committee for Electrotechnical

Standardization CENELEC, Brussels, Belgium. – 3 ed. – Belgium, 2003. – 20 p.

- [9] ГОСТ Р 30804.3.2-2013. Совместимость технических средств электромагнитная. Эмиссия гармонических составляющих тока техническими средствами с потребляемым током не более 16 А (в одной фазе). Нормы и методы испытаний. – Введ. 2014–01–01. – Москва : Стандартиформ, 2014. – 26 с.
- [10] ГОСТ Р 30804.3.12-2013. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы гармонических составляющих тока, создаваемых техническими средствами с потребляемым током более 16 А, но не более 75 А (в одной фазе), подключаемыми к низковольтным распределительным системам электроснабжения. Нормы и методы испытаний. Введ. 2014–01–01. – М.: Стандартиформ, 2014. – 22 с
- [11] Котлярчук, В.А. Электроснабжение экскаваторов / В. А. Котлярчук, А. Ф. Гончаров. – Москва : Недра, 1980. – 169 с.
- [12] Akagi, H. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning / H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes. – USA: John Wiley & Sons, 2007, p.379, ISBN 978-0-470-10761-4.
- [13] Mahanty, R. Indirect current controlled shunt active power filter for power quality improvement// Electrical Power and Energy Systems. – 2014. – no. 62. – P. 441–449.
- [14] Hosny, W., Park, H., Song, J. Investigation of Shunt Active Power Filters in Railway Systems, Substation Installation // Journal of Energy and Power Engineering. – 2013. – N 7. – P. 1974-1979.
- [15] Park, H., Hosny, W., Song, J. Comparative Study on the Position of Shunt Active Power Filters in 25 kV AC Railway Systems // IETE Technical Review. – 2012. – Vol. 29. – N 5. – P. 421-431.
- [16] Akagi, H. Active harmonic filters / H. Akagi // Proceedings of the IEEE. – 2005. – Vol. 93, № 12. – P. 2128–2141.

- [17] Patnaik, S.S. Real-time performance analysis and comparison of various control schemes for particle swarm optimization-based shunt active power filters / S.S.Patnaik, A.K.Panda // *Electrical Power and Energy Systems*. – 2013. – no. 52. – P. 185–197.
- [18] Sangeetha, B. Performance of multilevel shunt active filter for smart grid applications / B.Sangeetha, K.Geetha // *Electrical Power and Energy Systems*. – 2014. – no. 63. – P. 927–932.
- [19] Rahmani ,S. A Lyapunov-function-based control for a three-phase shunt hybrid active filter/ S.Rahmani, A.Hamadi , K.Al-Haddad // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2012. – Vol. 59, iss.3 – P.1418–1429.
- [20] Hoseinpour, A. Harmonic reduction in wind turbine generators using a Shunt Active Filter based on the proposed modulation technique/A.Hoseinpour, S.M.Barakati, R.Ghazi // *Electrical Power and Energy Systems*. – 2012. – no. 43. – P. 1401–1412.
- [21] Marks, J. H., Green, T. C. Predictive Transient-Following Control of Shunt and Series Active Power Filters // *IEEE Transaction on Power Electronics*. – 2002. - Vol. 17. - N 4. – P. 574-584.
- [22] Design and Performance of a Transformerless Shunt Hybrid Filter Integrated Into a Three-Phase Diode Rectifier / W. Tangtheerajaronwong, T. Hatada, K. Wada, H. Akagi // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2007. – Vol. 22. – N 5. – P. 1882-1889.
- [23] Guo, W.F. A novel sliding mode control of a high-voltage transformerless hybrid shunt active power filter / W.F.Guo, J.Wu, D.G.Xu // *Proc. of IEEE Conf. Ind Electron Appl.* – 2009. – P. 2899–2904.
- [24] A New Control Technique for Three-Phase Shunt Hybrid Power Filter / S. Rahmani, A. Hamadi, N. Mendalek, K. Al-Haddad // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2009. – Vol. 56. – N 8. – P.2904-2914.

- [25] Salmerón, P., Litrán, S.P. A Control Strategy for Hybrid Power Filter to Compensate Four-Wires Three-Phase Systems // IEEE Transaction on Power Electronics. – 2009. – Vol. 25. – N 7. – P.1923-1931.
- [26] IGBT/MOSFET: основные концепции и пути развития / А. Винтрич, У. Николаи, В. Турски, Т. Райманн, А. Колпаков // Силовая электроника. – 2014. – № 1. – С. 16–22.
- [27] Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters / S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo et al // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2010. – Vol. 57. – N 8. – P.2553-2580.
- [28] Panda, A.K., Patnaik, S.S. Analysis of cascaded multilevel inverters for active harmonic filtering in distribution networks // Electrical Power and Energy Systems. – 2015. – N 66. – P. 216–226.
- [29] Ветроэнергетика: цифры и факты / П. Гарднер и соавт. // Силовая электроника. – 2014. – № 6. – С. 56–63.
- [30] Kabalc, E. Design of an AC-DC-AC converter for wind turbines / E. Kabalc, E. Irmak, I. Colak // International Journal of Energy Research. – 2011. – no. 35. – P. 169–175. DOI: 10.1002/er.1770
- [31] Wu, L. A Single-Stage Three Phase Grid-Connected Photovoltaic System With Modified MPPT Method and Reactive Power Compensation / L. Wu, Z. Zhao, J. Liu // IEEE transaction on Energy Conversion. – 2007. – Vol. 22, no. 4. – P. 881–886.
- [32] Reviews on grid-connected inverter, utility-scaled battery energy storage system, and vehicle-to-grid application – challenges and opportunities / W. Choi, Yujiang Wu, D. Han, J. Gorman, P.C. Palavicino, W. Lee, B. Sarlioglu // Proc. of IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). – 2017. – P. 203–210.
- [33] Adam, G.P. Transformerless STATCOM based on a five-level modular multilevel converter / G.P. Adam, O. Anaya-Lara, G. Burt, J. McDonald //

13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE '09. – 2009. – P. 1–10.

- [34] Кошелев, К.С. Выбор параметров статического компенсатора реактивной мощности СТАТКОМ / К.С. Кошелев, М.В. Пешков // Электротехника. – 2008. – № 7. – С. 34–37.
- [35] Горюнов, В.Н., Лютаревич, А.Г., Четверик И.Н. Активный фильтр как техническое средство обеспечения качества электроэнергии // Омский научный вестник. – 2008. №1(64).– С. 78–80.
- [36] Saribulut, L. Active power filter: review of converter topologies and control strategies / L.Saribulut, A.Teke, M.E.Meral, M.Tumay // Gazi University Journal of Science. – 2011. – Vol. 24, no 2. – P. 283–289.
- [37] Singh, B. A review of active filters for power quality improvement / B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1999. – Vol. 46, no. 5. – P. 960–971.
- [38] Ситников, В.Ф. Силовая электроника в системах электроснабжения переменного тока / В.Ф. Ситников // Электричество. – 2008. – № 2. – С. 33–38.
- [39] Matsui, K. Application of Parallel Connected NPC–PWM Inverters with Multilevel Modulation for AC Motor Drive / K. Matsui, Y. Kawata, F. Ueda // IEEE Transactions On Power Electronics. – 2000. – Vol. 15, no. 5. – P. 901–907.
- [40] Jiang, Y. Control of Circulating Current in Parallel Three-Phase Inverter in MW Wind Power System / Y. Jiang, S. Xiong, S.D. Huang, K.Y. Huang, L. Xiao // International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS. – 2010. – P. 133–136.
- [41] Kawabata, T. Parallel operation of voltage source inverters / T.Kawabata, S.Higashino // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1988. – Vol. 24, no. 2. – P. 281–287.

- [42] Circulating Current Reduction Strategy for Parallel-Connected Inverters Based IPT Systems / R.Mai, L.Lu, Y.Li, T.Lin, Z.He // *Energies*. – 2017. – Vol. 10, no. 261. doi:10.3390/en10030261.
- [43] Zhang, Y. The Restrain of Harmonic Circulating Currents between Parallel Inverters / Y.Zhang, S.Duan, Y.Kang, J.Chen // *Proc. 2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*. – 2006. – Vol. 2. DOI: 10.1109/IPEMC.2006.4778184.
- [44] Дыбко, М.А. Многоуровневые полупроводниковые преобразователи с параллельным включением для активных фильтров и систем накопления энергии: дис. ...канд. тех. наук: 05.09.12 / Дыбко Максим Александрович. – Томск., 2013. – 227 с.
- [45] Zhengping X. STATCOM Control and Operation with Series Connected Transformer Based 48-pulse VSC / X.Zhengping, S.Bhattacharya // *Proc. of 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON*. –2007. – P. 1714-1719.
- [46] Ye, Z. Circulating Current Minimization in High-Frequency AC Power Distribution Architecture With Multiple Inverter Modules Operated in Parallel / Z.Ye, P.K.Jain, P.C.Sen, // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2007. – Vol. 54, no. 5. – P. 2673–2687.
- [47] Shin, D. Coupled inductors for parallel operation of interleaved three-phase voltage source grid-connected inverters. / D.Shin et al. // *Proc. of Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. – 2013. – P. 2235–22239. doi:10.1109/apec.2013.6520606.
- [48] Sato, Y. Simplified control strategy to improve AC-input-current waveform of parallel-connected current-type PWM rectifiers / Y.Sato, T.Kataoka // *IEE Proceedings – Electric Power Applications*. – 1995. – Vol. 142, no. 4. – P. 246–254.
- [49] Cai, H. Zhao, R. Yang H. Study on Ideal Operation Status of Parallel Inverters/ H.Cai, R.Zhao, H.Yang // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2008. – Vol. 23, no. 6. – P. 2964–2969.

- [50] Guo, X. Control of multiple power inverters for more electronics power systems: A review / X.Guo, W.Chen // CES Transactions on electrical machines and systems. – 2018. – Vol. 2, no 3. – P. 255–263.
- [51] A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters in distributed generation systems / J.M. Guerrero, L.G. de Vicuna, J. Matas, M. Castilla, J. Miret // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2004. – Vol. 19, no. 5. – P. 1205-1213.
- [52] Johnsy, A. Analysis of a Control Strategy for Parallel Operation of Single Phase Voltage Source Inverters / A.Johnsy // International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering. – 2014. – Vol. 3, Sp. Iss. 2. – P. 148–154.
- [53] Zhong, Q.C. Control of Parallel-connected Inverters to Achieve Proportional Load Sharing / Qing-Chang Zhong // Proceedings of the 18th World Congress The International Federation of Automatic Control, Milano (Italy). – 2011. – P. 2785–2790.
- [54] Wei, B., Guerrero, J.M., Guo, X. Cross-Circulating Current Suppression Method for Parallel Three-Phase Two-Level Inverters / B. Wei, J.M. Guerrero, X. Guo // Proc. of the 5th IEEE International Conference on Consumer Electronics (IEEE ICCE-Berlin 2015). – 2015. – P. 423–427. DOI: 10.1109/ICCE-Berlin.2015.7391297.
- [55] Guan, Y. A New Way of Controlling Parallel-Connected Inverters by Using Synchronous-Reference-Frame Virtual Impedance Loop – Part I: Control Principle / Y. Guan, J.M. Guerrero, X. Zhao, J.C. Vasquez, X. Guo // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – Vol. 31, no. 6. – P. 4576–4593.
- [56] Tarasantisuka, C. Control of Parallel-connected AC to DC Converter with Droop Technique for DC Microgrid Application / C. Tarasantisuka, V. Chunkaga, P. Thounthongb // proc. 10th Eco-Energy and Materials Science and Engineering (EMSES2012). – 2013. – Vol. 34. – P.351–361.
- [57] Zhang, C. Control Architecture for Parallel-Connected Inverters in Uninterruptible Power Systems / C. Zhang, J.M. Guerrero, J.C.V. Quintero,

- E.A.A. Coelho // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2015. – Vol. 31, no. 7. – P. 5176-5188. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2481480
- [58] Guerrero, J.M. Control of Distributed Uninterruptible Power Supply Systems / J.M. Guerrero, L. Hang, J. Uceda // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2008. – Vol. 55, no. 8. – P. 2845–2859.
- [59] Design and Control of Parallel Three Phase Voltage Source Inverters in Low Voltage AC Microgrid / H. Margoum, N. Krami, L. Seca, C. Moreira, H. Mharzi // *Power Engineering and Electrical Engineering*. – 2017. – Vol. 15, no. 2. – P. 120–129.
- [60] Centralized and distributed active and reactive power control of a utility connected microgrid using IEC61850 / A. Colet-Subirachs, A. Ruiz-Alvarez, O. Gomis-Bellmunt, F. Alvarez-Cuevas-Figuerola, A. Sudria-Andreu // *IEEE Systems Journal*. – 2012. – Vol. 6, no. 1. – P. 58–67.
- [61] Interleaved PWM with discontinuous space-vector modulation / Kun Xing, F.C. Lee, D. Borojevic, Zhihong Ye, S. Mazumder // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 1999. – Vol. 14, no. 5. – P. 906–917.
- [62] Optimized modulation in parallel neutral-point clamped inverters for circulating current reduction: A space vector analysis / Zhi-Xiang Zou et al. // *proc. of 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Beijing, China*. – 2017. – P. 7824–7830. DOI: 10.1109/IECON.2017.8217371
- [63] Interleaved operation of two neutral-point-clamped inverters with reduced circulating current / Zhi-Xiang Zou et al. // *IEEE Transaction on Power Electronics*. – 2018. – Vol. 33, no. 12. – P. 10122–10134.
- [64] Staudt, I. Application Note AN-11001. 3L NPC & TNPC Topology [Электронный ресурс] / Ingo Staudt // *Semikron Application Note*. – 2015. – Режим доступа: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-application-note-3l-npc-tnpc-topology-en-2015-10-12-rev-05>.

- [65] Брованов, С.В. Методика расчета токов силовых ключей многоуровневых полупроводниковых преобразователей / С.В. Брованов, М.А. Дыбко // Доклады академии наук высшей школы РФ. – 2011. – №1. – С. 84-94.
- [66] Dybko M.A. A New Method of Current Calculation in Power Semiconductor Devices of Diode-Clamped Multilevel VSC / M.A. Dybko, S.V. Brovanov // Proc. of 3rd International Youth Conference on Energetics, IYCE, Leiria, Portugal, July 7-9. – 2011. – P. 1–7.
- [67] Heydt, G.T. Distributed Rectifier Loads in Electric Power Systems / G.T. Heydt, W.M. Grady // IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. – 1984. – Vol. PAS 103, No. 9. – P. 2452–2459.
- [68] Makram, E.B. Harmonic filter design using actual recorded data / E.B. Makram, E.V. Subramaniam, A.A. Girgis, R. Catoe, // IEEE Transactions on Industry Appl. – 1993. – Vol. 29, no. 6. – P. 1176–1183.
- [69] Hammond, P. W. A Harmonic Filter Installation to Reduce Voltage Distortion from Static Power Converters / Peter W. Hammond // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1988. – Vol. 24, no. 1. – P. 53–58.
- [70] Hingorani, N. G. High power electronics and flexible ac transmission systems / N. G. Hingorani // IEEE Power Engineering Review. – 1988. – Vol. 8, no 7. – P. 3–4.
- [71] A Distributed Static Series Compensator System for Realizing Active Power Flow Control on Existing Power Lines / D.M. Divan, W.E. Brumsickle, R.S. Schneider, B.Kranz, R.W. Gascoigne, D.T. Bradshaw, M.R. Ingram, I.S. Grant // IEEE Transaction on Power Delivery. – 2007. – Vol. 22, no 1. – P. 642–649.
- [72] Clarke, E. Circuit Analysis of A-C Power Systems, Vol. 1 – Symmetrical and Related Components. – USA: John Wiley & Sons publ. – 1943. – 540 p.
- [73] Soares, V. An instantaneous active and reactive current component method for active filters / V. Soares, P. Verdelho, G. D. Marques // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2000. – Vol. 15, № 4. – P. 660–669.

- [74] Soares, V. Active power filter control circuit based on the instantaneous active and reactive current i_d - i_q method / V. Soares, P. Verdelho, G. D. Marques // The 28 annual IEEE power electronics specialists conference, PESC'97 Record, USA, 1997. – IEEE Press, 1997. – Vol. 2. – P. 1096–1101.
- [75] Park, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines // Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. – 1929. – Vol. 48, № 3. – P. 716–727.
- [76] Горев, А.А. Основные уравнения неустойчившегося режима синхронной машины // Труды Ленинградского индустриального института. – 1936, № 5.
- [77] Montero, M. I. M. Comparison of control strategies for shunt active power filters in three-phase four-wire systems / M. I. M. Montero, E. R. Cadaval, F. B. González // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – Vol. 22, № 1. – P. 229–236.
- [78] Брованов, С.В. Многоуровневые полупроводниковые преобразователи частоты с емкостным делителем напряжения для автономных систем генерирования электрической энергии (Анализ и синтез): дис. ...докт. тех. наук: 05.09.12 / Брованов Сергей Викторович. – Новосибирск., 2012. – 452 с.
- [79] Абулвелеев, И.Р. Принципы построения векторной широтно-импульсной модуляции для трехуровневого инвертора / И.Р. Абулвелеев, Т.Р. Храмин, Г.П. Корнилов, Г.В. Никифоров // Электротехнические системы и комплексы. – 2016. – №4(33). – С.72–77.
- [80] Маклаков, А.С. Исследование векторной ШИМ с различными таблицами переключения силовых ключей трехуровневого преобразователя / А.С. Маклаков, А.А. Радионов / Электротехника: сетевой электронный научный журнал. – 2015. – Т.2., № 1. – С. 30–37.
- [81] Шрейнер, Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.

- [82] Lopez, O. Comparison of the FPGA implementation of two multilevel space vector PWM algorithms / O. Lopez, J. Alvarez, J. Doval-Gandoy, F.D. Freijedo, A. Nogueiras, A. Lago, C.M. Penalver // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2008. – vol. 55, № 4. – pp. 1537–1547.
- [83] Busquets-Monge, S. Closed-loop control of a three-phase neutral-point clamped inverter using an optimized virtual-vector-based pulse-width modulation / S. Busquets-Monge, J.D. Ortega, J. Bordonau, J.A. Beristain, J. Rocabert // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2008. – vol. 55, № 5. – pp. 2061–2071.
- [84] Shu, Z. An efficient SVPWM algorithm with low computational overhead for three-phase inverters / Z. Shu, J. Tang, Y. Guo // IEEE Transaction on Power Electronics. – 2007. – vol. 22, iss. 5. – pp. 1797–1805.
- [85] Alonso, O. A generalized methodology calculate switching times and regions in SVPWM modulation of multilevel converters / O. Alonso, L. Marroyo, P. Sanchis // in Proc. EPE. Graz, 2001, pp. 1–8.
- [86] Dusari, A. A Simplified Space-Vector Pwm for Three Level Inverters Applied to Passive and Motor Load / A. Dusari, T. Bhargav Ram. // International Journal of Science Engineering and Advance Technology, IJSEAT. – 2014. – Vol 2, iss. 8. – P. 268–275.
- [87] Дыбко, М.А. Исследование параллельной работы многоуровневых преобразователей напряжения для систем накопления энергии / М.А. Дыбко, С.В. Брованов // Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. - 2013. – № 4. – С. 156–167.
- [88] Токарев, В.Г. Векторная ШИМ для снижения циркуляционных токов в параллельно включенных трехуровневых преобразователях / В. Г. Токарев, С. В. Брованов // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. - 2020. – Т. 20, № 1. – С. 94–104. - DOI: DOI:10.14529/power200111.

- [89] Routimo, M. A Novel Simple Prediction Based Current Reference Generation Method for an Active Power Filter/ M. Routimo, M. Salo, H. Tuusa // 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen, Germany. – 2004. – P. 3215–3220.
- [90] Pettersson, S. A Simple Prediction Based Current Reference Generation Method for a Four-Wire Active Power Filter / S. Pettersson, M. Routimo, M. Salo, H. Tuusa // 12th International Power Electronics and Motion Control Conference. –2006. – P. 1648 – 1653. ISBN: 1-4244-0121-6.
- [91] Improving the Active Power Filter Performance with a Prediction-based Control Method / V.G. Tokarev, S.V. Brovanov, A.A. Yakimenko, A.V. Sidorenko, D.V. Solovev // The 17 international conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM). – Erlagol, Altai, 2016. – P. 577–582.
- [92] Программа оценки ожидаемого тока нагрузки через заданный интервал времени для системы управления активным силовым фильтром: свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ 2016618931 /В.Г.Токарев, С.В.Брованов; Заявитель и правообладатель ФГБУ ВО Новосибирский государственный технический университет. - №2016661505, заяв. 19.08.2016; зарег. 20.11.2016.
- [93] Трехфазный активный силовой фильтр: п.м. RU175601U1 Российская Федерация : МПК H02J 3/26 / В.Г. Токарев, С.В. Брованов, В.А. Колесников, Д.Г. Метальников; заявитель и патентообладатель Общество с ограниченной ответственностью "Системы Постоянного Тока" .- №2017108954; заяв. 17.03.2017; опубл. 12.12.2017; Бюл. № 35
- [94] Блейхут, Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов / Р. Блейхут; пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 448 с., ил.
- [95] Гольденберг, Л.М. Цифровая обработка сигналов: Справочник / Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшкин, М.Н. Поляк. – М.: Радио и связь, 1985. – 312 с., ил.

- [96] Смит, С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников / С. Смит; пер. с англ. А.Ю. Линовича, С.В. Витязева, И.С. Гусинского. – М.: Додэка XXI, 2011. – 720 с. +CD : ил.
- [97] CMSIS DSP Software Library Version 1.7.0 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.keil.com/pack/doc/CMSIS/DSP/html/index.html>, свободный (дата обращения: 01.08.2019).
- [98] AN4841 Application note. Digital signal processing for STM32 microcontrollers using CMSIS [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.st.com/resource/en/application_note/dm00273990.pdf, свободный (дата обращения: 01.08.2019).
- [99] Токарев, В.Г. Методика вычисления коэффициента гармоник сетевого тока в трехфазной сети / В.Г. Токарев, С.В. Брованов, М.А. Дыбко // Доклады ТУСУР. – 2020. – Т. 23, № 2. – С. 116–121. DOI: 10.21293/1818-0442-2020-23-2-116-121
- [100] Kaura V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions / V. Kaura, V. Blasko // IEEE Transactions on Industry Application. – 1997. – Vol. 33. Iss. 1, - P. 58–63.
- [101] Chung S.-K. Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems / S.-K. Chung. // IEE Proceeding Electric Power Application.– 2000. – Vol. 147. Iss. 3, – P. 213–219.
- [102] Phipps, W. Three-Phase Phase-Locked Loop Control of a New Generation Power Converter / W.Phipps, M.J. Harrison, R.M. Duke // Proc. 1ST IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Singapore. – 2006. – P.1–6. DOI: 10.1109/ICIEA.2006.257093.
- [103] Борисов, П.А. Синхронизация трехфазных активных выпрямителей напряжения с питающей сетью / П. А. Борисов, Н. А. Поляков // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. –2012. – №. 4(80). – С. 55–60.

- [104] Токарев, В.Г. Улучшение синхронизации параллельного активного силового фильтра с питающей сетью / В.Г. Токарев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. – 2018. – Т. 18, № 4. – С. 101–108. – DOI: 10.14529/power180411.
- [105] Программа управления активным силовым фильтром на базе параллельных инверторов напряжения: свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ 2017618611 / М.А.Дыбко, С.В. Брованов, В.Г. Токарев, А.С. Семягин; правообладатель Общество с ограниченной ответственностью "Системы Постоянного Тока" .- №2017615407; заяв. 06.06.2017; зарег. 04.08.2017.
- [106] Программа управления активным силовым фильтром на базе трехфазного трехуровневого инвертора напряжения: свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ 2017619343/ М.А.Дыбко, С.В. Брованов, В.Г. Токарев, Д.В. Панфилов; правообладатель Общество с ограниченной ответственностью "Системы Постоянного Тока" .- №2017614431; заяв. 15.05.2017; зарег. 24.08.2017
- [107] Оценка энергетической эффективности активных силовых фильтров на базе параллельных многоуровневых преобразователей / М.А. Дыбко, В.Г. Токарев, С.В. Брованов, С.А. Харитонов // Труды 16-й международной конференции "Актуальные проблемы электронного приборостроения " г. Новосибирск 2-6 октября 2018 г.
- [108] Имитационная и экспериментальная верификация прогнозирующего алгоритма управления активным силовым фильтром / В.Г. Токарев, С.В. Брованов, М. А. Дыбко, А. В. Удовиченко // Труды международной семнадцатой научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока», [г. Екатеринбург], 26-30 марта 2018 г. — Екатеринбург : [УрФУ], 2018. — С. 28-33.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Комбинации состояний ключей трехфазного трехуровневого ПП

№ пп	Фаза А	Фаза В	Фаза С	Обозначение
1	-1	-1	-1	(-1,-1,-1)
2	0	-1	-1	(0,-1,-1)
3	1	-1	-1	(1,-1,-1)
4	-1	0	-1	(-1,0,-1)
5	0	0	-1	(0,0,-1)
6	1	0	-1	(1,0,-1)
7	-1	1	-1	(-1,1,-1)
8	0	1	-1	(0,1,-1)
9	1	1	-1	(1,1,-1)
10	-1	-1	0	(-1,-1,0)
11	0	-1	0	(0,-1,0)
12	1	-1	0	(1,-1,0)
13	-1	0	0	(-1,0,0)
14	0	0	0	(0,0,0)
15	1	0	0	(1,0,0)
16	-1	1	0	(-1,1,0)
17	0	1	0	(0,1,0)
18	1	1	0	(1,1,0)
19	-1	-1	1	(-1,-1,1)
20	0	-1	1	(0,-1,1)
21	1	-1	1	(1,-1,1)
22	-1	0	1	(-1,0,1)
23	0	0	1	(0,0,1)
24	1	0	1	(1,0,1)
25	-1	1	1	(-1,1,1)
26	0	1	1	(0,1,1)
27	1	1	1	(1,1,1)

Базовые образующие векторы

Обозначение	Комбинации	Группа	Длина
U_0' ; U_0 ; U_0''	$(-1,-1,-1)$; $(0,0,0)$; $(1,1,1)$	Нулевые	0
$U_1; U_1'$	$(1,0,0); (0,-1,-1)$	Малые	$\frac{U_{DC}}{3}$
$U_2; U_2'$	$(1,1,0); (0,0,-1)$		
$U_3; U_3'$	$(0,1,0); (-1,0,-1)$		
$U_4; U_4'$	$(-1,0,0); (0,1,1)$		
$U_5; U_5'$	$(-1,-1,0); (0,0,1)$		
$U_6; U_6'$	$(1,0,1); (0,-1,0)$		
U_7	$(1,0,-1)$	Средние	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
U_8	$(0,1,-1)$		
U_9	$(-1,1,0)$		
U_{10}	$(-1,0,1)$		
U_{11}	$(0,-1,1)$		
U_{12}	$(1,-1,0)$		
U_{13}	$(1,-1,-1)$	Большие	$\frac{2U_{DC}}{3}$
U_{14}	$(1,1,-1)$		
U_{15}	$(-1,1,-1)$		
U_{16}	$(-1,1,1)$		
U_{17}	$(-1,-1,1)$		
U_{18}	$(1,-1,1)$		

Примечание: знаки ' и '' показывают, что вектор реализуется альтернативной комбинацией

Состав образующих векторов в секторах и сегментах

Сектор	Сегмент	U_a	U_b	U_c
1	1	U_0	U_2	U_1
	2	U_1	U_7	U_{13}
	3	U_1	U_7	U_2
	4	U_2	U_{14}	U_7
2	1	U_0	U_3	U_2
	2	U_2	U_8	U_{14}
	3	U_2	U_8	U_3
	4	U_3	U_{15}	U_5
3	1	U_0	U_4	U_3
	2	U_3	U_9	U_{15}
	3	U_3	U_9	U_4
	4	U_4	U_{16}	U_9
4	1	U_0	U_5	U_4
	2	U_4	U_{10}	U_{16}
	3	U_4	U_{10}	U_5
	4	U_5	U_{17}	U_{10}
5	1	U_0	U_6	U_5
	2	U_5	U_{11}	U_{17}
	3	U_5	U_{11}	U_6
	4	U_6	U_{18}	U_{11}
6	1	U_0	U_1	U_6
	2	U_6	U_{12}	U_{18}
	3	U_6	U_{12}	U_1
	4	U_1	U_{13}	U_{12}

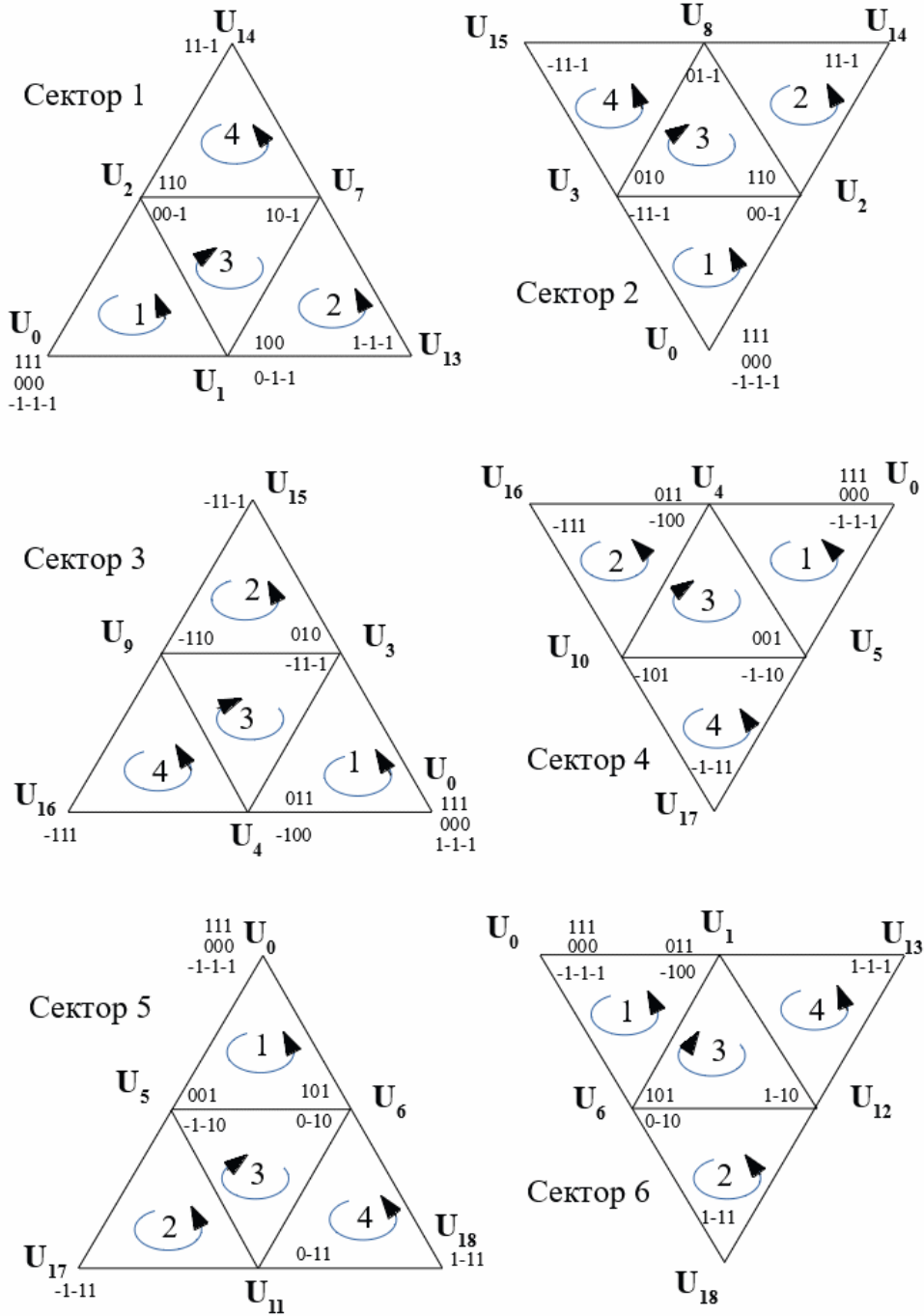


Рисунок П.1.1 Последовательности перебора КСК в секторах и сегментах

Последовательности КСК для двух ПП в параллельном включении

Сектор	Сегмент	Первый ПП	Второй ПП
1	1	$U_0 U_2' U_1' U_0' U_1' U_2' U_0$	$U_0 U_1' U_2' U_0' U_2' U_1' U_0$
	2	$U_1 U_7 U_{13} U_1' U_{13} U_7 U_1$	$U_1 U_{13} U_7 U_1' U_7 U_{13} U_1$
	3	$U_1 U_7 U_2' U_1' U_2' U_7 U_1$	$U_1 U_2' U_7 U_1' U_7 U_2' U_1$
	4	$U_2 U_{14} U_7 U_2' U_7 U_{14} U_2$	$U_2 U_7 U_{14} U_2' U_{14} U_7 U_2$
2	1	$U_0 U_2 U_3 U_0'' U_3 U_2 U_0$	$U_0 U_3 U_2 U_0'' U_2 U_3 U_0$
	2	$U_2' U_{14} U_8 U_2 U_8 U_{14} U_2'$	$U_2' U_8 U_{14} U_2 U_{14} U_8 U_2'$
	3	$U_2' U_3 U_8 U_2 U_8 U_3 U_2'$	$U_2' U_8 U_3 U_2 U_3 U_8 U_2'$
	4	$U_3' U_8 U_{15} U_3 U_{15} U_8 U_3'$	$U_3' U_{15} U_8 U_3 U_8 U_{15} U_3'$
3	1	$U_0 U_4 U_3' U_0' U_3' U_4 U_0$	$U_0 U_3' U_4 U_0' U_4 U_3' U_0$
	2	$U_3 U_9 U_{15} U_3' U_{15} U_9 U_3$	$U_3 U_{15} U_9 U_3' U_9 U_{15} U_3$
	3	$U_3 U_9 U_4 U_3' U_4 U_9 U_3$	$U_3 U_4 U_9 U_3' U_9 U_4 U_3$
	4	$U_4' U_{16} U_9 U_4 U_9 U_{16} U_4'$	$U_4' U_9 U_{16} U_4 U_{16} U_9 U_4'$
4	1	$U_0 U_4' U_5' U_0'' U_5' U_4' U_0$	$U_0 U_5' U_4' U_0'' U_4' U_5' U_0$
	2	$U_4 U_{16} U_{10} U_4' U_{10} U_{16} U_4$	$U_4 U_{10} U_{16} U_4' U_{16} U_{10} U_4$
	3	$U_4 U_5' U_{10} U_4' U_{10} U_5' U_4$	$U_4 U_{10} U_5' U_4' U_5' U_{10} U_4$
	4	$U_5 U_{10} U_{17} U_5' U_{17} U_{10} U_5$	$U_5 U_{17} U_{10} U_5' U_{10} U_{17} U_5$
5	1	$U_0 U_6' U_5 U_0' U_5 U_6' U_0$	$U_0 U_5 U_6' U_0' U_6' U_5 U_0$
	2	$U_5' U_{11} U_{17} U_5 U_{17} U_{11} U_5'$	$U_5' U_{17} U_{11} U_5 U_{11} U_{17} U_5'$
	3	$U_5' U_{11} U_6 U_5' U_6 U_{11} U_5'$	$U_5' U_6 U_{11} U_5' U_{11} U_6 U_5'$
	4	$U_6 U_{18} U_{11} U_6' U_{11} U_{18} U_6$	$U_6 U_{11} U_{18} U_6' U_{18} U_{11} U_6$
6	1	$U_0 U_6 U_1 U_0'' U_1 U_6 U_0$	$U_0 U_1 U_6 U_0'' U_6 U_1 U_0$
	2	$U_6' U_{18} U_{12} U_6 U_{12} U_{18} U_6'$	$U_6' U_{12} U_{18} U_6 U_{18} U_{12} U_6'$
	3	$U_6' U_1 U_{12} U_6 U_{12} U_1 U_6'$	$U_6' U_{12} U_1 U_6 U_1 U_{12} U_6'$
	4	$U_1' U_{12} U_{13} U_1 U_{13} U_{12} U_1'$	$U_1' U_{13} U_{12} U_1 U_{12} U_{13} U_1'$

Листинг описания аппаратного контроллера векторной ШИМ на языке

Verilog

```

// SVPWM.V
// Аппаратный контроллер векторной ШИМ
// для трехфазного трехуровневого полупроводникового преобразователя
// Автор В.Токарев НГТУ 2018
//
// Модуль верхнего уровня
//
module svpwm(
input CLK48MHZ,
input FSMC_NE1,
input FSMC_NOE,
input FSMC_NWE,
inout [15:0] FSMC_DA,
output T1_CH1,
output T1_CH1N,
output T1_CH2,
output T1_CH2N,
output T1_CH3,
output T1_CH3N,
output T1_CH4,
output T1_CH4N,
output T2_CH1,
output T2_CH1N,
output T2_CH2,
output T2_CH2N,
output T2_CH3,
output T2_CH3N,
output T2_CH4,
output T2_CH4N,
output T3_CH1,
output T3_CH1N,
output T3_CH2,
output T3_CH2N,
output T3_CH3,
output T3_CH3N,
output T3_CH4,
output T3_CH4N,
output T4_CH1,
output T4_CH1N,
output T4_CH2,
output T4_CH2N,
output T4_CH3,
output T4_CH3N,
output T4_CH4,
output T4_CH4N,
output [2:0] LED,
input BRK1,
input BRK2,
input BRK3,
input BRK4,
output SDIO_CMD,
output FSMC_NWAIT
);

wire [7:0] control;
wire [15:0] addr_tmp;

```

```

wire [15:0] data_tmp;
wire [7:0] chip_sel;
wire [7:0] status;
wire [15:0] pwm_signal;
wire [3:0] leds;
wire CLOCK50;
wire lock;
wire addr_valid;

pll_main pll0(.areset(1'b0),.inclk0(CLK48MHZ),.c0(CLOCK50),.locked(lock));
addr_latcher al0(.clk(CLOCK50),.ncs(FSMC_NE1),.noe(FSMC_NOE),.nwe(FSMC_NWE),
.nadv(addr_valid),.address(addr_tmp),.adat(FSMC_DA));
decode dec0(.en(~addr_valid),.in(addr_tmp[6:4]),.out(chip_sel));
pwm p0(.clk(CLOCK50),.cs(chip_sel[0]),.nwe(FSMC_NWE),.address(addr_tmp[3:0]),
.din(FSMC_DA),.dout(data_tmp),.compare(status),.tim_pwm(pwm_signal),.leds(leds));
//status_sender st0(.clk(CLOCK50),.cs(chip_sel[1]),.din(pwm_signal),
.dout(data_tmp));
assign FSMC_DA = FSMC_NOE ? 16'bz : data_tmp;
//assign control = status; //выбранная комбинация, для отладки
assign T1_CH1 = pwm_signal[0];
assign T1_CH1N = pwm_signal[1];
assign T1_CH2 = pwm_signal[2];
assign T1_CH2N = pwm_signal[3];
assign T1_CH3 = pwm_signal[4];
assign T1_CH3N = pwm_signal[5];
assign T1_CH4 = 1'b1;
assign T1_CH4N = 1'b1;

assign T2_CH1 = pwm_signal[8];
assign T2_CH1N = pwm_signal[9];
assign T2_CH2 = pwm_signal[10];
assign T2_CH2N = pwm_signal[11];
assign T2_CH3 = pwm_signal[12];
assign T2_CH3N = pwm_signal[13];
assign T2_CH4 = 1'b1;
assign T2_CH4N = 1'b1;

assign T3_CH1 = 1'b1;
assign T3_CH1N = 1'b1;
assign T3_CH2 = 1'b1;
assign T3_CH2N = 1'b1;
assign T3_CH3 = 1'b1;
assign T3_CH3N = 1'b1;
assign T3_CH4 = 1'b1;
assign T3_CH4N = 1'b1;

assign T4_CH1 = 1'b1;
assign T4_CH1N = 1'b1;
assign T4_CH2 = 1'b1;
assign T4_CH2N = 1'b1;
assign T4_CH3 = 1'b1;
assign T4_CH3N = 1'b1;
assign T4_CH4 = 1'b1;
assign T4_CH4N = 1'b1;

assign LED = leds[3:1]; //TaTbTc
assign SDIO_CMD = BRK1 | BRK2 | BRK3 | BRK4; //break events
assign FSMC_NWAIT = leds[0]; //Direction

endmodule

```

```

//защелка адреса для мультиплексированной шины
module addr_latcher(clk, ncs, noe, nwe, nadv, address, adat);
input  clk, ncs, noe, nwe;
output nadv; //Address valid
output [15:0] address;
inout  [15:0] adat; //Adres-data

reg    [15:0] latched_addr;
reg    avl;

assign address = latched_addr ;
assign nadv = ~avl;

always @ (posedge clk)
begin
    if(ncs==0) begin
        if(nwe==1 && noe==1) begin
            latched_addr <= adat;
            avl<=1'b1;
        end else begin
            latched_addr <= latched_addr;
            avl<=avl;
        end
    end else
    begin
        avl<=1'b0;
    end
end
endmodule

// интерфейс регистра состояния системы. Только чтение
//nwe, address, din, dout
module status_sender(clk, cs, din, dout);
input  clk, cs;
input  [15:0] din;
output [15:0] dout;

reg [15:0] register;

assign dout = cs ? 16'bz : register;

always @ (posedge clk)
begin
    if(cs==1) begin
        register<=din;
    end else begin
//        dout<=register[address[1:0]];
    end
end
endmodule

// интерфейс ШИМ таймера доступен для чтения и записи
module pwm(clk, cs, nwe, address, din, dout, compare, tim_pwm, leds); //
input  clk, cs, nwe; //сигналы управления
input  [3:0] address; //внутренний адрес
input  [15:0] din; //входная шина данных
output [15:0] dout, tim_pwm; //выходная шина данных,
output [7:0] compare; //выбранная комбинация (не исп.)

```



```

output [3:0] leds; //биты 3..1 события сравнения, бит 0 направление счета

reg [15:0] register[7:0]; //массив 8 16-битных регистров, адрес допускает 16
/* reg[0] модуль счета таймера (регистр перезагрузки ARR) */
/* reg[1] регистр управления: бит0=1 сброс, бит1=1 запись регистра перезагрузки */
/* бит2=1 счет разрешен, бит3=1 выход ШИМ разрешен */
/* бит4=0 инверсия каналов ШИМ, бит15..12 резерв */
/* reg[2] Сектор-Регион, биты 4..2 - сектор, биты 1..0 регион */
/* reg[3] регистр сравнения 1 CR1 */
/* reg[4] регистр сравнения 2 CR2 */
/* reg[5] регистр сравнения 3 CR3 */
/* reg[6] регистр мертвого времени */
/* reg[7] резерв */

reg [15:0] ccr1_shadow;
reg [15:0] ccr2_shadow;
reg [15:0] ccr3_shadow;
reg [4:0] tatbtc_shadow;

wire [15:0] counter;
wire [7:0] status;
wire [1:0] tatbtc;
wire [7:0] combination;
wire [15:0] deadtime;
wire update;

counter16_bit cnt16_0(.q_out(counter), .d(register[0]), .cr(register[1][2:0]),
.ccr1(ccr1_shadow),.ccr2(ccr2_shadow),
.ccr3(ccr3_shadow), .clock(clk), .status(status) );

lookup_table lt0(.index({tatbtc_shadow,tatbtc}), .out_sig(combination));
gtd_counter dtg0(.reset(1'b0), .clk(clk), .din(combination[5]), .ldata(register[6]),
.pwm_en(register[1][3]), .invers(register[1][4]), .out_sig(deadtime[0]),
.nout_sig(deadtime[1]));
gtd_counter dtg1(.reset(1'b0), .clk(clk), .din(combination[3]), .ldata(register[6]),
.pwm_en(register[1][3]), .invers(register[1][4]), .out_sig(deadtime[2]),
.nout_sig(deadtime[3]));
gtd_counter dtg2(.reset(1'b0), .clk(clk), .din(combination[1]), .ldata(register[6]),
.pwm_en(register[1][3]), .invers(register[1][4]), .out_sig(deadtime[4]),
.nout_sig(deadtime[5]));
gtd_counter dtg3(.reset(1'b0), .clk(clk), .din(combination[4]), .ldata(register[6]),
.pwm_en(register[1][3]), .invers(register[1][4]), .out_sig(deadtime[8]),
.nout_sig(deadtime[9]));
gtd_counter dtg4(.reset(1'b0), .clk(clk), .din(combination[2]), .ldata(register[6]),
.pwm_en(register[1][3]), .invers(register[1][4]), .out_sig(deadtime[10]),
.nout_sig(deadtime[11]));
gtd_counter dtg5(.reset(1'b0), .clk(clk), .din(combination[0]), .ldata(register[6]),
.pwm_en(register[1][3]), .invers(register[1][4]), .out_sig(deadtime[12]),
.nout_sig(deadtime[13]));

assign dout = cs ? 16'bz : register[address];

assign compare = combination;
assign tatbtc = status[3]+status[2]+status[1];
assign leds = status[3:0]; //status[0] count direction up/down
assign tim_pwm = deadtime;
assign update = status[4]; //update event

always @ (posedge clk)
begin

```

```

        if(nwe==0 && cs==0) begin
            register[address]<=din;
        end else begin
//            dout<=register[address[1:0]];
        end
end

//загрузка теневых регистров
always @ (posedge clk)
begin
    if(update==1) begin
        ccr1_shadow=register[3];
        ccr2_shadow=register[4];
        ccr3_shadow=register[5];
        tatbtc_shadow=register[2][4:0];
    end else begin

        end

end

endmodule

//дешифратор адреса 3 на 8
module decode(en, in, out);
input  en;
input  [2:0] in;
output [7:0] out;

    assign out =      ( {en,in} == 4'b1000) ? 8'b1111_1110 :
                      ( {en,in} == 4'b1001) ? 8'b1111_1101 :
                      ( {en,in} == 4'b1010) ? 8'b1111_1011 :
                      ( {en,in} == 4'b1011) ? 8'b1111_0111 :
                      ( {en,in} == 4'b1100) ? 8'b1110_1111 :
                      ( {en,in} == 4'b1101) ? 8'b1101_1111 :
                      ( {en,in} == 4'b1110) ? 8'b1011_1111 :
                      ( {en,in} == 4'b1111) ? 8'b0111_1111 :
                      8'b1111_1111;

endmodule

module counter16_bit(q_out, d, cr, ccr1, ccr2, ccr3, clock, status);
input  [15:0] d, ccr1, ccr2, ccr3; //данные, компаратор1, компаратор2, компаратор3,
input  [2:0] cr; //регистр управления
input  clock; //тактовые импульсы
output [15:0] q_out;
output [7:0] status;

wire count, load_data, reset;
wire updown, ocr1, ocr2, ocr3;
reg [15:0] q;
reg dir;
reg upd;

assign reset      = cr[0]; //Сброс бит 0
assign load_data  = cr[1]; //загрузка счетчика бит 1
assign count      = cr[2]; //разрешение счета бит 2

assign q_out = q;

```

```

assign ocr1 = (q>=ccr1)|| (reset==1) ? 1'b1 : 1'b0;
assign ocr2 = (q>=ccr2)|| (reset==1) ? 1'b1 : 1'b0;
assign ocr3 = (q>=ccr3)|| (reset==1) ? 1'b1 : 1'b0;
assign updown = dir;
assign status = ({upd, ocr3,ocr2,ocr1,updown});

// смена направления счета
always @(posedge clock)
begin
    if(q==(d-16'd1))
    begin
        dir=1'b0;
        upd=1'b1;
    end
    else if(q==(16'd1))
    begin
        dir=1'b1;
        upd=1'b1;
    end
    else if(q==d) upd=1'b1;

    else if(q==(16'd0)) upd=1'b1;

    else upd=1'b0;
end

always @(posedge clock)
begin
    if (reset)
    begin
        q = 16'd0;
    end
    else if (load_data)
        q = d;

    else if (count)
    begin
        if (dir) begin
            q = q + 1'b1;

            end
        else begin
            q = q - 1'b1;

            end
        end
    end

end
endmodule

/* Модуль формирования метрвого времени */
/* clk    тактовые импульсы          */
/* din    входной ШИМ сигнал          */
/* ldata  заданная задержка в тактовых импульсах 1-65535*/
/* pwm_en разрешение ШИМ - активный высокий */
/* invers инверсия выходных сигналов */
/* out_sig прямой выход ШИМ с задержкой */
/* nout_sig инверсный выход ШИМ с задержкой */
/* count  текущее значение счетчика (для отладки) */
module gtd_counter(reset, clk, din, ldata, pwm_en, invers, out_sig, nout_sig); //,
count

```

```

input  reset, clk, din, pwm_en, invers;
output out_sig, nout_sig;
input  [15:0] ldata;
//output [15:0] count;

reg[15:0] counter;
reg curr_din, old_din, ovf;
wire load, run;

//assign count = counter; //

assign load = curr_din ^ old_din;
assign run = ~ovf;

assign out_sig = (invers==1) ? (pwm_en & (old_din & ovf)) : ~(pwm_en & (old_din &
ovf));
assign nout_sig = (invers==1) ? (pwm_en & (~old_din & ovf)) : ~(pwm_en & (~old_din &
ovf));

//фиксация запускающих фронтов
//детектирование фронта-спада запускающего импульса
always @(posedge clk)
begin
    old_din<=curr_din;
    curr_din<=din;
end

//основное поведенческое тело
always @(posedge clk)
begin
    if (reset) begin
        counter <= 16'h0000; //загрузка счетчика
    end
    else
    if(load) begin
        counter <= ldata; //загрузка счетчика
        ovf <= 1'b0;
    end else begin
        if(run)begin //Разрешение счета есть
            counter <= counter - 1'd1;
        end
        else begin
            counter <= counter; //счет остановлен
        end

        if(counter==16'h0001) begin
            ovf <= 1'b1; //выставляем флаг переполнения
        end
    end
end

endmodule

module lookup_table(index, out_sig );
input  [6:0] index; //index bits 6:4 = sector, bits 3:2 = region, bits 1:0 = TaTbTc
output [7:0] out_sig;

reg [4:0] sect;

```

```

wire [7:0] comb;
wire [4:0] sect_tmp;

sector s0(.index(index), .dat(sect_tmp));
combination c0(.index(sect_tmp), .dat(comb));

assign out_sig = comb;

endmodule

module combination(index, dat);
input [4:0] index;
output [7:0] dat;

reg [7:0] data;

assign dat = data;

always @(index)
begin
    case(index)
        5'b00000 : data = 8'b00010101;// --V0
        5'b00001 : data = 8'b00110101;// --V1 100
        5'b00010 : data = 8'b00111101;// --V2 110
        5'b00011 : data = 8'b00011101;// --V3 010
        5'b00100 : data = 8'b00000101;// --V4 -100
        5'b00101 : data = 8'b00000001;// --V5 -1-10
        5'b00110 : data = 8'b00110111;// --V6 101
        5'b00111 : data = 8'b00110100;// --V7 10-1
        5'b01000 : data = 8'b00011100;// --V8 01-1
        5'b01001 : data = 8'b00001101;// --V9 -110
        5'b01010 : data = 8'b00000111;// --V10 -101
        5'b01011 : data = 8'b00010011;// --V11 0-11
        5'b01100 : data = 8'b00110001;// --V12 1-10
        5'b01101 : data = 8'b00110000;// --V13 1-1-1
        5'b01110 : data = 8'b00111100;// --V14 11-1
        5'b01111 : data = 8'b00001100;// --V15 -11-1
        5'b10000 : data = 8'b00001111;// --V16 -111
        5'b10001 : data = 8'b00000011;// --V17 -1-11
        5'b10010 : data = 8'b00110011;// --V18 1-11
        5'b10011 : data = 8'b00111111;// --19 V0 111
        5'b10100 : data = 8'b00000000;// --20 V0 -1-1-1
        5'b10101 : data = 8'b00010000;// --21 V1 0-1-1
        5'b10110 : data = 8'b00010100;// --22 V2 00-1
        5'b10111 : data = 8'b00000100;// --23 V3 -10-1
        5'b11000 : data = 8'b00011111;// --24 V4 011
        5'b11001 : data = 8'b00010111;// --25 V5 001
        5'b11010 : data = 8'b00010001;// --26 V6 0-10
        default : data = 8'b00000000;
    endcase
end
endmodule

module sector(index, dat);
input [6:0] index;
output [4:0] dat;

reg [4:0] data;

assign dat = data;

```

```
always @(index)
begin
  case(index)
    7'd0  : data = 5'd22;
          7'd1  : data = 5'd0;
          7'd2  : data = 5'd1;
          7'd3  : data = 5'd22;

    7'd4  : data = 5'd7;
          7'd5  : data = 5'd1;
          7'd6  : data = 5'd13;
          7'd7  : data = 5'd7;

          7'd8  : data = 5'd1;
          7'd9  : data = 5'd22;
          7'd10 : data = 5'd7;
          7'd11 : data = 5'd1;

          7'd12 : data = 5'd14;
          7'd13 : data = 5'd22;
          7'd14 : data = 5'd7;
          7'd15 : data = 5'd14;

          7'd16 : data = 5'd3;
          7'd17 : data = 5'd0;
          7'd18 : data = 5'd2;
          7'd19 : data = 5'd3;

          7'd20 : data = 5'd8;
          7'd21 : data = 5'd2;
          7'd22 : data = 5'd14;
          7'd23 : data = 5'd8;

          7'd24 : data = 5'd2;
          7'd25 : data = 5'd23;
          7'd26 : data = 5'd8;
          7'd27 : data = 5'd2;

          7'd28 : data = 5'd15;
          7'd29 : data = 5'd3;
          7'd30 : data = 5'd8;
          7'd31 : data = 5'd15;

          7'd32 : data = 5'd4;
          7'd33 : data = 5'd0;
          7'd34 : data = 5'd23;
          7'd35 : data = 5'd4;

          7'd36 : data = 5'd9;
          7'd37 : data = 5'd23;
          7'd38 : data = 5'd15;
          7'd39 : data = 5'd9;

          7'd40 : data = 5'd3;
          7'd41 : data = 5'd24;
          7'd42 : data = 5'd9;
          7'd43 : data = 5'd3;

          7'd44 : data = 5'd16;
          7'd45 : data = 5'd24;
```

```
7'd46 : data = 5'd9;
7'd47 : data = 5'd16;

7'd48 : data = 5'd25;
7'd49 : data = 5'd19;
7'd50 : data = 5'd4;
7'd51 : data = 5'd25;

7'd52 : data = 5'd10;
7'd53 : data = 5'd4;
7'd54 : data = 5'd16;
7'd55 : data = 5'd10;

7'd56 : data = 5'd4;
7'd57 : data = 5'd25;
7'd58 : data = 5'd10;
7'd59 : data = 5'd4;

7'd60 : data = 5'd17;
7'd61 : data = 5'd25;
7'd62 : data = 5'd10;
7'd63 : data = 5'd17;

7'd64 : data = 5'd26;
7'd65 : data = 5'd20;
7'd66 : data = 5'd5;
7'd67 : data = 5'd26;

7'd68 : data = 5'd11;
7'd69 : data = 5'd5;
7'd70 : data = 5'd17;
7'd71 : data = 5'd11;

7'd72 : data = 5'd5;
7'd73 : data = 5'd26;
7'd74 : data = 5'd11;
7'd75 : data = 5'd5;

7'd76 : data = 5'd18;
7'd77 : data = 5'd26;
7'd78 : data = 5'd11;
7'd79 : data = 5'd18;

7'd80 : data = 5'd21;
7'd81 : data = 5'd20;
7'd82 : data = 5'd6;
7'd83 : data = 5'd21;

7'd84 : data = 5'd12;
7'd85 : data = 5'd6;
7'd86 : data = 5'd18;
7'd87 : data = 5'd12;

7'd88 : data = 5'd6;
7'd89 : data = 5'd21;
7'd90 : data = 5'd12;
7'd91 : data = 5'd6;

7'd92 : data = 5'd13;
7'd93 : data = 5'd21;
7'd94 : data = 5'd12;
```

```
7'd95 : data = 5'd13;  
default : data = 5'd0;  
endcase  
end  
endmodule
```


ПРИЛОЖЕНИЕ 2

УТВЕРЖДАЮ
Генеральный директор
ООО «СПТ»



Колесников А.В.

« 2 » 06 2021 г.

УТВЕРЖДАЮ
Ректор ФГБОУ ВО НГТУ
д.т.н., профессор



Батаев А.А.

« 2 » 06 2021 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Токарева В.Г.


Мы, нижеподписавшиеся, главный инженер ООО «Системы постоянного тока» Перетятыко П.В. и представитель ФГБОУ ВО «Новосибирский государственный технический университет», проректор по научной работе ФГБОУ ВО НГТУ, д.т.н., доцент Брованов С.В. составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук Токарева В.Г. «Способы повышения энергетической эффективности активных силовых фильтров», а именно, алгоритмы управления активным силовым фильтром на базе параллельных инверторов напряжения и алгоритмы управления преобразователем на базе трехфазного трехуровневого инвертора напряжения использовались при выполнении научно-исследовательских, опытно-конструкторских и технологических работ в ООО «СПТ»:

- в рамках реализации комплексного проекта по теме «Создание высокотехнологичного производства систем бесперебойного питания и накопления электрической энергии по договору №853-Р/16 от 20.01.2016 г.

- в рамках НИОКР по теме «Исследование и разработка серии накопителей электрической энергии с целью расширения функциональных характеристик» по договору № ИСЭ-06-18/079-Р/18 от 06.08.2018 г.

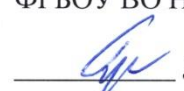
Предложенные алгоритмы управления многоуровневыми полупроводниковыми преобразователями позволили улучшить КПД спроектированных электроустановок в режиме автономной работы и параллельной работы с сетью.

Главный инженер ООО «СПТ»


Перетятыко П.В.

« 2 » 06 2021 г.

Научный руководитель,
проректор по научной работе
ФГБОУ ВО НГТУ

 д.т.н., С.В. Брованов

« 2 » 06 2021 г.

УТВЕРЖДАЮ
Ректор ФГБОУ ВО НГТУ
И.А. Батаев, профессор



Батаев А.А.

06 2021 г.

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы Токарева В.Г.
в учебном процессе

Мы, нижеподписавшиеся, декан факультета автоматики и вычислительной техники ФГБОУ ВО «Новосибирский государственный технический университет» к.т.н., доцент Рева И.Л. и заведующий кафедрой вычислительной техники к.т.н., доцент Якименко А.А. подтверждаем, что результаты диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук Токарева В.Г. «Способы повышения энергетической эффективности активных силовых фильтров» используется в учебном процессе факультета АВТФ Новосибирского государственного технического университета.

Результаты диссертационной работы Токарева В.Г. используются в виде учебного материала для дисциплин «Схемотехника» и «Микроконтроллеры», по направлениям подготовки 09.03.01 «Информатика и вычислительная техника», профиль «Программное обеспечение компьютерных систем и сетей» и 12.03.01 «Приборостроение», профиль «Информационно-измерительные технологии», а также при проведении научно-исследовательских работ магистрантами и аспирантами кафедры вычислительной техники.

Декан АВТФ к.т.н., доцент

И.Л. Рева

« 2 » 06 2021 г.

Зав. кафедрой ВТ к.т.н., доцент

А.А. Якименко

« 2 » 06 2021 г.

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 175607

Трехфазный активный силовой фильтр

Патентообладатель: *Общество с ограниченной ответственностью "Системы Постоянного Тока" (RU)*

Авторы: *Токарев Вадим Геннадьевич (RU), Брованов Сергей Викторович (RU), Колесников Вячеслав Александрович (RU), Метальников Денис Геннадьевич (RU)*

Заявка № 2017108954

Приоритет полезной модели 17 марта 2017 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 12 декабря 2017 г.

Срок действия исключительного права

на полезную модель истекает 17 марта 2027 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2016661505

**Программа оценки ожидаемого тока нагрузки через
заданный интервал времени для системы управления
активным силовым фильтром**

Правообладатель: **ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ
БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ «НОВОСИБИРСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»
(НГТУ) (RU)**

Авторы: **Токарев Вадим Геннадьевич (RU),
Брованов Сергей Викторович (RU)**


Заявка № **2016618931**

Дата поступления **19 августа 2016 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **12 октября 2016 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 **Г.П. Ивлиев**



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2017618611

Программа управления активным силовым фильтром на
базе параллельных инверторов напряжения.

Правообладатель: *Общество с ограниченной ответственностью
"Системы Постоянного Тока" (RU)*

Авторы: *Дыбко Максим Александрович (RU), Токарев Вадим
Геннадьевич (RU), Брованов Сергей Викторович (RU), Семягин
Андрей Сергеевич (RU)*




Заявка № 2017615407

Дата поступления 06 июня 2017 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 04 августа 2017 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2017619343

Программа управления активным силовым фильтром на
базе трехфазного трехуровневого инвертора напряжения

Правообладатель: *Общество с ограниченной ответственностью
"Системы Постоянного Тока" (RU)*

Авторы: *Дыбко Максим Александрович (RU), Токарев Вадим
Геннадьевич (RU), Брованов Сергей Викторович (RU), Панфилов
Дмитрий Валерьевич (RU)*

Заявка № 2017614431

Дата поступления 15 мая 2017 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 24 августа 2017 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев