
Рассмотрены электротехнические системы промышленных объектов и технических средств нефтегазовой и горной отраслей минерально-сырьевого комплекса. Приведены топологии полупроводниковых преобразователей частоты, используемых в асинхронных электроприводах. Показаны имитационные модели электроприводов с полупроводниковыми преобразователями. Приведены результаты исследования электромагнитной совместимости преобразователя частоты с сетью электроснабжения и приводным электродвигателем.

Васильев Б. АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

ВУЗ

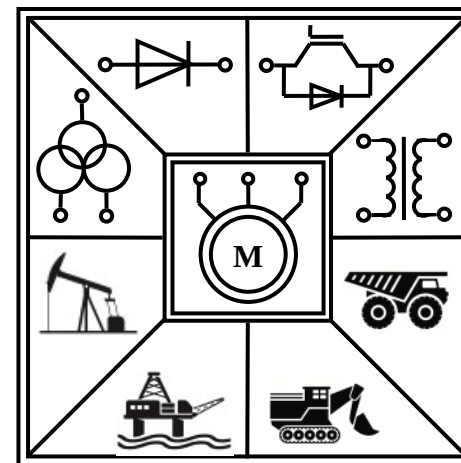
Учебное пособие



Б. Ю. ВАСИЛЬЕВ

**АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ
ЭЛЕКТРОПРИВОД
ОБЪЕКТОВ МИНЕРАЛЬНО-СЫРЬЕВОГО
КОМПЛЕКСА**
(применение, моделирование, исследование)

Учебное пособие



2015

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
Национальный минерально-сырьевой университет «Горный»

Б.Ю. ВАСИЛЬЕВ

**АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД
ОБЪЕКТОВ МИНЕРАЛЬНО-СЫРЬЕВОГО
КОМПЛЕКСА**

(применение, моделирование, исследование)

Учебное пособие

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
2014

УДК 621.313. 333.07
ББК 31.291
В191

Рассмотрены электротехнические системы промышленных объектов и технических средств нефтегазовой и горной отраслей минерально-сырьевого комплекса. Приведены топологии полупроводниковых преобразователей частоты, используемых в асинхронных электроприводах. Показаны имитационные модели электроприводов с полупроводниковыми преобразователями. Приведены результаты исследования электромагнитной совместимости преобразователя частоты с сетью электроснабжения и приводным электродвигателем.

Учебное пособие предназначено для студентов очных и заочных форм обучения специальности 130400 «Горное дело» специализации «Электрификация и автоматизация горного производства», студентов бакалавриата, обучающихся по направлению подготовки 140400 «Электроэнергетика и электротехника», профилю подготовки «Электропривод и автоматика», магистров, обучающихся по направлению подготовки 140400 «Электроэнергетика и электротехника», программ подготовки «Электроприводы и системы управления электроприводов» и «Автоматизированные электромеханические комплексы и системы», аспирантов профильных специальностей. Учебное пособие может быть полезно инженерно-техническим работникам предприятий минерально-сырьевого комплекса.

Научный редактор проф. *А.Е. Козярук*.

Васильев Б.Ю.

В191 Автоматизированный электропривод объектов минерально-сырьевого комплекса (применение, моделирование, исследование): Учебное пособие / Б.Ю. Васильев; Национальный минерально-сырьевой университет «Горный». СПб, 2014. 139 с.

ISBN 978-5-94211-931-4

**УДК 621.313. 333.07
ББК 31.291**

ISBN 978-5-94211-931-4

© Б.Ю. Васильев 2014

ВВЕДЕНИЕ

Электропривод на основе асинхронных электродвигателей и полупроводниковых преобразователей, как основа современных энергоэффективных и энергосберегающих электротехнических систем промышленных объектов и технических средств нефтегазовой и горной отраслей минерально-сырьевого комплекса, представляет особый интерес для исследования и совершенствования их структур, алгоритмов управления и характеристик.

В настоящее время, использование имитационного моделирования электромеханических и электромагнитных процессов, протекающих в электроприводах переменного тока с полупроводниковыми преобразователями, является неотъемлемой, и даже обязательной частью процесса исследования электроприводов и выработке рекомендаций по повышению их эффективности, в части электромагнитной [1], электромеханической [2] и энергетической [3,4] совместимости, обеспечения высоких динамических, энергетических, эксплуатационных и других характеристик.

Современные регулируемые электроприводы различных машин и механизмов имеют сложные топологические структуры и архитектуры алгоритмического обеспечения. Для их исследования наиболее широкое распространение получил пакет прикладных программ MatLab, содержащий различные библиотеки, используемые во многих областях науки, в том числе, и библиотеку Sim Power System, для создания имитационных моделей электроприводов с полупроводниковыми преобразователями. Библиотека Sim Power System MatLab содержит стандартные блоки, моделирующие электродвигатели, простые структуры полупроводниковых преобразователей, элементы управления и электротехнические элементы.

В первой главе учебного пособия приведены некоторые примеры использования электротехнических систем с электроприводами и преобразователями частоты на промышленных объектах и в технических средствах нефтегазовой и горной отрасли. Рассмотрены структуры электроприводов на основе асинхронных электродвигателей и приведены их характеристики.

Во второй главе учебного пособия приведены имитационные модели элементов современных электроприводов. Рассмотрены неуправляемые выпрямители повышенной пульсности и активные выпрямители, автономные инверторы и элементы систем управления полупроводниковыми ключами преобразователей.

В третьей главе приведены реализованные в MatLab имитационные модели электротехнических систем промышленных объектов и технических средств нефтегазовой и горной отрасли, которые рассмотрены в первой главе. Изложены их состав и основные параметры. Приведены результаты моделирования полупроводниковых преобразователей частоты, и выполнен анализ электромагнитной совместимости.

1. ОСНОВНЫЕ СТРУКТУРЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ОБЪЕКТОВ И ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ОСВОЕНИЯ МЕСТОРОЖДЕНИЙ МИНЕРАЛЬНО-СЫРЬЕВЫХ РЕСУРСОВ

1.1. Общая классификация преобразователей частоты асинхронных электроприводов

Электроприводы переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты можно условно разделить на преобразователи с непосредственной связью и двухзвенные преобразователи. Условная классификация приведена на рис. 1.1. Классификация преобразователей на инверторы напряжения и инверторы тока на рис. 1.1 не показана.

В преобразователях с непосредственной связью используется прямое подключение нагрузки к источнику напряжения посредством силовых полупроводниковых ключей. В процессе функционирования потребитель подключается к сети по определенному алгоритму, так, чтобы обеспечить синусоидальность напряжения с заданной амплитудой и частотой. Недостатками непосредственных преобразователей являются: ограниченный диапазон частот выходного напряжения, потребление реактивной мощности и генерирование высших гармоник.

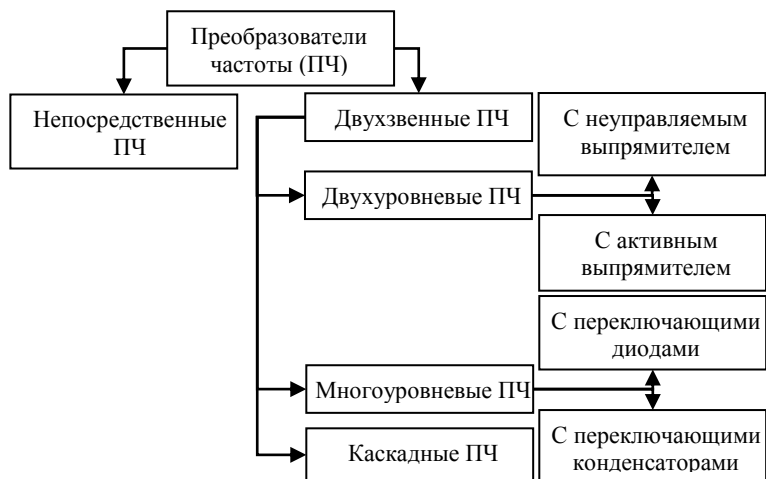


Рис.1.1. Классификация преобразователей частоты

Электромагнитная совместимость двухзвенного преобразователя частоты с сетью электроснабжения и приводным электродвигателем определяется топологией преобразователя, способом формирования требуемого напряжения на выходе автономного инвертора, алгоритмом управления режимами работы электродвигателя и выпрямителя. Звено постоянного тока может питать несколько инверторов, например, в случае многодвигательного электропривода или в случае двигателя с несколькими системами трёхфазных обмоток.

На рис.1.2 представлены приблизительные области предельных значений токов и напряжений различных типов полупроводниковых приборов: MOSFET (metal-oxide-semiconductor field effect transistor), GTO (gate turn-off thyristor), IGCT (integrated gate-commutated thyristor), IGBT (insulated gate bipolar transistor).

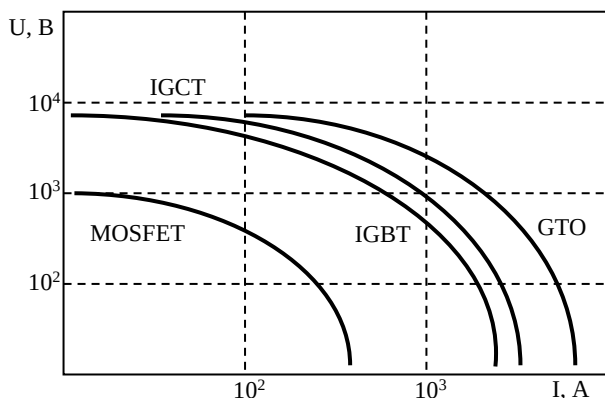


Рис.1.2. Предельные характеристики современных силовых полупроводниковых приборов

Тиристоры типа GTO - это полностью управляемые полупроводниковые ключи. Максимальное напряжение таких тиристоров достигает 6 кВ, а в открытом состоянии GTO тиристор способен пропускать ток величиной до 5 кА. Использование GTO тиристоров требует применения специальных защитных цепей (снабберных цепей) для ограничения скорости нарастания тока (напряжения) при коммутации. Частота переключения (модуляции) GTO тиристоров находится в пределах от 200 до 500 Гц. Среднее время перехода от включенного к выключенному состоянию и обратно составляет от 10 до 30 мкс.

Низкая частота переключения приводит к тому, что токи и напряжения на входе и выходе преобразователя частоты имеют значительные искажения, устранение которых требует применения мощных фильтров. Это увеличивает массогабаритные показатели и стоимость преобразователя. Иногда требуется использование дополнительных охлаждающих устройств, которые являются необходимыми для нормального функционирования приборов.

Тиристоры IGCT, также полностью управляемые ключи, могут использоваться в диапазоне 0,5 - 6 МВА. Частота переключения достигает 600 Гц, однако, применение защитных цепей не обязательно, что является их преимуществом.

Полупроводниковые приборы MOSFET - это полностью управляемые полевые транзисторные ключи. Величина активного сопротивления в открытом состоянии значительно ниже, чем у тиристоров, рассмотренных выше. Это позволяет использовать их в высокочастотных сильноточных схемах. Одной из особенностей транзисторов MOSFET является их высокая чувствительность к статическому электричеству, что необходимо учитывать при хранении и монтаже.

Высокомощные полностью управляемые IGBT транзисторы с обратными диодами, в настоящее время, являются самыми распространенными полупроводниковыми приборами. Устройства IGBT выпускаются в модульном исполнении, поскольку конструкция прижимного типа, характерная для IGCT и GTO, является сложной и дорогостоящей.

При построении преобразователей на IGBT модулях возможно значительное увеличение частоты переключения до нескольких килогерц, что позволяет упростить фильтрацию токов и напряжений на выходе преобразователя. Следует отметить, что с увеличением пропускной способности IGBT устройств, предельное значение частоты модуляции падает вследствие возрастания потерь в приборах. КПД устройств на IGBT составляет до 98%. Топология преобразователя зависит от способа деления напряжения между отдельными ячейками преобразователя частоты и способа формирования выходного напряжения.

Сравнение основных характеристик полупроводниковых приборов, используемых в электроприводах, произведён в таблице 1.1.

Таблица 1.1

Характеристики современных мощных силовых полупроводниковых ключей

Тип прибора	Преимущества	Недостатки	Области применения
SCR	низкие потери во включённом состоянии; высокая перегрузочная способность; высокая надёжность	естественная коммутация при закрытии; низкая частота переключения	электроприводы постоянного тока; источники питания; сварка; плавление и нагрев
GTO	полностью управляемые; высокая перегрузочная способность; частота переключения до 500 Гц при напряжении до 6 кВ	низкая частота переключения; высокие массогабаритные показатели преобразователей; высокие коммутационные потери; высокие потери во включённом состоянии	электроприводы; компенсаторы реактивной мощности; системы бесперебойного питания
IGCT	полностью управляемые; высокая перегрузочная способность; частота переключения выше, чем у GTO; нет защитных цепей	частота переключения не более 2000 Гц	выпрямительно-инверторные терминалы линий электропередач постоянного тока; электроприводы
MOSFET	высокое входное сопротивление; высокая помехоустойчивость; высокая надёжность; высокая частоты переключения	низкая предельная температура; высокие потери выше 1500 Гц; чувствительны к статическому электричеству	электроприводы; устройства электропитания и зарядные устройства; усилители низкой частоты
IGBT	высокая частота переключения; простота управления; встроенный драйвер	высокий ток управления; зависимость параметров от температуры	электроприводы; источники питания; активные фильтры

1.2. Электротехническая система перемещения и динамического позиционирования буровой платформы

Северные и арктические моря, в которых в настоящее время производится разведка и эксплуатация наиболее перспективных шельфовых месторождений углеводородов (нефти, газа, конденсата), представляют собой экстремальную среду для работы электрооборудования, которое используется в составе технических средств освоения шельфа. Воздействие ветра, волн, соленой воды и удаленность от берега делают вопросы надежности и технического обслуживания оборудования чрезвычайно важными.

В состав электротехнического оборудования современных буровых и добывающих платформ входит система перемещения и динамического позиционирования. Одной из наиболее современных буровых установок по добыче нефти является платформа Stena Don, которая обеспечивает бурение скважин в Северном море. Внешний вид платформы Stena Don представлен на рис.1.3а [5,6]. Другими задачами платформы также являются открытие новых и эксплуатация существующих месторождений нефти, расположенных на глубине до 500 м.

Вся конструкция платформы, включая буровую вышку, буровое оборудование и вертолетную площадку, располагается на двух скрепленных между собой понтонах, каждый из которых имеет примерно 43 м в высоту и 95 м в длину. Под каждым понтоном установлены три азимутальных поворотных движителя (АПД), которые даже при экстремальных погодных условиях удерживают платформу на заданной позиции с помощью системы динамического позиционирования. По норвежской классификации «Dynamic Positioning» данная система позиционирования отвечает самым высоким требованиям.

Работа всех шести азимутальных поворотных движителей, которые без якорей удерживают буровую платформу в заданном месте и перемещают ее с одной рабочей площадки на другую, осуществляется с помощью системы динамического позиционирования. Структурная схема системы перемещения и динамического позиционирования буровой платформы представлена на рис.1.4.



а)



б)

Рис. 1.3а. Внешний вид буровой платформы Stena Don и электроприводов системы динамического позиционирования

В состав электротехнической системы привода системы перемещения и динамического позиционирования платформы входят следующие элементы: дизель генераторы (девять блоков с номинальной мощностью 4375 кВА); распределительные устройства (три блока с номинальной мощностью 5000 кВА); трансформаторы

(шесть блоков с номинальной мощностью 800 кВА); высоковольтные щиты управления (три блока с номинальной мощностью 800 кВА).

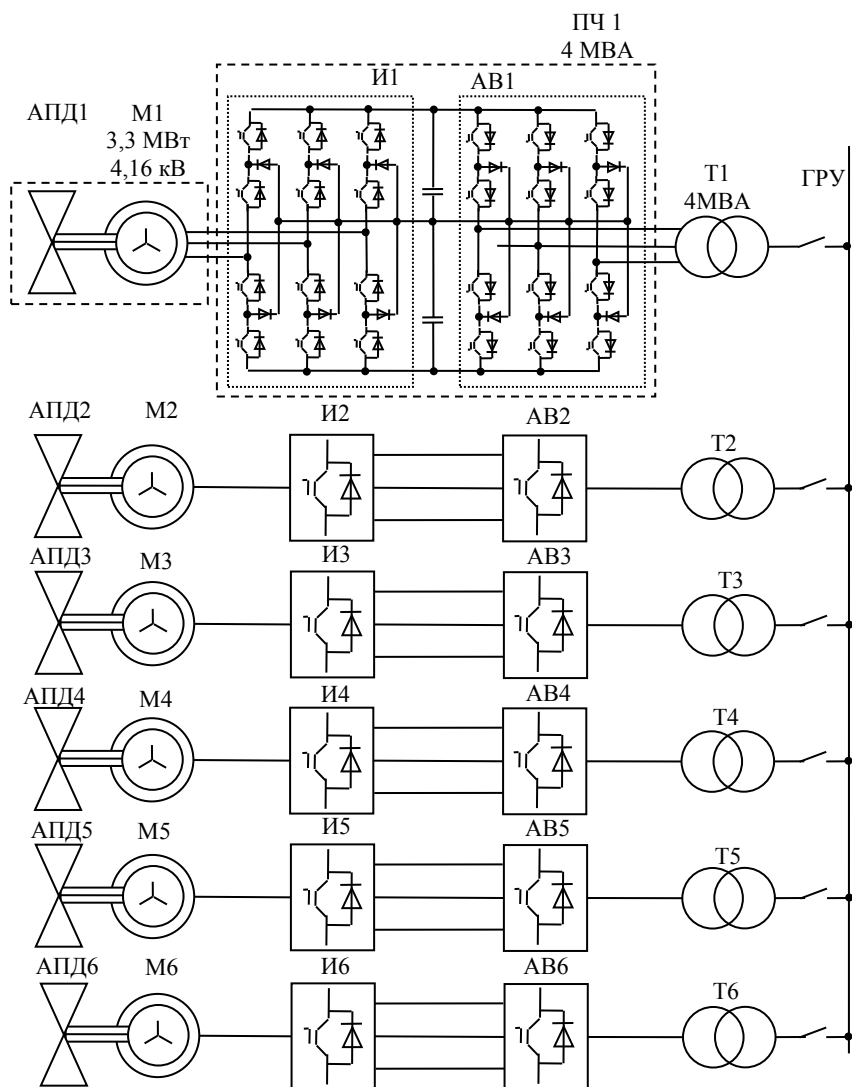


Рис.1.4. Структурная схема системы перемещения и динамического позиционирования буровой платформы

Каждая система электропривода АПД состоит из трех основных элементов: высоковольтного электродвигателя Siemens H-modul мощностью 3,3 МВт; преобразователя частоты Siemens Simovert MV (VFD) мощностью 4,0 МВА; трансформатора Geafol мощностью 4,2 МВА. Внешний вид элементов электроприводов системы динамического позиционирования представлен на рис.1.36.

Асинхронные электродвигатели, входящие в состав АПД, имеют вертикальную конструкцию и водяное охлаждение. Они представляют собой трехфазные асинхронные 6-полюсные машины переменного тока, работающие при напряжении 4,16 кВ. Двигатели имеют степень защиты IP54.

Преобразователи частоты Siemens Simovert MV мощностью 4000 кВА рассчитаны на напряжение 4,16 кВ. В состав преобразователя частоты входят трехуровневые коммутаторы типа активный выпрямитель и автономный инвертор, выполненные на полностью управляемых транзисторах (IGBT). Их применение позволяет обеспечить высокий уровень электромагнитной совместимости преобразователя без дополнительных силовых схем (фильтров, компенсаторов и других устройств). Звено постоянного тока выполнено в виде конденсаторных накопителей. Преобразователи частоты также имеют водяное охлаждение и степень защиты IP54.

На входе каждого преобразователя частоты установлены трансформаторы Geafol, которые имеют мощность 4200 кВА, рассчитанные на напряжение 11 кВ. Их степень защиты IP23. Для выработки электрической энергии на буровой платформе используются девять дизель-генераторов, а электроснабжение электроприводов АПД осуществляется напряжением 11 кВ.

В электроприводе АПД применяется векторное управление с ориентацией по потокоцеплению ротора. Использование векторного управления в сочетании с трехуровневой структурой коммутаторов преобразователя частоты обеспечивает генерацию синусоидальных токов статора асинхронного двигателя без использования выходного фильтра.

Регулирование частоты вращения АПД позволяет подобрать скорость гребного винта в соответствии с определенными условиями. Так, например, можно запустить все шесть движителей для достижения максимальной скорости перемещения при движении от одной буровой площадки до другой, или удерживать платформу в

определенном положении в сложных погодных условиях. Можно также работать в режиме «холостого хода» при одном или двух запущенных двигателях в условиях спокойного моря.

Система автоматизации плавучей платформы включает системы управления технологическими процессами, электропитанием, а также систему динамического позиционирования и систему телекоммуникации. Система управления электропитанием компании Siemens обеспечивает автоматическое управление и мониторинг процессов генерации и распределения электроэнергии платформы. Она включает меры по обеспечению высокого качества электроэнергии. Всесторонний контроль и мониторинг способствуют увеличению потенциала экономии энергии благодаря использованию регулируемых электроприводов.

1.3. Электропривод двигателей плавучего добывающего комплекса корабельного типа

На борту плавучего добывающего комплекса корабельного типа (Floating Production Unit (FPU)) производится переработка газа, а также разделение газа и конденсата. Внешний вид плавучего добывающего комплекса представлен на рис.1.5. Добывающие комплексы аналогичной конструкции используются при освоения Штокмановского месторождения углеводородов.



Рис. 1.5. Внешний вид плавучего добывающего комплекса корабельного типа

Основной технологический процесс включает сепарацию газа, воды и конденсата, с последующей осушкой первого. Обеспечивается откачка конденсата и раздельное нагнетание газа и конденсата в трубопроводы. Передвижение добывающего комплекса возможно благодаря электроприводной гребной установке, структурная схема которой показана на рис.1.6 [7,8].

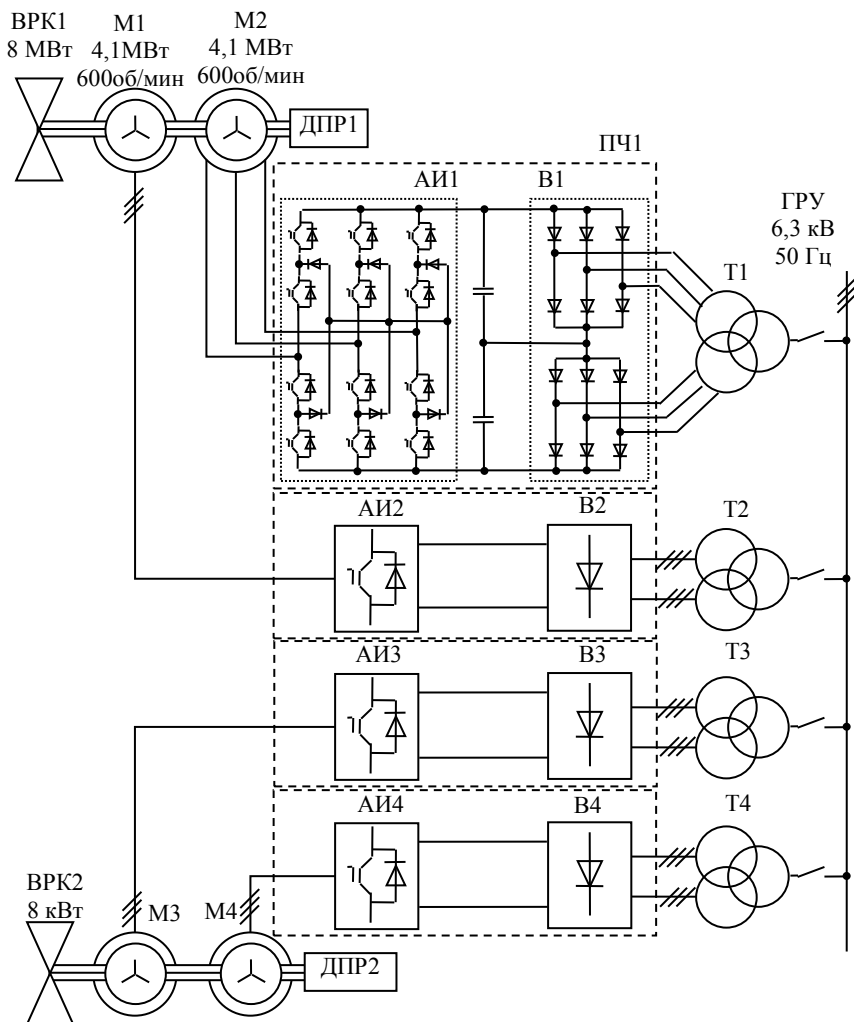


Рис.1.6. Структурная схема гребной установки плавучего добывающего комплекса

В качестве главных источников электроэнергии используются четыре главных дизель-генератора (ГДГ) переменного тока, производства компании «Wartsila» (Финляндия): два синхронных трехфазных генератора мощностью по 6000 кВт и два мощностью по 4500 кВт. Генераторы обеспечивают поддержание напряжения на уровне 6,3 кВ частотой 50 Гц. Частота вращения 750 об/мин.

Главные дизель-генераторы в различных режимах работы судна, например, на ходу и при маневрировании, используются для питания электроприводов гребной установки, подруливающего устройства, общесудовых потребителей, а при стоянке и при спасательных работах - для питания насосов специального пожаротушения, подруливающего устройства и общесудовых потребителей.

Для обеспечения электроэнергией электроприводов гребной установки используется главное распределительное устройство (ГРУ) 6,3 кВ. Компанией производителем такого ГРУ является «Aker Kvaerner Power and Automation Systems» (Норвегия).

В качестве движителей в гребных установках используются две азимутальные винто-рулевые колонки (ВРК), производства компании «Steerprop» (Финляндия). Мощность каждой колонки составляет 8000 кВт. Для привода ВРК используются четыре гребных электродвигателя переменного тока фирмы «Aker Kvaerner Power and Automation Systems». Приводные трехфазные асинхронные электродвигатели имеют номинальную мощность 4100 кВт каждый. Частота вращения 600 об/мин. На каждый вал ВРК установлено по два двигателя, получающих питание от разных секций ГРУ через преобразователи частоты.

Для обеспечения плавного регулирования частоты вращения каждого гребного электродвигателя используются полупроводниковые преобразователи частоты, выполненные по двухзвенной схеме, с емкостным звеном постоянного тока. В состав каждого преобразователя частоты входит трансформатор с двумя вторичными обмотками (Т1). К вторичным обмоткам трансформатора подключен 12-пульсный выпрямитель (В1) с параллельным соединением выпрямительных трехфазных диодных мостов. На выходе преобразователя частоты установлен автономный инвертор (АИ1), выполненный по трехуровневой схеме, на полностью управляемых транзисторах (IGBT). Преобразователь частоты произведен компанией «Aker KvaernerPower and Automation Systems».

Система автоматического регулирования частоты вращения и мощности приводных электродвигателей выполнена на основе векторного алгоритма. Система управления обеспечивает постоянство мощности во всем диапазоне регулирования частоты вращения ВРК от режима швартовки до режима полного хода, а при увеличении нагрузки на винтах сверх располагаемой мощности, частота вращения ВРК снижается вплоть до нулевого значения, при этом, момент на валу не превышает $1,7 M_{ном}$. Кроме того, система обеспечивает ограничение мощности ГДГ при недостаточном запасе мощности в сети 6,3 кВ (при этом учитывается количество работающих ГДГ и мощность, потребляемая судовым оборудованием).

Основным достоинством регулируемого электропривода ВРК на основе асинхронных двигателей, преобразователей частоты и векторных алгоритмов системы автоматического управления заключается в обеспечении высоких динамических характеристик. Кроме того, для автоматического регулирования мощности ГДГ предусмотрена система управления электроэнергетической установкой, являющаяся частью интегрированной системы управления, контроля и сигнализации.

Несмотря на ряд недостатков асинхронных электродвигателей (потери на скольжении, пониженный коэффициент мощности), их использование дает серьезные преимущества по сравнению с синхронными машинами, которые заключаются в следующем: отсутствие оборудования для системы возбуждения (трансформаторы, система управления возбуждением и т.д.); уменьшение массогабаритных характеристик; повышение надежности; упрощение обслуживания при эксплуатации.

1.4. Электроприводные агрегаты для транспортировки углеводородов по континентальным трубопроводам

В приводе насосных агрегатов на нефтеперекачивающих станциях, в настоящее время, используются синхронные и короткозамкнутые асинхронные электродвигатели. В качестве синхронного привода в основном используются высоковольтные электродвигатели типа СТД (мощностью 1250-8000 кВт) и СТДП (мощностью 630-12500 кВт). В асинхронном электроприводе насосных агрегатов используются высоковольтные электродвигатели типа 4АТД (мощностью 500-5000кВт).

В составе электроприводных газоперекачивающих агрегатов (ГПА) на компрессорных станциях используются как синхронные (СТМ-4000, СТД; СТД-12,5; СДГ-12,5; ЭГПА-25; ЭГПА-Ц-6,3), так и асинхронные электрические (АЗ-4500-1500) двигатели различных производителей. Основные преимущества современных электроприводных ГПА, по сравнению с агрегатами других типов (газотурбинными и газомоторными), заключаются в следующем: высокая надежность; минимальные затраты на капитальный ремонт; большой моторесурс узлов и деталей; простота автоматизации и управления (регулирования); экологическая чистота; пожаробезопасность.

В настоящее время, основу электроприводных установок транспортировки углеводородов составляют синхронные двигатели. Основные преимущества электрических машин этого типа заключаются в следующем: обеспечивают возможность работы электропривода с единичным коэффициентом мощности; обладают меньшей чувствительностью к перепаду питающего напряжения; обеспечивают постоянство частоты вращения при изменении нагрузки на валу. С другой стороны, синхронные двигатели обладают рядом недостатков по сравнению с асинхронными, а именно, их конструкция значительно сложнее. Пуск синхронной машины осуществляется в несколько этапов, а силовые управляющие устройства и их алгоритмическое обеспечение сложнее и менее надежное, чем в асинхронных электроприводах.

Электропривод на основе асинхронных электродвигателей превосходит синхронный практически по всем параметрам. Асинхронные двигатели обладают простой конструкцией. В частотно-регулируемом асинхронном электроприводе обеспечивается простота регулирования частоты вращения во время пуска и поддержание ее в установившихся режимах. Единственным минусом асинхронных электроприводов, который не позволял широко использовать его при больших мощностях, более 6000 кВт, низкий коэффициент мощности и отсутствие возможности его регулирования. В настоящее время, этот недостаток полностью компенсирован за счет использования в преобразователях частоты активных выпрямителей.

В процессе транспортировки углеводородов по магистральным трубопроводам требуется осуществлять плавное регулирование давления и напора на выходе центробежного нагнетателя. Наибольшее распространение получили два способа регулирования: дроссе-

лированием (перепуск части транспортируемого сырья с выхода центробежного нагнетателя обратно на вход) и изменением частоты вращения центробежного нагнетателя.

Преимущества второго способа широко известны, главное из которых заключается в снижении потребления электроэнергии пропорционально частоте вращения центробежного нагнетателя. Для регулирования частоты вращения приводного электродвигателя в современных агрегатах используются полупроводниковые преобразователи частоты, которые могут иметь различную топологию и характеристики. К электротехническим комплексам предъявляются самые высокие требования по уровню электромагнитной совместимости и энергетическим характеристикам, которые в значительной степени определяются структурой и эффективностью управления ЭП агрегата.

В настоящее время, производство высокоэффективных электроприводных перекачивающих агрегатов осуществляется по двум компоновочным схемам [9, 10]: с использованием выносного компрессора и электропривода в виде автономного агрегата; с использованием капсулированной компоновки, при которой агрегат создается в виде герметичного блока, в корпусе которого размещен электропривод с магнитным подвесом, а на консольных участках вала ротора двигателя смонтированы рабочие колеса.

В современных электроприводных транспортирующих агрегатах могут использоваться различные топологии. Одними из наиболее распространенных топологий являются: двухтрансформаторная структура и преобразователь частоты с 12-пульсным выпрямителем и трехуровневым инвертором.

Структурная схема двухтрансформаторного преобразователя частоты электропривода центробежного нагнетателя представлена на рис.1.7. В схеме преобразователя осуществляется двойная трансформация напряжения с помощью понижающего (Т1) и повышающего (Т2) высоковольтных трансформаторов. Двойная трансформация позволяет использовать для регулирования частоты относительно низковольтный преобразователь частоты, который выполнен по двухзвенной схеме.

Преобразователи частоты с такой структурой отличаются относительной простотой практической реализации высоковольтного электропривода. Вследствие этого, они наиболее часто применяются

для управления высоковольтными электродвигателями в диапазоне мощностей до 3 МВт. При большей мощности электропривода трансформатор (Т2) вносит существенные искажения в процесс управления электродвигателем. Основными недостатками двухтрансформаторных преобразователей являются высокие массогабаритные характеристики, меньшие по отношению к другим схемам коэффициент полезного действия и надежность.

В составе преобразователя частоты, выполненного по двухтрансформаторной схеме, могут использоваться как диодные неуправляемые, так и активные выпрямители. Автономный инвертор выполнен по трехфазной мостовой схеме на полностью управляемых транзисторах IGBT. На рис. 1.7 приняты следующие обозначения: В – силовой полууправляемый выпрямитель; LC – силовой фильтр звена постоянного напряжения; АИ – автономный инвертор напряжения; ФКУ – фильтрокомпенсирующее устройство; ДР – дроссель.

Преобразователи, выполненные по этой схеме, имеют ограниченный диапазон регулирования частоты вращения электродвигателя. При снижении частоты на выходе преобразователя увеличивается насыщение сердечника и нарушается расчетный режим работы выходного трансформатора (Т2). Поэтому, как показывает практика, диапазон регулирования ограничен в пределах $0,5n_{ном} < n < n_{ном}$. Для расширения диапазона регулирования используют трансформаторы с увеличенным сечением магнитопровода. При увеличении выходной частоты растут потери в сердечнике трансформатора Т2 на перемагничивание и вихревые токи.

Структурная схема другого преобразователя частоты электропривода центробежного нагнетателя представлена на рис.1.8а. Внешний вид агрегата с таким преобразователем частоты представлен на рис.1.8б [11].

Регулирование производительности агрегата осуществляется за счет изменения скорости вращения ротора нагнетателя, соединенного с валом двигателя. Диапазон регулирования скорости вращения: от 50% до 105% (4100 до 8610 об/мин (143.7 Гц)) от номинальной скорости. Параметры двигателя в основных режимах работы приведены в таблице 1.2.

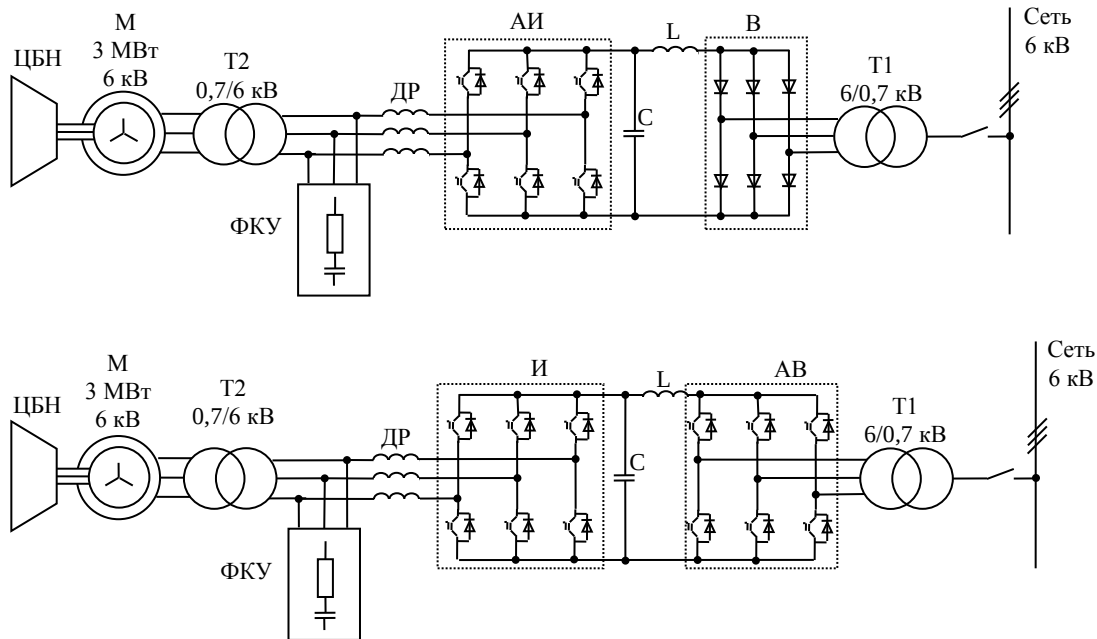


Рис.1.7. Структурные схемы двухтрансформаторных преобразователей частоты электроприводов центробежных нагнетателей

Центробежные нагнетатели природного газа, рассчитанные на конечное давление 5,49 МПа, снабжены сухими газовыми уплотнениями и магнитным подвесом. Преобразователь частоты рассчитан на колебание питающего напряжения от минус 10 до плюс 10 процентов номинального значения по амплитуде и от минус 0,4 до плюс 0,4 Гц по частоте. Температура окружающей среды, при которой допустима эксплуатация преобразователя, находится в пределах от плюс 5 до плюс 40 °С.

Таблица 1.2.

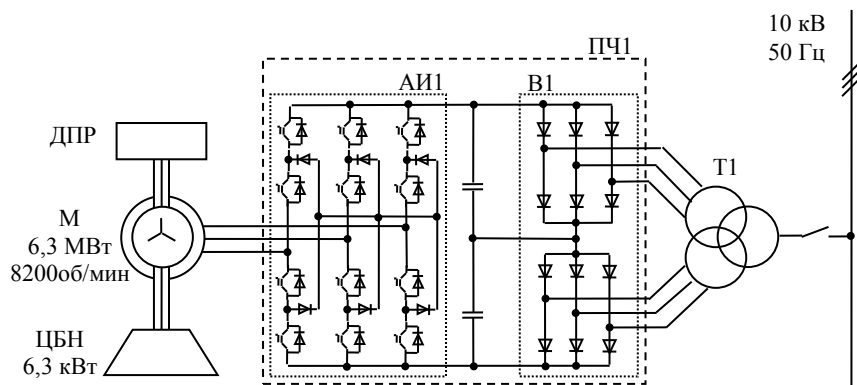
Параметры двигателя
электроприводного газоперекачивающего агрегата

Наименование параметра	Режим максимальной длительной мощности	Режим максимальной длительной скорости	Номинальный режим
Мощность двигателя, кВт	6600	6600	6300
Частота вращения ротора двигателя синхронная, об/мин	8200	8610	8200
Напряжение, В	3300	3300	3300
Ток в фазе, А	1520	1520	1450
Коэффициент мощности двигателя	0,785	0,795	0,785
Частота тока при синхронной частоте вращения, Гц	136,9	143,7	136,9
КПД двигателя	0,97	0,97	0,97
Момент	-	-	7.34

На входе преобразователя частоты с 12-пульсным выпрямителем установлен трехобмоточный трансформатор с двумя вторичными обмотками. На выходе выпрямителя установлено звено постоянного тока, состоящее из высоковольтных конденсаторов. Автономный инвертор выполнен на полностью управляемых транзисторах IGBT.

Преобразователь частоты такого электропривода имеет следующие параметры. Мощность преобразователя номинальная (при частоте 143 Гц) 8700 кВА. Мощность преобразователя максимальная (при частоте 143 Гц) 9150 кВА. Напряжение питания номинальное (12-пульсный выпрямитель, через трансформатор) 2/3АС 1850 В.

Частота напряжения питания номинальная 50 Гц. Выходной ток в фазе номинальный 1524 А. Выходной ток в фазе максимальный 1600 А. Выходное напряжение (трёхуровневая широтно-импульсная модуляция), номинальное 3300 В. Выходная частота 137 Гц. Диапазон регулирования скорости (без датчика) 1:20. Точность поддержания скорости (без датчика) 0,5 %.



а)



б)

Рис.1.8. Структурная схема и внешний вид электропривода газоперекачивающего агрегата

1.5. Подводные электроприводные комплексы для транспортировки углеводородов по шельфовым трубопроводам

Для проектирования, обустройства месторождений и эксплуатации технологических систем добычи, сбора и транспортировки природного газа с шельфовых месторождений требуются огромные капитальные и эксплуатационные вложения.

В настоящее время, для сбора углеводородов на шельфе используют подводные добывающие комплексы, «телом» которых являются манифольды. Манифольд представляет собой закрепленную на морском дне «статическую» конструкцию (не содержащую вращающихся частей), которая объединяет несколько добывающих скважин с помощью подводных промысловых газопроводов. При прохождении через манифольд природный газ очищается от песка и воды и поступает на морскую платформу или транспортное судно, где производятся дополнительные технологические процессы и, дальнейшая транспортировка на берег к перерабатывающему заводу. В Российской Федерации манифольды используют на месторождении «Сахалин-2» в Охотском море на шельфе острова Сахалин в субарктических условиях.

Для снижения затрат на освоение морских месторождений целесообразно использование подводных перекачивающих комплексов на основе регулируемого электропривода для подводного компримирования и транспортировки природного газа.

Использование подводных комплексов позволит обеспечить транспортировку природного газа без использования транспортных судов и минимизирует влияние на хрупкую экосистему Северного Ледовитого океана. Также, обеспечит высокий уровень ресурсосбережения и энергоэффективности процесса освоения месторождений природного газа, за счет экономии топливно-энергетических ресурсов транспортных судов, добывающих платформ и других традиционных технологических комплексов морских месторождений.

Подводный перекачивающий комплекс построен по принципу интеграции различных компонентов в едином корпусе. Так, в подводном перекачивающем комплексе объединена совокупность технических средств (автономного инвертора, электродвигателя, центробежного нагнетателя, микропроцессорных систем связи и диагностики) в едином герметичном корпусе.

Структура подводного перекачивающего комплекса представлена на рис. 1.9 [12]. Его основными элементами являются: приводной регулируемый электродвигатель (3) и один или несколько центробежных нагнетателей (10), интегрированных в единый герметичный корпус (2) и изолированных друг от друга с помощью газодинамических уплотнений (4,5). Электродвигатель и центробежные нагнетатели имеют единый вал (8) с опорами на магнитные подшипники (6,7 и 11). Также, в корпус комплекса интегрированы технические средства регулирования, управления и связи (1). Транспортируемый природный газ подводится и отводится от комплекса по патрубкам (9).

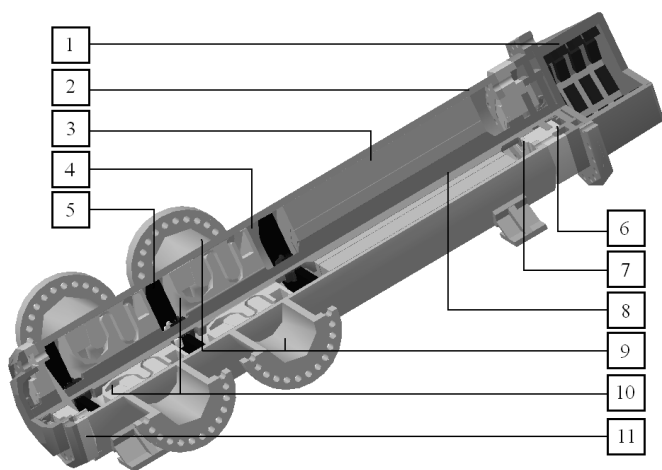
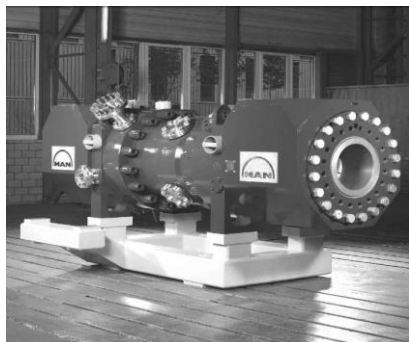


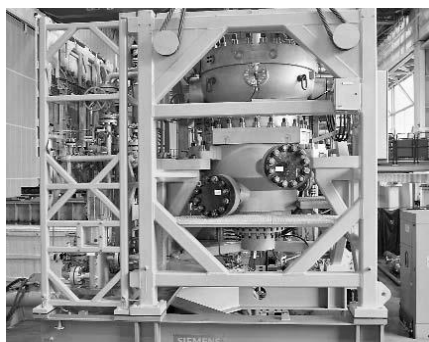
Рис 1.9. Структура подводного перекачивающего комплекса

Мировые нефтегазовые компании, такие как *Shell*, *Exxon*, *Total*, *BP*, *Woodside*, *Statoil* и *Petrobras*, на сегодняшний день, являются лидерами по разработке технических средств подводного компримирования. Первый подводный комплекс был создан компанией *General Electric* мощностью 850 кВт, который был испытан в 1992 году в заводских условиях [13]. В 2001 году *General Electric* и *Aker Kvaerner* в рамках норвежской государственной программы *Demo 2000* были запущены подводные комплексы на 2,5 и 12,5 МВт. Четыре модуля мощностью 12,5 МВт планируется использовать при освоении месторождения *Ormen Lange* в 2016 году.

Разработки в области подводных технических средств ведутся компаниями *MAN* и *Siemens* в рамках проекта компании *Statoil* для месторождения *Asgard*. В Норвегии была испытана установка *MAN Hofim-type* (рис. 1.10а), а в 2009 году проведены испытания компрессора *Siemens ECO-II* (рис. 1.10б) [14].



а) *MAN Turbo's Hofim-type*



б) *Siemens ECO-II*

Рис. 1.10. Внешний вид подводных перекачивающих комплексов

Одним из основных требований к подводным агрегатам является обеспечение высокой надежности функционирования транспортирующего комплекса в подводном положении. Для этого, с целью оптимизации и сокращения элементов подводного комплекса, электропривод может иметь структуру, представленную на рис. 1.11.

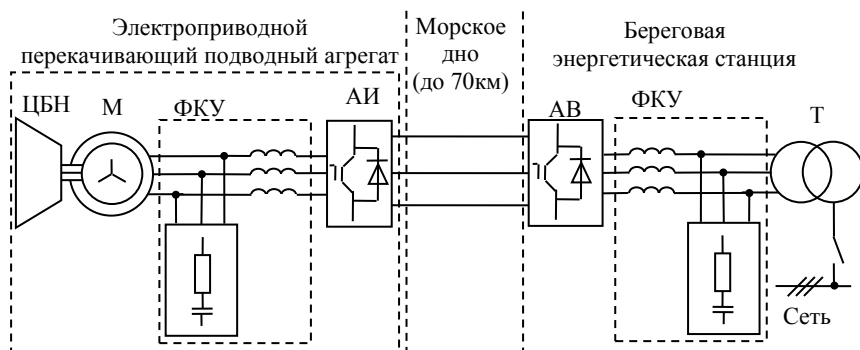


Рис. 1.11. Структура электропривода подводного перекачивающего агрегата

Основной особенностью электроприводов таких агрегатов является то, что высоковольтный активный выпрямитель, входящий в состав преобразователя частоты, расположен на береговой энергетической станции и, таким образом, вынесен из подводной части агрегата, что повышает его надежность. Высоковольтный автономный инвертор, электродвигатель и центробежный нагнетатель размещены непосредственно на морском дне. Электроснабжение автономного инвертора осуществляется по высоковольтной линии постоянного тока (High-voltage direct current - HVDC), проложенной по морскому дну.

1.6. Электропривод механизмов экскаваторно-транспортного комплекса (карьерных экскаваторов и самосвалов)

Внешний вид экскаватора ЭКГ-32 представлен на рис. 1.12. Структурная схема электрического привода экскаватора ЭКГ-32 представлена на рис. 1.13 [13-18]. Комплект электрооборудования электропривода переменного тока экскаватора ЭКГ-32 обеспечивает питание, управление и защиту двигателей и другого оборудования, главных и вспомогательных механизмов карьерного экскаватора с объемом ковша 32 м³.



Рис. 1.12. Внешний вид экскаватора ЭКГ-32.

Электропривод выполнен на основе асинхронных двигателей и содержит в своем составе два привода хода, два привода подъема и один привод поворота. Электроснабжение и управление электрическими двигателями осуществляется с помощью автономных инверторов, выполненных по трехфазной мостовой схеме. На входе преобразователя частоты установлены активные выпрямители.

Такая схема электропривода, по сравнению с системой электропривода, выполненного на основе двигателей постоянного тока, например, на экскаваторах ЭКГ 5 и ЭКГ 10, значительно повышает надежность привода, увеличивает его КПД, улучшает динамические характеристики и снижает энергопотребление.

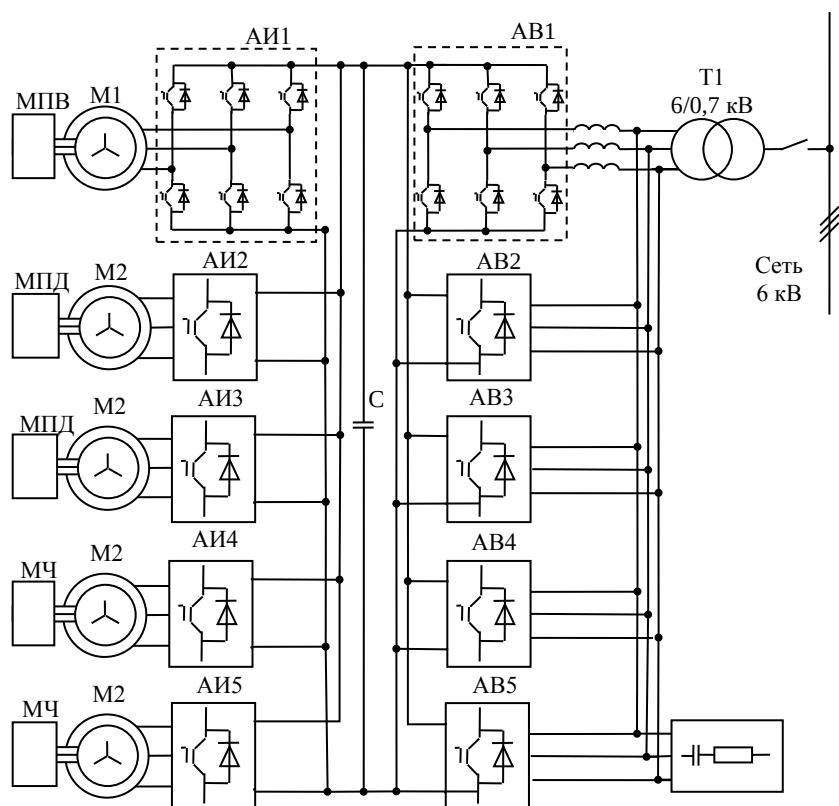


Рис. 1.13. Структурная схема электропривода главных механизмов экскаватора ЭКГ – 32

Электропривод главных механизмов выполнен на основе асинхронных электродвигателей марок: АДРЭ-С 850-6 УХЛ2; АДРВЭ-С 450-6 УХЛ2; АДРЭ-400-6 УХЛ1, АДРЭ-С 400-6 УХЛ1. Электропривод обеспечивает нормальную работу главных механизмов экскаватора при следующих нормах качества электрической питающей сети: отклонение питающего напряжения в пределах $\pm 10\%$ от номинального; отклонение частоты напряжения $\pm 3\%$ от номинальной; провалы напряжения до 30% амплитудного значения и шириной до 10 электрических градусов; коэффициент несинусоидальности напряжения не более 5% . Основные параметры электропривода приведены в таблице 1.3.

Таблица 1.3.

Основные параметры электропривода главных механизмов

Наименование параметра	Значение
Номинальная потребляемая мощность, кВА	2000
Число фаз питающей сети	3
Номинальное напряжение питания, кВ	6
Частота напряжения питания, Гц	50

Карьерные самосвалы компании «БелАЗ» имеют грузоподъемность до 450 т и являются одними из самых больших самосвалов в мире. Отличительной особенностью машин этого типа является применение в движителях мотор-колес, на основе электропривода переменного тока. Внешний вид самосвала «БелАЗ» представлен на рис. 1.14 [13, 14].

Электропривод мотор-колес предназначен для обеспечения тягового, тормозного и стояночного режимов автосамосвала «БелАЗ» грузоподъемностью 360 тонн. В комплект электропривода входит: шкаф управления с системой диагностики; тяговые двигатели ТАД-8 (2 шт.); тяговый генератор ГСТ-2450; преобразователь частоты. Структурная схема электропривода мотор-колес представлена на рис. 1.15. При этом, в структуре электропривода мотор-колес самосвала, возможно применение активного выпрямителя вместо 12-пульсного выпрямителя. Это обеспечит более эффективную работу всей электроэнергетической установки.



Рис. 1.14. Внешний вид самосвала «БелАз»

Выработка электроэнергии для всего самосвала осуществляется с помощью синхронных генераторов мощностью 2450 кВт. В состав преобразователя частоты входит 12-пульсный выпрямитель, выполненный на высоковольтных диодах. Выпрямленное напряжение на выходе разделяется двумя конденсаторами равной емкости, между которыми выпрямленное напряжение разделяется равномерно и формируются контакты подключения автономных инверторов.

Автономные инверторы выполнены по трехфазной мостовой схеме на полностью управляемых транзисторах большой мощности. Управление транзисторными ключами автономного инвертора осуществляется по ШИМ алгоритму. Схема управления режимами работы электродвигателей построена по векторному принципу. Особенности режимов работы привода заключается в экстремальных условиях эксплуатации с ударными нагрузками. В следствии чего возникает необходимость обеспечения максимального быстродействия системы управления электроприводом для обеспечения эффективной работы шасси самосвала. Технические характеристики электропривода мотор-колес представлены в таблице 1.4.

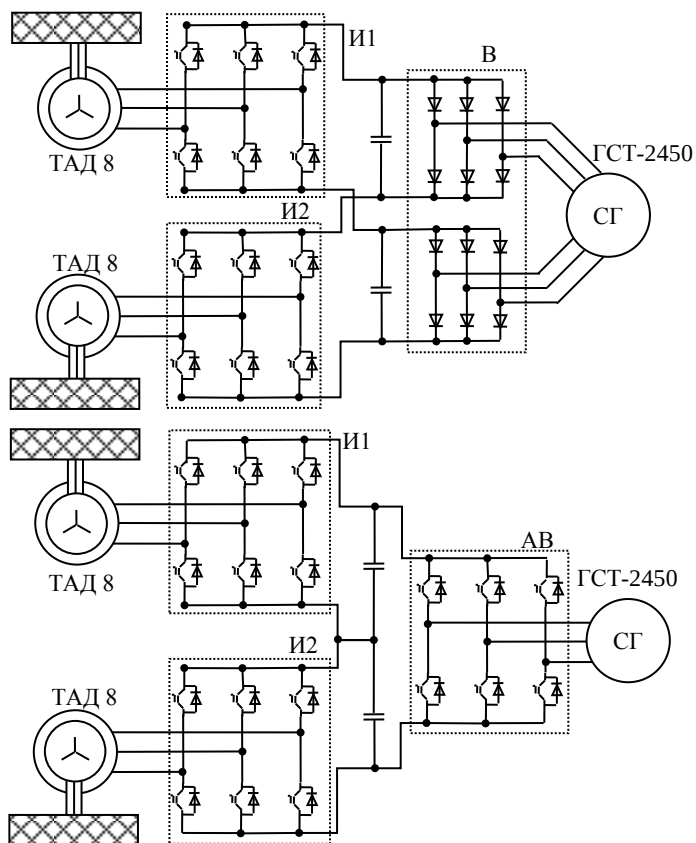


Рис. 1.15 Схема электропривода мотор-колеса самосвала «БелАЗ»

Таблица 1.4.

Технические характеристики электропривода мотор-колес

Наименование параметра	Значение
Номинальная мощность электродвигателя, кВт	970
Номинальная мощность генератора, кВт	2450
Частота вращения электродвигателя, об/мин	610/3420
Режим работы	S1 (продолжительный)

1.7. Электропривод механизмов забойных горных машин (проходческих и очистных комбайнов)

На рис.1.16 приведен внешний вид проходческих (справа) и очистных (слева) комбайнов компании Fatig (Польша): в рабочих условиях (сверху); на заводе изготовителя (снизу).

Очистной комплекс содержит следующие элементы: горный очистной комбайн FS 200; механизированную крепь ФАЗОС 10/20-2х2340; крепь для сопряжения, предназначенную для использования в подлажном штреке; укомплектованный лавный конвейер FFC-750 с угледробилкой; укомплектованную поворотную станцию ленточного конвейера; установку высокого давления для питания механизированной лавной крепи; комплект электрооборудования с системой визуализации. Очистной комбайн обеспечивает работу в пластах угля высотой от 1,3 до 1,9 м.

Проходческий комбайн R-2000 предназначен для проведения подземных горных выработок путём механизированного разрушения полезного ископаемого (каменного угля) и/или пустых пород, характеризующихся удельной сопротивляемостью сжатию до 110 МПа и погрузки отбитого материала на шахтные транспортные средства. Максимальное поперечное сечение выработки 34,1 м². Максимальная высота проводимой выработки 4815 мм. Максимальная ширина проводимой выработки 7200 мм.

Условия эксплуатации электроприводов горно-шахтного оборудования имеют специфические особенности, главным образом связанные с ограниченной мощностью, сложностью системы электроснабжения, с динамичной нагрузкой, изменяющейся в широких пределах, и с ограниченными габаритами, предоставляемыми для электрооборудования на подвижных механизмах.

Основные требования к электроприводу забойных горных машин можно сформулировать следующим образом: безопасность; надежность; высокая управляемость моментом электродвигателя при нулевой и на малых скоростях вращения вала; высокий пусковой момент электродвигателя для быстрого разгона; торможение электродвигателя с рекуперацией энергии; реверс электродвигателя; минимальные потери электроэнергии; минимальное потребление реактивной мощности электроприводом; минимальная стоимость и быстрая окупаемость затрат на электропривод.

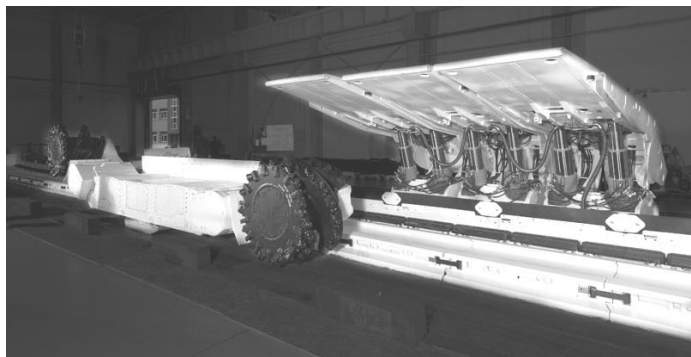


Рис. 1.16. Очистные и проходческие комбайны

Технические характеристики асинхронных двигателей электроприводов, рассмотренных выше проходческих и очистных комбайнов, приведены в таблицах 1.5 и 1.6.

Таблица 1.5.

Технические характеристики электродвигателей очистного комбайна

Наименование параметра	Значение
Номинальная мощность электродвигателя, кВт	250
Частота вращения вала электродвигателя, об/мин	1480
Номинальное напряжение, В	1140
Частота питающего напряжения, Гц	50
Номинальный ток статора, А	159
Коэффициент мощности	0,84
Режим работы	S1 (продолжительный)
Класс изоляции	Н
IP	55

Таблица 1.6.

Технические характеристики электродвигателей проходческого комбайна

Наименование параметра	Значение
Номинальная мощность электродвигателя, кВт	51
Частота вращения вала электродвигателя, об/мин	1483
Номинальное напряжение, В	500/1000
Частота питающего напряжения, Гц	50
Номинальный ток статора, А	75/35
Коэффициент мощности	0,91
Режим работы	S1 (продолжительный)
Класс изоляции	F
IP	55

Для управления электродвигателями (рис.1.17а) приводов рассмотренного очистного комбайна используется преобразователь частоты NXP компании Vacon. Смонтированный вид преобразователя частоты в раме очистного комбайна представлена на рис.1.17б.

Мощность преобразователя частоты 400 кВт, напряжение 380 В. Перегрузочная способность до 150%.

Для управления приводным асинхронным электродвигателем используется векторный алгоритм управления с замкнутым конту-

ром скорости. Степень защиты корпуса преобразователя IP 54. Преобразователь обеспечивает защиту двигателя от короткого замыкания, перегрузки и заклинивания. Обеспечивает возможность пуска с определением направления и скорости вращения двигателя. Торможение постоянным током.



а)



б)

Рис. 1.17. Внешний вид приводных асинхронных двигателей и преобразователя частоты очистного комбайна

Структура силовой части преобразователя частоты электропривода очистного комбайна приведена на рис.1.18. Преобразователь частоты состоит из следующих основных элементов: входных дросселей (ВД); диодного выпрямителя (В); тормозных прерывателя (ТП) и сопротивления; инвертора (И); асинхронного двигателя (АД).

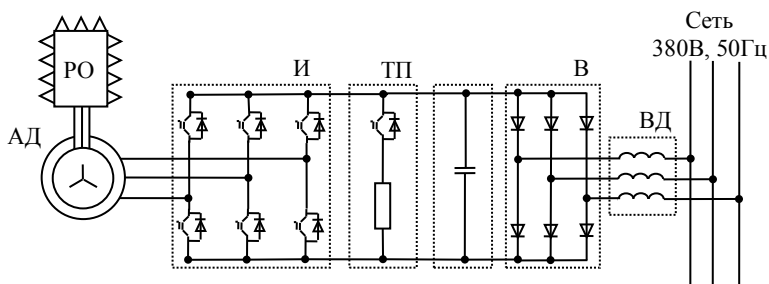


Рис. 1.18. Структурная схема электропривода очистного комбайна

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ОБЪЕКТОВ И ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ МИНЕРАЛЬНО-СЫРЬЕВЫХ РЕСУРСОВ

2.1. Структура библиотек MatLab Simulink и SimPowerSystems

Программа MatLab представляет собой высокоуровневый технический вычислительный язык и интерактивную среду для разработки алгоритмов, визуализации и анализа данных, числовых расчетов.

Программа MatLab состоит из большого количества библиотек для моделирования различных технических объектов. Для моделирования электротехнических систем использовались блоки библиотек Simulink и SimPowerSystems.

Библиотека Simulink содержит следующие основные разделы:

- Continuous – линейные блоки;
- Discrete – дискретные блоки;
- Functions & Tables – функции и таблицы;
- Math – блоки математических операций;
- Nonlinear – нелинейные блоки;
- Signals & Systems – сигналы и системы;
- Sinks – регистрирующие устройства;
- Sources – источники сигналов и воздействий;
- Subsystems – блоки подсистем.

В состав библиотеки SimPowerSystems входят следующие разделы:

- Electrical Sources – источники электрической энергии;
- Connectors – соединители;
- Measurements – измерительные и контрольные устройства;
- Elements – электротехнические элементы;
- Power Electronics – устройства силовой электроники;
- Machines – электрические машины;
- Powerlib Extras – дополнительные устройства.

Эти библиотеки подробно описаны в следующей литературе [15], [16],[17],[18],[19].

Используя блоки пакетов SimPowerSystems и Simulink, можно создавать имитационные модели электротехнических систем и исследовать их режимы работы.

Ниже будут рассмотрены некоторые блоки библиотеки SimPowerSystems, которые составляют силовую часть электротехнических систем объектов и технических средств минерально-сырьевых ресурсов.

2.2. Имитационные модели библиотеки MatLab SimPowerSystems (стандартные блоки силовых элементов)

Блок «Powergui» - Графический интерфейс пользователя.

Блок является инструментом графического интерфейса пользователя и обеспечивает решение следующих задач:

- расчет схемы комплексным методом;
- расчет установившегося режима;
- дискретизация модели;
- задание начальных условий;
- инициализация трехфазных схем, содержащих электрические машины, таким образом, чтобы расчет начался с установившегося режима;
- анализ схемы с помощью инструмента Simulink LTI-Viewer;
- определение полного сопротивления (импеданса) цепи;
- выполнение гармонического анализа;
- создание отчета;
- создание файла характеристик намагничивания для модели нелинейного трансформатора.

Блок «AC Voltage Source» - Идеальный источник переменного напряжения. Блок моделирует работу идеального источника синусоидального напряжения с постоянной амплитудой. Параметры блока приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1.

Параметры блока «AC Voltage Source»

Parameter	Параметр
Peak Amplitude (V)	Амплитуда (В)
Phase (deg)	Фаза (град). Начальная фаза
Frequency (Hz)	Частота (Гц). Частота источника
Sample time	Шаг дискретизации
Measurements	Измеряемые переменные

Блок «3-Phase Programmable Voltage Source» - Трехфазный программируемый источник напряжения. Вырабатывает трехфазную систему напряжений с программируемыми во времени изменениями амплитуды, фазы, частоты, а также гармонического состава. Параметры блока приведены в таблице 2.2.

Таблица 2.2.

Параметры блока «3-Phase Programmable Voltage Source»

Parameter	Параметр
Positive-sequence: Amplitude (Vrms Ph-Ph) Phase (degrees) Freq. (Hz)	Прямая последовательность: амплитуда фаз (градусы); частота (Гц)
Time variation of:	Изменение во времени: none (нет); amplitude (амплитуда); phase (фаза); frequency (частота)
Type of variation:	Способ изменения: step (ступенчатое изменение); ramp (линейное изменение); modulation (модуляция); table (таблица)
Step magnitude	Уровень ступенчатого сигнала
Rate of change (value/s)	Скорость изменения (величина/с)
Amplitude of the modulation:	Амплитуда модуляции
Frequency of the modulation (Hz):	Частота модуляции (Гц)
Variation timing (s): Start End	Время действия изменения (с): начало; конец
Fundamental and/or Harmonic generation	Наложение прямой, обратной или нулевой последовательности и/или высших гармоник
A: order(n); fmplitude; phase (degrees)	A: гармоника (n); амплитуда; фаза (град)
B: order(n); amplitude phase(degrees)	B: гармоника (n); амплитуда; фаза (град)
Harmonic timing (s): Start; End	Время действия гармоники (с):начало; конец

Блок «Series RLC Branch» - Последовательная RLC-цепь. Блок моделирует последовательное включение резистора, индуктивности и конденсатора. Параметры блока приведены в таблице 2.3.

Таблица 2.3.

Параметры блока «Series RLC Branch»

Parameter	Параметр
Resistance R (Ohms)	Сопротивление (Ом)
Inductance L (H)	Индуктивность (Гн)
Capacitance C (F)	Емкость (Ф)
Measurements	Измеряемые переменные

Блок «Three-phase Transformer (Two Windings)» - Трехфазный двухобмоточный трансформатор. Блок моделирует двухоб-

моточный трехфазный трансформатор. Модель построена на основе трех однофазных трансформаторов. В модели может учитываться нелинейность характеристики намагничивания материала сердечника. Активные сопротивления и индуктивности обмоток, а также параметры цепи намагничивания задаются в относительных единицах аналогично модели линейного трансформатора. Характеристика намагничивания задается аналогично модели нелинейного трансформатора. Параметры блока приведены в таблице 2.4.

Таблица 2.4.

Параметры блока «Three-phase Transformer (Two Windings)»

Parameter	Параметр
Nominal power and fr. Pn(VA) fn(Hz)	Номинальная мощность (ВА) и частота (Гц)
Winding 1 (ABC) connection: Y; Yn; Yg; D1; D11	Схема соединения первичной обмотки: Y – звезда; Yn – звезда с нейтралью; Yg – звезда с заземленной нейтралью; D1 – треугольник с опережением в 300 эл. град.; D11 – треугольник с отставанием на 300 эл. град.
Winding 1 parameters: V1 Ph-Ph(V); R1(pu); L1(pu)	Параметры первичной обмотки: линейное напряжение (В); активное сопротивление обмотки (о.е.); индуктивность обмотки (о.е.)
Winding 2 (abc) connection Y; Yn; Yg; D1; D11	Схема соединения вторичной обмотки (то же, что и для первичной обмотки)
Winding 2 parameters U2 Ph-Ph(V); R2(pu), L2(pu)	Параметры вторичной обмотки: (то же, что и для первичной обмотки)
Saturable core	Насыщающийся сердечник
Magnetization resistance Rm(pu)	Сопротивление цепи намагничивания (о.е.)
Magnetization inductance Lm(pu)	Индуктивность цепи намагничивания (о.е.)
Saturation characteristic (pu)	Характеристика насыщения сердечника
Simulate hysteresis	Учет гистерезиса
Hysteresis Data Mat file	Имя файла данных, содержащего гистерезисную характеристику
Specify initial fluxes	Начальные потоки для фаз ABC (параметр доступен при моделировании нелинейного трансформатора)
Measurements	Измеряемые переменные

Блок «Three-phase Transformer (Three Windings)» - Трехфазный трехобмоточный трансформатор. Блок моделирует трехобмоточный трехфазный трансформатор. Модель построена на

основе трех однофазных трансформаторов. В модели может учитываться нелинейность характеристики намагничивания материала сердечника. Параметры блока приведены в таблице 2.5.

Таблица 2.5.

Параметры блока «Three-phase Transformer (Three Windings)»

Parameter	Параметр
Port configuration:	Конфигурация портов: ABC as input terminals – ABC являются входными; ABC as output terminals–ABC являются выходными
Nominal power and frequency Pn(VA); fn(Hz)	Номинальная мощность (ВА) и частота (Гц)
Winding 1 (ABC) connection: Y; Yn; Yg; D1; D11	Схема соединения первой обмотки (то же, что для первичной обмотки трехфазного двухобмоточного трансформатора)
Winding parameters V1 Ph-Ph(V), R1(pu), L1(pu)	Параметры первой обмотки: линейное напряжение (В); активное сопротивление обмотки (о.е.); индуктивность обмотки (о.е.)
Winding 2 (abc) connection	Схема соединения второй обмотки (то же, что и для первичной обмотки)
Winding parameters U2 Ph-Ph(V), R2(pu), L2(pu)	Параметры второй обмотки: (то же, что и для первичной обмотки)
Winding 3 (abc) connection	Схема соединения третьей обмотки (то же, что и для первичной обмотки)
Winding parameters U3 Ph-Ph(V); R2(pu); L2(pu)	Параметры третьей обмотки (то же, что и для первичной обмотки)
Saturable core	Насыщающийся сердечник
Magnetization resistance Rm(pu)	Сопротивление цепи намагничивания (о.е.)
Magnetization inductance Lm(pu)	Индуктивность цепи намагничивания (о.е.)
Saturation characteristic (pu)	Характеристика насыщения сердечника
Simulate hysteresis	Учет гистерезиса
Hysteresis Data Mat file	Имя файла данных, содержащего гистерезисную характеристику
Specify initial fluxes	Начальные потоки для фаз ABC
Measurements	Измеряемые переменные

Блок «Asynchronous Machine» - Асинхронная машина. Блок моделирует асинхронную электрическую машину в двигательном или генераторном режимах. Режим работы определяется знаком электромагнитного момента машины. Порты модели A, B и C являются выводами статорной обмотки машины, а порты a, b и c - обмотки ротора машины. Порт Tm предназначен для подачи момента

сопротивления движению. На выходном порту m формируется векторный сигнал, состоящий из 21 элемента: токов, потоков и напряжений ротора и статора в неподвижной и вращающейся системах координат, электромагнитного момента, скорости вращения вала, а также его углового положения. Для удобства извлечения переменных машины из вектора в библиотеке Sim Power Systems предусмотрен блок Machines Measurement Demux. Модель асинхронной машины включает в себя модель электрической части, представленной моделью пространства состояний четвертого порядка и модель механической части в виде системы второго порядка. Параметры блока приведены в таблице 2.6.

Таблица 2.6.

Параметры блока «Asynchronous Machine»

Parameter	Параметр
Rotor type: squirrel-cage; wound	Тип ротора: короткозамкнутый ротор; фазный ротор
Reference frame:	Система координат: rotor (неподвижная относительно ротора); stationary (неподвижная относительно статора); synchronous (вращающаяся вместе с полем)
Nom. power, L-L volt. and freq. : Pn (VA); Un (V); fn (Hz)	Номинальная мощность Pn (ВА), действующее линейное напряжение Un (В), номинальная частота fn (Гц)
Stator Rs (Ohm) Lls (H)	Сопротивление Rs (Ом) и индуктивность Ls (Гн) статора
Rotor Rr (Ohm) Llr' (H)	Сопротивление Rs (Ом) и индуктивность Ls (Гн) ротора
Mutual inductance Lm (H)	Взаимная индуктивность (Гн)
Inertia, friction factor and pairs of poles: J(kg*m ²), F(N*m*s), p	Момент инерции J (кг·м ²), коэффициент трения F (Н·м·с), число пар полюсов (p)
Initial conditions: s; th(deg); isa, isb, isc(A); phA, phB, phC(deg):	Начальные условия: s – скольжение; th - фаза (град.); isa, isb, isc - начальные значения токов статора (А); phA, phB, phC - начальные фазы токов статора (град.)

Блок «Universal Bridge» - Универсальный мост. Блок моделирует работу полупроводникового моста. Модель позволяет выбирать количество плеч моста (от 1 до 3), вид полупроводниковых приборов (диоды, тиристоры, идеальные ключи, а также полностью

управляемые тиристоры, IGBT и MOSFET транзисторы, шунтированные обратными диодами). В модели можно также выбрать вид зажимов А, В и С). Параметры блока приведены в таблице 2.7.

Таблица 2.7.

Параметры блока «Universal Bridge»

Parameter	Параметр
Number of bridge arms	Число плеч моста (выбирается из списка: 1, 2 или 3)
Port configuration: ABC as input terminals; ABC as output terminals	Конфигурация портов зажимы А, В и С являются входными; зажимы А, В и С являются выходными
Snubber resistance Rs (Ohm)	Сопrotивление демпфирующей цепи (Ом)
Snubber capacitance Cs (F)	Емкость демпфирующей цепи (Ф)
Power Electronic device: Diodes; Thyristors; GTO / Diodes; MOSFET / Diodes - MOSFET IGBT / Diodes – IGBT Ideal Switches	Вид полупроводниковых устройств моста: диоды; тиристоры; полностью управляемые тиристоры, шунтированные обратными диодами; транзисторы, шунтированные обратными диодами; идеальные ключи
Measurements: none; device voltages; device currents; UAB UBC UCA UDC volt; all voltages and currents	Измеряемые переменные: нет переменных для отображения; напряжения на полупроводниковых устройствах; токи полупроводниковых устройств; напряжения на зажимах моста; все напряжения и токи моста

Блок «Three-Level Bridge» - Трехуровневый мост. Блок моделирует работу трехуровневого моста. Модель также позволяет выбирать количество плеч моста (от 1 до 3) и вид полупроводниковых приборов. В модели можно также выбрать режим работы (выпрямительный или инверторный). Параметры блока приведены в таблице 2.8.

Таблица 2.8.

Параметры блока «Three-Level Bridge»

Parameter	Параметр
Number of bridge arms	Число плеч моста (выбирается из списка: 1, 2 или 3)
Port configuration	Конфигурация портов (то же, что для универсального моста)
Snubber resistance Rs (Ohm)	Сопrotивление демпфирующей цепи (Ом)
Snubber capacitance Cs (F)	Емкость демпфирующей цепи (Ф)
Power Electronic device	Вид полупроводниковых устройств моста (то же, что для универсального моста)

2.3. Имитационные модели полупроводниковых выпрямителей (неуправляемых и управляемых)

Полупроводниковый выпрямитель можно представить в виде структурной схемы, как на рис. 2.1, в которую входят: силовой трансформатор (СТ), полупроводниковый выпрямитель (ПВ), фильтр (Ф), электрическая нагрузка (Н).

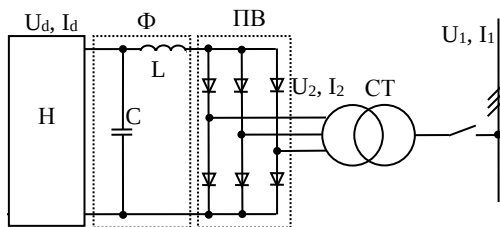


Рис. 2.1. Структурная схема выпрямителя.

Силовой трансформатор обеспечивает согласование уровней напряжений сети электроснабжения и входного напряжения полупроводникового выпрямителя. Другой функцией трансформатора является обеспечение гальванической развязки полупроводникового блока и сети электроснабжения. Активные выпрямители могут строиться по бестрансформаторной схеме, в которых выпрямительный блок присоединяется непосредственно к питающей сети через дроссели.

Полупроводниковый выпрямитель обеспечивает непосредственное выпрямление напряжения и тока. В качестве полупроводниковых ключей могут использоваться неуправляемые диоды, транзисторы с естественной коммутацией или полностью управляемые транзисторы.

Фильтр, установленный на выходе полупроводникового выпрямителя, обеспечивает требуемый уровень пульсаций выпрямленного тока в цепи нагрузки. Фильтр может строиться на основе резисторов, дросселей и конденсаторов.

Шестипульсный диодный выпрямитель (6-пульсный выпрямитель). Схема имитационной модели 6-пульсного выпрямителя представлена на рис.2.2. Она состоит из трех источников пере-

менного напряжения (U_a , U_b , U_c), трехфазного трансформатора (Three-phase Transformer), первичная и вторичная обмотки которого соединены треугольником, трехфазного выпрямителя (Diode bridge), выполненного на полупроводниковых диодах, и нагрузки (RL).

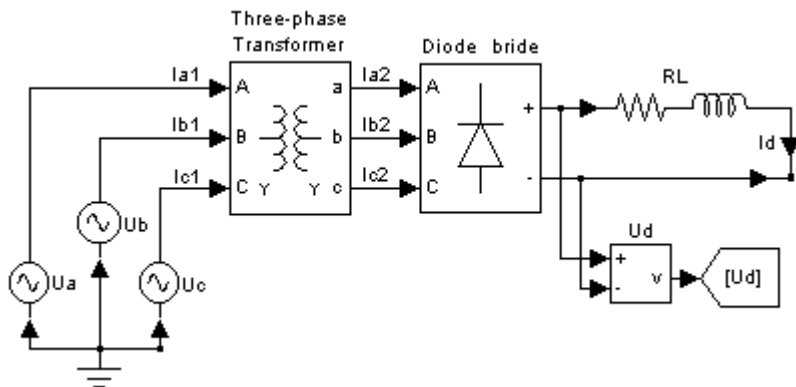


Рис.2.2. Схема имитационной модели 6-пульсного выпрямителя

При выполнении моделирования приняты следующие параметры системы: амплитудные значения фазных напряжений источников питания $U_{am}=U_{bm}=U_{cm}=0.577$ В; частота напряжения $f=50$ Гц; коэффициент трансформации трехфазного трансформатора $k_T=1$; активное сопротивление нагрузки и индуктивность $R=1000$ Ом, $L=1$ мГн. Остальные параметры трехфазного трансформатора и диодного выпрямителя установлены по умолчанию.

Результаты имитационного моделирования 6-пульсного выпрямителя с помощью представленной модели приведены на рис.2.3а в виде диаграмм токов и напряжений выпрямителя при работе в установившемся режиме. Анализ полученных результатов приведен в таблице 2.9.

При имитационном моделировании 6-пульсного выпрямителя учитываются следующие переменные: выпрямленное напряжение и ток (U_d , I_d); токи первичных и вторичных обмоток трансформатора (I_{a1} , I_{b1} , I_{c1} , I_{a2} , I_{b2} , I_{c2}); линейные напряжения вторичной цепи трансформатора (U_{ab} , U_{bc} , U_{ca}). Также, на рис.2.3а приведен спектральный состав тока, потребляемого 6-пульсным выпрямителем от источника.

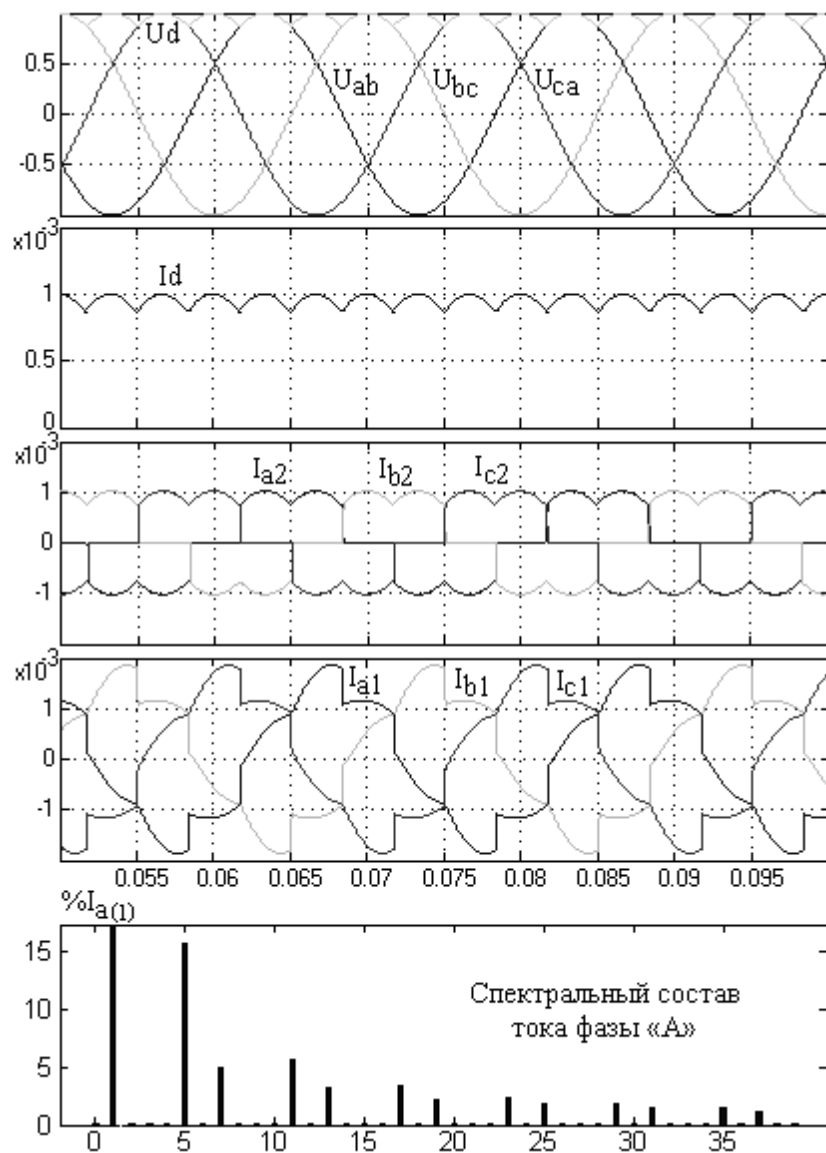


Рис.2.3а. Токи и напряжения 6-пульсного выпрямителя

Таблица 2.9

Анализ полученных результатов моделирования
6-пульсного выпрямителя

Сеть электроснабжения		
Фазное напряжение (действующее), В		0.408
Линейное напряжение (действующее), В		0,7071
Ток фазы «А» (действующий), А		1.15·10 ⁻³
Искажение синусоидальности тока фазы «А»		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 18,77 %
50	100	
250	15,85	
350	4,98	
550	5,61	
650	3,19	
850	3,38	
950	2,27	
1150	2,41	
Трансформатор		
Фазное напряжение вторичной цепи (действующее), В		0.408
Линейное напряжение вторичной цепи (действующее), В		0,7071
Ток фазы «А» вторичной цепи (действующий), А		0,707·10 ⁻³
Искажение синусоидальности тока фазы «А» вторичной цепи		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 29,76%
50	100	
250	25,13	
350	7,89	
550	8,9	
650	4,98	
850	5,36	
950	3,59	
1150	3,82	
Нагрузка		
Выпрямленное напряжение (среднее), В		0,95
Выпрямленный ток (средний), А		0.95·10 ⁻³

На рис.2.36 приведены графики, полученные в результате имитационного моделирования 6-пульсного выпрямителя, и в результате натурного эксперимента. Из графиков видно, что пакет прикладных программ Mat Lab обеспечивает высокую степень схожести результатов моделирования с результатами экспериментов, проводимых на реальных объектах. Это подтверждает адекватность математических моделей, используемых в MatLab для моделирования электромагнитных процессов, протекающих в полупроводниковых преобразователях. Алгоритм проверки адекватности математической модели приведен в Приложении А.

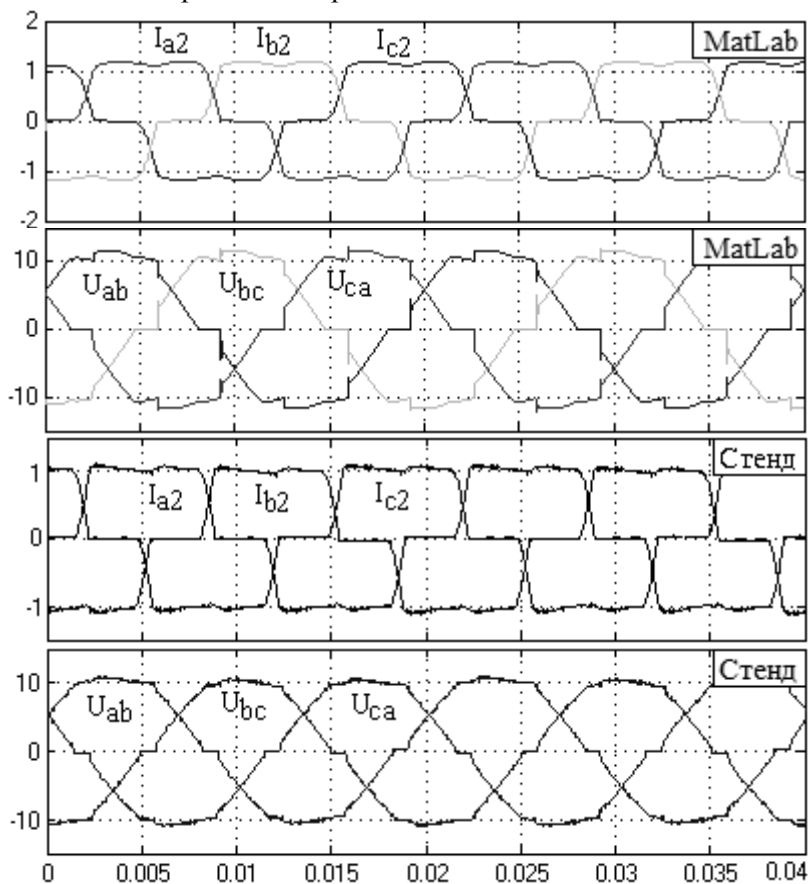


Рис.2.36. Токи и напряжения 6-пульсного выпрямителя, полученные в Mat Lab и в экспериментах

Двенадцатипульсный (12-пульсный) диодный выпрямитель с последовательным соединением мостов. Полупроводниковые преобразователи с 12-пульсными выпрямителями используются для снижения искажения напряжения питающей сети и снижения уровня пульсаций выпрямленного напряжения. В большинстве случаев для обеспечения 12-пульсного режима работы выпрямителей используются трансформаторы с двумя трехфазными вторичными обмотками, одна из которых соединена в звезду, другая – в треугольник. При этом системы трехфазных напряжений на выходе вторичных обмоток сдвинуты относительно друг друга на 30 эл. град.

Схема имитационной модели 12-пульсного выпрямителя с последовательным соединением мостов, реализованная в Matlab, представлена на рис.2.4.

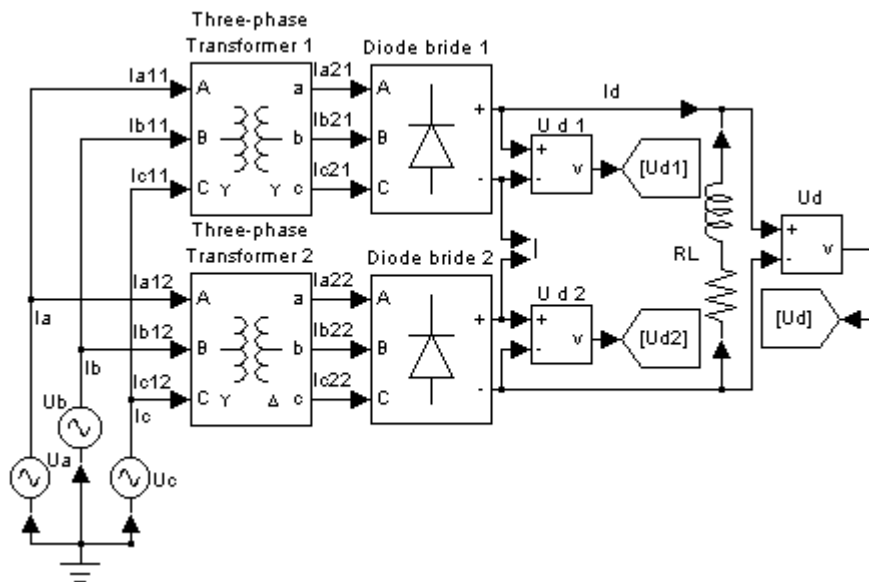


Рис. 2.4. Схема имитационной модели 12-пульсного выпрямителя с последовательным соединением мостов

Она состоит из трех однофазных источников переменного напряжения (U_a , U_b , U_c), которые образуют трехфазную систему питания. Трехфазный трансформатор с двумя вторичными обмотками

заменен на эквивалентные ему два трехфазных трансформатора. Вторичная обмотка первого трансформатора (Three-phase Transformer 1) соединена звездой, второго трансформатора (Three-phase Transformer 2) - треугольником. Такая структура модели позволяет считать как общий ток, потребляемый 12-пульсным выпрямителем, так и ток, потребляемый каждым диодным мостом. К вторичным цепям трансформаторов подключены трехфазные мостовые выпрямители (Diode bridge 1, Diode bridge 2). Нагрузка выпрямителя выполнена в виде RL цепочки.

Для выполнения имитационного моделирования установлены следующие параметры модели 12-пульсного выпрямителя. Амплитудные значения фазных напряжений источников питания $U_{am}=U_{bm}=U_{cm}=0.577$ В. Частота напряжения $f=50$ Гц. Коэффициенты трансформации трехфазных трансформаторов $k_T=1$. Активное сопротивление нагрузки и индуктивность $R=1000$ Ом, $L=1$ мГн. Остальные параметры элементов имитационной модели установлены по умолчанию.

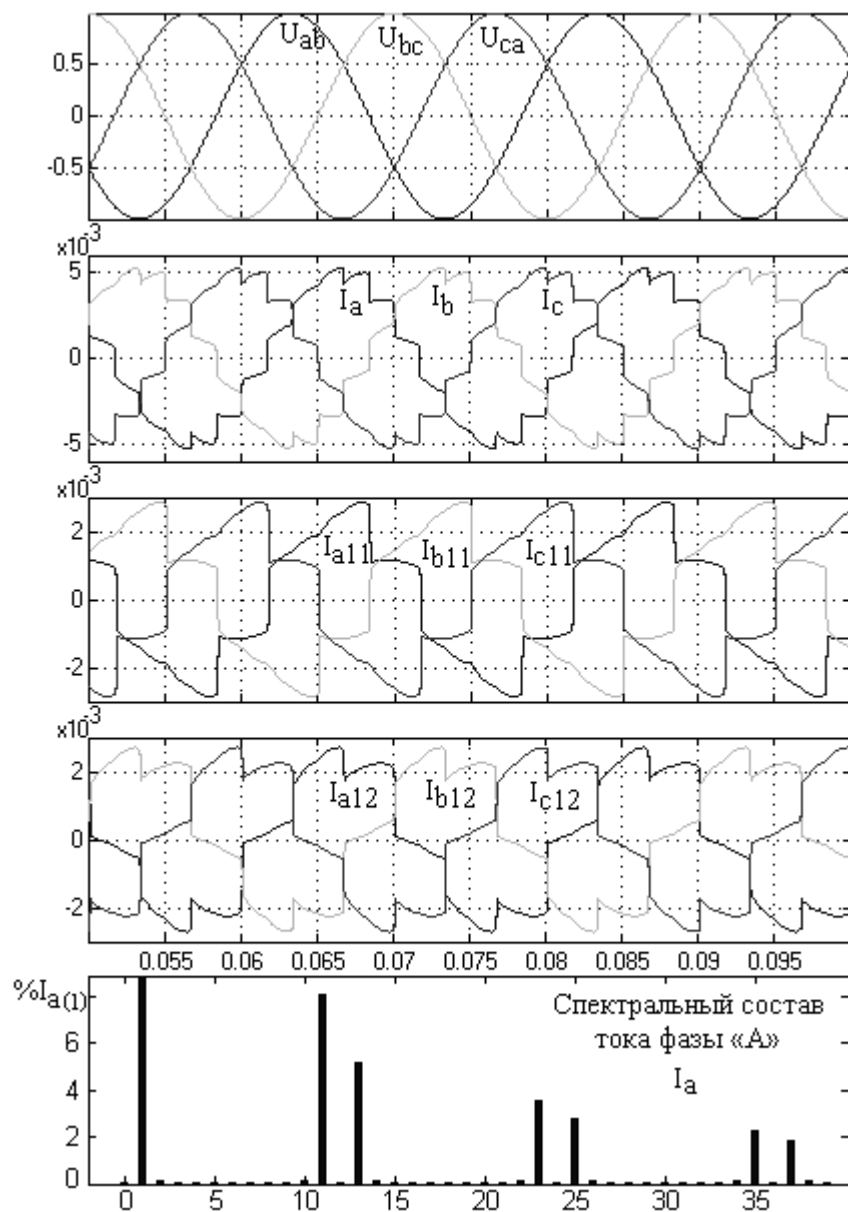
Результаты моделирования 12-пульсного выпрямителя с последовательным соединением мостов приведены на рис.2.5 в виде диаграмм мгновенных значений токов и напряжений выпрямителя при работе в установившемся режиме.

При имитационном моделировании учитываются следующие переменные: выпрямленные напряжения (общее (U_d) и на выходе каждого диодного моста (U_{d1} , U_{d2})) и выпрямленный ток (I_d); токи, потребляемые от источника (I_a , I_b , I_c); токи, протекающие в первичных цепях трансформаторов (I_{a11} , I_{b11} , I_{c11} , I_{a12} , I_{b12} , I_{c12}); токи, протекающие во вторичных цепях трансформаторов (I_{a21} , I_{b21} , I_{c21} , I_{a22} , I_{b22} , I_{c22}); линейные напряжения источника электрической энергии (U_{ab} , U_{bc} , U_{ca}); линейные напряжения вторичных цепей трансформаторов (U_{ab21} , U_{bc21} , U_{ca21} , U_{ab22} , U_{bc22} , U_{ca22}).

Также, на рис.2.5 приведен спектральный состав тока, потребляемого 12-пульсным выпрямителем от источника.

На рис.2.5 выпрямленный ток ($I_d \cdot 10^3$) и выпрямленное напряжение (U_d) на нагрузке, имеющие одинаковые формы, совпадают.

Анализ полученных результатов приведен в таблице 2.10.



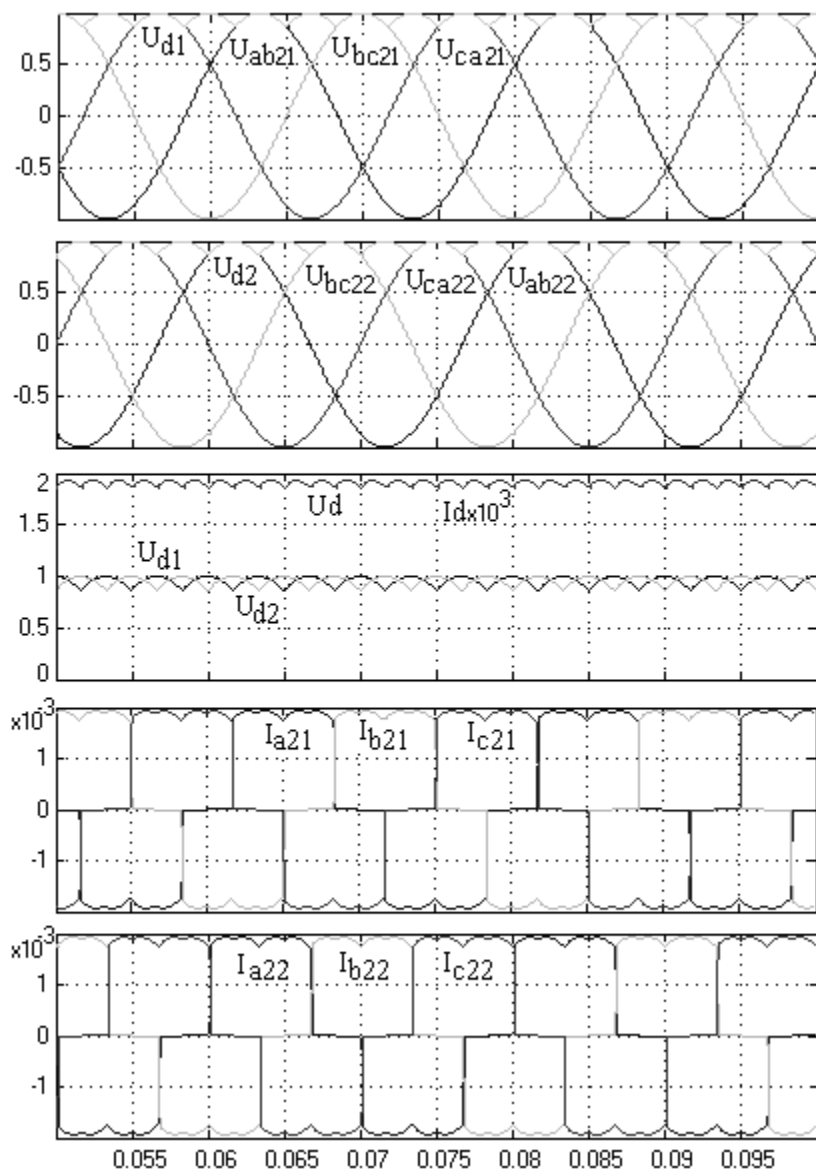


Рис.2.5. Входные и выходные токи и напряжения
12-пульсного выпрямителя с последовательным соединением мостов

Таблица 2.10

Анализ полученных результатов моделирования
12-пульсного выпрямителя с последовательным соединением мостов

Сеть электроснабжения		
Фазное напряжение (действующее), В		0.408
Линейное напряжение (действующее), В		0,7071
Ток фазы «А» (действующий), А		3,535·10 ⁻³
Искажение синусоидальности тока фазы «А»		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 10,98 %
50	100	
550	8,07	
1150	3,55	
1250	2,77	
Первый трансформатор		
Фазное напряжение вторичной цепи (действующее), В		0.408
Ток фазы «А» вторичной цепи (действующий), А		1,47·10 ⁻³
Ток фазы «А» первичной цепи (действующий), А		1,77·10 ⁻³
Искажение синусоидальности тока фазы «А» первичной цепи		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 24,41 %
50	100	
250	17,73	
350	10,55	
550	8,09	
650	5,14	
850	4, 65	
Второй трансформатор		
Фазное напряжение вторичной цепи (действующее), В		0.408
Ток фазы «А» вторичной цепи (действующий), А		1,47·10 ⁻³
Ток фазы «А» первичной цепи (действующий), А		1,77·10 ⁻³
Искажение синусоидальности тока фазы «А» первичной цепи		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 29,32 %
50	100	
250	21,32	
350	12,68	
550	9,72	
650	6,18	
850	5,59	
Нагрузка		
Выпрямленное напряжение (среднее), В		1,9
Выпрямленный ток (среднее), А		1,9·10 ⁻³

Двенадцатипульсный (12-пульсный) диодный выпрямитель с параллельным соединением мостов. Полупроводниковые преобразователи с 12-пульсными выпрямителями с параллельным соединением мостов обладают теми же преимуществами, что и преобразователи с 12-пульсными выпрямителями с последовательным соединением мостов, но позволяют работать с нагрузками, имеющими более низкое напряжение. Отличительная особенность схем с параллельным соединением мостов заключается в использовании уравнивающих дросселей, предназначенных для ограничения уравнивающих токов, которые замыкаются между мостами и вторичными обмотками трансформатора, не попадая в нагрузку и в питающую сеть.

На рис.2.6 изображена схема имитационной модели 12-пульсного выпрямителя с параллельным соединением мостов.

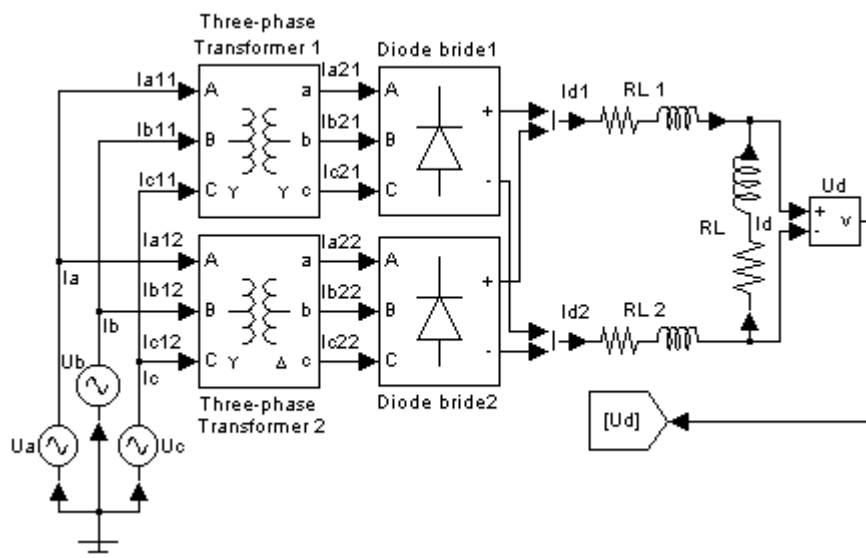


Рис. 2.6. Схема имитационной модели 12-пульсного выпрямителя с параллельным соединением мостов

Схема имитационной модели 12-пульсного выпрямителя с параллельным соединением мостов состоит из следующих элементов:

трех источников трехфазного напряжения (U_a , U_b , U_c); двух трехфазных трансформаторов (Three-phase Transformer 1 и Three-phase Transformer 2); двух трехфазных мостовых диодных выпрямителей (Diode bridge 1, Diode bridge 2); двух уравнивающих дросселей (RL1 и RL 2). Нагрузка выпрямителя выполнена в виде RL цепочки.

Как видно из схемы имитационной модели, трехфазный трансформатор с двумя вторичными обмотками также представлен двумя трансформаторами, вторичная обмотка одного из которых соединена треугольником, а другого – звездой. При этом, первичные обмотки этих трансформаторов питаются от одного источника трехфазного напряжения. Такая структура модели позволяет рассчитать как общий ток, потребляемый 12-пульсным выпрямителем, так и ток, потребляемый каждым диодным мостом.

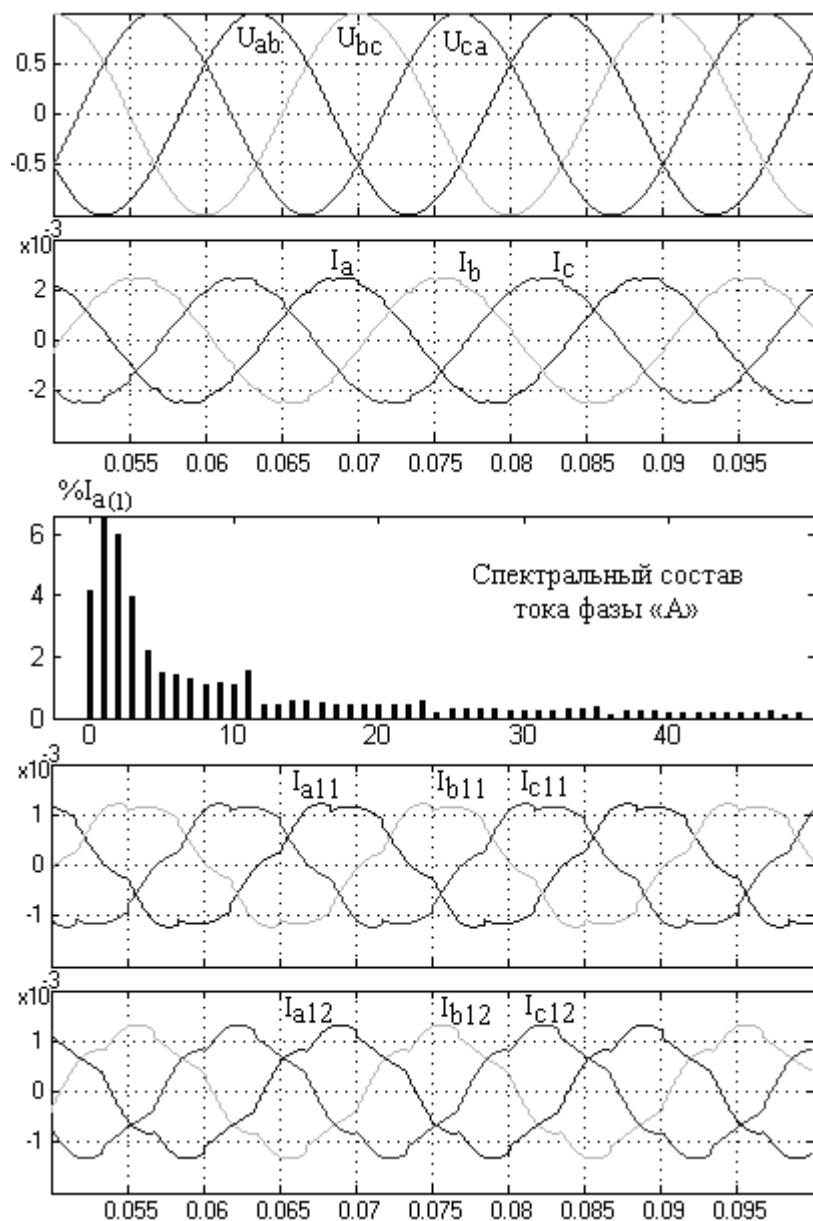
При выполнении моделирования приняты следующие параметры системы: амплитудные значения фазных напряжений источников питания $U_{am}=U_{bm}=U_{cm}=0.577$ В; частота напряжения $f=50$ Гц; коэффициенты трансформации трехфазных трансформаторов $k_T=1$; активные сопротивления и индуктивности уравнивающих дросселей $R_{dr}=1000$ Ом, $L_{dr}=1$ мГн; активное сопротивление и индуктивность нагрузки $R=1000$ Ом, $L=1$ мГн. Остальные параметры элементов имитационной модели установлены по умолчанию.

Результаты моделирования 12-пульсного выпрямителя с параллельным соединением мостов приведены на рис.2.7 в виде диаграмм мгновенных значений токов и напряжений выпрямителя при работе в установившемся режиме.

При имитационном моделировании 12-пульсного выпрямителя с параллельным соединением мостов производился расчет следующих переменных: выпрямленный ток нагрузки (I_d) и выходные токи каждого диодного моста (I_{d1} , I_{d2}); выпрямленные напряжения (U_{d1} , U_{d2}); токи, потребляемые выпрямителем от источника (I_a , I_b , I_c), и токи, потребляемые каждым трансформатором (I_{a11} , I_{b11} , I_{c11} , I_{a12} , I_{b12} , I_{c12}); токи вторичных цепей трансформатора (I_{a21} , I_{b21} , I_{c21} , I_{a22} , I_{b22} , I_{c22}); линейные напряжения вторичных цепей трансформаторов (U_{ab21} , U_{bc21} , U_{ca21} , U_{ab22} , U_{bc22} , U_{ca22}).

На рис.2.7 приведен спектральный состав тока, потребляемого 12-пульсным выпрямителем от источника.

Анализ полученных результатов приведен в таблице 2.11.



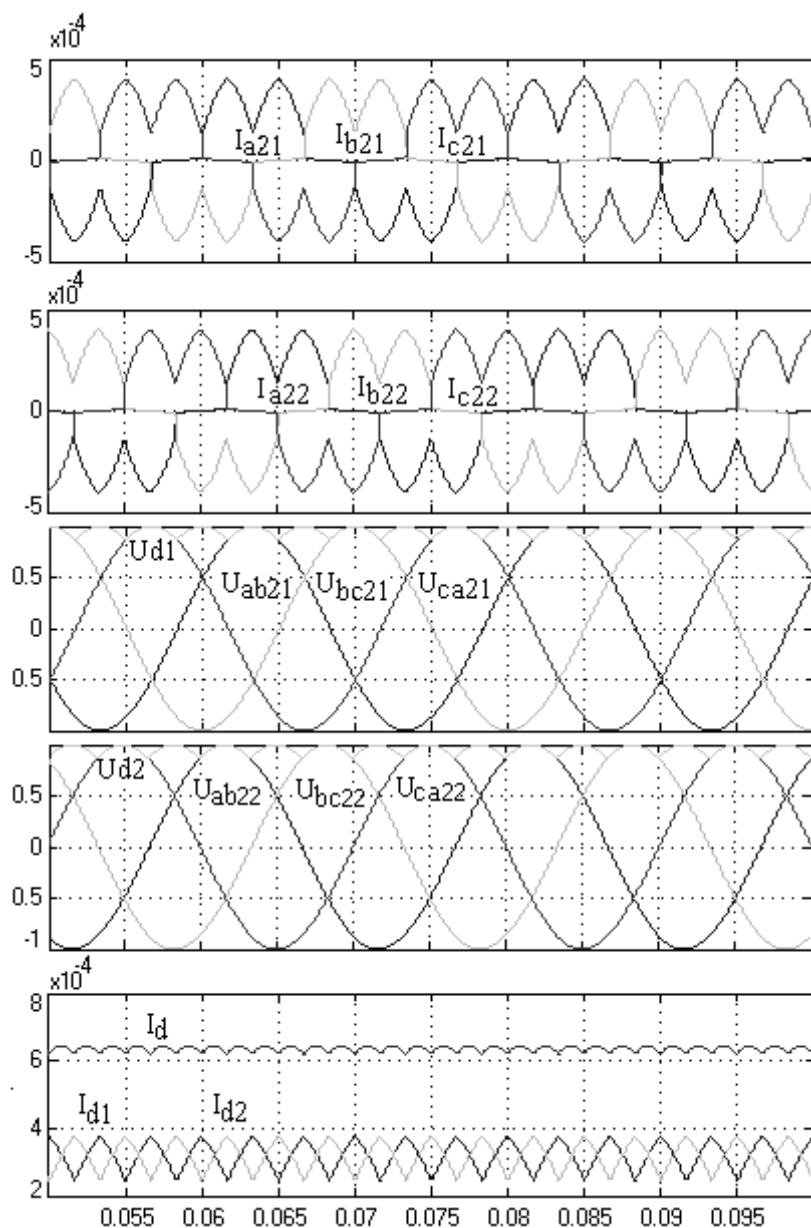


Рис.2.7. Входные и выходные токи и напряжения
12-пульсного выпрямителя с параллельным соединением

Таблица 2.11

Анализ полученных результатов моделирования
12-пульсного выпрямителя с параллельным соединением мостов

Сеть электроснабжения		
Фазное напряжение (действующее), В		0.408
Линейное напряжение (действующее), В		0,7071
Ток фазы «А» (действующий), А		1,785·10 ⁻³
Искажение синусоидальности тока фазы «А»		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 8,51%
50	100	
100	6,02	
150	3,96	
200	2,19	
250	1,46	
300	1,43	
350	1,27	
400	1,09	
450	1,13	
500	1,10	
550	1,15	
Первый трансформатор		
Фазное напряжение вторичной цепи (действующее), В		0,2346·10 ⁻³
Ток фазы «А» вторичной цепи (действующий), А		1,24·10 ⁻³
Искажение синусоидальности тока фазы «А» первичной цепи		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 9,99%
50	100	
250	9,55	
350	1,54	
Второй трансформатор		
Фазное напряжение вторичной цепи (действующее), В		0.408
Ток фазы «А» вторичной цепи (действующий), А		0,2346·10 ⁻³
Ток фазы «А» первичной цепи (действующий), А		1,24·10 ⁻³
Искажение синусоидальности тока фазы «А» первичной цепи		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 9,97%
50	100	
250	9,52	
350	1,55	
Нагрузка		
Выпрямленное напряжение (среднее), В		0,95
Выпрямленный ток (среднее), А		0,6·10 ⁻³

Двухуровневый активный выпрямитель (бестрансформаторный). В составе силовой части регулируемых электроприводов, для обеспечения электромагнитной совместимости преобразователей частоты с сетью электроснабжения, могут использоваться активные выпрямители. Использование в преобразователях частоты активных выпрямителей позволяет обеспечить: форму кривой тока в сети электроснабжения близкую к синусоидальной; работу электропривода с единичным коэффициентом мощности; регулирование выпрямленного напряжения в звене постоянного тока.

Активный выпрямитель может подключаться к сети электроснабжения, как через трансформатор, так и без него, с заменой последнего на дроссели. На рис.2.8 приведена структура имитационной модели активного выпрямителя, подключенного к источнику энергии по бестрансформаторной схеме.

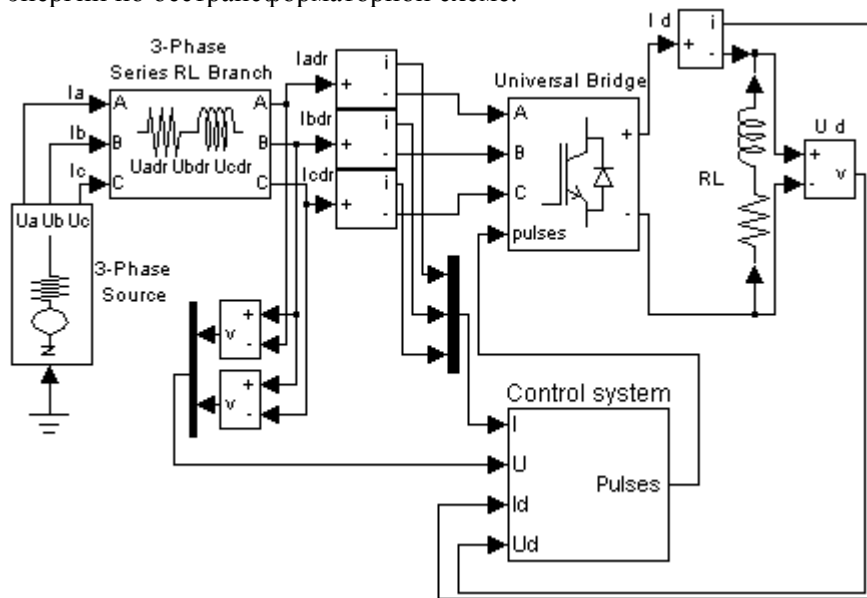


Рис. 2.8. Схема имитационной модели бестрансформаторного двухуровневого активного выпрямителя

Имитационная модель активного выпрямителя содержит следующие элементы: трехфазный источник напряжения (3-Phase Source); входные дроссели (3-Phase Series RL Branch); активный вы-

прямитель (Universal Bridge); блок системы управления (Control system). Нагрузка выпрямителя выполнена в виде RL цепочки.

При выполнении моделирования установлены следующие параметры элементов модели: амплитудные значения фазных напряжений источников питания $U_{am}=U_{bm}=U_{cm}=0.577$ В; частота напряжения $f=50$ Гц; активные сопротивления и индуктивности входных дросселей $R_{dr}=1$ Ом, $L_{dr}=1$ мГн; несущая частота активного выпрямителя 1000 Гц. Активное сопротивление и индуктивность нагрузки равны $R=1000$ Ом, $L=1$ мГн. Остальные параметры всех элементов имитационной модели установлены по умолчанию. Уставка на уровень выпрямленного напряжения равна 1 В.

Система управления (блок Control system) активным выпрямителем выполнена на основе векторного алгоритма с ориентацией по вектору напряжения сети электроснабжения. Система управления содержит два канала управления компонентами тока, потребляемого активным выпрямителем из сети электроснабжения. Для обеспечения коэффициента мощности сети на уровне единицы при активно-индуктивной нагрузке, уставку на реактивный компонент, потребляемого тока, устанавливают равной нулю. Уставка на активный компонент, потребляемого тока, формируется внешним контуром регулирования выпрямленного напряжения. В контурах регулирования системы управления могут использоваться ПИ и ПИД регуляторы.

Управление полупроводниковыми ключами активного выпрямителя осуществляется по алгоритму широтно-импульсной модуляции. Более подробно алгоритм широтно-импульсной модуляции будет рассмотрено ниже.

Результаты моделирования активного выпрямителя приведены на рис.2.9 в виде диаграмм мгновенных значений токов и напряжений выпрямителя при работе в установившемся режиме.

При имитационном моделировании активного выпрямителя учитываются следующие координаты: фазные напряжения источника электрической энергии (U_a , U_b , U_c); токи источника электрической энергии (I_a , I_b , I_c); фазные напряжения между дросселем и активным выпрямителем (U_{adr} , U_{bdr} , U_{cdr}); токи между дросселем и активным выпрямителем (I_{adr} , I_{bdr} , I_{cdr}); выпрямленное напряжение (U_d) и выпрямленный ток (I_d).

Также, на рис.2.9 приведены спектральные составы токов фазы «А», потребляемого активным выпрямителем от источника и то-

ка между дросселем и активным выпрямителем. Анализ полученных результатов приведен в таблице 2.12.

Как видно из приведенных графиков, напряжение и ток, потребляемые из сети, имеют нулевую фазу сдвига относительно друг друга. Причем, напряжение на входе дросселя и потребляемый ток имеют синусоидальную форму. За счет минимального искажения тока и напряжения и их синфазности обеспечивается поддержание коэффициента мощности на уровне единицы.

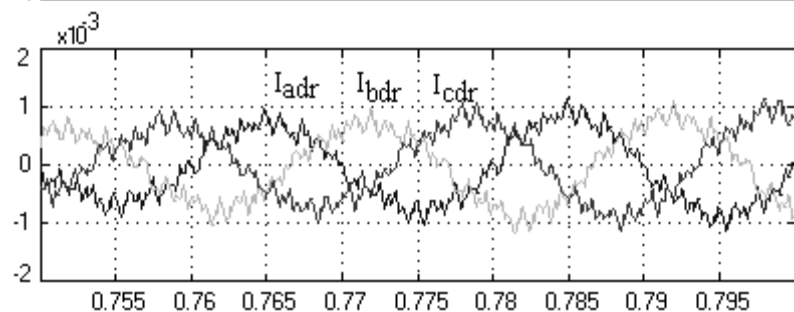
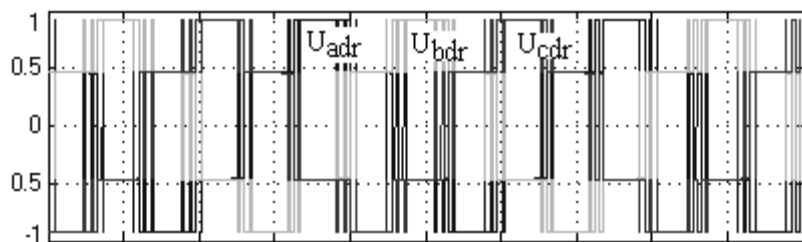
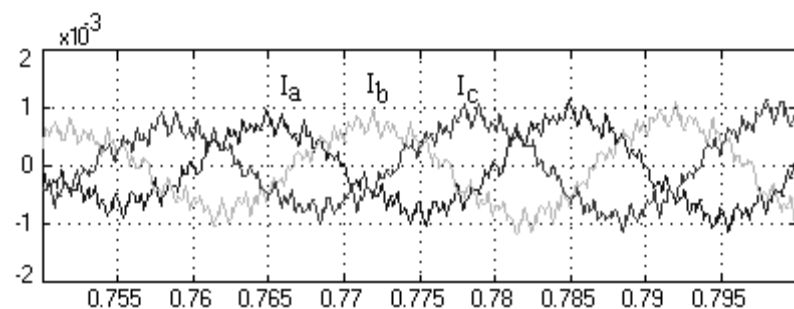
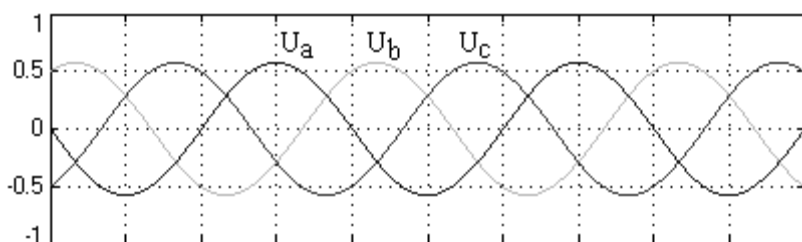
Также их графиков видно, что напряжение на выходе дросселей имеет форму импульсов. Работа активного выпрямителя в режиме синусоидальной широтно-импульсной модуляции позволяет регулировать мгновенное значение токов, потребляемых из сети, что позволяет регулировать их синусоидальность.

Использование активного выпрямителя позволяет регулировать уровень выпрямленного напряжения. Как видно из приведенных графиков, выпрямленное напряжение не имеет импульсов, а регулирование его уровня осуществляется с высокой точностью. При этом, минимальный уровень выпрямленного напряжения активного выпрямителя равен уровню напряжения, которое формируется на выходе неуправляемого диодного выпрямителя и не может быть меньше.

Таблица 2.12

Анализ полученных результатов моделирования
двухуровневого активного выпрямителя

Сеть электроснабжения		
Фазное напряжение (действующее), В		0, 408
Линейное напряжение (действующее), В		0,7071
Ток фазы «А» (действующий), А		0,85·10 ⁻³
Искажение синусоидальности тока фазы «А»		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 7,13%
50	100	
100	1,15	
150	2,15	
150	6,67	
Нагрузка		
Выпрямленное напряжение (среднее), В		1
Выпрямленный ток (среднее), А		0,1·10 ⁻³



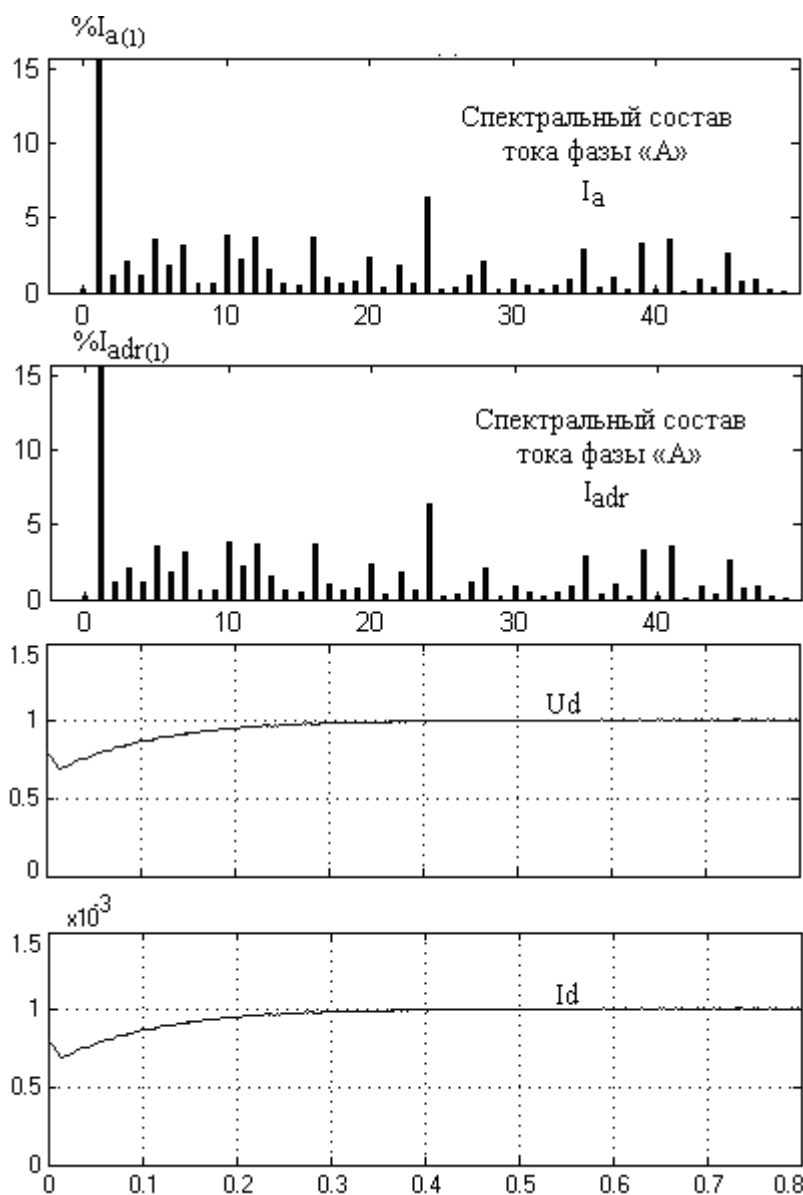


Рис.2.9. Входные и выходные токи и напряжения двухуровневого активного выпрямителя

Трехуровневый активный выпрямитель. В высоковольтных электроприводах большой мощности для управления приводными электродвигателями используют высоковольтные преобразователи частоты. В таких электроприводах наиболее целесообразно использование трехуровневых полупроводниковых преобразователей.

Основные преимущества трехуровневой схемы, по сравнению с трехфазной мостовой схемой заключаются в следующем: преобразование высокого напряжения при использовании низковольтных транзисторов, диодов и конденсаторов; повышение электромагнитной совместимости электропривода с сетью электроснабжения, за счет уменьшения искажения кривой тока; уменьшение динамических потерь в транзисторах активного выпрямителя; повышение единичной мощности преобразователя частоты.

В трехуровневом активном выпрямителе в каждом плече моста устанавливают два транзистора, включенных последовательно. На выходе трехуровневого активного выпрямителя установлено звено постоянного тока, состоящее из двух конденсаторов, которое обеспечивает стабилизацию выпрямленного напряжения. Напряжение звена постоянного тока разделяется между конденсаторами равномерно и между ними образуется точка с нулевым потенциалом. С помощью дополнительных (разделительных) диодов, точка соединения конденсаторов объединяется с точкой соединения транзисторов в каждом плече.

Система управления выпрямленным напряжением на выходе трехуровневого активного выпрямителя, как и двухуровневого, строится на основе векторного алгоритма с ориентацией по вектору тока сети электроснабжения. Управление ключами активного выпрямителя осуществляется по широтно-импульсному алгоритму.

Схемы имитационной модели трехуровневого активного выпрямителя, включенного по бестрансформаторной схеме, приведена на рис.2.10. Имитационная модель содержит следующие блоки: трехфазный источник напряжения (3-Phase Source); входные дроссели (3-Phase Series RL Branch); трехуровневый активный выпрямитель (Three-Level Bridge); конденсаторы (C1 и C2); блок системы управления (Control system). Нагрузка выпрямителя выполнена в виде RL цепочки.

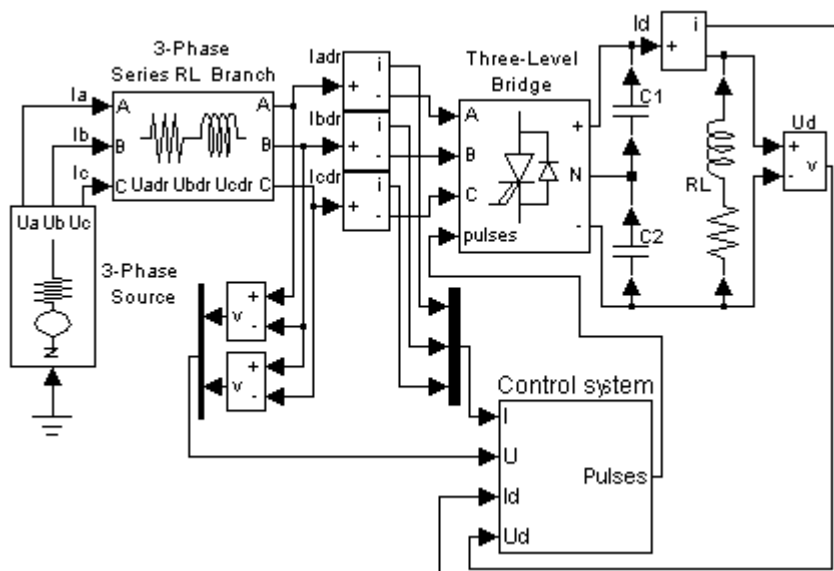


Рис. 2.10. Схема имитационной модели трехуровневого активного выпрямителя

При выполнении моделирования трехуровневого активного выпрямителя приняты следующие параметры схемы: амплитудные значения фазных напряжений источников питания $U_{am}=U_{bm}=U_{cm}=0.577$ В; частота напряжения $f=50$ Гц; активные сопротивления и индуктивности входных дросселей $R_{dr}=1$ Ом, $L_{dr}=1$ мГн; несущая частота активного выпрямителя 1000 Гц; емкость конденсаторов на выходе активного выпрямителя $C_1=C_2=10$ мФ. Активное сопротивление и индуктивность нагрузки равны $R=5000$ Ом, $L=1$ мГн.

В процессе моделирования трехуровневого активного выпрямителя учитываются следующие координаты: линейные и фазные напряжения, токи источника электрической энергии (U_{ab} , U_{bc} , U_{ca} , U_a , U_b , U_c , I_a , I_b , I_c); линейные и фазные напряжения, токи между дросселем и активным выпрямителем (U_{abdr} , U_{bcdr} , U_{acdr} , U_{adr} , U_{bdr} , U_{cdr} , I_{adr} , I_{bdr} , I_{cdr}); выпрямленное напряжение (U_d).

Также, на рис.2.11 приведены спектральные составы тока фазы «А», потребляемого активным выпрямителем от источника, и тока между дросселем и активным выпрямителем.

Анализ полученных результатов приведен в таблице 2.13.

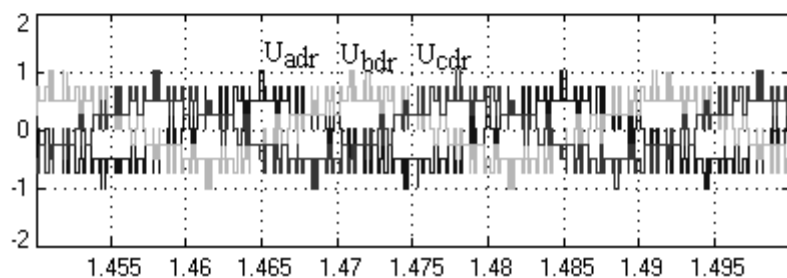
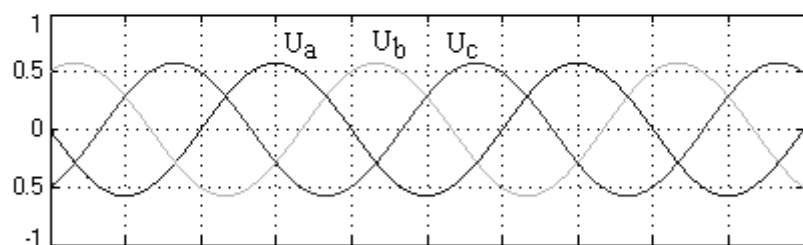
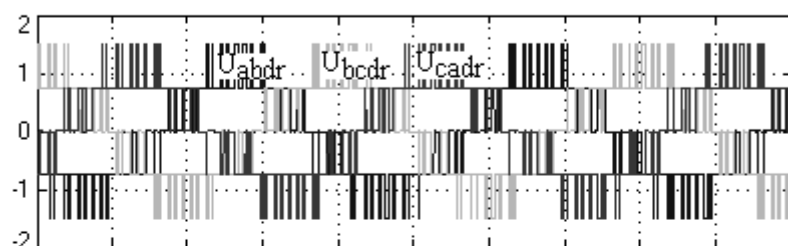
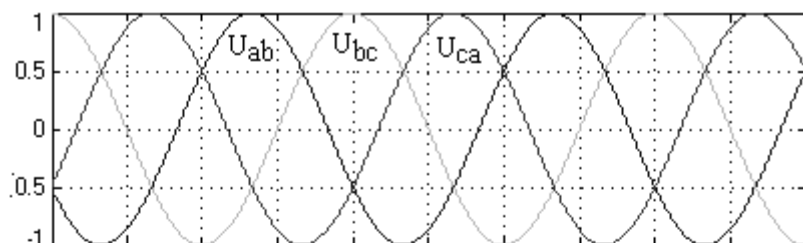
Таблица 2.13

Анализ полученных результатов моделирования
трехуровневого активного выпрямителя

Сеть электроснабжения		
Фазное напряжение (действующее), В		0.408
Фазное напряжение (амплитудное), В		0,577
Линейное напряжение (действующее), В		0,7071
Линейное напряжение (амплитудное), В		1
Ток фазы «А» (действующий), А		$0,42 \cdot 10^{-3}$
Искажение синусоидальности тока фазы «А»		$0,6 \cdot 10^{-3}$
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 2,79%
50	100	
100	2,18	
150	1,31	
200	1,18	
250	0.8	
300	0.6	
350	0.56	
400	0.50	
450	0.46	
500	0.42	
Нагрузка		
Уставка на выпрямленное напряжение, В		1,5
Выпрямленное напряжение (среднее), В		1,5
Выпрямленный ток (среднее), А		$0,3 \cdot 10^{-3}$

Отличительная особенность трехуровневого активного выпрямителя заключается в форме напряжения на входе полупроводникового коммутатора. Это напряжение имеет три уровня: 0; $U_{ab}/2$; U_{ab} , где U_{ab} – линейное напряжение на входе дросселя.

За счет повышения количества уровней линейных напряжений обеспечиваются минимальные искажения форм фазных токов, потребляемых активным выпрямителем. При сравнении графиков, видно, что при одинаковой частоте коммутации 1000 Гц трехуровневый активный выпрямитель обеспечивает более синусоидальную форму тока, а, следовательно, и более высокий коэффициент мощности. Качество управления выпрямленным напряжением, также обеспечивается на высоком уровне.



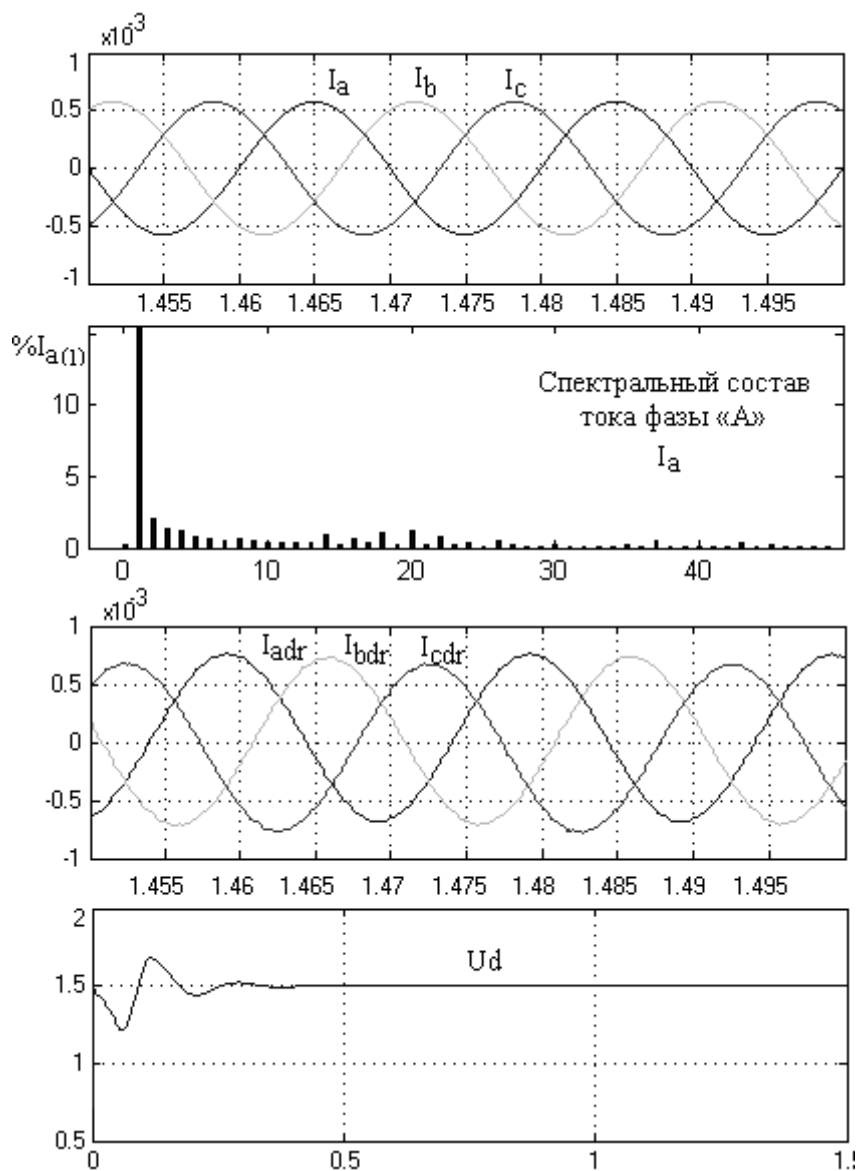


Рис.2.11. Входные и выходные токи и напряжения
трехуровневого активного выпрямителя

2.4. Имитационные модели полупроводниковых автономных инверторов

На рис.2.12 представлен пример структуры автоматизированного электропривода, электроснабжение и управление режимами работы которого осуществляется с помощью автономного инвертора, собранного по трехфазной мостовой схеме и выполненного на базе полностью управляемых транзисторов (IGBT). На входе автономного инвертора установлен фильтр, состоящий из двух конденсаторов C , между которыми равномерно распределяется напряжение U_d . Трехфазная нагрузка представлена активными сопротивлениями (R_a, R_b, R_c) и индуктивностями (L_a, L_b, L_c).

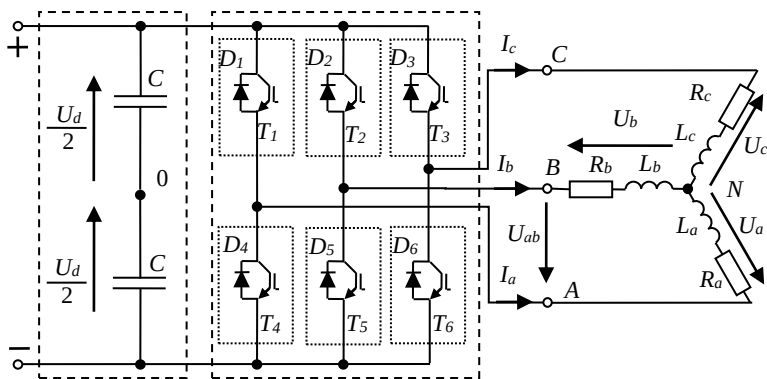


Рис.2.12. Схема автономного инвертора

Транзисторы T_1 и T_4 , T_2 и T_5 , T_3 и T_6 образуют комплементарные пары ключей. Когда один ключ такой пары находится во включенном состоянии, другой – выключен. Транзисторы T_1, T_2, T_3 образуют катодную группу ключей, а транзисторы T_4, T_5, T_6 – анодную.

На годографе результирующего вектора напряжения автономного инвертора, который

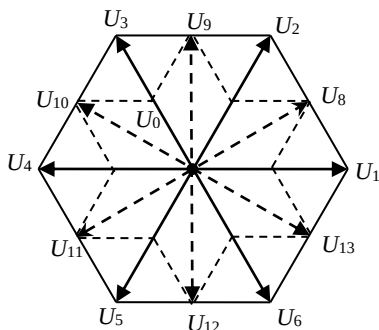


Рис. 2.13. Годограф выходного вектора напряжения

представлен на рисунке 2.13, показаны основные и промежуточные векторы. Основные векторы образуются, если в цикле переключения длительность паузы находится в интервале от 0 эл. град. $\leq \Delta T < 60$ эл. град. Годограф, образуемый этими векторами, на рис. 2.13 показан сплошной линией. Если длительность паузы находится в интервале от 60 эл. град. $\leq \Delta T < 120$ эл. град, то на выходе автономного инвертора образуются векторы с фазовым сдвигом в 30 эл. град. Годограф, образуемый этими векторами, на рис. 2.13 показан пунктирной линией.

В таблице 2.14 представлены возможные комбинации включения полупроводниковых ключей автономного инвертора и формируемые, при этих комбинациях, базовые вектора. Также, в таблице 2.14 приведены уровни линейных и фазных напряжений, формируемые на выходе автономного инвертора.

Таблица 2.14

Линейные и фазные напряжения,
формируемые на выходе автономного инвертора

Основной вектор	Коммутационная функция	Значение выходного вектора напряжения	Фазные напряжения			Линейные напряжения		
			U_a	U_b	U_c	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}
$\bar{U}_0(t)$	$S_4 = S_6 = S_2 = 1$	0	0	0	0	0	0	0
$\bar{U}_1(t)$	$S_1 = S_6 = S_2 = 1$	$\frac{2}{3}U_d e^{j0}$	$\frac{2U_d}{3}$	$-\frac{U_d}{3}$	$-\frac{U_d}{3}$	U_d	0	$-U_d$
$\bar{U}_2(t)$	$S_1 = S_3 = S_2 = 1$	$\frac{2}{3}U_d e^{j\frac{\pi}{3}}$	$\frac{U_d}{3}$	$\frac{U_d}{3}$	$-\frac{2U_d}{3}$	0	U_d	$-U_d$
$\bar{U}_3(t)$	$S_4 = S_3 = S_2 = 1$	$\frac{2}{3}U_d e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$-\frac{U_d}{3}$	$\frac{2U_d}{3}$	$-\frac{U_d}{3}$	$-U_d$	U_d	0
$\bar{U}_4(t)$	$S_4 = S_3 = S_5 = 1$	$\frac{2}{3}U_d e^{j\frac{3\pi}{3}}$	$-\frac{2U_d}{3}$	$\frac{U_d}{3}$	$\frac{U_d}{3}$	$-U_d$	0	U_d
$\bar{U}_5(t)$	$S_4 = S_6 = S_5 = 1$	$\frac{2}{3}U_d e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$-\frac{U_d}{3}$	$-\frac{U_d}{3}$	$\frac{2U_d}{3}$	0	$-U_d$	U_d
$\bar{U}_6(t)$	$S_1 = S_6 = S_5 = 1$	$\frac{2}{3}U_d e^{j\frac{5\pi}{3}}$	$\frac{U_d}{3}$	$-\frac{2U_d}{3}$	$\frac{U_d}{3}$	U_d	$-U_d$	0
$\bar{U}_7(t)$	$S_1 = S_3 = S_5 = 1$	0	0	0	0	0	0	0

Двухуровневый автономный инвертор. Схема имитационной модели двухуровневого автономного инвертора представлена на рис.2.14.

В состав имитационной модели входят следующие блоки: источник постоянного напряжения (U_d); двухуровневый автономный инвертор (Universal Briage); выходной дроссель (RL Branch); трех-фазная нагрузка (3-phase series RL Branch); система управления (Control system).

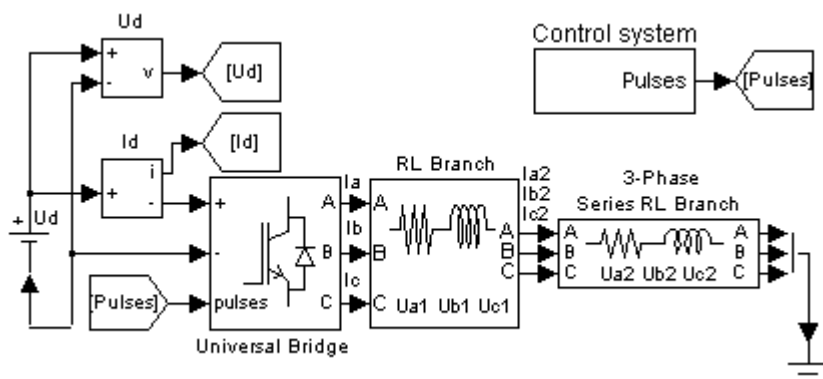


Рис. 2.14. Схема имитационной модели двухуровневого автономного инвертора

При выполнении моделирования двухуровневого автономного инвертора приняты следующие параметры схемы: напряжение источника электрической энергии $U_d=1$ В; активное сопротивление и индуктивность выходного дросселя $R=1$ Ом, $L=1$ мГн; активное сопротивление и индуктивность нагрузки $R=1000$ Ом, $L=1$ мГн; несущая частота автономного инвертора 2000 Гц. Остальные параметры всех элементов имитационной модели установлены по умолчанию. Управление полупроводниковыми ключами автономного инвертора осуществляется по алгоритму широтно-импульсной модуляции.

Результаты моделирования двухуровневого автономного инвертора приведены на рис.2.15 в виде диаграмм мгновенных значений токов и напряжений при его работе в установившемся режиме.

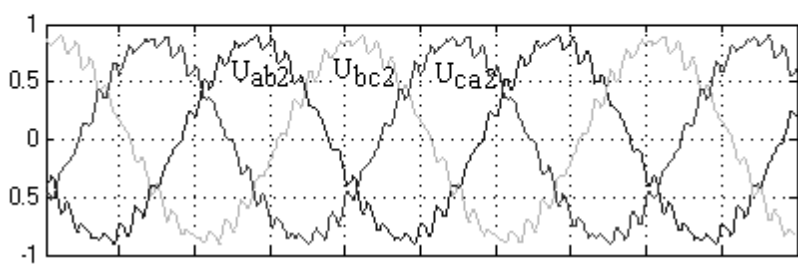
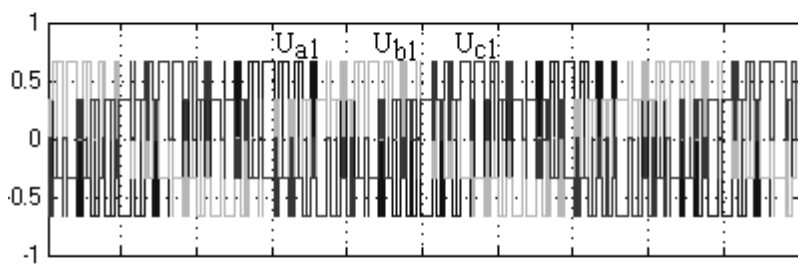
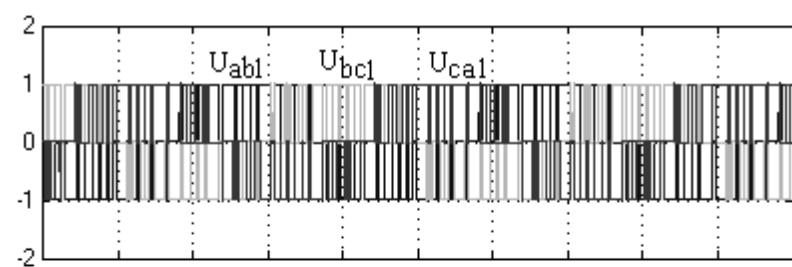
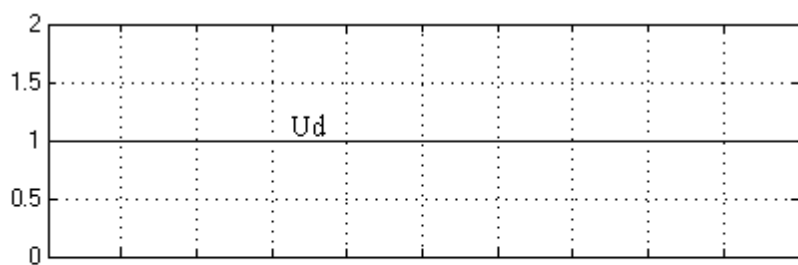
Анализ результатов представлен в таблице 2.15.

При имитационном моделировании двухуровневого автономного инвертора учитываются следующие координаты: напряжение источника электрической энергии (U_d); фазные и линейные напряжения на выходе автономного инвертора (U_{a1} , U_{b1} , U_{c1} , U_{ab1} , U_{bc1} , U_{ca1}); фазные и линейные напряжения на нагрузке (U_{a2} , U_{b2} , U_{c2} , U_{ab2} , U_{bc2} , U_{ca2}); ток на нагрузке (I_{a2} , I_{b2} , I_{c2}). Также, на рис.2.15 приведены спектральные составы фазного напряжения и тока фазы «А» на потребителе.

Таблица 2.15

Анализ полученных результатов моделирования
двухуровневого автономного инвертора

Напряжение источника		
Постоянное напряжение, В		1
Нагрузка		
Фазное напряжение (действующее), В		0,33
Линейное напряжение (действующее), В		0,601
Ток фазы «А» (действующий), А		0,33·10 ⁻³
Искажение синусоидальности фазного напряжения		
Частоты гармоник напряжения, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDU): 7,67%
50	100	
100	0.9	
150	0.09	
200	0.05	
250	0.08	
300	0.05	
350	0.03	
450	0.02	
500	0.06	
Искажение синусоидальности тока фазы «А»		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 7,37%
50	100	
100	0.16	
150	0.9	
200	0.1	
250	0.08	
300	0.07	
350	0.09	
450	0.06	
500	0.04	



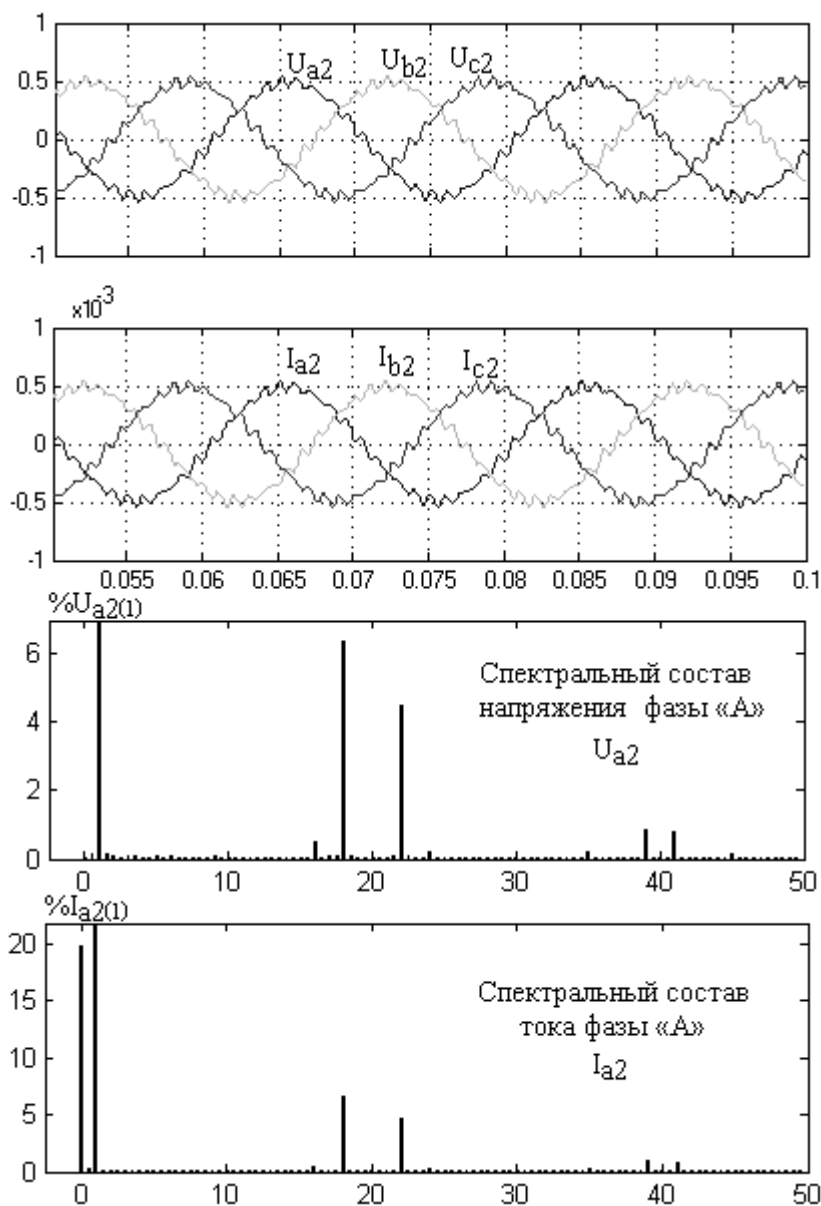


Рис.2.15. Входные и выходные токи и напряжения двухуровневого автономного инвертора

Трехуровневый автономный инвертор. Преимущества трехуровневой схемы автономного инвертора, по сравнению с двухуровневой, заключаются в следующем: обеспечивается минимальное искажение формы выходного тока; обеспечивается более высокий уровень электромагнитной совместимости преобразователя частоты с приводным электродвигателем; использование транзисторов меньшей мощности.

Схема имитационной модели трехуровневого автономного инвертора представлена на рис.2.16. В ее состав входят следующие блоки: источники постоянного напряжения (U_{d1} , U_{d2}); трехуровневый автономный инвертор (Tree Level Bridge); выходной дроссель (RL Branch); трехфазная нагрузка (3-Phase Series RL Branch); система управления (Control system); источники управляющих сигналов (A, B, C).

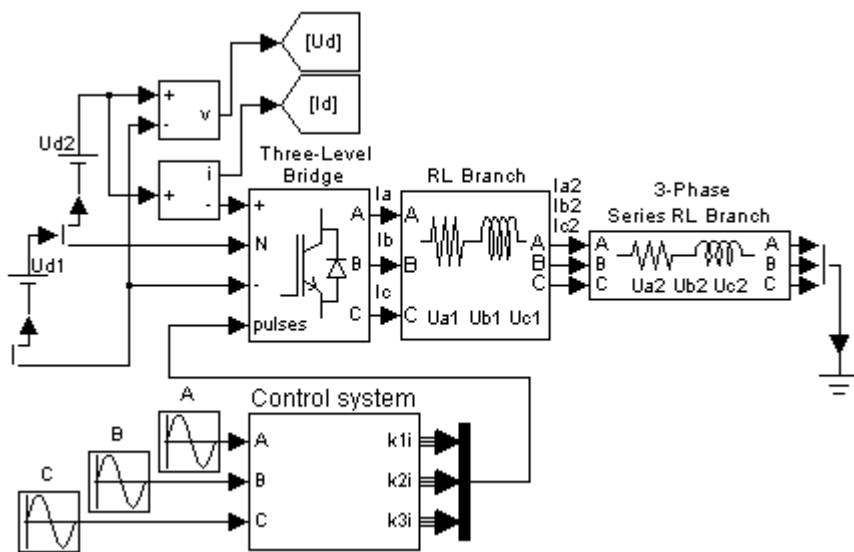


Рис. 2.16. Схема имитационной модели трехуровневого автономного инвертора

При выполнении моделирования трехуровневого автономного инвертора приняты следующие параметры схемы: напряжение источников электрической энергии $U_{d1}=0.5$ В, $U_{d2}=0.5$ В; активное сопротивление и индуктивность выходного дросселя $R=1$ Ом, $L=1$

мГн; активное сопротивление и индуктивность нагрузки $R=1000 \text{ Ом}$, $L=1 \text{ мГн}$; несущая частота автономного инвертора 2000 Гц. Остальные параметры всех элементов имитационной модели установлены по умолчанию.

Для управления полупроводниковыми ключами трехуровневого автономного инвертора используются алгоритмы широтно-импульсной модуляции.

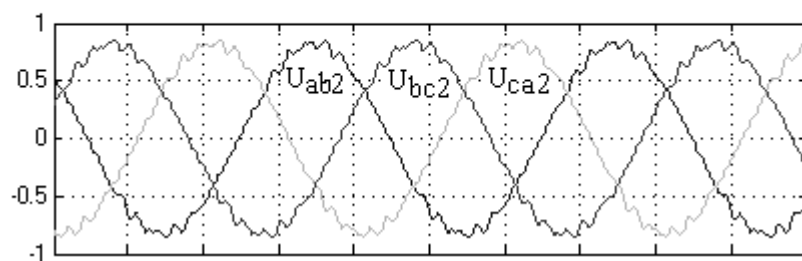
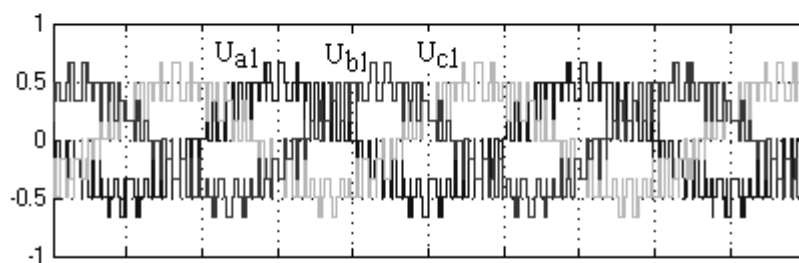
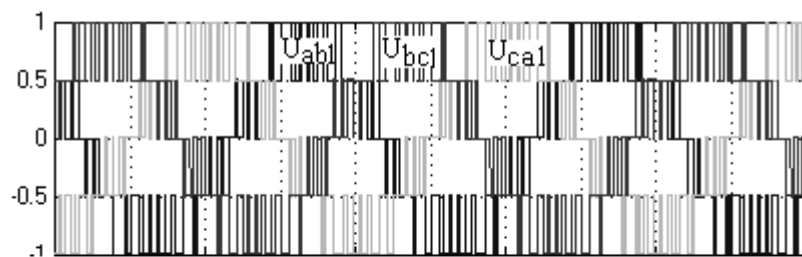
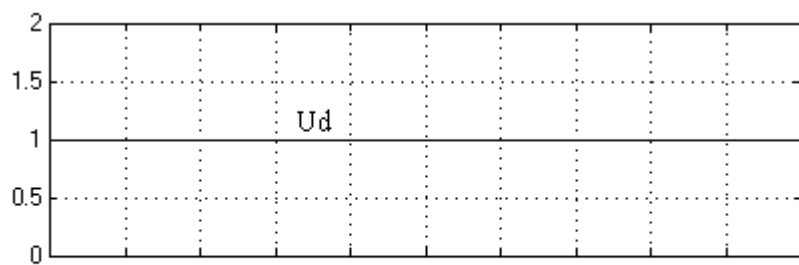
Результаты моделирования трехуровневого автономного инвертора приведены на рис.2.17 в виде диаграмм мгновенных значений токов и напряжений при его работе в установившемся режиме. Анализ результатов представлен в таблице 2.16.

При имитационном моделировании трехуровневого автономного инвертора учитываются следующие координаты: напряжение источника электрической энергии (U_a); фазные и линейные напряжения на выходе автономного инвертора (U_{a1} , U_{b1} , U_{c1} , U_{ab1} , U_{bc1} , U_{ca1}); фазные и линейные напряжения на нагрузке (U_{a2} , U_{b2} , U_{c2} , U_{ab2} , U_{bc2} , U_{ca2}); ток на нагрузке (I_{a2} , I_{b2} , I_{c2}); ток на выходе автономного инвертора (I_a , I_b , I_c). Также, на рис.2.17 приведены спектральные составы фазного напряжения и тока фазы «А» на потребителе.

Таблица 2.16

Анализ полученных результатов моделирования
трехуровневого автономного инвертора

Напряжение источника		
Постоянное напряжение (суммарное), В		1
Нагрузка		
Фазное напряжение (действующее), В		0,33
Линейное напряжение (действующее), В		0,601
Ток фазы «А» (действующий), А		0,33·10 ⁻³
Искажение синусоидальности фазного напряжения		
Частоты гармоник напряжения, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDU): 3,19%
50	100	
100	0.25	
150	0.03	
Искажение синусоидальности тока фазы «А»		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 3,17%
50	100	
100	0.24	
150	0.2	



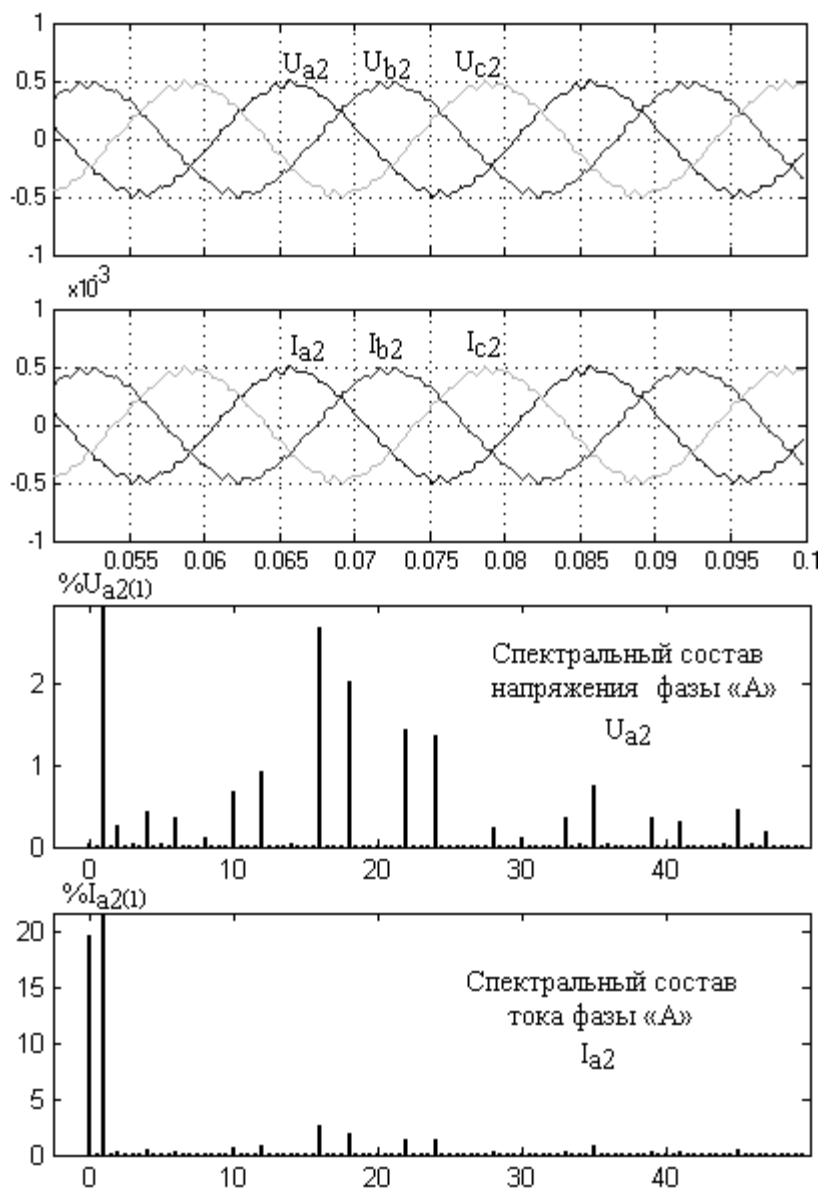


Рис.2.17. Входные и выходные токи и напряжения трехуровневого автономного инвертора

2.5. Структура блоков управления полупроводниковыми преобразователями

Для управления полупроводниковыми ключами автономного инвертора при использовании скалярных и векторных алгоритмов управления приводными машинами переменного тока применяются различные методы **широтно-импульсной модуляции**. На рис. 2.18 сплошными линиями представлена схема управления автономным инвертором с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией.

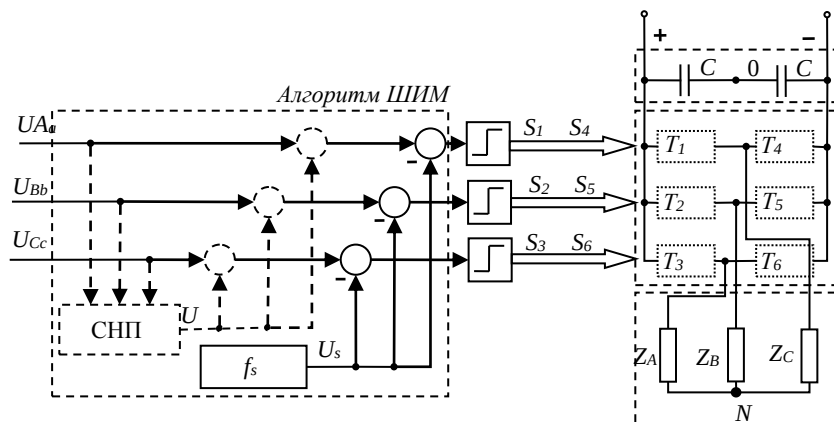
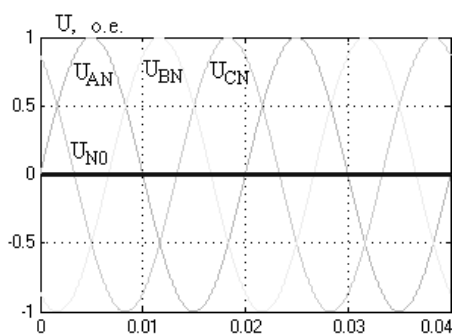


Рис. 2.18. Схема управления автономным инвертором с широтно-импульсной модуляцией

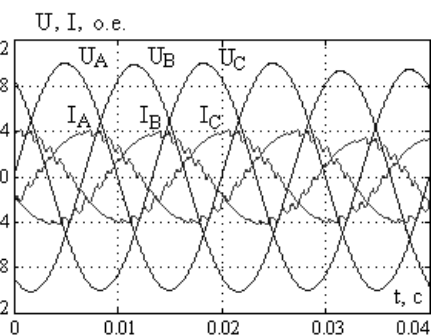
При реализации синусоидальной широтно-импульсной модуляции опорный сигнал U_s , который может иметь различную форму, сравнивается с управляющими сигналами U_a , U_b , U_c . При их сравнении формируются коммутационные функции управления полупроводниковыми ключами S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 , S_6 .

На рис.2.19а показан управляющий сигнал синусоидальной широтно-импульсной модуляции (СШИМ).

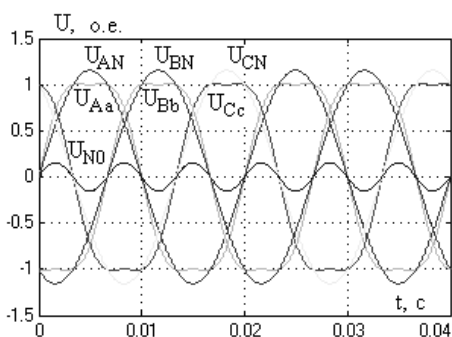
В системе **прямого управления электромагнитным моментом** (*Direct Torque Control - DTC*) результирующий вектор выходного напряжения автономного инвертора и комбинация коммутируемых полупроводниковых ключей выбирается по таблице переключений. В зависимости от структуры электропривода и требований к его динамическим характеристикам таблица переключений может иметь различное внутреннее содержание.



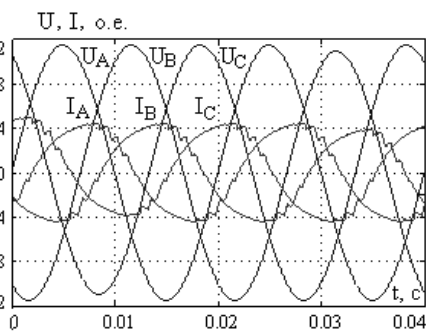
а) синусоидальная ШИМ



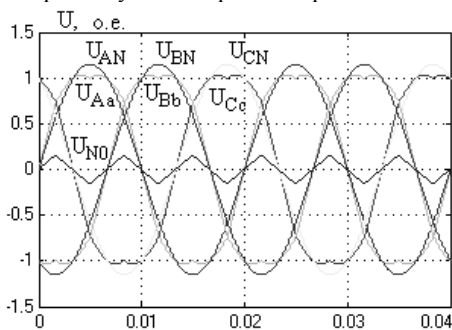
а) синусоидальная ШИМ



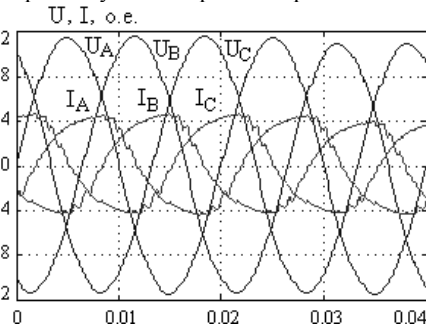
б) ШИМ с синусоидальной
предмодуляцией третьей гармоникой



б) ШИМ с синусоидальной
предмодуляцией третьей гармоникой



с) ШИМ с треугольной
предмодуляцией третьей гармоникой



с) ШИМ с треугольной
предмодуляцией третьей гармоникой

Рис. 1.19. Управляющие функции
широтно-импульсной модуляции

Рис. 2.20. Формы выходных токов
и напряжения автономного инвертора

Принцип функционирования системы прямого управления проиллюстрирован на рис.2.21. Если вектор Ψ_s в определенный момент времени находится в секторе II и необходимо увеличить его амплитуду и уменьшить электромагнитный момент, то по таблице переключений система управления выберет и сформирует вектор U_4 . Когда вектор Ψ_s переместится в сектор III, вектор U_4 будет выбираться при необходимости уменьшения амплитуды вектора Ψ_s .

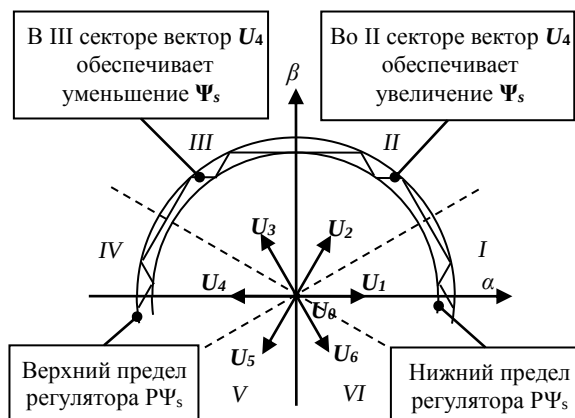


Рис.2.21. Годограф потокосцепления статора асинхронного двигателя

На рис.2.22 представлена схема алгоритма управления автономным инвертором в системе прямого управления моментом. Коммутация автономного инвертора носит стохастический (случайный) характер, а частота коммутации определяется параметрами релейных регуляторов системы управления электроприводом.

Система прямого управления моментом обеспечивает высокие динамические характеристики электропривода, но стохастический характер переключения автономного инвертора приводит к высокой степени искажения формы кривой тока и напряжения, что снижает уровень электромагнитной совместимости автономного инвертора с проводным электродвигателем. Анализ предельных динамических характеристик систем управления асинхронным электроприводом приведен в Приложении Б.

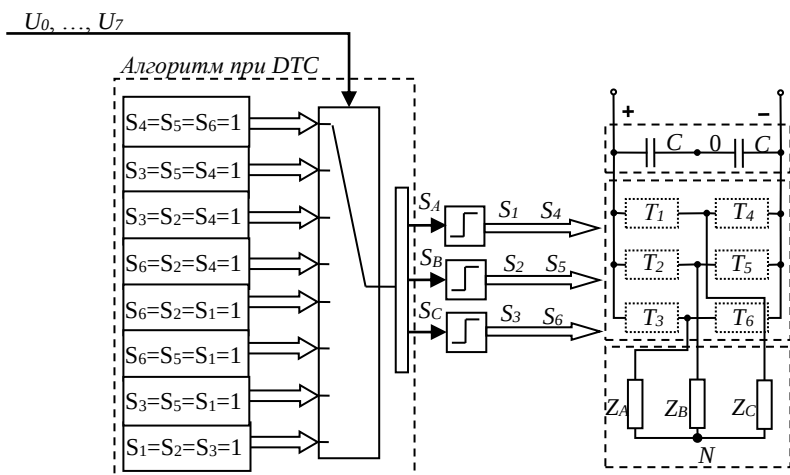


Рис. 2.22. Схема управления автономным инвертором электропривода с прямым управлением

В современных электроприводах для управления ключами автономного инвертора могут использоваться алгоритмы **пространственно-векторной модуляции**. На рис.2.23 представлена структура алгоритма пространственно-векторной модуляции. Этот алгоритм включает в себя следующие этапы расчета: вычисление модуля и фазы эталонного вектора напряжения; определение сектора, в котором находится эталонный вектор напряжения; вычисление интервалов времени включения активных векторов напряжения T_α , T_β , T_0 ; формирование коммутационных функций управления полупроводниковыми ключами автономного инвертора.

Компоненты вектора эталонного напряжения U_α , U_β и U_c , на первом этапе алгоритма ПВМ, преобразуются из трехфазной системы координат (ABC) в двухфазную – $(\alpha-\beta)$, затем вычисляется модуль и фаза эталонного вектора по следующим выражениям:

$$|\bar{U}| = \sqrt{U_\alpha^2 + U_\beta^2}; \varphi_U = \arctan(U_\alpha/U_\beta), \quad (2.1)$$

где U_α , U_β – компоненты вектора эталонного напряжения в двухфазной системе координат $(\alpha-\beta)$. По величине фазы эталонного вектора напряжения определяется сектор, в котором находится этот вектор. Границы секторов образуют активные векторы выходного

напряжения автономного инвертора. Эти секторы представлены в таблице 2.17 и на рис.2.24.

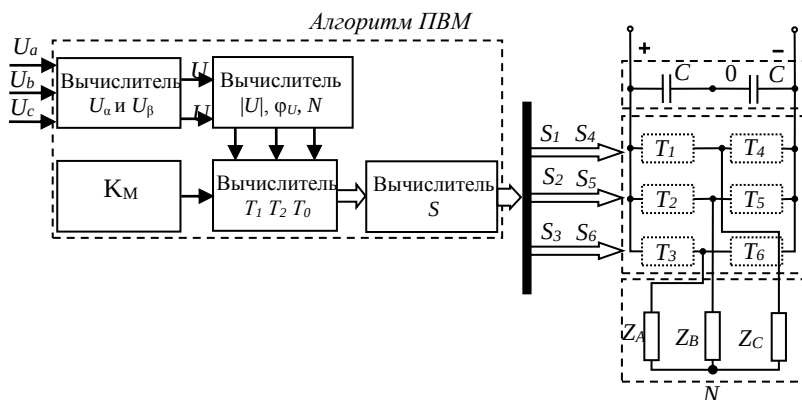


Рис. 2.23. Схема управления автономным инвертором с пространственно-векторной модуляцией

Далее вычисляются временные интервалы действия основных векторов на периоде ПВМ T_c . Если эталонный вектор представить как

$$\bar{U} = U_i \frac{T_1}{T_c} + U_{i+1} \frac{T_2}{T_c} + U_{0,7} \frac{T_0}{T_c}, \quad (2.2)$$

где $i=1 \div 6$ – номер активного вектора, то временные интервалы включения основных векторов для каждого из шести секторов можно определить по выражениям, указанным в таблице 2.17.

Таблица 2.17.

Выражения для расчета временных интервалов

Сектор	1	2	3	4	5	6
T_1	$\frac{3U_\alpha - \sqrt{3}U_\beta}{4}$	$\frac{3U_\alpha + \sqrt{3}U_\beta}{4}$	$0U_\alpha + \frac{\sqrt{3}U_\beta}{2}$	$-\frac{3U_\alpha + \sqrt{3}U_\beta}{4}$	$-\frac{3U_\alpha - \sqrt{3}U_\beta}{4}$	$0U_\alpha - \frac{\sqrt{3}U_\beta}{2}$
T_2	$0U_\alpha + \frac{\sqrt{3}U_\beta}{2}$	$-\frac{3U_\alpha + \sqrt{3}U_\beta}{4}$	$-\frac{3U_\alpha - \sqrt{3}U_\beta}{4}$	$0U_\alpha - \frac{\sqrt{3}U_\beta}{2}$	$\frac{3U_\alpha - \sqrt{3}U_\beta}{4}$	$\frac{3U_\alpha + \sqrt{3}U_\beta}{4}$
T_0	$0.5T_c - T_2 - T_1$					

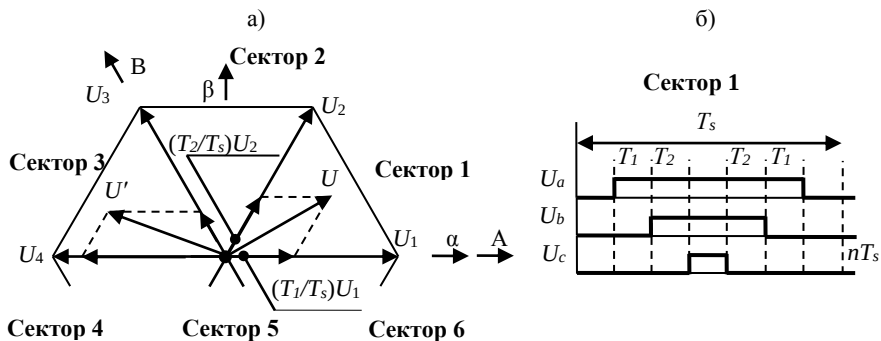


Рис. 2.24. Секторное разбиение координатной плоскости α - β

Если эталонный вектор находится в первом секторе, как это показано на рис.2.24, то для формирования такого же результирующего вектора напряжения на выходе автономного инвертора на одном модуляционном периоде должны последовательно включаться транзисторы, обеспечивающие работу векторов $U_0 - U_1 - U_2 - U_7 - U_2 - U_1 - U_0$ в течении времени T_1 , T_2 и T_0 . Временная диаграмма работы инвертора показана на рис.2.24б.

Повышение эффективности алгоритма широтно-импульсной модуляции

Для повышения амплитуды вектора выходного напряжения автономного инвертора при широтно-импульсной модуляции может использоваться метод предмодуляции управляющего сигнала. Для этого к управляющим сигналам U_{Aa} , U_{Bb} , U_{Cc} добавляют сигнал нулевой последовательности U_{N0} специальной формы и частоты. Схема широтно-импульсного алгоритма с предмодуляцией показана на рис.2.18 с учетом пунктирных линий. Блок «СНП» рассчитывает необходимую частоту и амплитуду сигнала предмодуляции U_{N0} в зависимости от частоты и амплитуды управляющих сигналов U_{Aa} , U_{Bb} , U_{Cc} .

При реализации алгоритма широтно-импульсного управления с синусоидальной предмодуляцией третьей гармоникой, сигнал нулевой последовательности рассчитывается следующим образом:

$$U_{N0} = 0,15A \sin(3\omega t), \quad (2.3)$$

где A - амплитуда управляющего сигнала, ωt - частота управляю-

щего сигнала. При использовании синусоидальной предмодуляции форма управляющего сигнала автономного инвертора имеет форму, представленную на рис.2.19 б.

На рис. 2.19 в представлен сигнал треугольной предмодуляции третьей гармоникой, частота и амплитуда которого определяется по следующему выражению:

$$U_{N0} = 0,25A \arcsin[\sin(3\alpha t)]. \quad (2.4)$$

При использовании различных форм сигналов нулевой последовательности обеспечивается различный уровень электромагнитной совместимости автономного инвертора, результаты исследования которой будет представлен ниже.

На рис. 2.20 а, 2.20 б, 2.20 в представлены формы кривых выходных токов автономного инвертора и первой гармоники напряжения при синусоидальной ШИМ, ШИМ с синусоидальной предмодуляцией третьей гармоникой и ШИМ с треугольной предмодуляцией третьей гармоникой, соответственно. Данные кривые получены при коэффициенте модуляции $K_M=1$ и несущей частоте $f_s=1000$ Гц.

На рис.2.25 приведены зависимости коэффициента искажения синусоидальности кривой тока (*Total Harmonic Distortion of input current - THDI*) от коэффициента модуляции при разных несущих частотах и зависимости коэффициента мощности от несущей частоты при разных коэффициентах модуляции при разных способах управления автономным инвертором (рис.2.25а – при синусоидальной ШИМ; рис.2.25б – при ШИМ с синусоидальной предмодуляцией третьей гармоникой; рис.2.25в – при ШИМ с треугольной предмодуляцией третьей гармоникой).

При синусоидальной ШИМ на несущей частоте $f_s=10$ кГц обеспечивается минимальное искажение кривой тока во всем диапазоне изменения коэффициента модуляции ($THDI=0$). При несущей частоте $f_s=1000$ Гц и коэффициенте модуляции $K_M=1$ коэффициент искажения синусоидальности тока $THDI=5,5\%$.

При ШИМ с синусоидальной предмодуляцией третьей гармоникой на несущей частоте $f_s=10$ кГц обеспечивается минимальное значение коэффициента искажения синусоидальности тока около $7,5\%$. При несущей частоте $f_s=1000$ Гц и коэффициенте модуляции $K_M=1$ коэффициент искажения синусоидальности тока повышается до $9,5\%$.

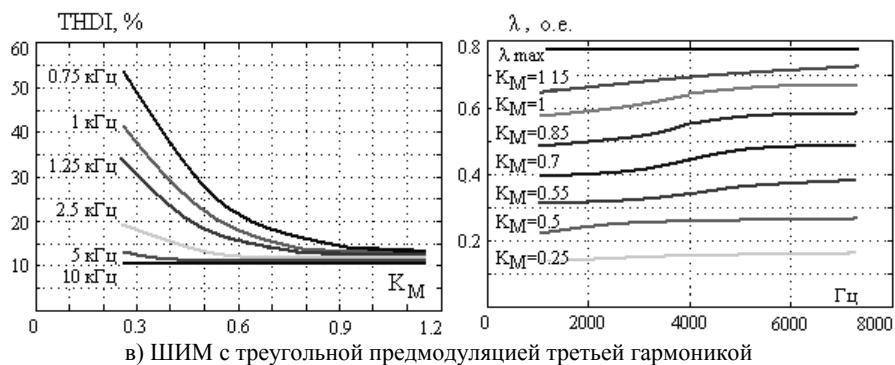
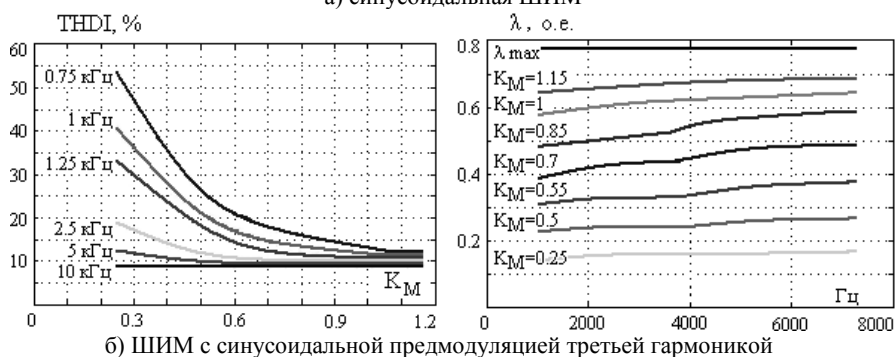
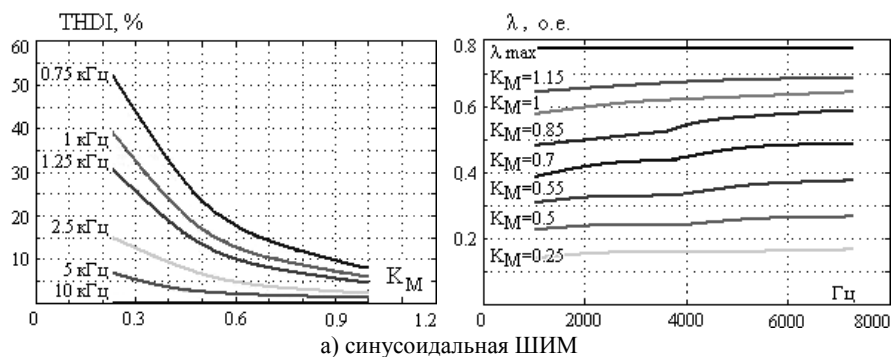


Рис.2.25. Зависимости коэффициента синусоидальных искажений тока от коэффициента модуляции при разных несущих частотах и коэффициента мощности от несущей частоты при разных коэффициентах модуляции

Искажение синусоидальности кривой тока при ШИМ с треугольной предмодуляцией третьей гармоникой самый высокий из трех рассмотренных способов ШИМ автономного инвертора и равен $THDI=13\%$ при несущей частоте $f_s=1000$ Гц и коэффициенте модуляции $K_M=1$. При увеличении несущей частоты до $f_s=10$ кГц и коэффициента модуляции до $K_M=1,15$ коэффициент искажения синусоидальности тока равен 10% .

Амплитуда первой гармоники выходного напряжения при синусоидальной ШИМ равна $78,55\%$ от величины напряжения в звене постоянного тока U_{dc} . При использовании ШИМ с предмодуляцией первая гармоника выходного напряжения равна $100\% U_{dc}$, что обеспечивается за счет возможности увеличения коэффициента модуляции до значения $1,15$.

На рис.2.25 видно, что увеличение коэффициента мощности при увеличении несущей частоты характерно для всех способов управления ключами. При ШИМ с предмодуляцией при коэффициенте модуляции $K_M=1,15$ обеспечивается коэффициент мощности на уровне $\lambda=0,7$ на высоких несущих частотах, при максимально возможном коэффициенте мощности $\lambda=0,7864$.

Повышение эффективности алгоритма пространственно-векторной модуляции

Повысить эффективность работы алгоритма ПВ модуляции можно путем разбиения координатной плоскости на подсекторы. Это позволит обеспечить улучшение формы кривой тока, а именно, снизить коэффициент несинусоидального искажения выходного тока и увеличить амплитуду основной гармоники выходного напряжения. При этом нет необходимости структурного изменения схемы автономного инвертора. Расчет временных интервалов T_1 и T_2 с учетом подсектора (n), в котором находится эталонный вектор, можно осуществить с помощью следующих выражений

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_c|U|}{U_{dc}} \left(\sin \frac{\pi}{3} n \cos \varphi_U - \cos \frac{\pi}{3} n \sin \varphi_U \right); \quad (2.5)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_c|U|}{U_{dc}} \left(-\cos \varphi_U \sin \frac{\pi}{3} (n-1) - \sin \varphi_U \cos \frac{\pi}{3} (n-1) \right), \quad (2.6)$$

На рис. 2.26 а, 2.26 б и 2.26 в показано разбиение координатной плоскости на 36, 72 и 120 подсекторов, соответственно.

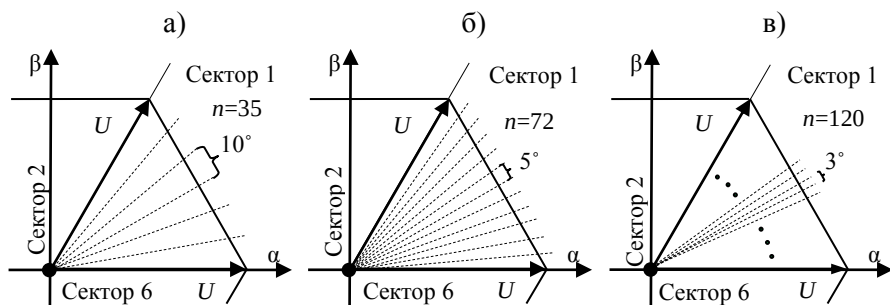


Рис.2.26. Разбиение координатной плоскости α - β на подсекторы

На рис.2.27 представлены формы кривых выходного тока автономного инвертора, фазного напряжения и первая гармоника фазного напряжения при величине подсектора: а-60°; б-10°; в - 5°; г - 3°.

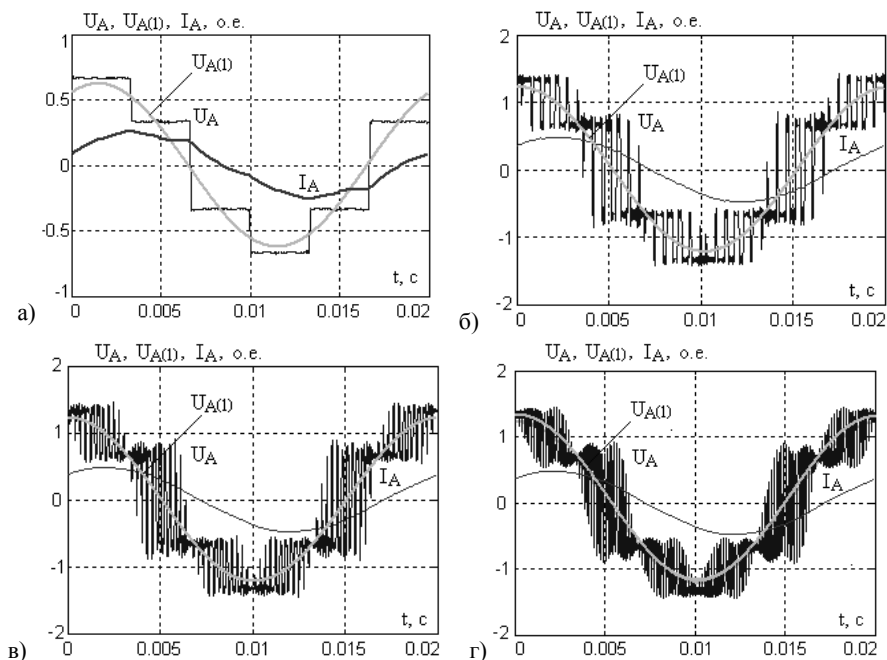


Рис.2.27. Выходной ток автономного инвертора, фазное напряжение и первая гармоника фазного напряжения

При величине сектора 60° характер ПВМ соответствует СШИМ. При уменьшении величины подсекторов и увеличении их количества увеличивается частота коммутации автономного инвертора. В свою очередь это обеспечивает лучшую форму кривой выходного тока автономного инвертора.

Максимальное значение выходного фазного напряжения автономного инвертора равно 66.7% от величины постоянного напряжения на входе автономного инвертора. Максимальное значение основной гармоники выходного фазного напряжения равно 61% постоянного входного напряжения автономного инвертора.

На рис.2.28 представлены зависимости, характеризующие изменение коэффициента несинусоидальных искажений выходного фазного напряжения и тока при изменении относительной длительности коммутации автономного инвертора и величины подсектора.

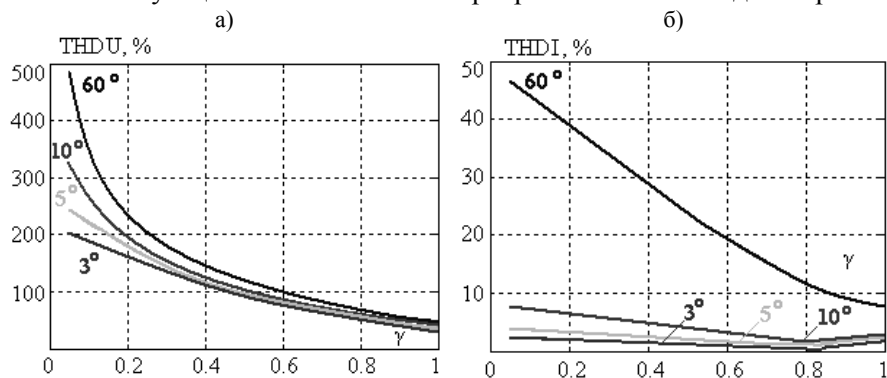


Рис.2.28. Зависимости коэффициента несинусоидальных искажений напряжения ($THDU$) и тока ($THDI$) на выходе автономного инвертора от относительной длительности коммутации (γ) при разной величине подсектора

Минимальное значение коэффициента несинусоидальных искажений выходного тока (рис.2.28 а) достигается при величине подсектора равного 3° и работе автономного инвертора в режиме переключения т.е. при относительной длительности коммутации выше 0.866. Минимальное значение коэффициента несинусоидального искажения фазного напряжения (рис.2.28 б) достигается при величине относительной длительности коммутации автономного инвертора равной 0.866 и находится ниже 3%.

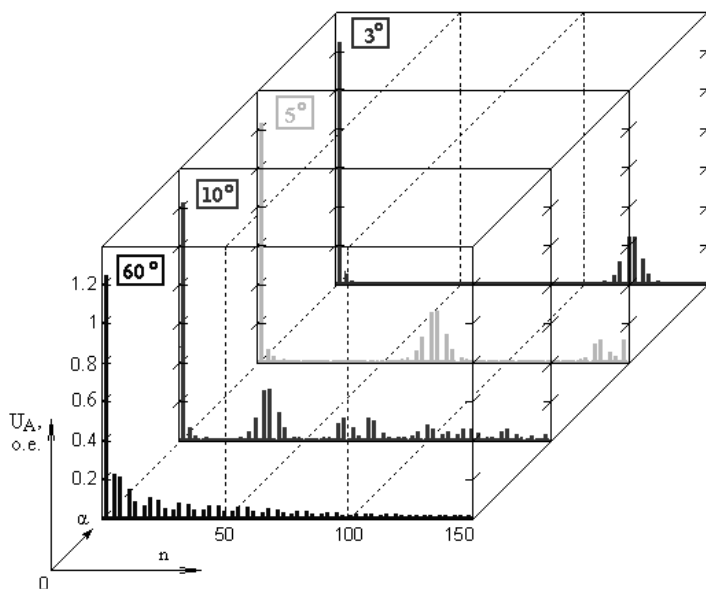


Рис.2.29. Спектры фазного напряжения

При шестидесятиградусной величине сектора и величине относительной длительности коммутации ниже 0.866 гармонический состав фазного напряжения соответствует гармоническому составу СШИМ, а при увеличении относительной длительности коммутации выше 0.866 – ШИМ с предмодуляцией. Из рис.2.29 в видно, как при уменьшении величины подсектора гармоники выходного напряжения, имеющие наибольшую амплитуду, смещаются в зоны высоких частот.

Таким образом, использование ШИМ с предмодуляцией позволяет увеличить амплитуду выходного напряжения автономного инвертора на 15%, при этом увеличивается коэффициент несинусоидальных искажений тока. Для треугольной предмодуляции этот параметр растет сильнее. Пространственно-векторная модуляция по сравнению с широтно-импульсной обеспечивает более высокое значение энергетических характеристик: снижение коэффициентов несинусоидальных искажений фазного напряжения и тока; повышение амплитуды основной гармоники выходного фазного напряжения в режиме перемодуляции; снижение уровня высокочастотных составляющих фазного напряжения.

3. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИМИТАЦИОННЫХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

3.1. Двухтрансформаторный преобразователь частоты с низковольтными полупроводниковыми коммутаторами

Двухтрансформаторные схемы преобразователей частоты находят широкое применение в электроприводах с вентиляторной нагрузкой. Принципиальная схема и пример использования такой схемы преобразователя частоты приведены в разделе 1.4.

В высоковольтных двухтрансформаторных схемах преобразователей частоты используются низковольтные полупроводниковые выпрямительно-инверторные ячейки и трансформаторы: понижающий – входной; повышающий – выходной.

Имитационная модель такого преобразователя частоты представлена на рис.3.1. Анализ электромагнитных процессов проводился в установившемся режиме работы. Нагрузка преобразователя имеет активно-индуктивный характер. Параметры имитационной модели представлены в таблице 3.1. Параметры блоков, не указанные в таблице, установлены по умолчанию. С помощью блоков Measures осуществляется измерение координат преобразователя.

Таблица 3.1

Параметры имитационной модели двухтрансформаторного преобразователя частоты с низковольтными полупроводниковыми коммутаторами

Элемент силовой схемы	Название блока	Параметры
Трехфазный источник напряжения	Ua, Ub, Uc	$U_{am}=U_{bm}=U_{cm}=8165$ В; $f_n=50$ Гц; $\varphi_a=0^\circ$, $\varphi_b=120^\circ$, $\varphi_c=-120^\circ$
Понижающий трансформатор	Three-phase Transformer 1	$P_n=500$ кВт; Y/Y; 10/0.7 кВ; $f_n=50$ Гц
Трехфазный мостовой выпрямитель	Diode bridge	Diodes
Звено постоянного тока	DC	$L=0.001$ Гн; $C=100$ мФ
Трехфазный автономный инвертор	Inverter	IGBT / Diodes; 2000 Гц
Повышающий трансформатор	Three-phase Transformer 2	$P_n=500$ кВт; Y/Y; 0,7/10 кВ; $f_n=50$ Гц
Выходной LC – фильтр	LC Filter	$U_n=10$ кВ; $f_n=50$ Гц; $L=0.002$ Гн; $C=50$ мФ
Нагрузка	RL Load	$U_n=10$ кВ; $f_n=50$ Гц; $P_n=450$ кВт; $Q_L=30$ кВар

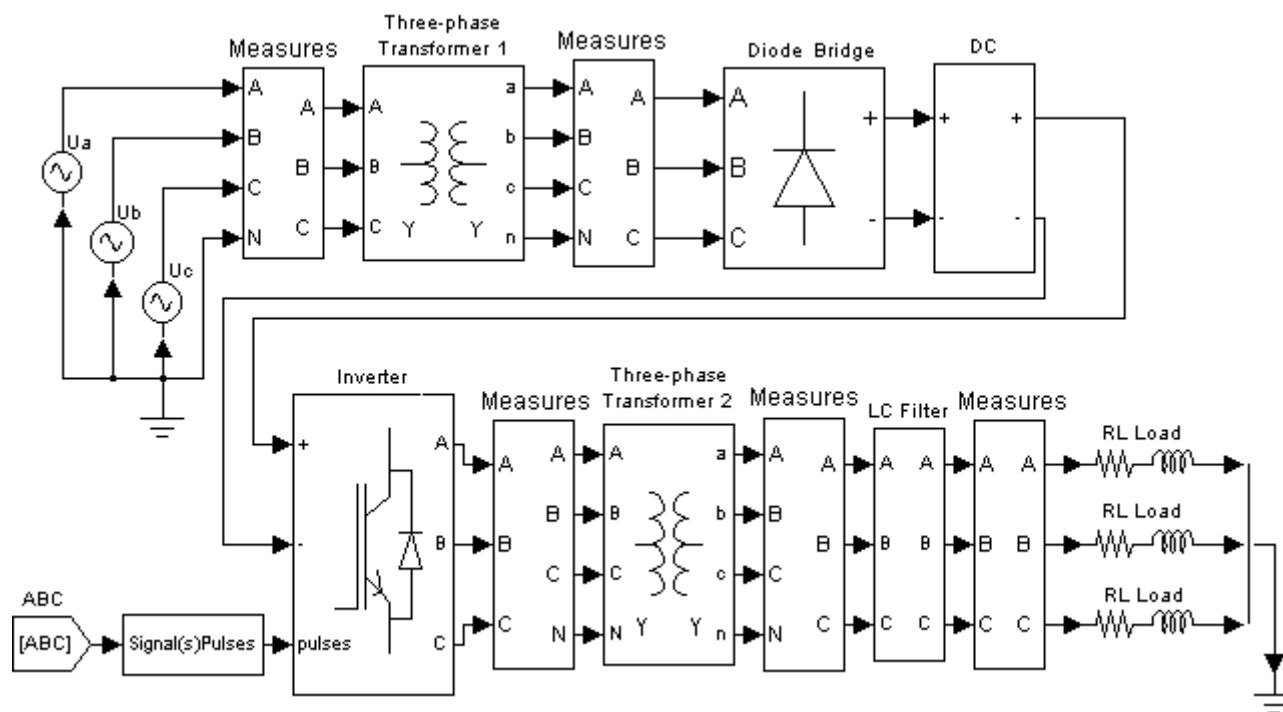


Рис. 3.1. Двухтрансформаторный преобразователь частоты с низковольтными полупроводниковыми коммутаторами

Результаты имитационного моделирования двухтрансформаторного преобразователя частоты с низковольтными полупроводниковыми коммутаторами приведены на рис.3.2 в виде диаграмм токов и напряжений. Осциллографирование осуществляется с помощью блоков Measures. Анализ полученных результатов приведен в таблице 3.2.

При имитационном моделировании учитываются следующие переменные: линейные напряжения и токи питающей сети (U_{abs} , U_{bcs} , U_{cas} , I_{as} , I_{bs} , I_{cs}); линейные напряжения и токи вторичной цепи понижающего трансформатора (U_{ab12} , U_{bc12} , U_{ca12} , I_{a12} , I_{b12} , I_{c12}); линейные напряжения и токи первичной цепи повышающего трансформатора (U_{ab21} , U_{bc21} , U_{ca21} , I_{a21} , I_{b21} , I_{c21}); линейные напряжения и токи вторичной цепи повышающего трансформатора (U_{ab22} , U_{bc22} , U_{ca22} , I_{a22} , I_{b22} , I_{c22}); линейные напряжения и токи нагрузки (U_{abl} , U_{bcl} , U_{cal} , I_{al} , I_{bl} , I_{cl}).

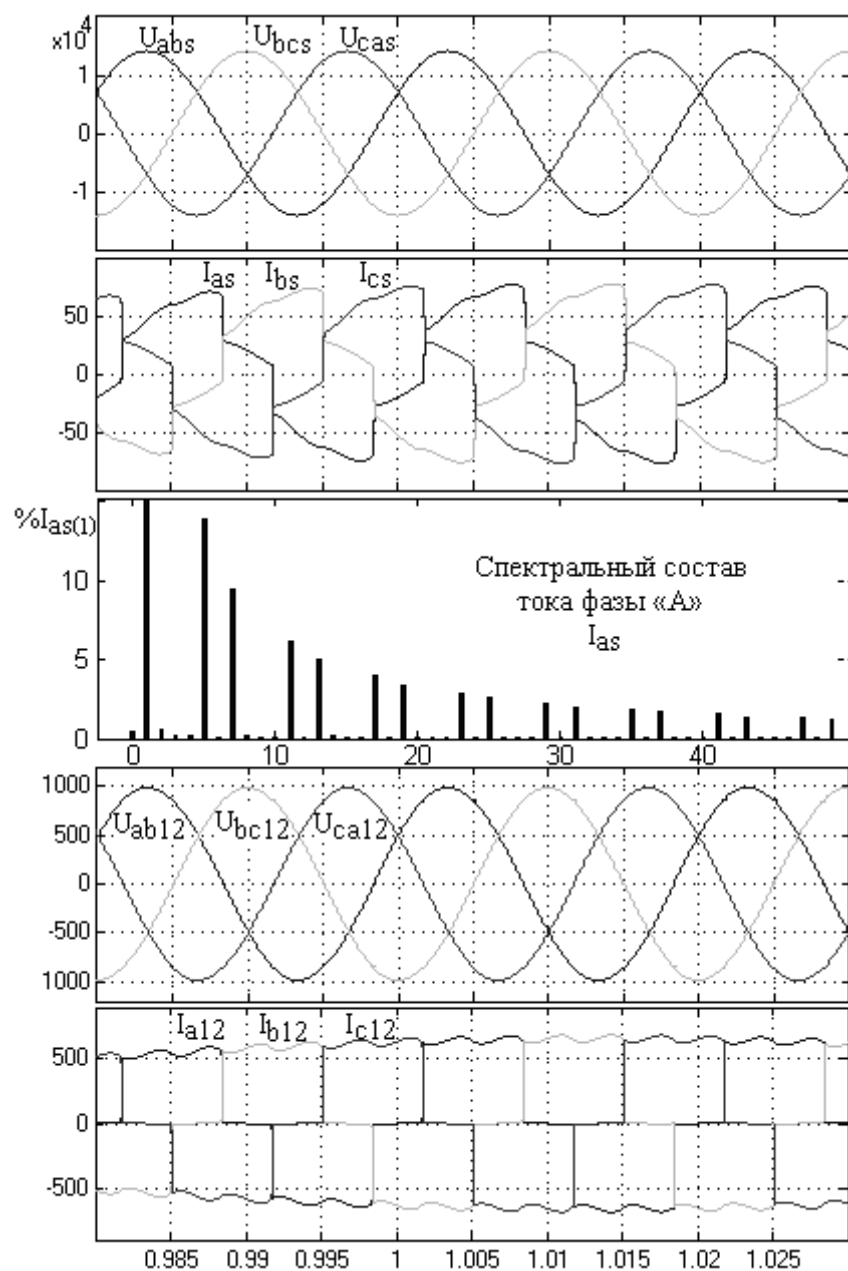
Также, на рис.3.2 приведены спектральные составы токов питающей сети и токов нагрузки, линейных напряжений питающей сети и нагрузки.

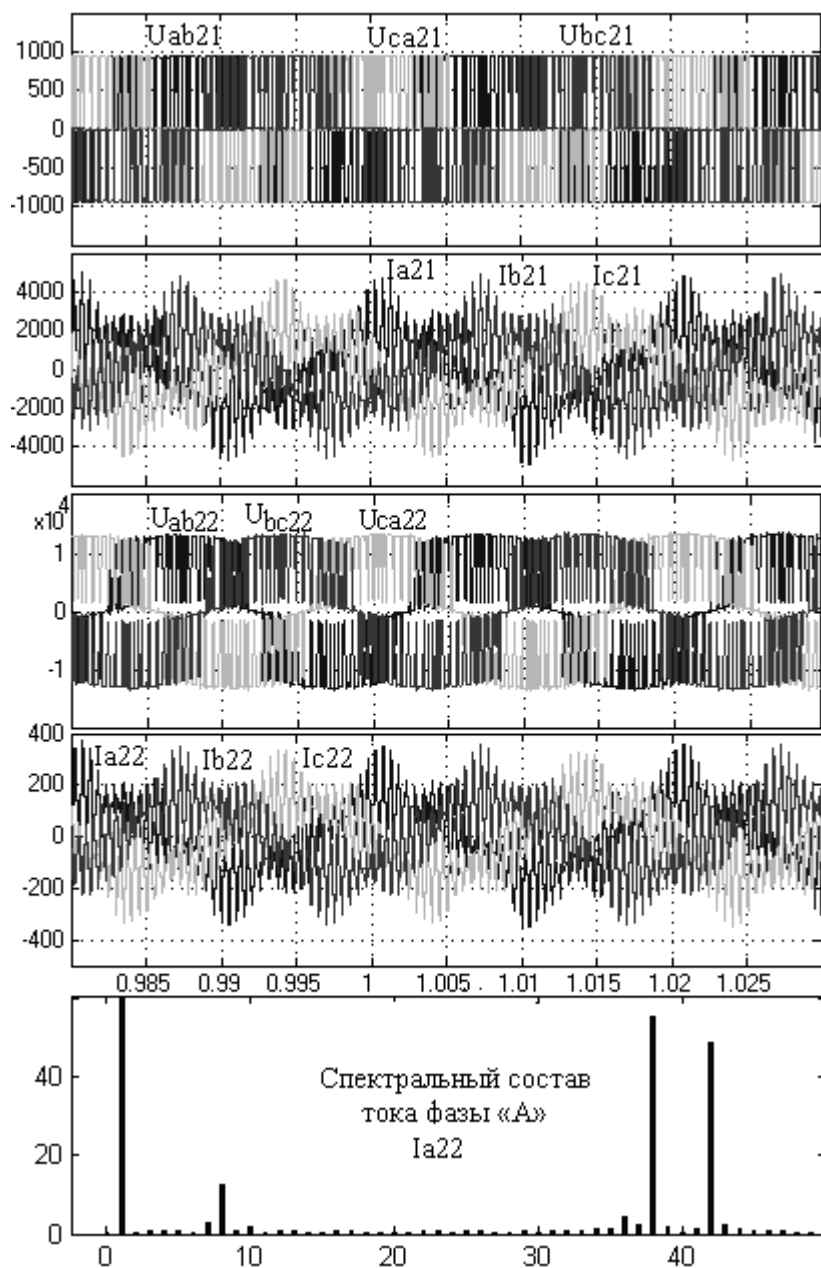
Таблица 3.2.

Анализ результатов моделирования
двухтрансформаторного преобразователя частоты
с низковольтными полупроводниковыми коммутаторами

Сеть электроснабжения		
Фазное напряжение (действующее), В		5777
Линейное напряжение (действующее), В		10000
Ток фазы «А» питающей сети (действующий), А		52,61
Искажение синусоидальности тока фазы «А» питающей сети		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 20,12%
50	100	
250	13,81	
350	9,39	
550	6,11	
650	4,99	
850	3,93	
950	3,39	
1150	2,87	
1250	2,53	
1450	2,25	
1550	2,01	
1750	1,84	

Понижающий трансформатор (входной)		
Фазное напряжение вторичной цепи (действующее), В		488
Линейное напряжение вторичной цепи (действующее), В		690
Ток фазы «А» вторичной цепи (действующий), А		507
Звено постоянного тока		
Выпрямленное напряжение (максимальное значение), В		960
Выпрямленное напряжение (минимальное значение), В		930
Повышающий трансформатор (выходной)		
Фазное напряжение первичной цепи (действующее), В		479
Линейное напряжение первичной цепи (действующее), В		692
Ток фазы «А» первичной цепи (действующий), А		300
Нагрузка		
Фазное напряжение нагрузки (действующее), В		5563
Линейное напряжение нагрузки (действующее), В		9636
Ток фазы «А» нагрузки (действующий), А		20,8
Искажение синусоидальности тока нагрузки фазы «А»		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 1,86 %
50	100	
100	0,14	
150	0,16	
200	0,16	
250	0,16	
300	0,6	
350	0,35	
400	1,41	
450	0,11	
500	0,19	
550	0.11	
Искажение синусоидальности линейного напряжения нагрузки		
Частоты гармоник напряжения, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения напряжения (THDU): 1,69 %
50	100	
100	0,13	
150	0,16	
200	0,14	
250	0,05	
300	0,36	
350	1,19	
400	0,36	
450	0,28	
500	0.05	





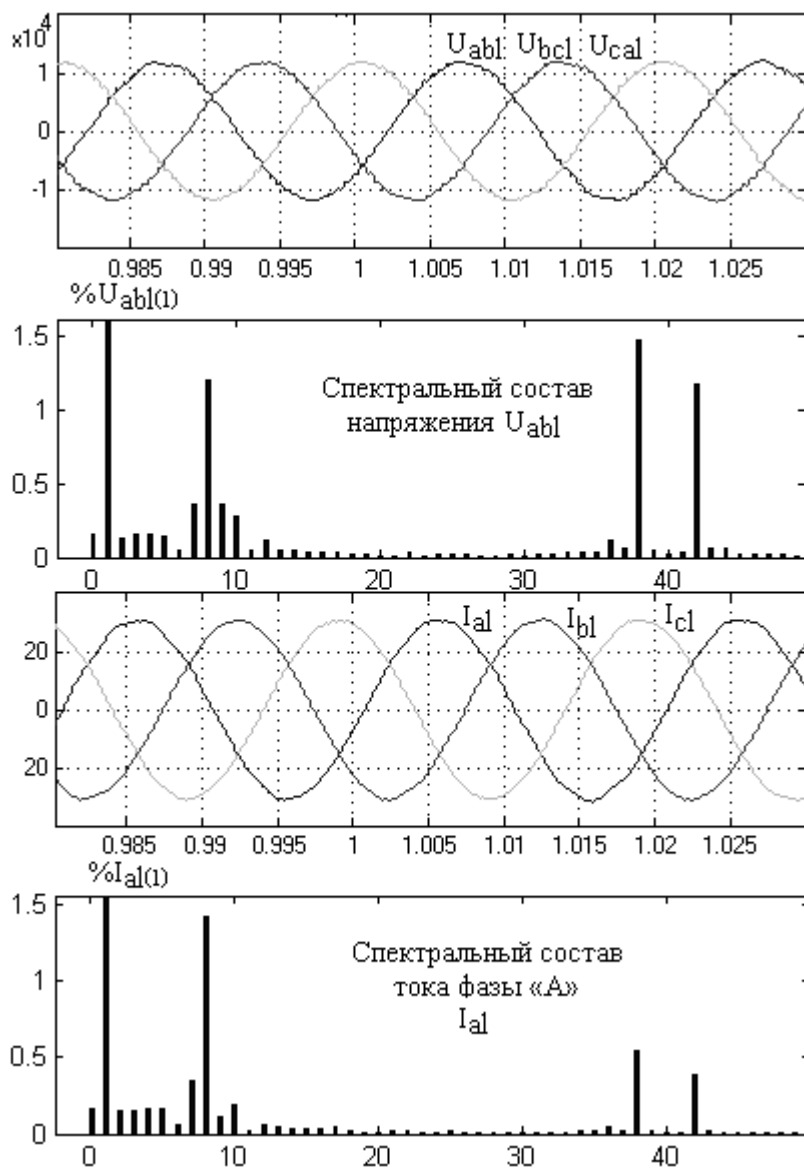


Рис.3.2. Результаты моделирования
двухтрансформаторного преобразователя частоты
с низковольтными полупроводниковыми коммутаторами

3.2. Преобразователь частоты с 12-пульсным выпрямителем и трехуровневым инвертором

Электропривода с использованием 12-пульсных выпрямителей и трехуровневых инверторов используются на различных предприятиях минерально-сырьевого комплекса. Примеры использования электроприводов такой структуры приведены в разделах 1.3, 1.4 и 1.6.

Анализ электромагнитных процессов, протекающих в таких преобразователях частоты, проводился с помощью имитационной модели, реализованной в MatLab. Схема модели представлена на рис.3.3.

Нагрузка преобразователя частоты имеет активно-индуктивный характер и реализована с помощью блока RL Load. Анализ электромагнитных процессов проводился в установившемся режиме работы. Параметры имитационной модели представлены в таблице 3.3. Блоки А, В и С обеспечивают формирование управляющих сигналов для автономного инвертора. Не указанные параметры блоков имитационной модели установлены по умолчанию.

Результаты имитационного моделирования преобразователя частоты с 12-пульсным выпрямителем и трехуровневым инвертором приведены на рис.3.4 в виде диаграмм токов и напряжений. Осциллографирование осуществляется с помощью блоков Measures. Анализ полученных результатов приведен в таблице 3.4.

При имитационном моделировании учитываются следующие переменные:

- линейные напряжения и токи питающей сети (U_{ab} , U_{bc} , U_{ca} , I_a , I_b , I_c);
- линейные напряжения и токи первичной цепи первого трансформатора (U_{ab11} , U_{bc11} , U_{ca11} , I_{a11} , I_{b11} , I_{c11});
- линейные напряжения и токи первичной цепи второго трансформатора (U_{ab12} , U_{bc12} , U_{ca12} , I_{a12} , I_{b12} , I_{c12});
- напряжения на выходе выпрямительных диодных мостов (U_{d1} , U_{d2});
- линейные напряжения на выходе автономного инвертора (U_{abl} , U_{bcl} , U_{cal});
- линейные напряжения и токи на нагрузке (U_{abl} , U_{bcl} , U_{cal} , I_{al} , I_{bl} , I_{cl}).

Таблица 3.3

Параметры имитационной модели преобразователя частоты с 12-пульсным выпрямителем и трехуровневым инвертором

Элемент силовой схемы	Название блока	Параметры
Трехфазный источник напряжения	Ua, Ub, Uc	$U_{am}=U_{bm}=U_{cm}=8165 \text{ В};$ $f_n=50 \text{ Гц};$ $\varphi_a=0^\circ, \varphi_b=120^\circ, \varphi_c=-120^\circ$
Двухобмоточный трансформатор (первый)	Three-phase Transformer 1	$P_n=10\,000 \text{ кВт};$ Y/Y; 10/6 кВ; $f_n=50 \text{ Гц}$
Двухобмоточный трансформатор (второй)	Three-phase Transformer 2	$P_n=10\,000 \text{ кВт};$ Y/ Δ ; 10/6 кВ; $f_n=50 \text{ Гц}$
Трехфазный мостовой выпрямитель (первый)	Universal Bridge 1	Diodes
Трехфазный мостовой выпрямитель (второй)	Universal Bridge 2	Diodes
Уравнительные дроссели	RL Branch	$R=0.0001 \text{ Ом};$ $L=0.01 \text{ Гн}$
Звено постоянного тока	C1, C2	$R=0.0001 \text{ Ом};$ $C=1 \text{ Ф}$
Трехуровневый автономный инвертор	Three-Level Bridge	IGBT / Diodes; 2000 Гц
Нагрузка	RL Load	$U_{ab}=U_{bc}=U_{ac} \text{ 8165 кВ};$ $f_n=50 \text{ Гц};$ $P_n=1000 \text{ кВт};$ $Q_L=300 \text{ кВар}$

Для анализа электромагнитной совместимости на рис.3.4 приведены спектральные составы напряжений и токов, потребляемых преобразователем частоты из сети электроснабжения, а также спектральные составы токов и напряжений нагрузок.

Из осциллограмм видно, что использование двенадцатипульсного выпрямителя позволяет обеспечить форму тока практически синусоидальной формы, с коэффициентом искажения синусоидальности 12,42%.

Использование трехуровневого автономного инвертора, работающего в режиме широтно-импульсной модуляции, обеспечивает синусоидальную форму кривой тока, с коэффициентом синусоидальности 5,92%.

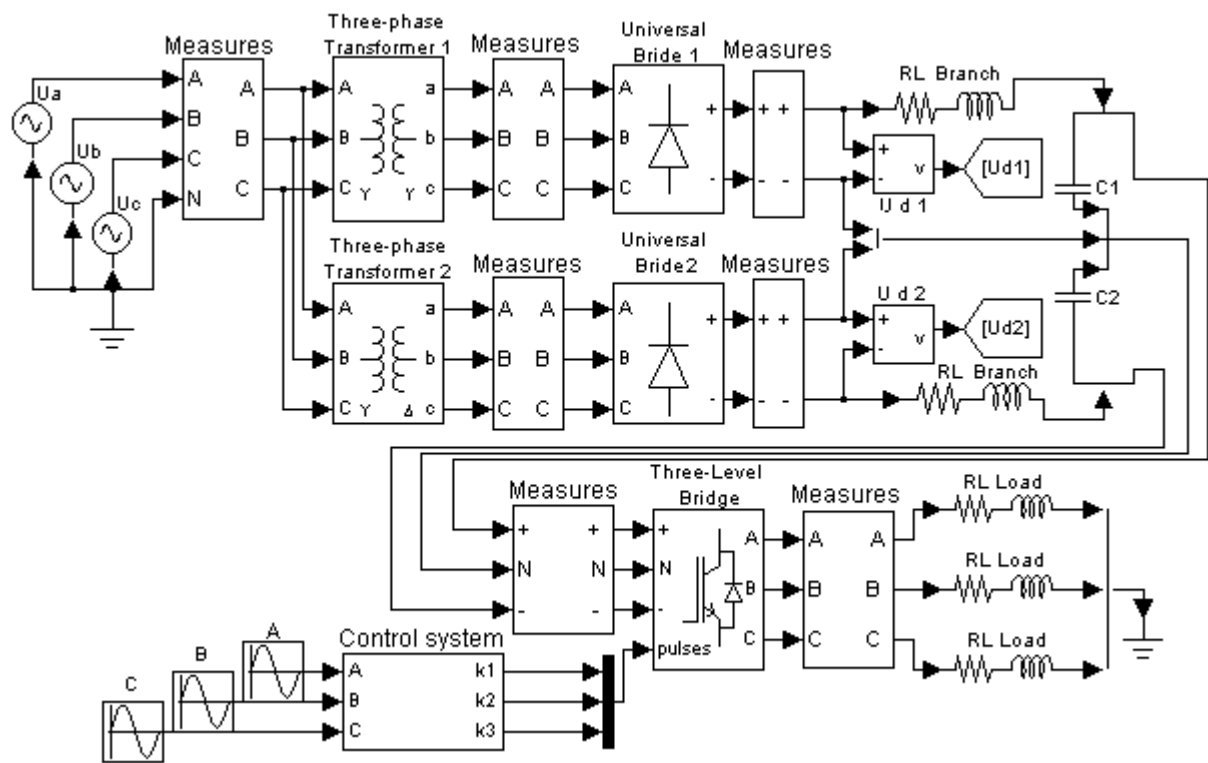
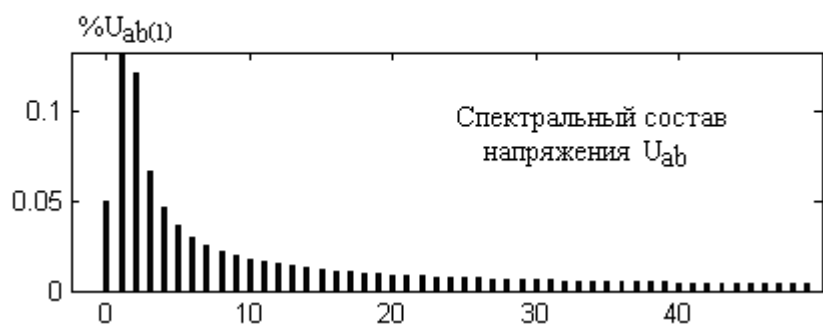
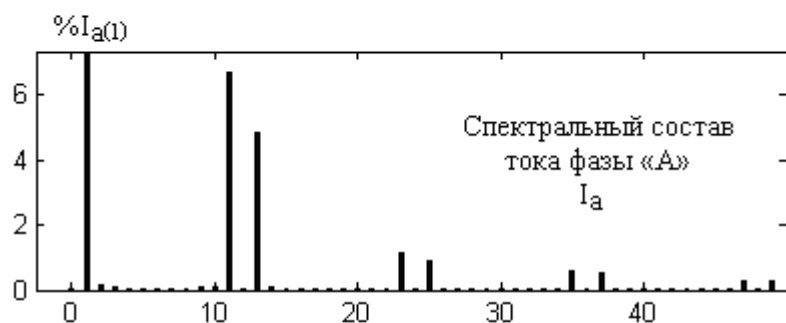
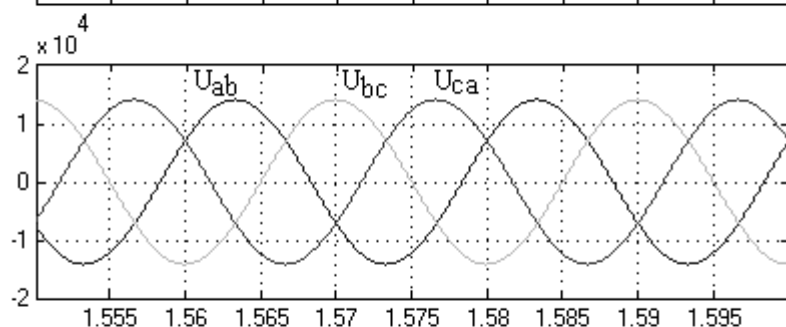
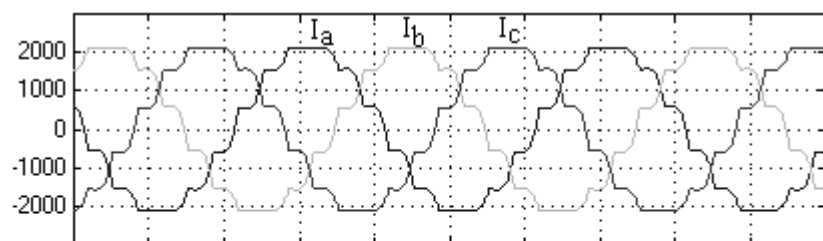


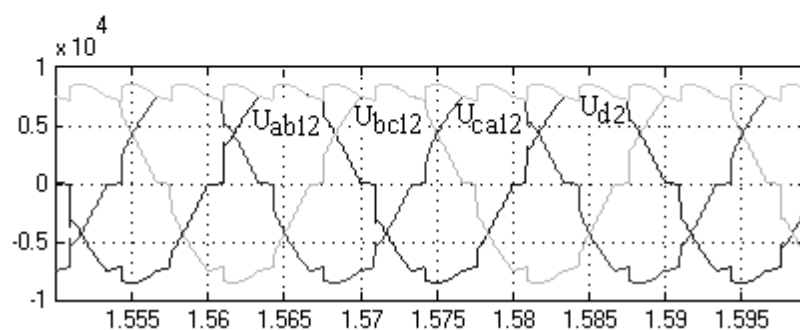
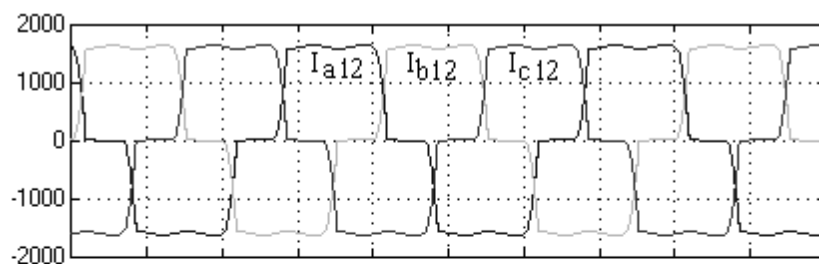
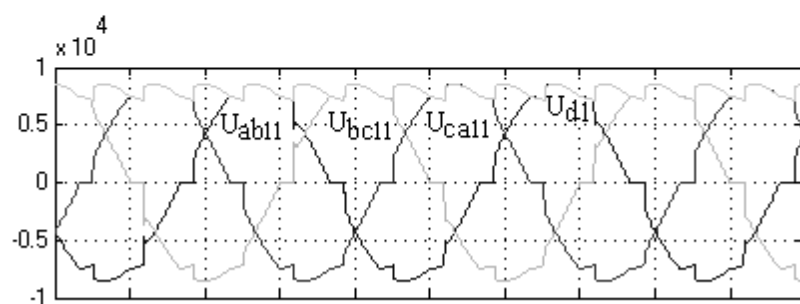
Рис. 3.3. Схема имитационной модели преобразователя частоты с 12-пульсным выпрямителем и трехуровневым инвертором

Таблица 3.4.

Анализ результатов моделирования преобразователя частоты
с 12-пульсным выпрямителем и трехуровневым инвертором

Сеть электроснабжения		
Фазное напряжение (действующее), В		5777
Линейное напряжение (действующее), В		10000
Ток фазы «А» питающей сети (действующий), А		1514
Искажение синусоидальности тока фазы «А» питающей сети		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI):12,42%
50	100	
550	13,81	
650	9,39	
1150	6,11	
Первый трансформатор		
Фазное напряжение вторичной цепи (действующее), В		3454
Линейное напряжение вторичной цепи (действующее), В		5984
Второй трансформатор		
Фазное напряжение вторичной цепи (действующее), В		3454
Линейное напряжение вторичной цепи (действующее), В		5984
Звено постоянного тока		
Выпрямленное напряжение (среднее), В		18900
Нагрузка		
Фазное напряжение нагрузки (действующее), В		6775
Линейное напряжение нагрузки (действующее), В		9581
Ток фазы «А» нагрузки (действующий), А		1537
Искажение синусоидальности линейного напряжения нагрузки		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDU): 9,86 %
50	100	
800	3,53	
900	2,93	
1100	2,46	
1200	2,71	
Искажение синусоидальности тока фазы «А» нагрузки		
Частоты гармоник напряжения, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 5,92%
50	100	
900	2,60	
1100	2,13	
1200	2,20	
1750	1,69	





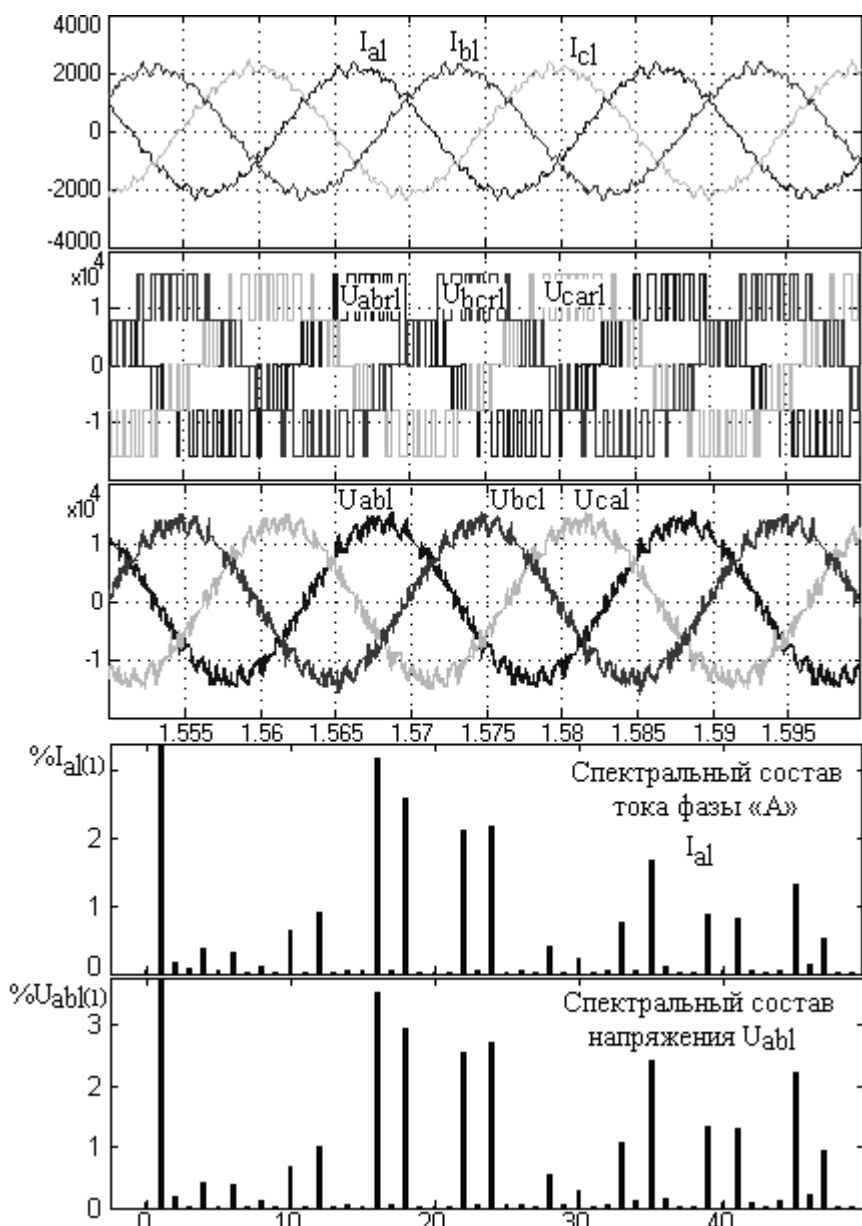


Рис.3.4. Результаты моделирования преобразователя частоты с 12-пульсным выпрямителем и трехуровневым инвертором

3.3. Преобразователь частоты с трехуровневым активным выпрямителем и трехуровневым автономным инвертором

Использование в современных регулируемых электроприводах преобразователей частоты с активными выпрямителями является одним из основных направлений повышения энергетических характеристик электротехнических систем на основе асинхронных электродвигателей. Унифицированные структуры полупроводниковых коммутаторов обеспечивают более высокую надежность преобразователей частоты.

Трехуровневые коммутаторы выполнены на полностью управляемых транзисторах, управление которыми осуществляется с помощью алгоритмов широтно-импульсной модуляции.

Пример использования преобразователя частоты с трехуровневыми активным выпрямителем и автономным инвертором, и принципиальная схема электроприводов с ними, приведены в разделе 1.2.

Схема имитационной модели такого преобразователя частоты, позволяющая исследовать электромагнитные процессы, протекающие в коммутаторах, приведена на рис.3.5. Параметры имитационной модели представлены в таблице 3.5. Параметры блоков, не указанные в таблице установлены по умолчанию. Нагрузка преобразователя частоты выполнена в виде последовательного соединения резистора и катушки индуктивности и имеет активно-индуктивный характер. Блоки А, В и С обеспечивают формирование управляющих сигналов для трехуровневого автономного инвертора

Результаты имитационного моделирования приведены на рис.3.6 в виде диаграмм токов и напряжений. Анализ полученных результатов приведен в таблице 3.6. Осциллографирование осуществляется с помощью блоков Measures. Анализ электромагнитных процессов и уровня электромагнитной совместимости проводился в установившемся режиме работы схемы.

При имитационном моделировании учитываются следующие переменные:

– линейные и фазные напряжения, токи питающей сети (U_{ab} , U_{bc} , U_{ca} , U_a , U_b , U_c , I_a , I_b , I_c); активная и реактивная мощности, потребляемые электротехнической системой (P и Q); линейные и фаз-

ные напряжения на входе трехуровневого активного выпрямителя (U_{ab2} , U_{bc2} , U_{ca2} , U_{a2} , U_{b2} , U_{c2}); выпрямленное напряжение в звене постоянного тока (U_d); линейные и фазные напряжения на выходе трехуровневого автономного инвертора (U_{abdr} , U_{bcdr} , U_{cadr} , U_{adr} , U_{bdr} , U_{cdr}); линейные и фазные напряжения, ток на нагрузке (U_{abl} , U_{bcl} , U_{cal} , U_{al} , U_{bl} , U_{cl} , I_{al} , I_{bl} , I_{cl}).

Также, на рис.3.6 приведены спектральные составы тока, потребляемого преобразователем частоты, напряжения и тока на нагрузке.

Таблица 3.5

Параметры имитационной модели преобразователя частоты
с трехуровневым активным выпрямителем и
трехуровневым автономным инвертором

Элемент силовой схемы	Название блока	Параметры
Трехфазный источник напряжения	Ua, Ub, Uc	$U_{am}=U_{bm}=U_{cm}=3400$ В; $f_n=50$ Гц; $\varphi_a=0^\circ$, $\varphi_b=120^\circ$, $\varphi_c=-120^\circ$
Входной трехфазный дроссель	Drossel	$R=0.0001$ Ом; $L=0.001$ Гн
Трехуровневый активный выпрямитель	Three-Level rectifier	IGBT / Diodes; 1000 Гц
Звено постоянного тока	DC	$R=0.0001$ Ом; $C=100$ мФ
Трехуровневый автономный инвертор	Three-Level Inverter	IGBT / Diodes; 2000 Гц
Нагрузка	RL Load	$U_{ab}=U_{bc}=U_{ac}$ 4200 кВ; $f_n=50$ Гц; $P_n=3300$ кВт; $Q_L=500$ кВар

Таблица 3.6.

Анализ результатов моделирования преобразователя частоты
с трехуровневым активным выпрямителем и
трехуровневым автономным инвертором

Сеть электроснабжения	
Фазное напряжение (действующее), В	2410
Линейное напряжение (действующее), В	4165
Ток фазы «А» питающей сети (действующий), А	670
Искажение синусоидальности тока фазы «А» питающей сети	

Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI):10,28%
50	100	
100	1,43	
150	1,22	
200	1,49	
250	3,86	
300	1,55	
350	1,41	
500	4,77	
800	9,41	
Звено постоянного тока		
Уставка на выпрямленное напряжение, В		7400
Выпрямленное напряжение (среднее), В		7400
Нагрузка		
Фазное напряжение нагрузки (действующее), В		2572
Линейное напряжение нагрузки (действующее), В		4455
Ток фазы «А» нагрузки (действующий), А		536,2
Искажение синусоидальности линейного напряжения нагрузки		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения напряжения (THDU):10,62 %
50	100	
500	2,85	
550	0,09	
600	5,83	
800	6,66	
900	3,96	
1100	2,15	
1200	1,92	
Искажение синусоидальности тока фазы «А» нагрузки		
Частоты гармоник напряжения, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 4,64 %
50	100	
150	1,24	
450	0,85	
500	1,44	
550	0,08	
600	2,69	
650	0,12	
800	2,54	
900	1,4	

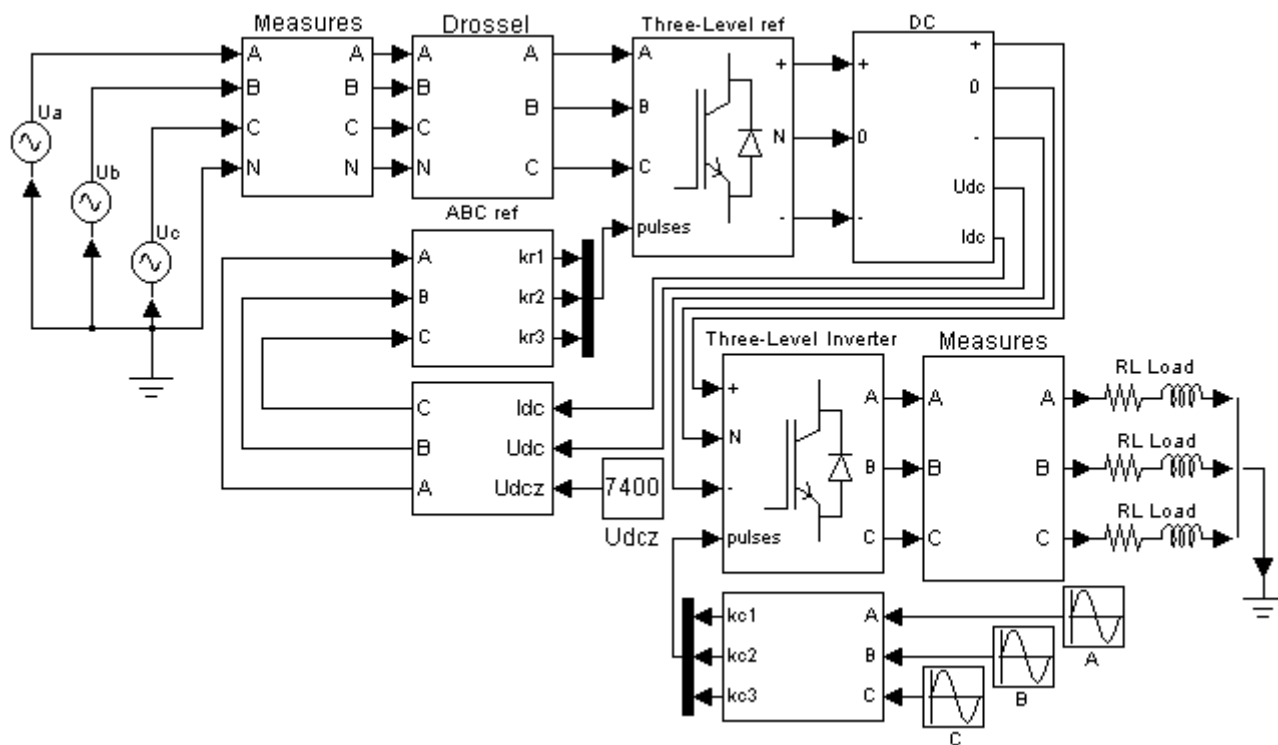
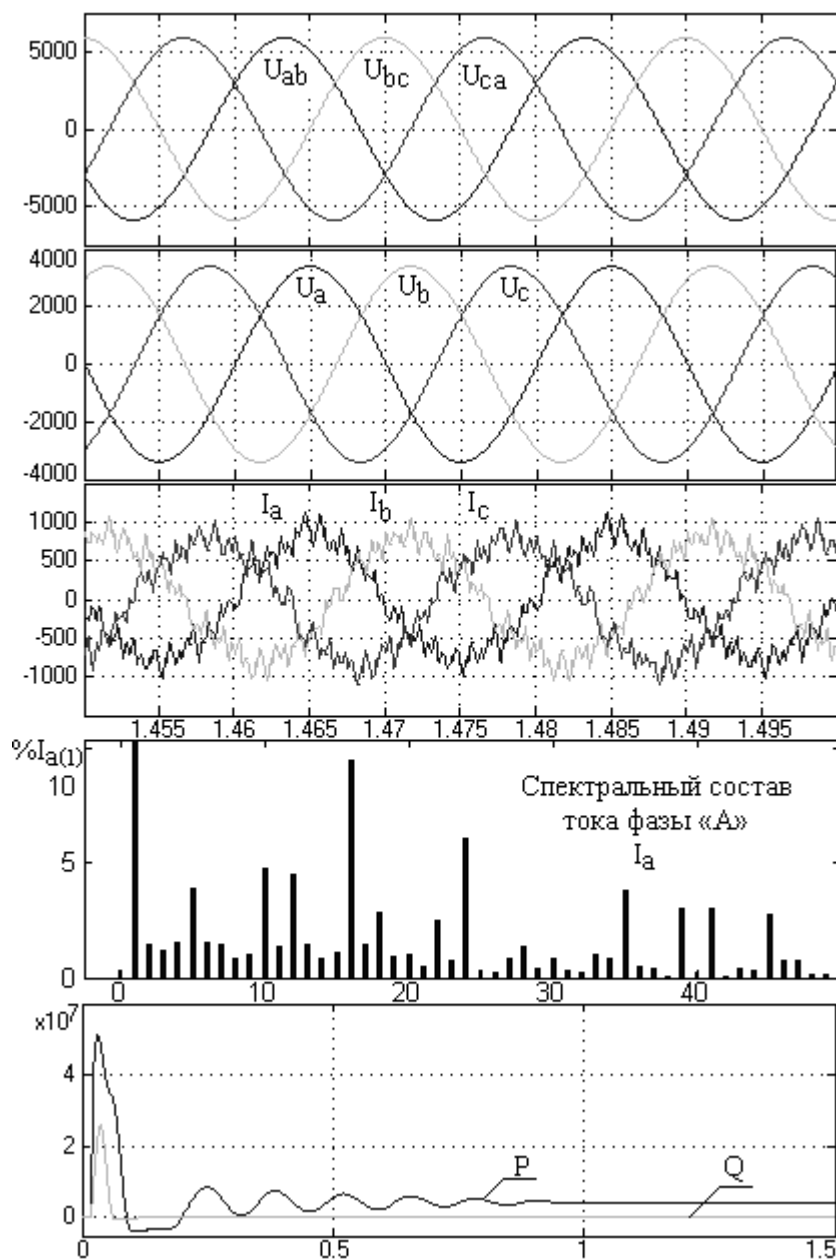
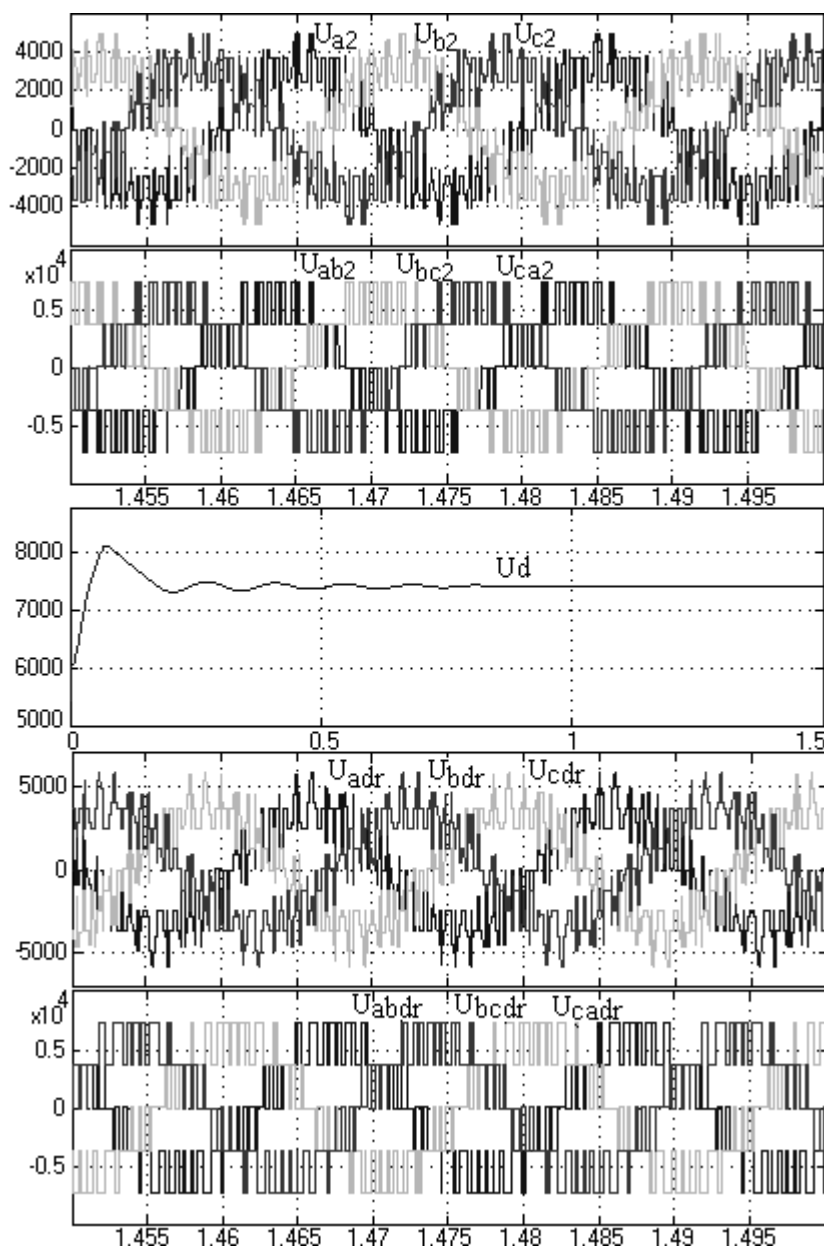


Рис. 3.5. Схема имитационной модели преобразователя частоты с трехуровневым активным выпрямителем и трехуровневым автономным инвертором





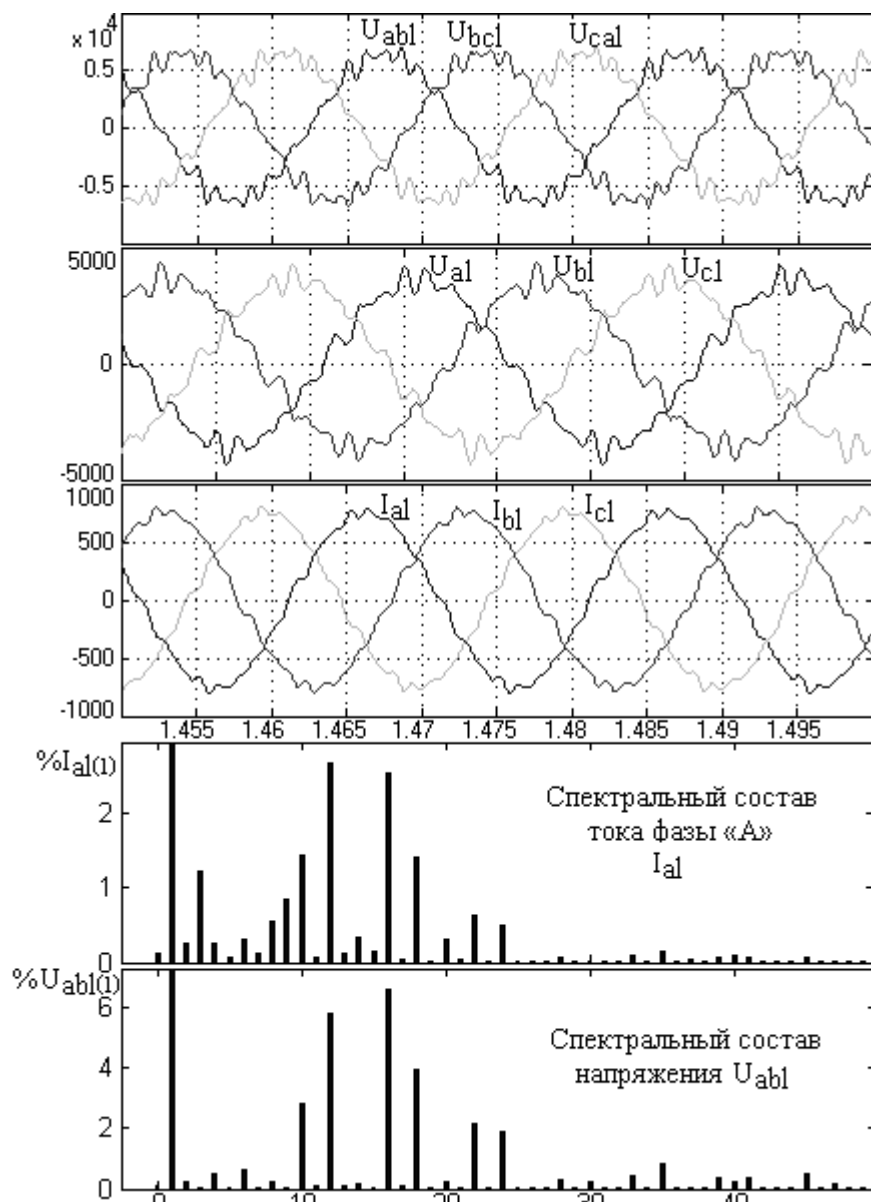


Рис.3.6. Результаты моделирования преобразователя частоты с трехуровневым активным выпрямителем и трехуровневым автономным инвертором

3.4. Преобразователь частоты с параллельным включением автономных инверторов и активным выпрямителем

За счет использования активного выпрямителя в преобразователе частоты появляется возможность построения электроприводов с питанием нескольких автономных инверторов от одного выпрямительного устройства. Активный выпрямитель обеспечивает поддержание выпрямленного напряжения в звене постоянного тока, даже при колебании напряжения питающей сети.

Электропривод такой структуры описан в разделе 1.6, как привод мотор-колес. Схема имитационной модели преобразователя частоты такой структуры приведена на рис.3.7. Параметры имитационной модели представлены в таблице 3.7. Параметры блоков, не указанные в таблице, установлены по умолчанию. Нагрузка преобразователя имеет активно-индуктивный характер.

Таблица 3.7

Параметры имитационной модели преобразователя частоты
с параллельным включением автономных инверторов и активным выпрямителем

Элемент силовой схемы	Название блока	Параметры
Трехфазный источник напряжения	Ua, Ub, Uc	$U_{am}=U_{bm}=U_{cm}=310\text{ В};$ $f_n=50\text{ Гц};$ $\varphi_a=0^\circ, \varphi_b=120^\circ, \varphi_c=-120^\circ$
Входной трехфазный дроссель	Drossel	$R=0.0001\text{ Ом};$ $L=0.001\text{ Гн}$
Трехуровневый активный выпрямитель	Active Front End	IGBT / Diodes; 1000 Гц
Звено постоянного тока	DC	$R=0.0001\text{ Ом}; C=100\text{ мФ}$
Трехуровневый автономный инвертор	Inverter 1 (Inverter 2)	IGBT / Diodes; 2000 Гц
Нагрузка	RL Load	$U_{ab}=U_{bc}=U_{ac}=380\text{ В};$ $f_n=50\text{ Гц};$ $P_n=150\text{ кВт}; Q_L=140\text{ кВар}$

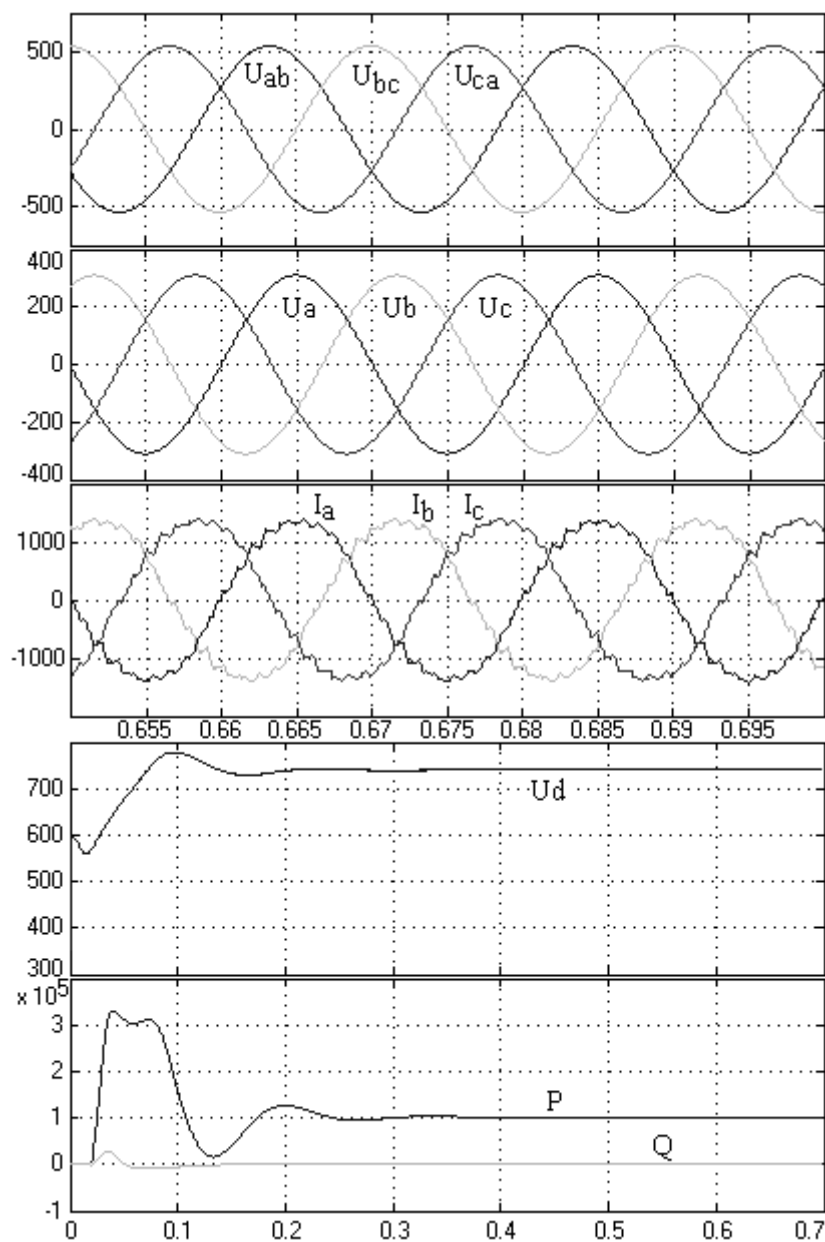
Результаты имитационного моделирования преобразователя с параллельным соединением инверторов и активным выпрямителем приведены на рис.3.8 в виде диаграмм токов и напряжений. Анализ полученных результатов приведен в таблице 3.8. Анализ электромагнитных процессов проводился в установившемся режиме работы преобразователя.

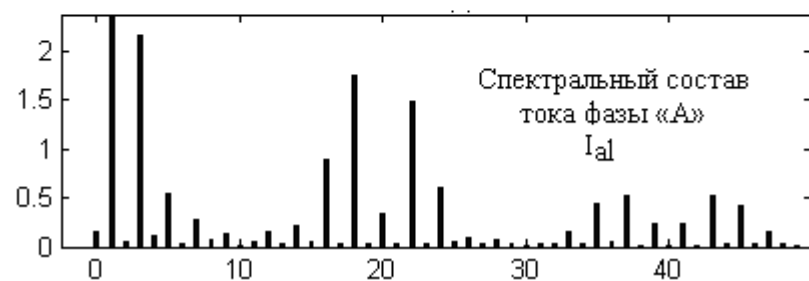
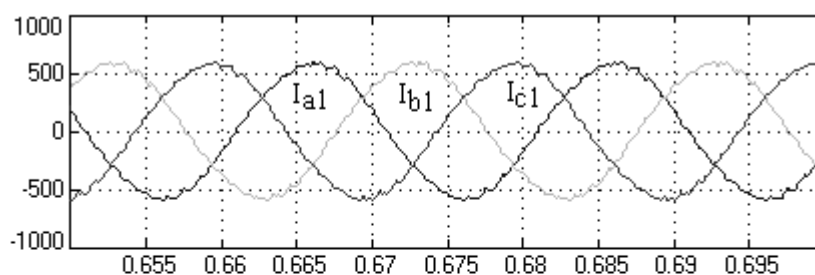
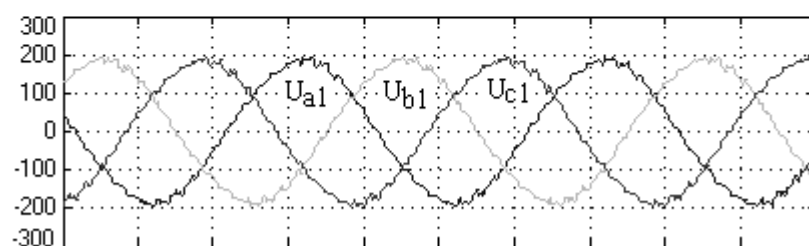
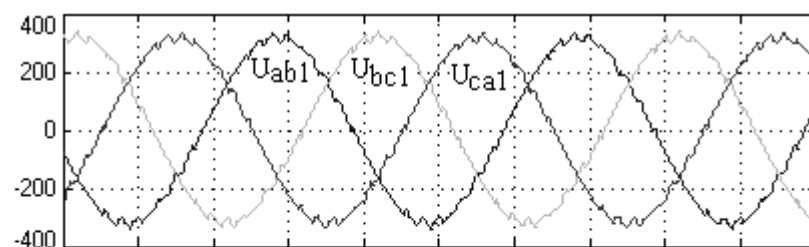
При имитационном моделировании учитываются следующие переменные: линейные и фазные напряжения, токи питающей сети ($U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}, U_a, U_b, U_c, I_a, I_b, I_c$); активная и реактивная мощности, потребляемые электротехнической системой (P и Q); линейные и фазные напряжения, токи на выходе первого автономного инвертора ($U_{ab1}, U_{bc1}, U_{ca1}, U_{a1}, U_{b1}, U_{c1}, I_{a1}, I_{b1}, I_{c1}$); линейные и фазные напряжения, токи на выходе второго автономного инвертора ($U_{ab2}, U_{bc2}, U_{ca2}, U_{a2}, U_{b2}, U_{c2}, I_{a2}, I_{b2}, I_{c2}$); выпрямленное напряжение в звене постоянного тока (U_d). На рис.3.8 приведены спектральные составы токов нагрузки.

Таблица 3.8.

Анализ результатов моделирования преобразователя частоты с параллельным включением автономных инверторов и активным выпрямителем

Сеть электроснабжения		
Линейное напряжение (действующее), В		380
Ток фазы «А» питающей сети (действующий), А		1025
Искажение синусоидальности тока фазы питающей сети «А»		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 6,03%
50	100	
900	3,58	
900	3,21	
Звено постоянного тока		
Уставка / результирующее выпрямленное напряжение, В		750/750
Нагрузка (автономный инвертор 1)		
Линейное напряжение нагрузки (действующее), В		380
Ток фазы «А» нагрузки 1 (действующий), А		409
Искажение синусоидальности тока фазы нагрузки «А»		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 3,57%
50	100	
150	2,15	
900	1,74	
Нагрузка (автономный инвертор 2)		
Линейное напряжение нагрузки (действующее), В		380
Ток фазы «А» нагрузки (действующий), А		409
Искажение синусоидальности линейного напряжения нагрузки		
Частоты гармоник тока, Гц	Действующее значение, % от основной гармоники	Коэффициент искажения тока (THDI): 3,58 %
50	100	
150	2,15	
900	1,74	





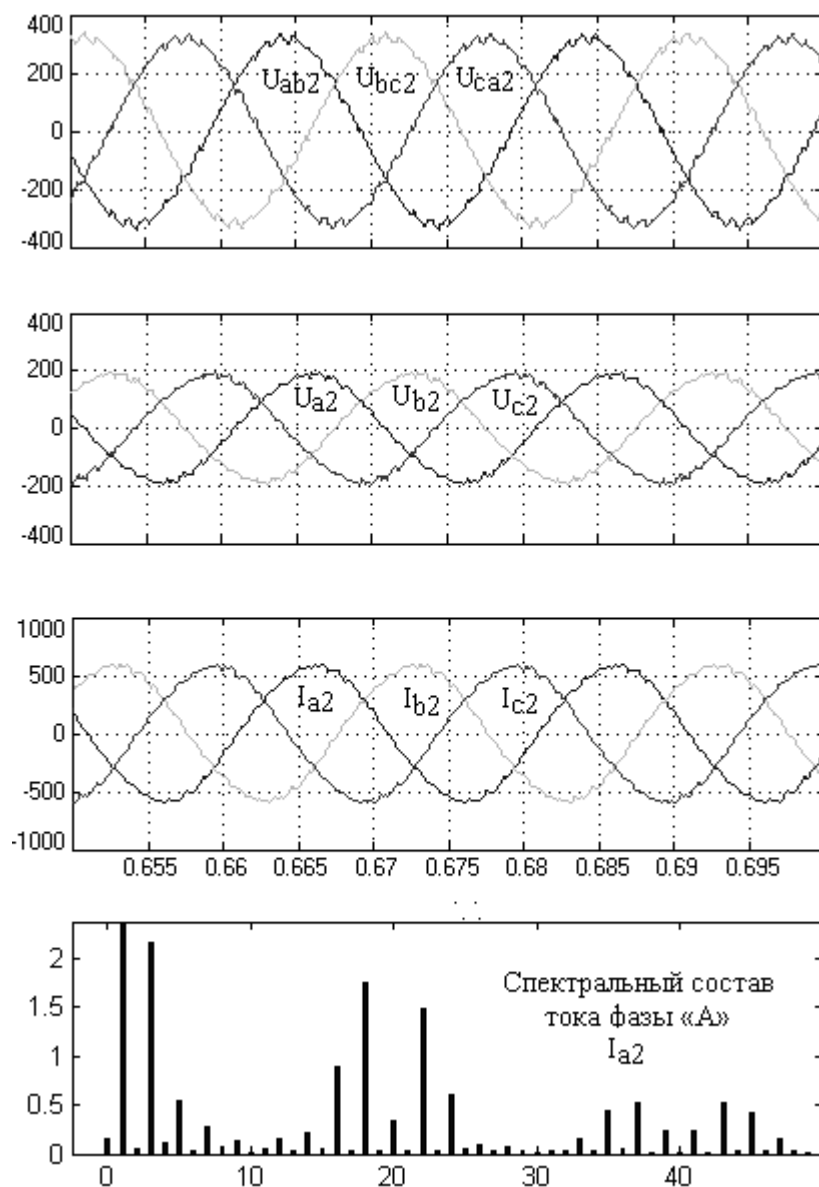


Рис. 3.8. Результаты моделирования преобразователя частоты с параллельным включением автономных инверторов и активным выпрямителем

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В учебном пособии рассмотрены различные структуры полупроводниковых преобразователей частоты, которые используются в различных электротехнических системах и комплексах с асинхронными электродвигателями.

Использование в выпрямителях и инверторах преобразователей частоты транзисторных ключей обеспечивает высокий уровень электромагнитной совместимости полупроводниковых устройств с сетью электроснабжения и нагрузкой (приводными электродвигателями). Высокочастотные транзисторные преобразователи обеспечивают минимальные искажения тока и напряжения.

За счет модернизации и повышения эффективности алгоритмов управления ключами полупроводниковых преобразователей, можно обеспечить их повышенные энергетические характеристики.

Таким образом, создание и изучение различных структур и алгоритмов управления, и внедрение высокотехнологических решений в этой области в производство, позволит обеспечить значительный рост эффективности промышленных объектов и технических средств нефтегазовой и горной отраслей минерально-сырьевого комплекса.

РЕКОМЕНДУЕМЫЙ БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. ГОСТ Р 50397-2011. Совместимость технических средств электромагнитная. Термины и определения.
2. Белов М.П., Зементов О.И., Козярук А.Е. и др. Инжиниринг электроприводов и систем автоматизации. М.: Академия, 2006 – 368 с.
3. Шрейнер Р.Т., Калыгин А.И., Кривовяз В.К. Электропривода переменного тока на базе непосредственных преобразователей частоты с ШИМ. Екатеринбург: ФГАОУ ВПО «Рос. гос. проф.-пед. ун-т», 2012 – 223 с.
4. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: УРО РАН, 2000. - 654 с.
5. Официальный сайт компании Siemens: www.siemens.com.
6. Frank J., Bartos P. E. Medium-voltage drives shine offshore //Process & control engineering, 2006, № 59 (7).
7. Золотухин А.Б., Гудмestad О.Т., Ермаков А.И. и др. Основы разработки шельфовых нефтегазовых месторождений и строительство морских сооружений в Арктике. М.: «Нефть и газ» РГУ нефти и газа им. И. М. Губкина, 2000 – 770 с.
8. Меньшов Б.Г., Ершов М.С., Яризов А.Д. Электротехнические установки и комплексы нефтегазовой промышленности. М.: ОАО «Издательство «Недра», 2000 – 487 с.
9. Лазарев Г.Б. Высоковольтные преобразователи для частотно-регулируемого электропривода. Построение различных систем // Новости электротехники, 2005. № 2 (32).
10. Зобов И.Б., Малиновский О.В, Лапшина А.А. Системы частотного регулирования с крупными и высоковольтными электродвигателями // Информационный бюллетень, 2007, № 2.
11. Лядов К.Б., Злобин А.Г., Мордовченко Д.Д. и др. Электроприводные агрегаты нового поколения производства «РЭП Холдинга» // Газотурбинные технологии, 2012, №4.
12. Пат. 2485353 Российская Федерация, RU № 2485353. Подводный газоперекачивающий агрегат для многониточного трубопровода. Козярук А.Е., Васильев Б.Ю; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Санкт- Петербургский государ-

ственный горный университет». № 2012100910/06; завл. 11.01.2012; опублик. 20.06.2013, бюл. № 17.

13. Толстов С.С., Мирзоев Д.А., Ибрагимов И.Э. Подводная технология добычи углеводородов – ключевой фактор освоения ресурсов шельфа Арктики // Газовая промышленность, 2011, №661.

14. Дурыманов В.В., Леонтьев С.А., Седов В.В. На суше и под водой: капсулированный компрессорный агрегат STC-ЕСО-II компании Siemens // Турбины и дизели, 2010, №2.

15. Пронин М.В., Воронцов А.Г. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет) / Под редакцией Крутякова Е.А. Санкт-Петербург: «Силовые машины» «Электросила», 2003 – 172 с.

16. Пронин М.В., Воронцов А.Г., Калачиков П.Н., Емельянов А.П. Электроприводы и системы с электрическими машинами и полупроводниковыми преобразователями (моделирование, расчет, применение)/Под редакцией Крутякова Е. А. Санкт-Петербург: «Силовые машины» «Электросила», 2004 - 252 с.

17. Козярук А.Е., Рудаков В.В. Системы прямого управления моментом в частотно-регулируемых электроприводах переменного тока. СПб: СПбЭК, 2005 – 100 с.

18. Козярук А.Е., Рудаков В.В. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов. Санкт-Петербург: СПбЭК, 2004 – 127 с.

19. Худяков В.Ф., Хабужов В.А. Моделирование источников вторичного электропитания в среде MATLAB Санкт-Петербург: ГУАП, 2008 – 332 с.

20. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. М.: ДМК Пресс, 2007 – 288 с.

21. Штовба С.Д. Проектирование нечетких систем средствами MATLAB. М.: Изд. Телеком, 2007 – 288 с.

22. Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0. Санкт-Петербург: Люмена, 2001 – 320 с.

23. Дьяконов В.П. Matlab 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6. Основы применения. М.: СОЛОН-Пресс, 2005 – 800 с.

24. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока

с частотным регулированием. М.: Академия, 2007 – 265 с.

25. Ефимов А.А., Шрейнер Р.Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока. Новоуральск: изд. НГТИ, 2001 – 250 с.

26. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. Иваново: ГОУВПО «Ивановский гос. энер. ун-т им В.И.Ленина», 2008 – 298 с.

27. Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями. Санкт-Петербург: СПбГУ ИТМО, 2006 – 94 с.

28. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: УРО РАН, 2000. - 654 с.

29. Онищенко Г. Б. Электрический привод М.: РАСХН, 2003 – 320 с.

30. Браславский И.Я., Ишматов З.Ш., Поляков В.Н. Энергосберегающий асинхронный электропривод. М.: Академия, 2004 – 256 с.

31. Терехов В.М., Осипов О.И. Системы управления электроприводов. М.: Академия, 2006 – л 304 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

ПРОВЕРКА АДЕКВАТНОСТИ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ

Рассмотрим алгоритм доказательства адекватности математической модели на примере модели асинхронного двигателя [1А-4А]. Для этого необходимо иметь испытательную установку с асинхронным двигателем и ее математическую модель.

На испытательной установке была проведена серия экспериментов пуска асинхронного электродвигателя. Осциллограммы изменения частоты вращения и электромагнитного момента при пуске электродвигателя приведены на рис. А.1.

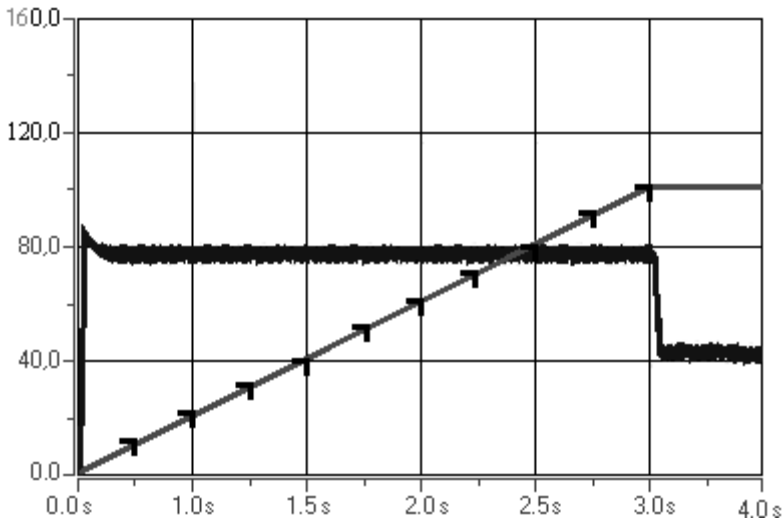


Рис. А.1. Осциллограммы, полученные при пуске асинхронного электродвигателя на испытательной установке

С использованием математической модели был смоделирован пуск такого же асинхронного двигателя в аналогичных условиях. Осциллограммы пуска представлены на рис.А.2.

Проверим адекватность математической модели. Для этого сформулируем нуль-гипотезу H_0 : математическая модель асинхронного электродвигателя адекватна. Альтернативная гипотеза H_1 : математическая модель электродвигателя неадекватна.

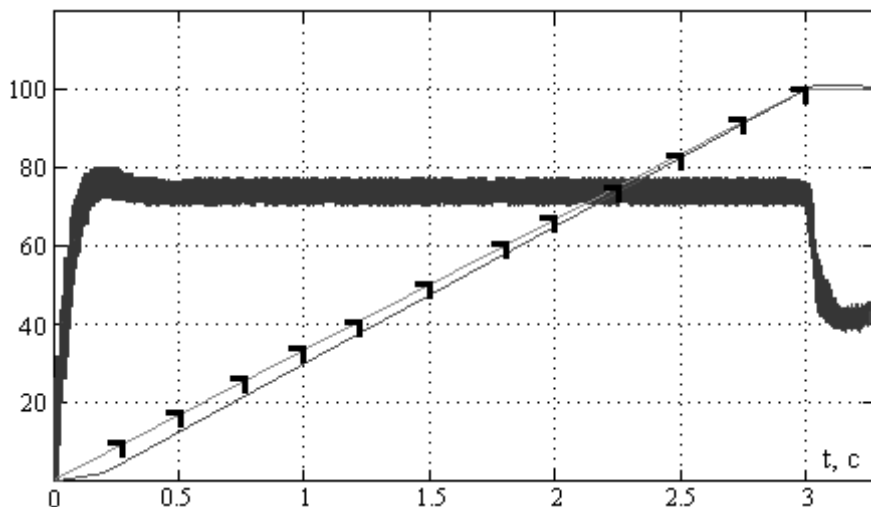


Рис. А.2. Осциллограммы, полученные при пуске асинхронного электродвигателя в MatLab

На стендовой установке было проведено три экспериментальных пуска асинхронного двигателя, т.е. $n=3$. Как говорилось выше, одна из осциллограмм приведена на рис. А.1. На каждой осциллограмме было выделено 13 точек, т.е. $N=13$, которые занесены в таблицу А.1. На теоретической кривой (рис.А2.) выделим точки в эти же моменты времени.

Далее рассчитаем средние значения частоты вращения в определенные таблицей А.1 моменты времени по формуле:

$$\bar{\omega}_i = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \omega_{ij}, \quad (i = \overline{1, N}). \quad \text{А.1}$$

Проделав эту операцию для всех 13 моментов времени, запишем результаты в таблицу А.3, во второй столбик.

Следующим шагом рассчитаем значения выборочных дисперсий (т.е. оценок дисперсий) для каждого из 13 моментов времени по следующей формуле

$$s_i^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{j=1}^n (\omega_{ij} - \bar{\omega}_i)^2, \quad (i = \overline{1, N}). \quad \text{А.2}$$

Таблица А.1. Результаты экспериментов на стенде

$t_i, \text{с}$	1,0	1,25	1,5	1,75	2,0	2,25	2,5	2,75	3	3,25	3,5	3,75	4
$\omega_{i,1}, \text{‰}\omega_{\text{НОМ}}$	0	8	17	25	31	41	50	58	66	75	84	92	100
$\omega_{i,1}, \text{‰}\omega_{\text{НОМ}}$	0	8,9	17,9	25,9	31,7	41,7	50,7	58,7	66,6	75,5	84,3	92,1	100
$\omega_{i,1}, \text{‰}\omega_{\text{НОМ}}$	0	7,2	16,3	24,4	30,5	40,6	49,7	57,8	65,9	74,9	83,9	92	100

Таблица А.2. Результаты экспериментов на математической модели

$t_i, \text{с}$	1,0	1,25	1,5	1,75	2,0	2,25	2,5	2,75	3	3,25	3,5	3,75	4
$\omega_{\text{мод}}, \text{‰}\omega_{\text{НОМ}}$	0	8	17	25	31	41	50	58	66	75	84	92	100

Таблица А.3. Результаты расчета

t_i	$\bar{\omega}_i$	s_i^2	$\hat{\omega}_i - \hat{\omega}(t_i)$	$(\bar{\omega}_i - \hat{\omega}_i)^2$
1,0	0	0	0	0
1,25	8,033333	1,446667	8	0,001111
1,5	17,06667	1,286667	17	0,004444
25	25,1	1,14	25	0,01
31	31,06667	0,726667	31	0,004444
41	41,1	0,62	41	0,01
50	50,13333	0,526667	50	0,017778
58	58,16667	0,446667	58	0,027778
66	66,16667	0,286667	66	0,027778
75	75,13333	0,206667	75	0,017778
84	84,06667	0,086667	84	0,004444
92	92,03333	0,006667	92	0,001111
100	100	0	100	0

Рассчитав, таким образом, все 13 выборочных дисперсий, запишем их также в таблицу А.3, в третий столбик

На следующем этапе проверим выполнение статистической гипотезы об однородности (равенстве) дисперсий во всех опытах, т.е. проверим гипотезу воспроизводимости. Для этого рассчитываем статистику критерия Кохрена по следующей формуле

$$G = \frac{s_{\max}^2}{s_1^2 + s_2^2 + \dots + s_N^2} \quad \text{А.3}$$

и сравниваем ее с табличным значением $G_{\alpha}(\nu_1, \nu_2)$, где соответствующие степени свободы равны

$$\nu_1 = n - 1 \text{ и } \nu_2 = N,$$

при уровне значимости $\alpha=0,05$.

Из третьего столбца таблицы А.3 видно, что $s_{\max}^2 = 13333,33$. Следовательно

$$G = \frac{1,446667}{\left[\begin{array}{l} 0 + 1,44 + 1,286 + 1,14 + 0,726 + 0,62 + 0,526 + \\ + 0,446 + 0,286 + 0,206 + 0,086 + 0,006 + 0 \end{array} \right]} = 0,2133'$$

Табличное значение критерия Кохрейна при $\nu_1 = 3 - 1 = 2$ и $\nu_2 = 13$ равно

$$G_{0,05}(2, 13) = 0,5250.$$

Таким образом,

$$G = 0,2133 < G_{0,05}(2, 6) = 0,5250.$$

Так как экспериментальное значение критерия Кохрена меньше табличного, следовательно, гипотеза об однородности дисперсий выполняется, а это означает, что можно рассчитать соответствующие дисперсии:

$$\begin{aligned} s_g^2 &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N s_i^2 = \\ &= \frac{1}{13} \left(0 + 1,44 + 1,286 + 1,14 + 0,726 + 0,62 + 0,526 + 0,446 + 0,286 + 0,206 \right) = \quad \text{А.4} \\ &= 0,5215 \end{aligned}$$

$$s_{\bar{w}}^2 = \frac{1}{n} s_g^2 = \frac{1}{3} 0,5215 = 0,1738. \quad \text{А.5}$$

Для проверки адекватность полученной модели воспользуемся

F -критерием Фишера. Занесем полученные результаты расчета с помощью математической модели в таблицу А.3 в четвертый столбец, а в следующем столбце той же таблицы рассчитаем разность квадратов экспериментального и рассчитанного по модели значений откликов. Затем, рассчитаем величину дисперсии адекватности по формуле:

$$s_{ao}^2 = \frac{1}{N-k} \sum_{i=1}^N (\bar{\omega}_i - \hat{\omega}_i)^2, \quad \text{А.6}$$

где k – количество коэффициентов математической модели. В данном случае математическая модель замкнутого контура регулирования скорости имеет следующую передаточную функцию:

$$W_{kc}(p) = \frac{b_0}{1 + a_1 p}. \quad \text{А.7}$$

Таким образом $k = 2$.

Итого значение дисперсии адекватности $s_{ao}^2 = 0,0515$.

Определим экспериментальное значение критерия Фишера

$$F = \frac{s_{ao}^2}{s_{\bar{\omega}}^2} = \frac{0,0515}{0,1738} = 0.0662.$$

Определим теоретическое значение критерия Фишера при $\nu_{ao} = N - k = 13 - 2 = 11$ и $\nu_s = N(n - 1) = 12 \cdot (3 - 1) = 22$.

Таким образом

$$F_{0,05}(11, 22) = 2.6346.$$

Отсюда можно заключить, что экспериментальное значение меньше теоретического, т.е.

$$F = 0.0662 < F_{0,05}(11, 22) = 2,6346,$$

следовательно, гипотеза H_0 : математическая модель адекватна, обоснована.

Список литературы ПРИЛОЖЕНИЯ А:

1А. Ивоботенко Б.А., Ильинский Н.Ф., Копылов И.П. Планирование эксперимента в электромеханике. М.: Энергия, 1975.

2А. Хикс Ч., Основные принципы планирования эксперимента. М.: Мир, 1967.

3А. Спиридонов А.А. Планирование эксперимента при исследовании технологических процессов. М.: Машиностроение, 1981.

4А. Саушев А.В. Планирование эксперимента в электротехнике: учебное пособие. СПб.: СПГУВК, 2012.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕДЕЛЬНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ АСИН- ХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Для построения векторной системы автоматического управления (САУ) электроприводом (ЭП) могут быть использованы любые пары векторов, с помощью которых можно представить электромагнитный момент асинхронного двигателя (АД), который вычисляется следующим образом

$$M = \frac{3}{2} p C (\bar{a} \times \bar{b}), \quad (\text{Б.1})$$

где p - число пар полюсов асинхронного двигателя; C - коэффициент, зависящий от выбора векторов $\bar{a}$ и $\bar{b}$, которые представлены в таблице Б.1, где $k_s = L_m/L_s$, $k_r = L_m/L_r$, $\sigma = 1 - k_s k_r$ - коэффициенты электромагнитной связи статора, ротора и коэффициент рассеяния соответственно) [1Б].

Таблица Б.1

		$\bar{b}$				
		Ψ_s	I_s	Ψ_r	I_r	Ψ_m
$\bar{a}$	Ψ_s	0	1	$-k_s k_r / \sigma L_m$	$-k_1$	—
	I_s	—1	0	$-k_r$	$-L_m$	—1
	Ψ_r	$k_s k_r / \sigma L_m$	k_2	0	—1	—
	I_r	k_1	L_m	1	0	1
	Ψ_m	—	1	—	—1	0

От выбора векторов в значительной мере зависит степень сложности векторной САУ. Желательно, чтобы величины, представленные векторами в уравнении электромагнитного момента были наблюдаемы, т.е., чтобы их можно было непосредственно измерить и воздействовать на них при управлении электромагнитным моментом. У короткозамкнутого АД есть только две такие величины – это напряжение U_s и ток статора I_s , и только одна из них, а именно ток статора I_s , может входить в уравнение момента. Тогда другой величиной может быть только ток ротора

I_r или какое-либо потокоцепление. Ток ротора I_r принципиально ненаблюдаем. Поэтому для выбора остаются три вектора потокоцепления: статора Ψ_s , ротора Ψ_r и основное Ψ_m , т.е. магнитный поток в зазоре АД. Потокоцепление статора Ψ_s и поток в зазоре АД Ψ_m можно непосредственно измерить и использовать этот сигнал в системе управления, что часто и делается при создании приводов высокого качества. В массовых же изделиях разработчики стараются использовать сигналы, доступные без установки датчиков, или вычисленные по мгновенным значениям все тех же токов I_s и напряжений U_s статора. Однако, при выборе потокоцепления статора Ψ_s или основного потокоцепления Ψ_m передаточные функции системы управления получаются довольно сложными и мало подходящими для практического использования.

Простейший вид имеют уравнения электромагнитных процессов в АД в случае представления их через вектор потокоцепления ротора Ψ_r . То обстоятельство, что его невозможно измерить не является препятствием для выбора, т.к. магнитный поток ротора легко вычисляется по потоку статора или по рабочему потоку [1Б-4Б].

Таким образом, выбор векторов тока статора I_s и потокоцепления ротора Ψ_r является наиболее целесообразным с точки зрения сложности структуры векторной САУ. Такие системы, с ориентацией по вектору потокоцепления ротора Ψ_r , получили название Field Oriented Control (FOC) или Trans-Vector [3Б,5Б,6Б]. Структурная схема векторной САУ с ориентацией по потокоцеплению ротора изображена на рис.Б 1.

Структура векторной САУ электроприводом

Векторная САУ построена в виде двух двухконтурных каналов: канал стабилизации модуля потокоцепления ротора и канал управления скоростью вращения ротора АД. Внутренние контуры обоих каналов – контуры регулирования составляющих тока статора I_{s1} и I_{s2} , которые являются проекциями вектора тока статора I_s на оси 1-2, и называются потокообразующими и моментобразующими, соответственно. Структурная схема внутренних контуров регулирования векторной САУ приведена на рис.Б2.

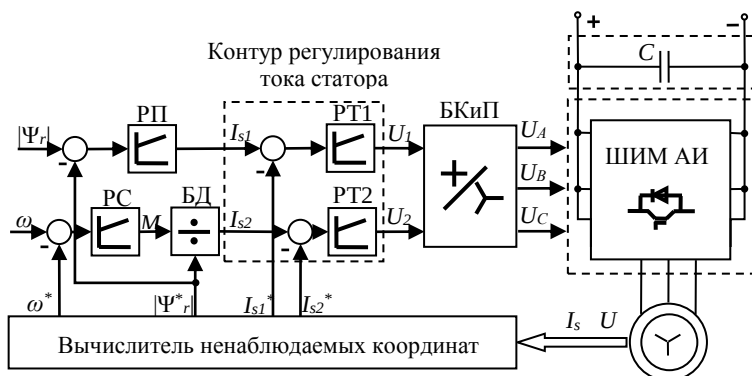


Рис.Б.1. Структурная схема ЭП с векторной САУ, ориентированной по вектору потокоосцепления ротора АД:
РП – регулятор потока ротора; РС – регулятор скорости; БД – блок деления;
РТ1 и РТ2 – регуляторы составляющих тока статора I_{s1} и I_{s2} , соответственно;
БКиП – блок компенсации и преобразования координат;
ШИМ АИ – автономный инвертор с широтно-импульсной модуляцией.

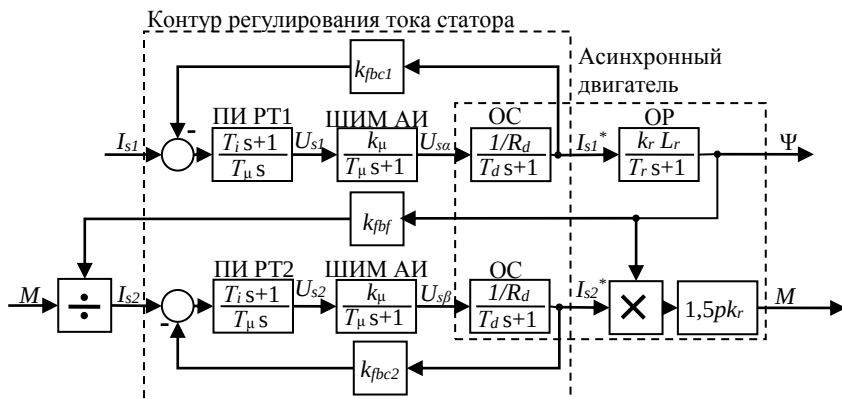


Рис.Б.2. Структурная схема внутренних контуров регулирования векторной САУ

Электромагнитный момент АД для переменных $|\Psi_r|$ и I_{s2} в системе координат, связанной с вектором потокоосцепления ротора Ψ_r , можно представить как [ЗБ]

$$M = \frac{3p}{2} k_r |\Psi_r| I_{s2} \quad (\text{Б.2})$$

При $|\Psi_r| = \text{const}$ электромагнитный момент M пропорционален составляющей тока статора I_{s2} и управление электромаг-

нитным моментом M сводится к управлению составляющей тока статора I_{s2} . Как правило, при настройке контура регулирования составляющей тока статора I_{s2} (и всех внутренних контуров регулирования), который является внутренним для контура частоты вращения, они уподобляются колебательному звену второго порядка с определенным коэффициентом демпфирования, то есть желаемая передаточная функция контура выглядит следующим образом

$$W_i(s) = \frac{1/k}{1 + 2\zeta\omega_s + T^2 s^2}, \quad (\text{Б.3})$$

где k – коэффициент усиления контура; T – постоянное время; ζ – коэффициент демпфирования.

Параметры желаемой передаточной функции $W_i(s)$ настраиваются таким образом, чтобы получить в контуре переходный процесс минимальной длительности, т.е. обеспечить максимальное быстродействие. Как известно из теории автоматического управления, максимальное быстродействие колебательного звена достигается при $\zeta=1/\sqrt{2}\approx 0,707$ [7Б, 8Б]. Это можно наблюдать на рис.Б3, где в виде трехмерной поверхности показано семейство переходных характеристик $h(t)$ при различных ζ ($k=1$).

Таким образом, передаточная функция колебательного звена, с максимальным быстродействием, имеет следующий вид

$$W_i(s)|_{\zeta=\frac{1}{\sqrt{2}}} = \frac{1/k}{1 + \sqrt{2}\omega_s + T^2 s^2}. \quad (\text{Б.4})$$

Как видно по рис.Б2 передаточная функция объекта управления в контуре тока выглядит следующим образом

$$W_{co}(s) = W_\mu(s) W_{im}(s) = \frac{k_\mu}{\dot{O}_\mu s + 1} \cdot \frac{1/R_d}{\dot{O}_d s + 1}, \quad (\text{Б.5})$$

где $R_d=R_s+k_r^2 R_r$ – эквивалентное активное сопротивление АД; T_d – эквивалентная постоянная времени; k_μ – коэффициент усиления ШИМ АИ; T_μ – постоянная времени ШИМ АИ.

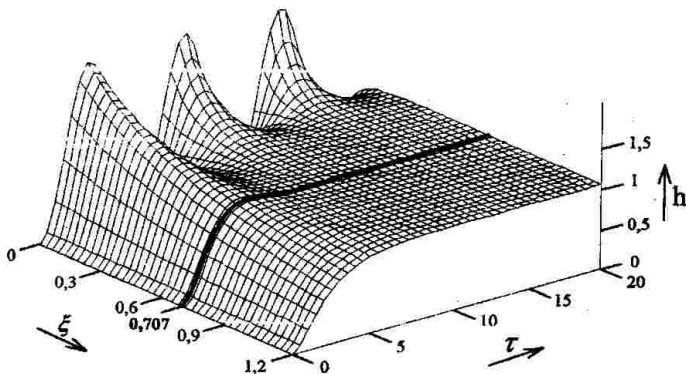


Рис.Б3. Переходные характеристики колебательного звена в зависимости от коэффициента демпфирования ζ (τ – относительное время)

При условии, что $T_\mu = 1/f_{cf}$, где f_{cf} – несущая частота ШИМ АИ, которая в современных автономных инверторах может достигать десятков кГц, то постоянная времени ШИМ АИ $T_\mu \ll T_d$ и будет оказывать незначительное влияние на динамические характеристики контура регулирования составляющей тока статора. С учетом этого, при $T = \sqrt{2} T_\mu$, передаточная функция регулятора, обеспечивающего максимальное быстродействие в контуре регулирования составляющей тока статора I_{s2} , и передаточная функция замкнутого контура имеет вид

$$W_{RI2FOC}(s) = \frac{1}{R_d} \frac{T_d s + 1}{2T_\mu k_\mu k_{fbc2} s}, \quad (Б.6)$$

$$W_{CI2FOC} = \frac{1/k_{fbc2}}{2T_\mu s(T_\mu s + 1) + 1}.$$

Учитывая то, что передаточные функции объектов управления в обоих контурах регулирования составляющих токов подобны, то структура регулятора в контуре регулирования I_{s1} , при условии настройки его на максимальное быстродействие, аналогична. Следовательно, передаточная функция регулятора и замкнутого контура выглядят следующим образом

$$W_{RI1FOC}(s) = \frac{1}{R_d} \frac{T_d s + 1}{2T_\mu k_\mu k_{fbc1} s}, \quad (Б.7)$$

$$W_{\text{C1FOC}} = \frac{1/k_{\text{fbc1}}}{2T_{\mu}s(T_{\mu}s+1)+1} \cdot \quad (\text{Б.8})$$

Структура САУ прямого управления моментом электропривода

Для управления ЭП на основе АД могут использоваться САУ на основе алгоритмов прямого управления моментом - Direct Torque Control (DTC). Главные особенности алгоритма прямого управления заключаются в том, что в САУ используются релейные регуляторы, а результирующее управляющее воздействие вычисляется по таблице переключений [9Б-13Б].

Основные преимущества DTC заключаются в простоте, надежности управления, а также инвариантности к внешним и параметрическим возмущениям за счет отсутствия в системе преобразователей координат, непрерывных регуляторов и специальных аппаратных и программных средств для обеспечения модуляционного контроля преобразователя частоты.

Структурная схема ЭП с системой DTC представлена на рис.Б4.

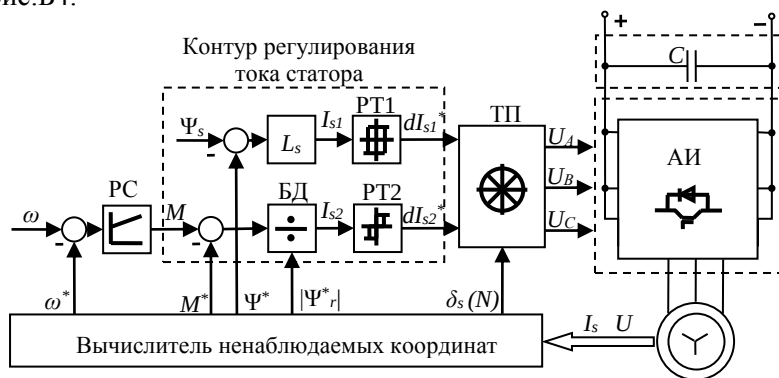


Рис.Б4. Структурная схема ЭП с системой DTC

В САУ установлены следующие регуляторы: регулятор скорости (РС); двухуровневый регулятор потокосцепления статора (РΨ); трехуровневый регулятор момента (РМ). Результирующий вектор выходного напряжения автономного инвертора и комбинация коммутируемых полупроводниковых ключей АИ

вычисляются по таблице переключений (ТП). В зависимости от структуры и требований к его динамическим характеристикам ЭП таблица переключений может иметь различное внутреннее содержание. Примеры таблиц переключений представлены в [Б10-Б13].

Анализ качества переходных процессов в контуре регулирования тока САУ DTC необходимо начать с линеаризации характеристик нелинейных регуляторов. Для этого можно воспользоваться различными методами линеаризации нелинейностей, представленными в [Б14-Б17]. В данном случае целесообразно воспользоваться способами вибрационной линеаризации, а именно, вибрационной линеаризацией внутренними высокочастотными колебаниями с помощью автоколебаний, искусственно вызванными во внутреннем контуре системы. Это обеспечивается за счет охвата регуляторов запаздывающими обратными связями.

Рассмотрим этот способ линеаризации на примере контура регулирования составляющей тока статора I_{s2} с трехпозиционным релейным регулятором. Обозначим следующие передаточные функции: $W_{RI2DTC}(s)$ – трехпозиционный релейный регулятор; $W_{su2}(s)$ – отрицательная обратная связь. Обозначив коэффициент усиления линеаризованного релейного регулятора через k_2 , можно записать передаточную функцию линеаризованного автоколебаниями регулятора в следующем виде

$$W_{RI2DTC}(s) = \frac{k_2}{1 + k_2 W_{su2}(s)}. \quad (\text{Б.9})$$

Коэффициент k_2 достаточно велик вследствие большой крутизны характеристики релейного регулятора. Поэтому передаточную функцию $W_{RI2DTC}(s)$ можно переписать как

$$W_{RI2DTC}(s) = \frac{1}{1/k_2 + W_{su2}(s)} \approx \frac{1}{W_{su2}(s)}. \quad (\text{Б.10})$$

Если обратную связь выполнить в виде аperiodического звена с передаточной функцией $W_{su2}(s) = k_{su2} / (T_{su2}s + 1)$, то (Б.10) можно записать как

$$W_{RI2DTC}(s) \approx \frac{1}{k_{su2}} (T_{su2}s + 1). \quad (\text{Б.11})$$

Схема линейризованного релейного регулятора приведена на рис.Б5. На осциллограммах, представленных на рис.Б6, приведены сигналы при линейризации релейного регулятора, уставновленного в контуре регулирования тока статора, из которых видно, что сигналы имеют идентичную форму.

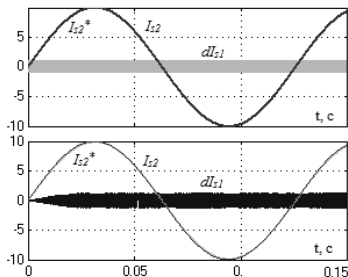
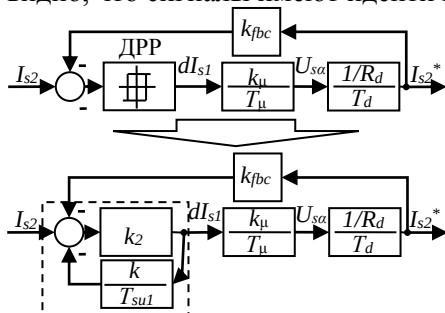


Рис.Б5. Схема линейризованного релейного регулятора

Рис.Б6. Анализ эффективности линейризации регулятора

Структурная схема регулирования тока статора в электроприводе с системой прямого управления моментом с линейризованными релейными регуляторами составляющих тока статора I_{s1} и I_{s2} , представлена на рис.Б7.

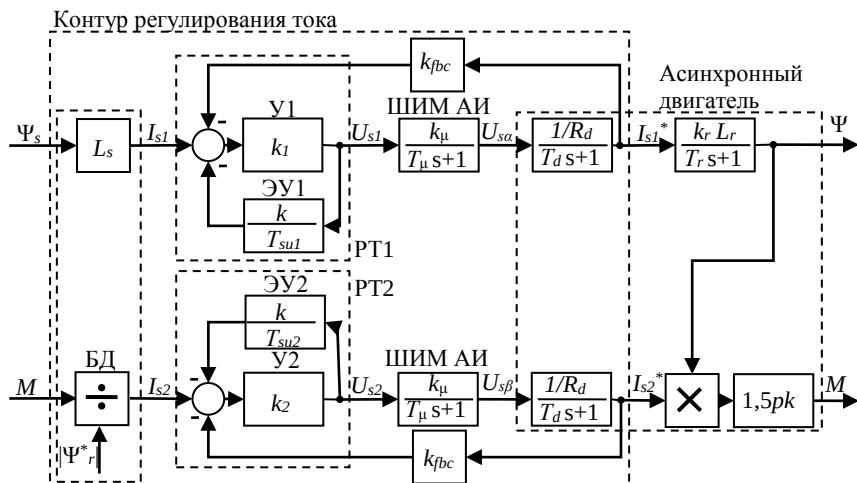


Рис.Б7. Структурная схема контура регулирования тока статора в электроприводе с системой прямого управления моментом

Передаточная функция прямого канала линеаризованного контура регулирования составляющей тока статора I_{s2} , структурная схема которого приведена на рис.Б7, с учетом выше сказанного, выглядит следующим образом

$$W_{RRI2}(s) = W_{RI2DTC}(s) W_{\mu}(s) W_{IM}(s) = \frac{k_2}{1 + \frac{k_2 k_{su2}}{T_{su2}s + 1}} \cdot \frac{k_{\mu}}{T_{\mu}s + 1} \cdot \frac{1/R_d}{T_d s + 1}. \quad (\text{Б.12})$$

Процесс линеаризации релейного регулятора аналогичен процессу модуляции. Релейный регулятор представляет собой модулятор, в котором дополнительное периодическое воздействие соответствует несущей частоте, а внешнее воздействие (управляющий сигнал) - модулирующему сигналу [8Б, 15Б]. Отсюда вытекает соотношение между частотой модулирующего сигнала и несущей, при которой процесс модуляции будет осуществлен без существенных искажений. Поэтому, значение постоянной времени обратной связи целесообразно выбрать $T_{su2} = T_{\mu}$, что также обеспечит компенсацию колебательности, вносимую в контур АИ. Тогда передаточная функция (Б.12) преобразуется к виду

$$W_{RRI2}(s) = \frac{k_{RRI2}}{T_d s + 1}, \quad (\text{Б.13})$$

где $k_{RRI2} = \frac{1}{R_d} \cdot \frac{k_{\mu}}{k_{su2}}$ - коэффициент усиления в прямом канале.

С учетом (Б.13), передаточную функцию замкнутого канала регулирования I_{s2} можно записать как

$$W_{CI2DTC}(s) = \frac{W_{RRI2DTC}(s)}{1 + k_{fbc} W_{RRI2DTC}(s)} = \frac{k_{RRI2}}{T_d s + k_{CI2DTC}}, \quad (\text{Б.14})$$

где $k_{CI2DNC} = 1 + k_{RRI2} k_{fbc}$.

Линеаризация двухпозиционного релейного регулятора в канале регулирования I_{s1} производится аналогичным способом, путем его охвата отрицательной обратной связью с передаточной функцией $W_{su1}(s) = k_{su1}/(T_{su1}s + 1)$. Передаточные функции замкнутого контура регулирования составляющей тока статора

I_{s2} и линейризованного двухпозиционного регулятора будут иметь следующий вид

$$W_{CI1DTC} = \frac{k_{RRI1}}{T_d s + k_{CI1DTC}}, \quad (Б.15)$$

$$W_{RI1DTC}(s) \approx \frac{1}{k_{su1}} (T_{su1} s + 1), \quad (Б.16)$$

где $k_{CI1DTC} = 1 + k_{RRI1} k_{fbc}$.

Сравнение результирующих структур контуров регулирования тока статора в асинхронных электроприводах с использованием различных алгоритмов управления

На рис.Б8 приведены структурные схемы каналов регулирования составляющих тока статора.

Как видно из структурных схем на рис.Б8 и выражений передаточных функций (Б.7-Б.8) (Б.13-Б.16) система DTC может обеспечить более высокое быстродействие в контуре тока, чем векторная система управления, т.к. порядок передаточной функции контуров регулирования составляющих токов системы DTC ниже, чем порядок передаточных функции контуров регулирования составляющих токов векторной системы.

При анализе быстродействия различных систем управления необходимо учитывать влияние на длительность переходных процессов структуры вычислителя ненаблюдаемых координат и таблицы переключений.

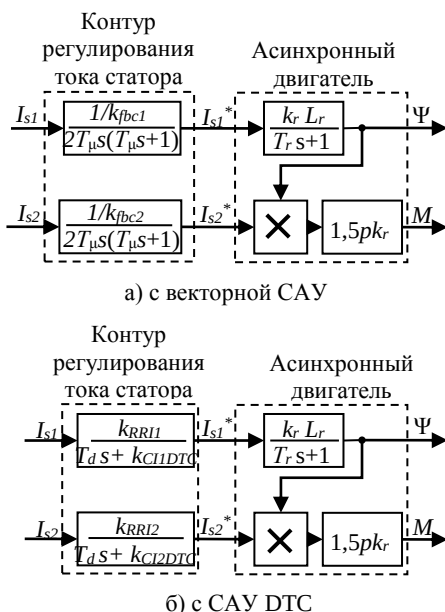


Рис.Б8. Структуры контуров регулирования тока статора

Список литературы ПРИЛОЖЕНИЯ Б:

1Б. Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями. СПб: СПбГУ ИТМО, 2006 – 94 с.

2Б. Виноградов А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУ ВПО «Ивановский гос. энерг. ун-т им. В.И.Ленина». Иваново, 2008 – 298 с.

3Б. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. Л.: Энергоатомиздат, 1987 – 136 с.

4Б. Козярук А.Е. Рудаков В.В. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов. СПб.: СПЭК, 2004 – 127с.

5Б. Floter W., Ripperger H. Die trans-vector-regelung fun den feldorientierten betrieb einer asynchron-maschinen // Siemens-Zeitschrift, 1971, № 45 (10).

6Б. Blaschke F., Ripperger H., Steinkönig H. Regelung umrichtergespeister asynchronmaschinen mit eingepprägtem ständerstrom // Siemens-Zeitschrift, 1968, № 42 (9).

7Б. Иванов Б.А. Системы управления электроприводами (теория и курсовое проектирование). Ухта: УИИ, 1997 – 107 с.

8Б. Бесекерский В.А. Теория систем автоматического управления. СПб.; Профессия, 2003 – 752 с.

9Б. Takahashi I., Noguchi T. A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction motor. IEEE trans. ind. appl. 1986, № 22 (5).

10Б.Козярук А.Е. Рудаков В.В. Прямое управление моментом в электроприводе переменного тока машин и механизмов горного производства. СПб.: 2008 – 99 с.

11Б.Козярук А.Е., Васильев Б.Ю. Структура, состав и алгоритмы управления высокоэффективных электроприводов газоперекачивающих агрегатов // Электротехника, 2013, №2.

12Б.Васильев Б.Ю. Мехатронные перекачивающие комплексы на основе регулируемых электроприводов для подводного компримирования и транспортировки природного газа // Мехатроника, автоматизация, управление, 2013, №3.

13Б.Васильев Б.Ю., Козярук А.Е. Повышение эффективности асинхронных электроприводов с прямым управлением моментом // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика», 2013, Т 13,

№2.

14Б. Пугачев В.С. Теория автоматического управления. М.: Издательство «Наука», Главная редакция физико-математической литературы, 1967 – 680 с.

15Б. Борцов Ю.А., Юнгер И.Б. Автоматические системы с разрывным управлением. Л.: Энергоатомиздат, 1986 – 168 с.

16Б. Чаки Ф. Современная теория управления: нелинейные, оптимальные и адаптивные системы. М.: Мир, 1975 – 427 с.

17Б. Цыпкин Я.З. Релейные автоматические системы. М.: Наука, 1974 – 575 с.

18Б. Уткин В.И. Скользящие режимы и их применения в системах с переменной структурой. М.: Наука, 1974 – 272 с.

19Б. Панкратов, В.В., Нос О.В. Специальные разделы теории автоматического управления. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2005 – 104 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
1. ОСНОВНЫЕ СТРУКТУРЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ОБЪЕКТОВ И ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ОСВОЕНИЯ МЕСТОРОЖ- ДЕНИЙ МИНЕРАЛЬНО-СЫРЬЕВЫХ РЕСУРСОВ	5
1.1. Общая классификация электроприводов с преобразователя- ми частоты	5
1.2. Электротехническая система перемещения и динамического позиционирования буровой платформы	9
1.3. Электропривод двигателей плавучего добывающего ком- плекса корабельного типа	13
1.4. Электроприводные агрегаты для транспортировки углево- дородов по континентальным трубопроводам	16
1.5. Подводные электроприводные комплексы для транспорти- ровки углеводородов по шельфовым трубопроводам	23
1.6. Электропривод механизмов экскаваторно-транспортного комплекса (карьерных экскаваторов и самосвалов)	26
1.7. Электропривод механизмов забойных горных машин (про- ходческих и очистных комбайнов)	31
2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ОБЪЕКТОВ И ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ МИНЕРАЛЬНО- СЫРЬЕВЫХ РЕСУРСОВ	35
2.1. Структура библиотек MatLab Simulink и SimPowerSystems	35
2.2. Имитационные модели библиотеки MatLab SimPowerSys- tems (стандартные блоки силовых элементов)	36
2.3. Имитационные модели полупроводниковых выпрямителей (неуправляемых и управляемых)	42
2.4. Имитационные модели полупроводниковых автономных инверторов	67
2.5. Структура блоков управления полупроводниковыми преоб- разователями	77

3. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИМИТАЦИОННЫХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ	89
3.1. Двухтрансформаторный преобразователь частоты с низковольтными коммутаторами	89
3.2. Преобразователь частоты с 12-пульсным выпрямителем и трехуровневым инвертором	96
3.3. Преобразователь частоты с трехуровневым активным выпрямителем и трехуровневым автономным инвертором	103
3.4. Преобразователь частоты с параллельным включением автономных инверторов и активным выпрямителем	110
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	116
РЕКОМЕНДУЕМЫЙ БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	117
Приложение А	120
Приложение Б	126

Учебное издание

ВАСИЛЬЕВ Богдан Юрьевич

**АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД
ОБЪЕКТОВ МИНЕРАЛЬНО-СЫРЬЕВОГО
КОМПЛЕКСА
(применение, моделирование, исследование)**

Учебное пособие

Национальный минерально-сырьевой университет «Горный»
РИЦ Национального минерально-сырьевого университета «Горный»
Адрес университета и РИЦ: 199106, Санкт-Петербург, 21-я линия, 2