

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



ДОМАХИН ЕВГЕНИЙ АЛЕКСАНДРОВИЧ

**АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНЫМ
АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С ФУНКЦИЕЙ
БЕЗУДАРНОГО ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ НАГРУЗКИ НА ПИТАЮЩУЮ
СЕТЬ**

Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация
на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

Котин Денис Алексеевич

кандидат технических наук, доцент

Новосибирск — 2022

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
ГЛАВА 1 ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД НА БАЗЕ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ И ПИТАНИЕМ ОТ МНОГОУРОВНЕВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ	13
1.1 Способы повышения энергоэффективности общепромышленных механизмов в составе высоковольтного электропривода	17
1.2 Основные требования к высоковольтным электроприводам	19
1.3 Топологии многоуровневых преобразователей частоты, применяемых в высоковольтных электроприводах	23
1.4 Алгоритмы широтно-импульсной модуляции, применяемые в многоуровневых инверторах.....	34
1.4.1 Векторный алгоритм широтно-импульсной модуляции для многоуровневых инверторов напряжения.....	34
1.4.2 Скалярные алгоритмы широтно-импульсной модуляции для многоуровневых преобразователей частоты.....	39
Выводы по главе 1	47
ГЛАВА 2 МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ СИСТЕМЫ МНОГОУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ- АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЙ ПРОЦЕССОВ СИНХРОНИЗАЦИИ С СЕТЬЮ.....	48
2.1 Разработка имитационной модели асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором	50
2.2 Разработка математической модели многоуровневого преобразователя по каскадной топологии с H-мостами.....	56

2.3 Математическая модель многоуровневого преобразователя частоты с применением фильтрующих устройств	64
2.4 Практические рекомендации о необходимости применения выходных силовых фильтров в составе высоковольтного электропривода	80
Выводы по главе 2.....	81
ГЛАВА 3 АЛГОРИТМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ МПЧ И ПИТАЮЩЕЙ СЕТИ ПРИ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯХ НАГРУЗКИ	
3.1 Алгоритм быстрогодействующего автоматического ввода резерва для выполнения безударного переключения	83
3.2 Алгоритм идентификации параметров напряжения с применением метода фазовой автоподстройки частоты.....	90
3.3 Алгоритм идентификации с предварительной синхронизацией в структуре подхода фазовой автоподстройки частоты с двойной синхронной системой координат	108
3.4 Алгоритм идентификации с предварительной синхронизацией в структуре подхода фазовой автоподстройки частоты с двойным интегрированием	115
3.5 Алгоритм идентификации с предварительной синхронизацией на основе расширенного алгоритма фазовой автоподстройки частоты	121
3.6 Алгоритм идентификации с предварительной синхронизацией на основе расширенного фильтра Калмана.....	128
3.7 Сравнительный анализ разработанных алгоритмов для выполнения предварительной синхронизации	137
Выводы по главе 3.....	138
ГЛАВА 4 ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ НА БАЗЕ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ С ПИТАНИЕМ ОТ МНОГОУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ	

И ФУНКЦИЕЙ БЕЗУДАРНОГО ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ МЕЖДУ ВЫХОДОМ МНОГОУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ И ПИТАЮЩЕЙ СЕТЬЮ.....	140
4.1 Высоковольтный электропривод с функцией безударного переключения асинхронного электродвигателя между многоуровневым преобразователем частоты и сетью на базе подхода быстродействующего автоматического ввода резерва	140
4.2 Высоковольтный электропривод с функцией безударного переключения асинхронного электродвигателя между многоуровневым преобразователем частоты и сетью на базе подхода переключения с перекрытием и расширенным алгоритмом фазовой автоподстройки частоты	146
Выводы по главе 4.....	159
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	160
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	162
ПРИЛОЖЕНИЕ «А» СВИДЕТЕЛЬСТВО О ГОСУДАРСТВЕННОЙ РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ.....	172
ПРИЛОЖЕНИЕ «Б» АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ	173

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования

Высоковольтные электроприводы (ВЭП) находят разнообразное число применений в промышленности [1,2]. Среди которых возможно выделить такие направления, как электроприводы (ЭП) нефтеперекачивающих и компрессорных станций при транспортировке углеводородов и газа [3]; электроприводы мощных вентиляционных агрегатов и дымососов в различных отраслях народного хозяйства [4]; электроприводы насосных установок [5]; тяговые электроприводы в железнодорожном транспорте [6]; электроприводы шахтных подъемных машин [7]; электроприводы прокатных станов [8] и др. применения [9,10].

Среди ВЭП большой (более 100 кВт) и средней (менее 100 кВт) мощностей распространение получили асинхронные электродвигатели с короткозамкнутым ротором (АДКЗР), асинхронные электродвигатели с фазным ротором (АДФР) и синхронные электродвигатели (СД).

В настоящее время около 85% высоковольтных электроприводов являются электроприводами для насосных агрегатов (НА), конвейерных лент, вентиляционных установок и компрессоров [11], для которых характерна плавно изменяющаяся нагрузка. Исследователями на настоящий момент подтверждается, что 97% от общего числа установленных ВЭП являются нерегулируемыми. Изменение технологических параметров работы насосных и вентиляционных агрегатов, с приводом от нерегулируемых ВЭП осуществляется за счет традиционных способов регулирования: дросселирование, применение поворотных направляющих лопаток, клапанов регулирования расхода. Указанные способы имеют достаточно низкий КПД. Применение регулируемых ВЭП для этих механизмов способно значительно сократить эксплуатационные затраты, при этом срок окупаемости от установки регулируемого ВЭП может составлять от одного года до двух с половиной лет [12].

ВЭП НА и вентиляционных установок достаточно часто не требует широкого диапазона регулирования, не предъявляет высоких требований к динамике работы, что позволяет применять законы частотного (скалярного) регулирования. Довольно часто механизмы такого типа выполняют работу в точке номинальной производительности с номинальными параметрами питающего напряжения электродвигателя. В таких режимах работы предпочтительно питание электродвигателя (АДКЗР, АДФР) напрямую от сети, что повышает энергоэффективность ВЭП. Среди низковольтных ЭП на базе АДКЗР распространение получил подход станций группового (частотного) управления (СГУ), когда один ПЧ управляет группой агрегатов, поочередно запуская их в работу и выполняя регулирование.

Следовательно, по достижению агрегатом номинального режима работы при питании от ПЧ, с целью повышения энергоэффективности ЭП необходимо выполнять перевод приводного электродвигателя с питания от ПЧ на питание от сети. Однако, перевод АДКЗР, находящегося в номинальном режиме работы между источниками энергии требует разработки специальных алгоритмов, поскольку при его выполнении неизбежны переходные процессы, сопровождающиеся ударными токами, бросками электромагнитного момента АДКЗР, резкими изменениями технологических параметров, выходящими за аварийные пределы. Существующие среди производителей алгоритмы перевода приводных АДКЗР между выходом ПЧ и сетью раскрываются неполностью, не предоставляются ограничения на применение данных подходов.

При выполнении переключения питания высоковольтного АДКЗР между выходом ПЧ и питающей сетью необходимо дополнительно учитывать перегрузочную способность ПЧ по току, расчетные значения токов короткого замыкания и уставки релейной защиты, а также уставки технологических защит. При переключении АДКЗР ни один из указанных параметров не должен выходить за уровни ограничения.

Степень разработанности темы исследования

Изучению вопросов повышения энергоэффективности, разработки и построения систем ВЭП большое внимание уделено в работах: Анучина А.С., Виноградова А.Б., Харитоновна С.А., Берестова В.М., Носа О.В., Bin Wu, Rodriguez J., Gorakumar K., Kouro S., Liserre M. Вопросы повышения энергоэффективности ЭП НА и вентиляционных установок на базе АДКЗР подробно рассматриваются в работах Лезнова Б.С., Борцова Ю.А., Глазырина А.С. Однако, проблемы выполнения безударного переключения АДКЗР в составе ВЭП между ПЧ и сетью на настоящий момент рассмотрены и представлены не полном объеме.

В соответствии с указанной проблематикой были сформулированы следующие цели и задачи диссертационной работы.

Целью диссертационной работы является разработка и исследование алгоритмов синхронизации выходного напряжения высоковольтного частотно-регулируемого электропривода с напряжением общепромышленной сети переменного тока, пригодных для осуществления безударного перевода нагрузки между источниками питания.

Для достижения поставленной цели в диссертационной работе должны быть решены следующие **задачи**:

1. Выполнить анализ существующих на рынке систем высоковольтного частотно-регулируемого асинхронного электропривода. Выбрать и обосновать структуру высоковольтного ПЧ для реализации разрабатываемых алгоритмов управления.

2. Сформулировать набор практических рекомендаций о необходимости наличия и топологии выходных силовых фильтров в структуре высоковольтного частотно-регулируемого электропривода с целью обеспечения коэффициента гармонических искажений напряжения не хуже, чем в ГОСТ 32144-2013 и ГОСТ Р 51317.2.4-2000 (МЭК 61000-2-4-94).

3. Разработать и исследовать алгоритм переключения высоковольтного АДКЗР с выхода многоуровневого высоковольтного ПЧ на питающую сеть,

обеспечивающий перевод нагрузки за время не более 100 мс. Разработанный алгоритм должен соответствовать подходу – переключение без перекрытия.

4. Разработать и исследовать алгоритмы идентификации параметров напряжения сети и выходного напряжения многоуровневого ПЧ, обеспечивающих вычисление параметров напряжения за время не более 60 мс.

5. Разработать и исследовать алгоритм безударного перевода нагрузки с выхода высоковольтного многоуровневого ПЧ на сеть и обратно, позволяющий обеспечить бесперебойную работу технологической установки. Разработанный алгоритм должен соответствовать подходу – переключение с перекрытием с выполнением предварительной синхронизации напряжений источников с применением алгоритмов идентификации. Время перехода между источниками питания должно быть не более уставки на время разгона при выполнении плавного пуска АДКЗР от высоковольтного ПЧ, превышение величины тока электродвигателя относительно номинального значения – не более 30%.

Объектом исследования являются высоковольтные частотно-регулируемые асинхронные ЭП с вентиляторным характером нагрузки.

Предметом исследования являются алгоритмы безударного переключения нагрузки, обеспечивающие бесперебойную работу технологических установок.

Научная новизна основных результатов диссертационной работы заключается в следующем:

1. Предложен и реализован подход быстродействующий автоматический ввод резерва (БАВР) в структуре алгоритмов управления частотно-регулируемым асинхронным электроприводом. Алгоритм БАВР исключает возможность полной остановки электродвигателя при его переводах между источниками питания.

2. Разработан алгоритм синхронизации выходного напряжения многоуровневого ПЧ на базе подсистем идентификации параметров напряжения с применением подходов фазовой автоподстройки частоты

(ФАПЧ), его модификаций и расширенного фильтра Калмана, реализованный в структуре алгоритмов управления частотно-регулируемым асинхронным электроприводом. Алгоритм отличается от известных тем, что способен осуществлять полную синхронизацию выходного напряжения высоковольтного ЧРП и высоковольтной питающей сети по амплитуде, частоте и фазе с применением алгоритмов идентификации, производящих вычисление оценки параметров напряжений за время не более 3-х периодов питающей сети.

3. Впервые в алгоритмах безударного переключения нагрузки между источниками питания учтено наличие возможных несинусоидальных искажений питающей сети. Величина искажений строго согласована с ГОСТ 32144-2013 и ГОСТ Р 51317.2.4-2000 (МЭК 61000-2-4-94).

Теоретическая и практическая значимость

Предложены и инженерно обоснованы критерии необходимости установки силовых фильтров на выход высоковольтного частотно-регулируемого асинхронного ЭП. Даны практические рекомендации по выбору топологии силового фильтра, а также предельных значениях частоты коммутации силовых полупроводниковых транзисторов многоуровневого инвертора.

Предлагаемые к внедрению алгоритмы безударного переключения нагрузки между источниками питания обеспечивают не превышение уравнивающего тока величины 130% от номинального значения, следовательно, могут находить свое применение в общепромышленном электроприводе переменного тока с вентиляторным характером нагрузки на валу.

Методы исследования

Для решения поставленных задачи применяются методы современной теории ЭП, методы современной теории автоматического управления, аналитические расчеты на основании аппарата дифференциальных уравнений и методов их численного решения, методов современной теории цифровых

систем управления. Работоспособность разработанных алгоритмов подтверждается методами цифрового имитационного моделирования в программном комплексе MATLAB-Simulink.

На защиту выносятся следующие основные результаты:

1. Обоснование топологии высоковольтного частотно-регулируемого асинхронного ЭП, пригодной для применения в установках и технологических процессах общепромышленного назначения, в особенности с вентиляторным характером нагрузки.

2. Последовательность действий и методика выбора силовых выходных фильтров при проектировании высоковольтных частотно регулируемых ЭП.

3. Структура, способ реализации и результаты исследований алгоритма перевода нагрузки между источниками питания типа БАВР.

4. Структурно-параметрический синтез и результаты исследований алгоритмов безударного переключения нагрузки между преобразователем частоты и питающей сетью с применением алгоритмов идентификации параметров на базе подходов ФАПЧ, его модификаций и расширенного фильтра Калмана.

Реализация результатов работы. Результаты, полученные в ходе выполнения диссертационной работы, приняты к применению в следующих направлениях: преобразователях частоты ЭП насосных и вентиляционных агрегатов ООО «Сибирь-Мехатроника», а также используются в учебном процессе Новосибирского государственного технического университета (НГТУ) (Приложение «Б»).

Результаты работы также были использованы при выполнении:

1. Хоздоговорной НИОКР «Разработка и экспериментальная отладка алгоритма контроля за частотой ЭДС асинхронного двигателя при исчезновении напряжения питания преобразователя частоты» с ООО «Сибирь-Мехатроника», 2021 г.;

2. Хоздоговорной НИР «Разработка и исследование цифровых моделей для анализа эффективности существующих и вновь проектируемых

технических решений по компенсации провалов напряжения» с ООО «Системы накопления энергии», 2019 г.;

3. Гранта РФФИ «Аспиранты» №20-38-90185 «Разработка принципов проектирования и управления энергоэффективным высоковольтным асинхронным электроприводом с функцией безударного переключения нагрузки на питающую сеть» в 2020-2022 гг.

4. Гранта РФФИ «Научное наставничество» №20-38-51007 «Разработка принципов построения и алгоритмов управления автономной гибридной энергоустановкой с искусственным интеллектом для выравнивания нагрузок тяговых подстанций РЖД» в 2020-2022 гг.

Степень достоверности работы

Полученные в ходе выполнения исследования теоретические и научно-прикладные результаты подтверждаются корректной постановкой задач, применением широко известных допущений, результатами вычислительных экспериментов, выполненных методом имитационного моделирования в распространенном для исследований программном комплексе, а также результатами научно-исследовательских и хозяйственно-договорных работ.

Апробация работы

Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на конференциях по итогам научной работы: XIV Всероссийской научно-технической конференции «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем» (ДНДС-2021), г. Чебоксары, 2021 г.; XVII Международной конференции «Электроприводы переменного тока» (ЭППТ-2018), г. Екатеринбург, 2018 г.; Международной научно-технической конференции студентов и молодых ученых «Молодежь. Наука. Технологии» (МНТК-2017), г. Новосибирск, 2017 г.

Публикации

По теме диссертационной работы опубликованы 14 печатных работ, 3 из которых – в центральных журналах, рекомендованных списком ВАК, 1 – в трудах научных конференций, индексируемых в наукометрических базах Scopus, Web of Science, IEEE, 10 – в материалах и трудах всероссийских и международных научных конференций.

Личный вклад автора

Личный вклад автора в научные работы, опубликованные в соавторстве с научным руководителем, заключается в постановке частных задач на проведение диссертационного исследования; выполнение расчетов, поиск и разработка алгоритмов управления и методик их структурно-параметрического синтеза; исследование разработанных алгоритмов методом имитационного моделирования; анализ полученных результатов. В остальных работах, опубликованных в соавторстве, автор выполняет постановку задач исследования, выбор методов их решения и анализ результатов.

Структура и объем работы. Диссертационная работа включает в себя введение, четыре главы, заключение, список литературы, состоящий из 88 наименований, и 2 приложения. Общий объем работы составляет 174 страниц, включая 99 рисунков и 17 таблиц.

ГЛАВА 1 ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД НА БАЗЕ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ И ПИТАНИЕМ ОТ МНОГОУРОВНЕВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

На рынке ВЭП актуальным остается вопрос повышения общего уровня автоматизации технологического процесса, поскольку значительную долю занимают нерегулируемые ВЭП. Замена нерегулируемых ВЭП на регулируемые ВЭП при выполнении модернизации, либо при разработке новых ВЭП технологических агрегатов является актуальной задачей. Применение регулируемых ВЭП позволяет сократить затраты на эксплуатацию технологического оборудования, расширить область регулирования механизмов. Применяемые в ВЭП промышленных агрегатов алгоритмы управления позволяют снизить аварийность работы механизмов в технологическом процессе, увеличить их срок службы.

На рисунке 1.1 приведен состав рынка ВЭП в зависимости от типов приводных механизмов [11]. Также приведено распределение долей регулируемого и нерегулируемого ВЭП. Из проведенного анализа очевидно, что большую часть механизмов ВЭП представляют собой механизмы, для которых характерна плавно изменяющаяся нагрузка, к которым, как правило, не предъявляется повышенных требований к широкому диапазону регулирования. Также из анализа следует вывод о высоком потенциале рынка модернизации и замены нерегулируемых ВЭП на регулируемые, при этом востребованы решения по интеграции в уже существующий нерегулируемый ВЭП полупроводниковых преобразователей энергии и необходимого для автоматизации технологического процесса вспомогательного оборудования и устройств. При таком подходе снижается уровень капитальных затрат при выполнении модернизации, сокращается срок окупаемости.



Рисунок 1.1 – Состав ВЭП промышленных механизмов: а) Доля промышленных ВЭП; б) Доля регулируемого ВЭП

Существует ряд подходов к построению высоковольтных электроприводов. Одним из основных компонентов электропривода, является высоковольтный преобразователь частоты. Известно достаточное количество топологий высоковольтных преобразователей частоты. Ряд исследователей

придерживается разделения топологий высоковольтных преобразователей частоты большой мощности, которое приведено на рисунке 1.2 [13]. На рисунке 1.2 в элементах с темной заливкой приведен ряд топологий высоковольтных преобразователей частоты, получивший широкое распространение в промышленности на данный момент [14]. Среди них преобразователи с промежуточным звеном постоянного тока, выполненные по многоуровневой и двухуровневой топологиям.

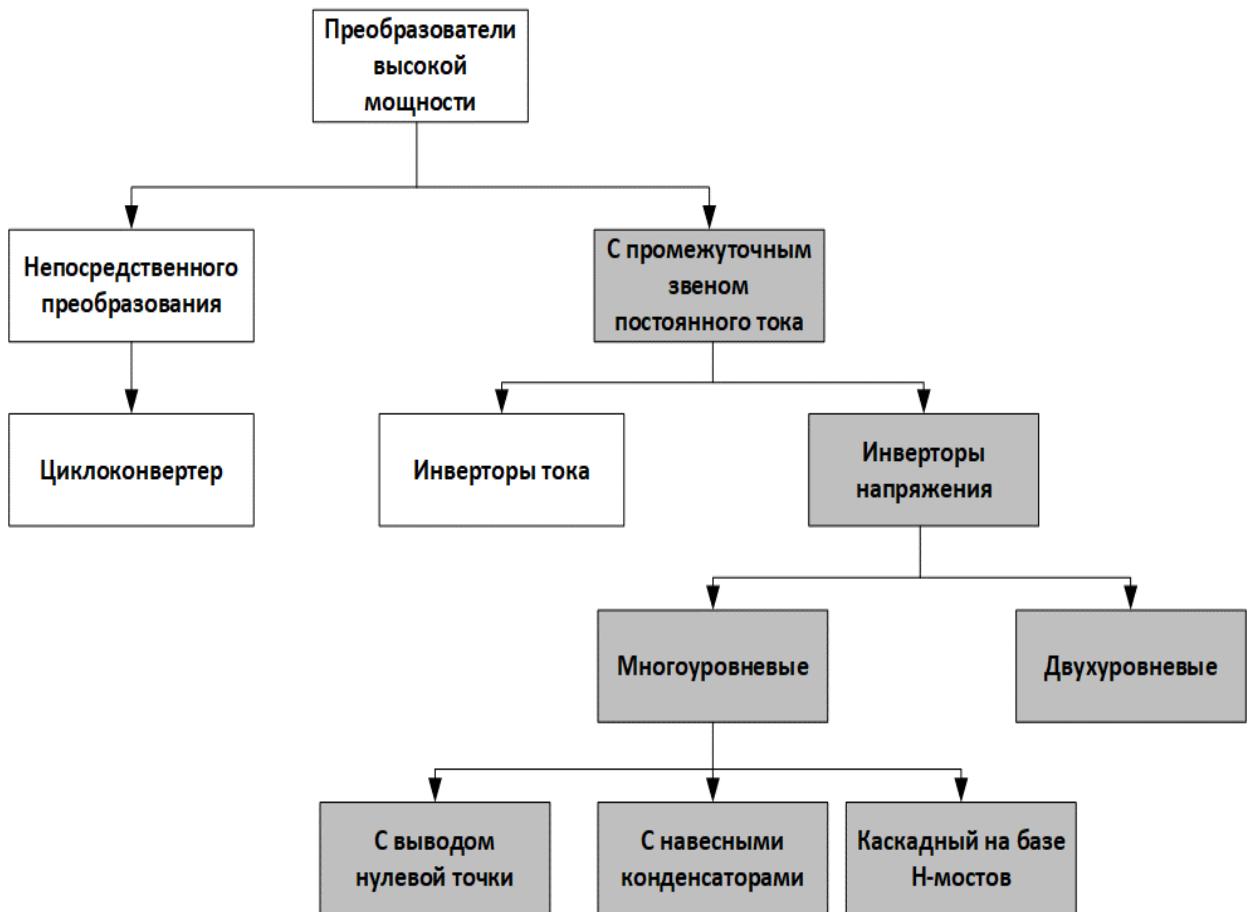


Рисунок 1.2– Классификация топологий высоковольтных преобразователей частоты большой мощности

На рисунке 1.3 приведены функциональные схемы в случае применения типовых двухуровневых и многоуровневых топологий. Приведенные функциональные схемы могут изменяться в части сетевого и выходного фильтров, в зависимости от применяемой топологии преобразователя частоты (ПЧ), а также требований к показателям качества электроэнергии [15].

Входные силовые многообмоточные трансформаторы с различными схемами соединения обмоток для фазового смещения часто применяются для снижения гармонических искажений в питающей сети. На рисунке 1.3 приняты следующие обозначения: С – сеть; Т1- входной трансформатор; СФ – синусный фильтр; ПЧ – двухуровневый ПЧ; МПЧ – многоуровневый ПЧ; Т2 – выходной трансформатор; КЛ – кабельная линия; Д – электродвигатель

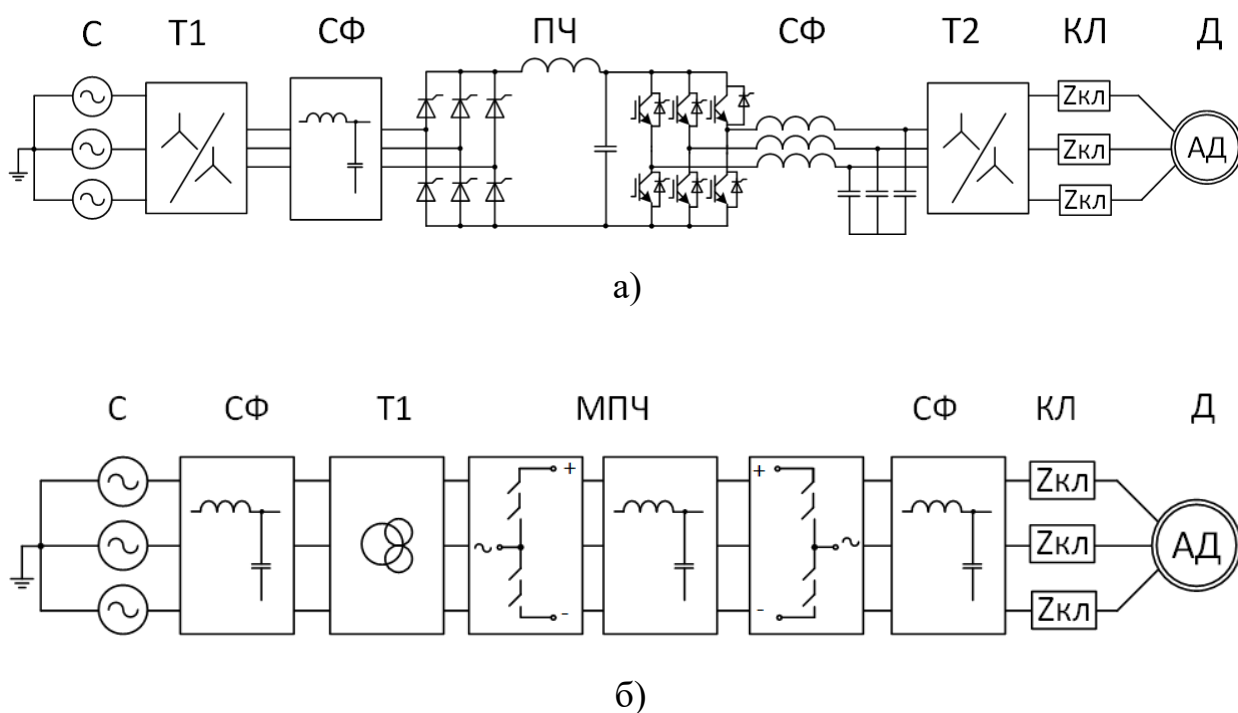


Рисунок 1. 3 – Функциональные схемы типовых регулируемых ВЭП, применяемых в промышленности: а) двухтрансформаторная схема ВЭП; б) схема ВЭП с многообмоточным трансформатором на базе высоковольтного ПЧ

В большинстве случаев применения ПЧ с двухуровневой топологией инвертора напряжения, уровень заряда конденсаторов в звене постоянного тока составляет около 540 В, следовательно для работы высоковольтных АДКЗР требуется установка повышающего трансформатора на выходе ПЧ, для согласования уровней напряжения.

1.1 Способы повышения энергоэффективности общепромышленных механизмов в составе высоковольтного электропривода

Вследствие высокой доли насосных агрегатов и вентиляционных установок в общем составе промышленных установок проблема повышения энергоэффективности является актуальной задачей. В работах [16-21] рядом авторов рассматриваются вопросы повышения энергоэффективности и экономического эффекта за счет применения регулируемого частотного электропривода. Актуальными являются вопросы количества применяемых ПЧ на насосных и вентиляционных станциях в составе регулируемого частотного электропривода относительно количества нерегулируемого ЭП. С одной стороны повышение удельной доли регулируемого частотного электропривода насосных и вентиляционных агрегатов повышает энергоэффективность работы, плавность регулировочных характеристик и других эксплуатационных показателей, с другой стороны повышает капитальные затраты. Возможным решением является расчет оптимального соотношения между регулируемым и нерегулируемым ЭП в составе насосных и вентиляционных установок, оценка эффективности от применения регулируемого частотного электропривода различными методами, приведены в [20, 22, 23].

Другим вариантом решения проблемы повышения энергоэффективности и снижения капитальных затрат является применение станций группового (частотного) управления (СГУ) [24, 25]. Пример СГУ в составе низковольтного ЭП насосной станции, состоящей из двух насосных агрегатов, приведен на рисунке 1.4. Станции группового управления предназначены для управления группой насосных или вентиляционных агрегатов. В СГУ выполняется поочередное управление каждым агрегатом: выполняется запуск и регулирование производительности первого агрегата, по достижению данным агрегатом номинальной производительности агрегат переводится с работы от ПЧ в составе СГУ на работу от сети. При этом для

уменьшения бросков тока в электродвигателе и питающей сети необходимы процедуры предварительной синхронизации напряжений ПЧ и сети по амплитуде, частоте и фазе. После выполнения перевода первого агрегата на работу от сети, выполняется запуск и регулирование работы следующего агрегата в составе станции и так далее. Таким образом выполняется плавное регулирование производительности насосной или вентиляционной станций, общее количество параллельно работающих агрегатов теоретически не ограничено и может быть от 2 до N . При необходимости снижения общей производительности СГУ работает в обратной последовательности. Должен быть выполнен синхронизированный обратный перевод агрегата N с работы от сети на работу от ПЧ с дальнейшим регулированием его производительности, до полного останова агрегата с переходом к агрегату $N-1$.

Перевод АДКЗР между выходом ПЧ (МПЧ) и сетью с выполнением функций СГУ получили распространение как в составе низковольтного ЭП, так и в составе ВЭП. Известен ряд проектов [26, 27, 28], по применению ВЭП с функцией безударного переключения насосных агрегатов. Реализованные примеры заявляют повышение энергоэффективности работы насосной станции, повышение общего КПД установки, повышение уровня автоматизации и управляемости технологическими процессами, точное поддержание регулируемых параметров, повышение диапазона регулирования технологического параметра. В примере [28] принцип безударного переключения применяется для ЭП гребного винта, задачей которого является плавный пуск приводного АДКЗР с последующим безударным переводом на бортовую сеть питания. Среди преимуществ применения: компенсация просадок и провалов напряжения, снижение пускового тока.

Несмотря на наличие примеров СГУ в составе ВЭП с функцией безударного переключения, проблема алгоритмов синхронизации с безударным переводом высоковольтных электродвигателей переменного тока

рассмотрена не в полной мере, а реализация алгоритмов безударного перевода с синхронизацией напряжений вообще не раскрывается производителями СГУ.

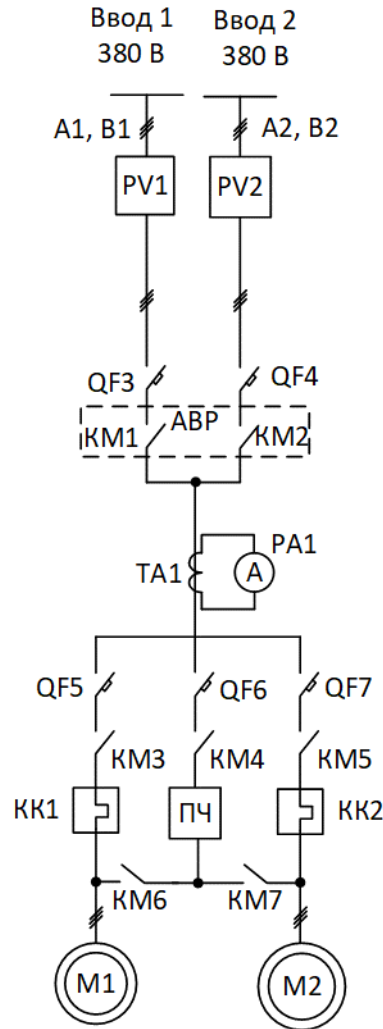


Рисунок 1.4 – СГУ в составе низковольтного ЭП насосной станции, состоящей из двух насосных агрегатов

1.2 Основные требования к высоковольтным электроприводам

Необходимость в формировании высоковольтного выходного напряжения и управлении электродвигателями большой мощности накладывает ряд требований на ВЭП, отличающихся от требований, предъявляемым к общепромышленному ЭП низкого напряжения. Данные требования могут быть разделены на четыре группы: требования к сетевым выпрямительным агрегатам (ВА) в рамках качества напряжения в питающей

сети, требования к автономному инвертору напряжения (АИН) в составе МПЧ, ограничения на коммутационную аппаратуру, общие требования к системе ВЭП.

Требования к сетевым выпрямительным агрегатам (ВА) в рамках качества напряжения в питающей сети. Требования к качеству напряжения питающей сети накладывают ограничение на разработку конструкции ВА в составе ВЭП. Применение полупроводниковых ВА приводит к гармоническим искажениям в питающем напряжении, увеличению потребления реактивной мощности, росту потерь в питающей линии, снижению питающего напряжения [29]. Требования к качеству питающего напряжения в части гармонических искажений отражены в [15]. Для минимизации гармонических искажений применяются силовые многообмоточные трансформаторы с расщепленной обмоткой [30] на ряду с сетевыми фильтрами [31-33].

Требования к уровню потребляемой реактивной мощности отражаются в ограничении минимального значения коэффициента мощности ВЭП. Для увеличения коэффициента мощности возможен переход от полууправляемых ВА к полностью управляемым ВА с возможностью регулирования коэффициента потребляемой мощности [34] либо применение устройств компенсации реактивной мощности различных исполнений [35].

Применение LC-фильтров для подавления гармонических искажений, а также конденсаторных батарей (КБ) для компенсации реактивной мощности может приводить к возникновению резонансных явлений в сетях переменного тока высокого напряжения [11]. В силу низкого значения сопротивления, что характерно в сетях переменного тока высокого напряжения большой мощности, возникают мало демпфированные резонансные явления, которые приводят к значительным колебаниям и перенапряжениям в питающей сети, выводящим из строя полупроводниковые коммутационные аппараты.

Требования к АИН в составе МПЧ. Высокая частота коммутации силовых ключей и импульсный характер выходного напряжения АИН в

составе МПЧ приводит к высоким значениям производной $\frac{dU}{dt}$ на нарастающих и спадающих фронтах, достигая значений 10 000 В/мкс и более [11]. Высокие значения $\frac{dU}{dt}$ являются причиной повышения нагрузки на изоляцию электродвигателей и кабельной линии, что приводит к их преждевременному выходу из строя. Также, возникают такие негативные эффекты, как подшипниковые токи, электромагнитные помехи, нарушающие работу чувствительных электронных приборов, расположенных вблизи кабельной линии.

Вследствие широтно-импульсной модуляции (ШИМ) выходного напряжения АИН, в нем возникают синфазные помехи, которые приводят к возникновению нулевой составляющей в выходном напряжении МПЧ и смещению потенциала нулевой точки АДКЗР. Данная особенность приводит к росту напряжения фаза-ноль и повышенному износу изоляции, и сокращению срока эксплуатации двигателя. Стоит отметить, что в низковольтных ЭП данной особенностью часто пренебрегают в силу достаточно большого запаса диэлектрической прочности изоляции низковольтных электродвигателей [36]. Для случая ВЭП такое пренебрежение недопустимо.

Снижение номинальной мощности электродвигателя в случае применения серий высоковольтных АДКЗР в составе ВЭП, не предусматривающих работу от преобразователя частоты. Наличие высших гармоник в составе выходного напряжения МПЧ приводит к росту потерь в АДКЗР, снижают КПД. Для минимизации влияния ШИМ выходного напряжения МПЧ на работу АДКЗР необходимо применение фильтрующих устройств выходного напряжения либо соответствующий выбор топологии МПЧ, обеспечивающий допустимый показатель коэффициента гармонического искажения.

Возможность возникновения резонансов со стороны нагрузки. Данный случай аналогичен возможности возникновения резонансов со стороны сети,

однако, в отличие от синусоидального характера напряжения сети в номинальных режимах ее работы, АИН в номинальном режиме работы представляет собой источник гармонических искажений в силу применения ШИМ. Для исключения резонансных явлений в данной ситуации применяют выходные фильтрующие устройства, а также производят выбор способа ШИМ.

Ограничения на коммутационную аппаратуру. Частота ШИМ определяет потери в коммутационных устройствах, а также уровень пульсаций в токе и моменте АДКЗР [37]. С одной стороны, чем выше частота ШИМ, тем больше коммутационные потери в силовых ключах, но тем меньше пульсации тока и электромагнитного момента АДКЗР. Снижение частоты ШИМ приводит к увеличению коэффициента гармонического искажения для токов и напряжений электродвигателя. При выборе частоты и способах ШИМ необходимо стремиться снизить коэффициент гармонического искажения до допустимого уровня [15] при ограничении максимальной частоты ШИМ.

Существует ряд топологий МПЧ, с применением последовательного и параллельного включения коммутационной аппаратуры. Вследствие разброса параметров силовых ключей, режимы их работы могут различаться, в результате чего возможна неравномерная загрузка силовых ключей и преждевременный выход из строя наиболее нагруженных элементов. Для исключения данных эффектов в составе МПЧ необходимы дополнительные системы компенсации разброса параметров силовых ключей.

Общие требования к системе ВЭП. Среди общих требований к системе ВЭП возможно выделить следующие: высокое значение КПД системы; снижение себестоимости производства, установки и эксплуатации; снижение массогабаритных показателей; высокая надежность; защита от аварийных режимов; простота эксплуатации; возможность резервирования при выполнении ремонтных работ и др. Некоторые специфические применения могут потребовать высоких динамических показателей от системы ВЭП,

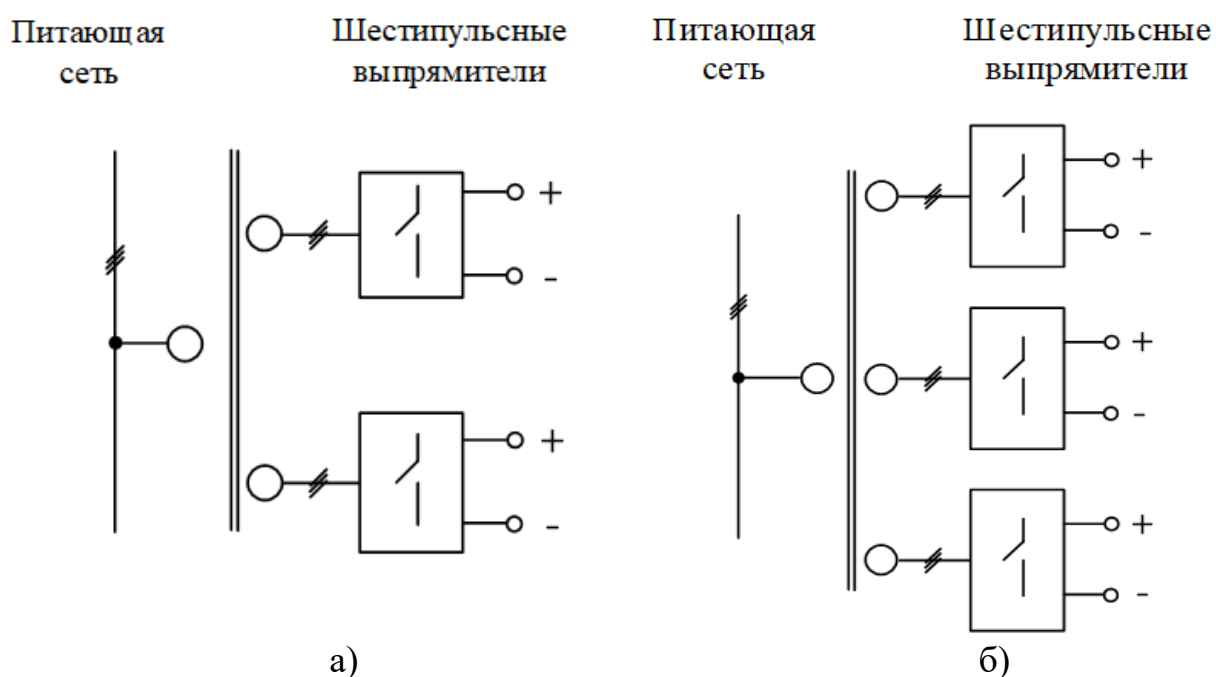
возможности режима рекуперативного торможения с генерацией энергии в питающую сеть и др.

1.3 Топологии многоуровневых преобразователей частоты, применяемых в высоковольтных электроприводах

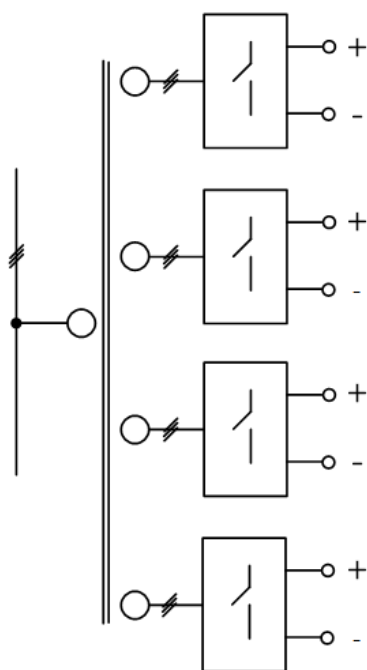
На сегодняшний день топология и принципы управления АИН определяются современной линейкой силовых полупроводниковых элементов нового типа (IGBT, GTO, IGCT, SGCT), а также различными подходами к ШИМ.

На входе МПЧ, как правило, применяются многопульсные схемы выпрямления совместно с многообмоточными трансформаторами, представленными на рисунке 1.5. Целью применения многопульсных схем выпрямления является обеспечение требуемых показателей качества потребляемого сетевого тока.

ВА могут быть выполнены как по схеме неуправляемых (диодных) или полууправляемых (тиристорных) трехфазных выпрямителей, так и по схеме активных выпрямителей [34], в зависимости от требований, предъявляемых к показателям качества потребляемой МПЧ энергии и общих требований к ВЭП.



Питающая сеть Шестипульсные выпрямители



в)

Рисунок 1.5 – Функциональные схемы многопульсных входных выпрямительных агрегатов: а) 12-пульсная схема; б) 18-пульсная схема; в) 24-пульсная схема

В настоящее время стандартная схема двухуровневых инверторов на базе IGBT является наиболее распространенной среди общего числа общепромышленных ЭП как низкого, так и высокого напряжения [38]. Преимуществами данной топологии являются: простота силовой схемы, широкий выбор стандартных низковольтных силовых ключей, высокая степень проработанности схемотехнических решений для управления и защиты. Указанные преимущества обуславливают распространение данной топологии и в составе ВЭП с применением выходного повышающего трансформатора (рисунок 1.3 а). Несмотря на преимущества, данная топология обладает рядом недостатков, ограничивающих применение двухуровневой топологии в составе ВЭП: высокие значения $\frac{dU}{dt}$ и перенапряжения при

коммутации, высокие коммутационные потери, высокий уровень гармонических искажений в составе выходного напряжения. Все указанные недостатки в случае применения топологии в составе ВЭП приводят к увеличению потерь в двигателе, кабельной линии, выходном трансформаторе; перенапряжению в кабельной линии, электродвигателе и к др. эффектам, указанным ранее.

Применение многоуровневых топологий инверторов напряжения в составе ВЭП получает все большее распространение поскольку способны предложить наилучшее сочетание параметров для высоковольтных применений. Многоуровневые топологии по сравнению с двухуровневыми выполняют коммутацию при существенно меньших перепадах напряжения, формируют выходное напряжение с низким уровнем гармонического искажения, обеспечивают меньший уровень электромагнитных помех. Распространение многоуровневых топологий сдерживается несколькими факторами, среди которых: относительная сложность алгоритмов управления, большее число коммутационных аппаратов, относительная сложность силовых схем, применение многообмоточных силовых трансформаторов и др.

Среди известных многоуровневых топологий инверторов напряжений, на настоящий момент наибольшего распространения в промышленности получили следующие: многоуровневый инвертор с фиксированной нейтралью (инвертор с блокирующими диодами); многоуровневый инвертор с «плавающими» конденсаторами; многоуровневый инвертор на базе последовательно соединенных H-мостов (каскадный МПЧ с H-мостами). На рисунке 1.6 приведены схемы многоуровневых инверторов напряжения, разработанных в соответствии с данными топологиями. На рисунке 1.6 обозначение конкретного типа силового полупроводникового коммутационного аппарата замещено на его условное обозначение.

Высоковольтные инверторы тока на настоящий момент менее распространены, и находят применение при необходимости питания

высоковольтной нагрузки большой мощности (синхронные двигатели большой мощности).

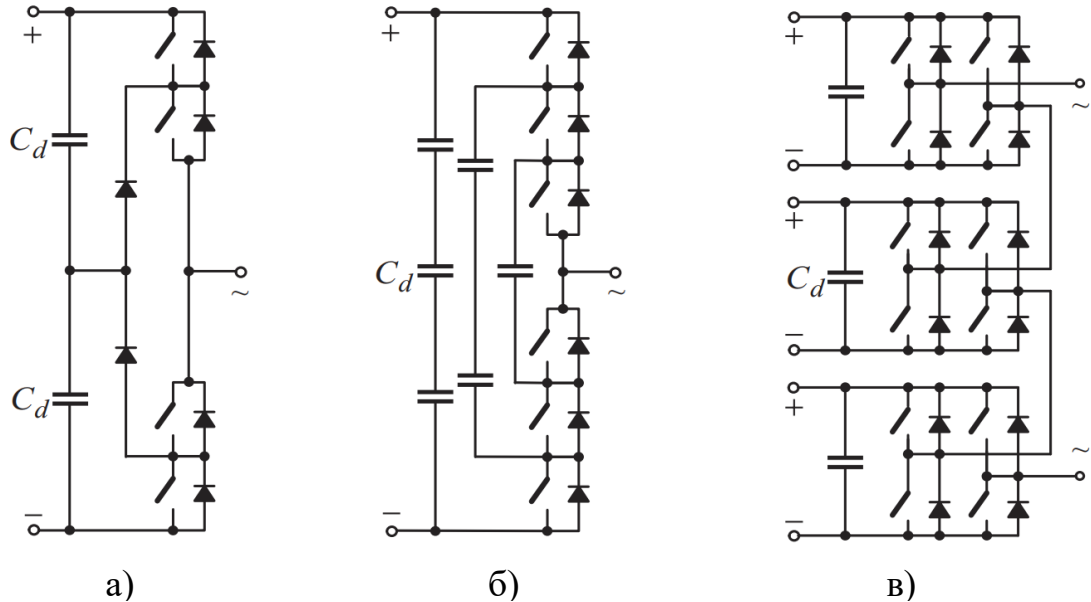


Рисунок 1.6 – Топологии многоуровневых инверторов напряжения:
 а) трехуровневая схема с фиксированной нейтралью; б) четырехуровневая схема с «плавающими» конденсаторами;
 в) семиуровневая каскадная схема с Н-мостами

Трехуровневый инвертор напряжения, выполненный по схеме с фиксированной нейтралью (блокирующими диодами), изображен на рисунке 1.6 а. Напряжение в звене постоянного тока (ЗПТ), распределяется в равных долях между конденсаторными батареями C_d , количество которых пропорционально количеству уровней в выходном напряжении. В схеме присутствуют блокирующие диоды, которые включаются между уровнями напряжения, соответственно, для каждого силового вентиля имеем различное обратное напряжение. В случае достаточно высоких значений обратных напряжений применяется последовательное включение блокирующих диодов. В отличие от блокирующих диодов, напряжение для силовых коммутирующих транзисторов распределяется аналогично распределению напряжений на конденсаторных батареях. Достоинством схемы является высокое значение

КПД, относительная простота. Недостатком данной топологии является низкая модульность, значительный рост силовых полупроводниковых ключей и диодов с ростом уровней выходного напряжения, что приводит к увеличению массогабаритных показателей и стоимости инвертора. Также, данная схема требует организации цепей предварительного заряда конденсаторных батарей, а также цепей балансировки напряжений конденсаторных батарей.

Схема четырехуровневого инвертора с «плавающими» конденсаторами приведена на рисунке 1.6 б. Особенности работы данного инвертора совпадают с особенностями работы схемы с фиксированной нейтралью. Отличительной особенностью данной схемы является применение высоковольтных конденсаторов, и отсутствие блокирующих диодов. В данной схеме также имеется проблема обеспечения баланса напряжений на конденсаторных батареях, и проблема выполнения их предварительного заряда. Преимуществом данной схемы является возможность ее применения в качестве активных фильтров, поскольку она позволяет управлять потоками активной и реактивной мощности, потребляемых преобразователем [11], также топология позволяет работать с широким диапазоном частоты коммутации ключей. Недостатками данной топологии является необходимость применения дорогостоящих высоковольтных конденсаторов, число которых растет с числом уровней в выходном напряжении инвертора. Также с ростом числа уровней напряжения растет число силовых полупроводниковых ключей, увеличивающих массогабаритные и стоимостные показатели преобразователя.

Увеличение числа уровней как для схемы с фиксированной нейтралью, так и для схемы с «плавающими» конденсаторами приводит к усложнению цепей предварительного заряда и балансировки напряжений на конденсаторных батареях, что значительно усложняет разработку и ограничивает рассмотренные топологии в части максимального числа уровней в выходном напряжении.

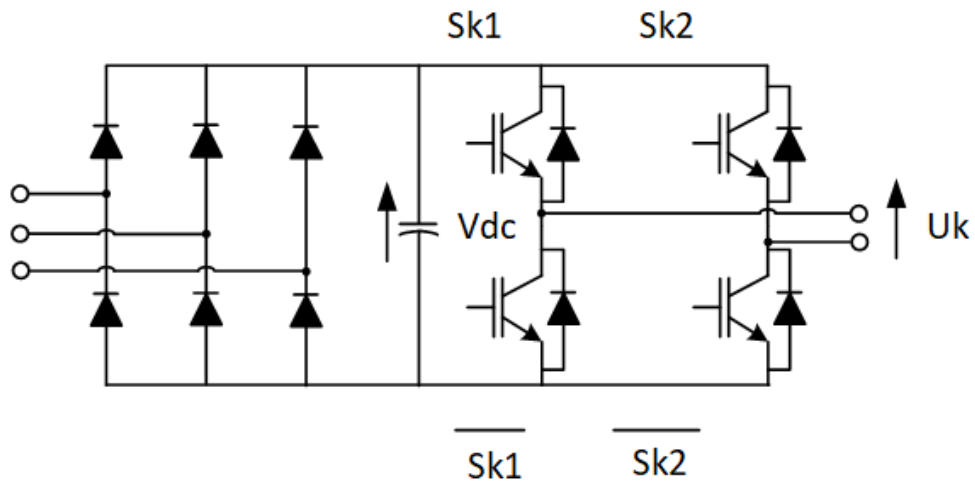
Схема семиуровневого каскадного инвертора на базе H-мостов приведена на рисунке 1.6 в. Конструкция инвертора представляет собой последовательное соединение элементарных однофазных двухуровневых инверторов напряжения на базе H-мостов (ячеек), представленной на рисунке 1.7, в каждой из выходных фаз инвертора. Каждый инвертор H-моста состоит из двух стоек на базе IGBT-транзисторов. Выходы каждой отдельной H-ячейки соединяются последовательно, формируя необходимое количество уровней в выходном напряжении фазы инвертора. Вход каждой элементарной H-ячейки подключается к соответствующей вторичной обмотке силового трансформатора через входной выпрямительный агрегат, который может быть выполнен на базе неуправляемого выпрямителя по трехфазной мостовой схеме, либо на базе управляемого выпрямителя по схеме активного выпрямителя (АВН) или по трехфазной мостовой схеме на базе тиристоров. В случае применения управляемого выпрямителя на входе H-моста, МПЧ позволяет выполнять рекуперацию энергии в сеть, при работе приводного АДКЗР в режиме генераторного торможения. В случае применения неуправляемого ВА режим торможения с рекуперацией электроэнергии невозможен, но в данном случае упрощается система управления МПЧ.

На практике количество уровней выходного напряжения инвертора определяется требуемым рабочим выходным напряжением инвертора, а также экономической составляющей в стоимости силовых коммутационных ключей. К примеру, исполнение коммерческого МПЧ по топологии инвертора с H-мостами на величину выходного напряжения 3300 В, разработанном на основе девятиуровневого инвертора с общим количеством H-мостов - 12, по 4 в каждой фазе [39]. H-мосты выполнены с помощью силовых полупроводниковых ключей классом напряжения 600 В, стандартного для низковольтных инверторов класса напряжения.

Неуправляемый
выпрямитель

Звено
постоянного тока

Автономный
инвертор напряжения

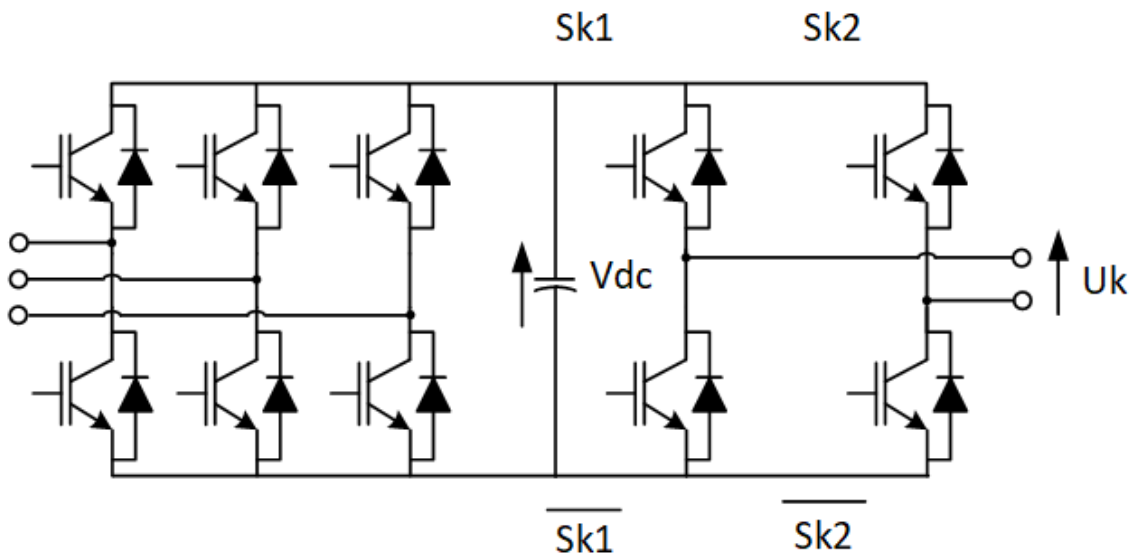


а)

Активный
выпрямитель

Звено
постоянного тока

Автономный инвертор
напряжения



б)

Рисунок 1.7 – Однофазная схема двухуровневого инвертора напряжения на базе H-моста а) с неуправляемым входным выпрямителем; б) с активным выпрямителем на входе

Количество уровней выходного напряжения для МПЧ по схеме с каскадным включением H -мостов может быть определено по следующей формуле:

$$N = 2H + 1, \quad (1.1)$$

где N – количество уровней выходного напряжения, H – количество H -ячеек в фазе инвертора.

Таким образом, инвертор, выполненный по данной топологии, всегда обеспечивает нечетное количество уровней в выходном напряжении.

Преимуществами данной топологии является высокая модульность, возможность проектирования на базе стандартных силовых элементов, применяемых в низковольтных двухуровневых инверторах напряжения, возможность получения большого числа уровней напряжения в выходном напряжении инвертора, с относительно меньшим усложнением системы управления и силовой схемы по сравнению с рассмотренными выше топологиями. Также данная топология инвертора позволяет сохранять работоспособность МПЧ в случае выхода из строя H -ячеек в фазе инвертора, при этом поврежденная ячейка шунтируется контактором, и МПЧ продолжает работу со снижением амплитуды выходного напряжения, в тех случаях, когда это допустимо.

Одним из основных недостатков топологии инвертора с каскадным включением H -мостов являются: необходимость отдельного изолированного источника постоянного напряжения для каждой ячейки, что приводит к необходимости применения многообмоточного силового трансформатора на входе МПЧ [30], что усложняет конструкцию, массогабаритные и экономические показатели.

В настоящее время в промышленности доступны МПЧ, выполненные по всем топологиям, рассмотренным выше. В таблице 1.1 приведены обобщенные характеристики предлагаемых ведущими мировыми и российскими производителями МПЧ [38]. В таблице 1.1 приняты следующие

обозначения для силовых полупроводниковых IGBT ключей: LV IGBT – низковольтные IGBT; HV IGBT – высоковольтные IGBT. Как видно из таблицы 1, наибольшего распространения в промышленности получили МПЧ, выполненные по топологиям с фиксированной нейтралью и каскадным включением Н-мостов. МПЧ по топологии с «плавающими» конденсаторами получил меньшее распространение в силу причин, оговоренных ранее. Низковольтные IGBT и IGCT получили большее распространение в производимых преобразователях.

Таблица 1.1 – Обобщенные характеристики зарубежных и российских МПЧ

Изготовитель	Тип	Мощность, МВ·А	Напряжение, кВ	Топология	Силовые ключи
Robicon/ Toshiba	Perfect Harmony	0,3–31	2,3–13,8	Каскадный с Н-мостами	LV IGBT
Siemens	Masterdrive MV	0,66–9,1	2,3/3,3/4, 16/6,6	3-х уровневый с фиксированной нейтралью	HV IGBT
ABB	ASC 1000	0,3–5	2,3/3,3/4	3-х уровневый с фиксированной нейтралью	IGCT
ABB	ASC 5000	5,2–24	6/6,6/6,9	Каскадный с Н-мостами	IGCT
ABB	ASC 6000	3–27	3/3,3	3-х уровневый с фиксированной нейтралью	IGCT
Alstom	VDM6000	0,3-8	2,3/3,3/4,2	С «плавающими» конденсаторами	LV IGBT
Danfoss	VEDADRIV E	0,3-25	6/6,6/10/11	Каскадный с Н-мостами	LV IGBT
АО "Нидек АСИ ВЭИ"	Silcovert TH 7000	0,29-21,2	2,4-7,2	Каскадный с Н-мостами	LV IGBT
АО "Нидек АСИ ВЭИ"	Silcovert TH 14000	2,8-30,1	6,6-13,8	Каскадный с Н-мостами	LV IGBT
ЗАО «ЭРАСИБ»	ЭРАТОН-В	<1	3/6/10	Каскадный с Н-мостами	LV IGBT

Преобладание топологий многоуровневых инверторов, выполненных по каскадной схеме с Н-мостами обусловлено возможностью получения большего числа уровней в выходном напряжении при меньшем количестве полупроводниковых элементов. В таблице 2 приведены теоретические необходимые общее количество конденсаторов ЗПТ, блокирующих диодов (для схемы с фиксированной нейтралью), а также силовых коммутационных полупроводниковых ключей, требуемых для разработки инверторов рассматриваемых топологий в зависимости от количества уровней- N выходного напряжения [40]. На рисунке 1.8 приведена графическая зависимость общего количества силовых элементов для различных топологий в зависимости от необходимого количества уровней в выходном напряжении инвертора. Из таблицы 1.2 и рисунка 1.8 видно, что с ростом числа уровней выходного напряжения инвертора, число силовых элементов для топологии с фиксированной нейтралью возрастает значительно, по сравнению с каскадными Н-мостами. Несмотря на различие в общем количестве силовых элементов, количество силовых полупроводниковых ключей для всех топологий одинаково. Также, необходимо отметить, преобладание топологий с каскадным включением Н-мостов вызвано высокой модульностью схемы, а также возможностью работы на сниженном напряжении при шунтировании поврежденных ячеек. Все эти свойства повышают надежность, ремонтпригодность схемы с каскадным включением Н-мостов.

В последующих главах будет рассматриваться МПЧ в составе ВЭП, выполненный по топологии инвертора с каскадным включением Н-мостов, как топология инвертора, получившая достаточное распространение на современном рынке высоковольтных электроприводов производственных и технологических установок и агрегатов

Таблица 1.2 – Количественная зависимость компонентов силовых схем МПЧ

Топология	С фиксированной нейтралью	С «плавающими» конденсаторами	С каскадным включением Н-мостов
Силовые ключи	$6(N-1)$	$6(N-1)$	$6(N-1)$
Обратные диоды	$6(N-1)$	$6(N-1)$	$6(N-1)$
Блокирующие диоды	$3(N-1) (N-2)$	0	0
Конденсаторы ЗПТ	$(N-1)$	$(N-1)$	$1,5 \cdot (N-1)$
«Плавающие» конденсаторы	0	$1,5 \cdot (N-1) \cdot (N-2)$	0
Общее количество силовых элементов	$(N-1) \cdot (3N+7)$	$0,5 \cdot (N-1) \cdot (3N+20)$	$13,5 \cdot (N-1)$

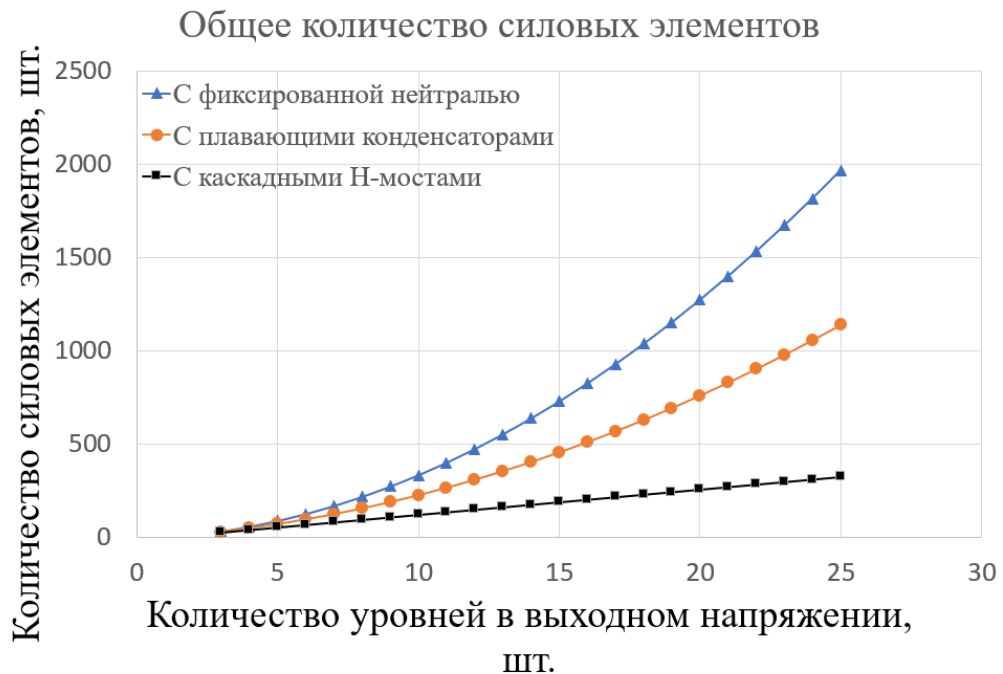


Рисунок 1.8 – Общее количество силовых элементов схемы для рассматриваемых топологий

1.4 Алгоритмы широтно-импульсной модуляции, применяемые в многоуровневых инверторах

1.4.1 Векторный алгоритм широтно-импульсной модуляции для многоуровневых инверторов напряжения

Существует множество алгоритмов ШИМ, применяемых для МПЧ в составе ВЭП. Алгоритмы ШИМ, применяемые в общепромышленных низковольтных ЭП, с некоторыми модификациями находят применение и для МПЧ.

Все алгоритмы ШИМ направлены на формирование выходного напряжения, обеспечивающим наименьшие показатели гармонических искажений, а также наименьшие коммутационные потери. Алгоритмы ШИМ, применяемые в МПЧ, могут быть разделены на две группы: скалярные и векторные ШИМ.

В случае каскадного МПЧ с Н-мостами, каждая отдельная Н-ячейка формирует два уровня напряжения на выходе: $0, \pm E$. Упрощенная схема Н-ячейки приведена на рисунке 1.9.

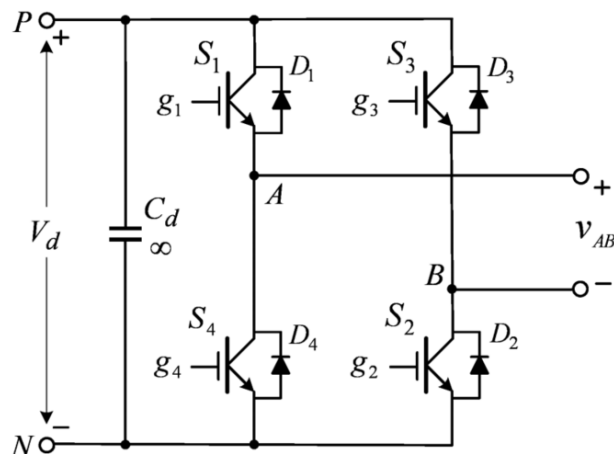


Рисунок 1.9 – Схема Н- ячейки

Она представляет собой стандартную мостовую схему, выполненную с помощью 4-х IGBT с обратными диодами. Ключи S1 и S4, S3 и S2 – попарно

комплементарные, т.е. данные ключи не могут одновременно находиться в проводящем состоянии. Согласно полярности, указанной на выводах Н-ячейки А и В, при открытых ключах S1 S3, либо при открытых S2 и S4, выходное напряжение Н-ячейки – 0 В; при открытых ключах S1 и S2 напряжение составляет +Е В; при открытых ключах S3 и S4 напряжение равно -Е В.

Сказанное выше может быть сведено в таблицу 1.3. В таблице 1.3 «1» соответствует проводящему состоянию ключа, «0» – непроводящему.

Таблица 1.3 – Зависимость выходного напряжения Н-ячейки от состояния силовых ключей

Выходное напряжение	S1	S2	S3	S4
Е	1	1	0	0
-Е	0	0	1	1
0	1	0	1	0
0	0	1	0	1

Комбинируя различные значения выходного напряжения элементарных Н-ячеек в фазе инвертора возможно получать необходимый уровень общего выходного напряжения преобразователя. Количество уровней выходного напряжения может быть определено по (1.1).

Векторные ШИМ применяются при необходимости гибкой оптимизации алгоритма коммутации силовых ключей. Данный способ ориентирован на микропроцессорную реализацию. В настоящее время ведется активная разработка алгоритмов векторной ШИМ для МПЧ с оптимизацией, по различным критериям [40-42].

На рисунке 1.10 приведена эквивалентная схема пятиуровневого каскадного инвертора на Н-мостах в составе ВЭП. Ключи S11 и S41, S31 и S21

а также S_{12} и S_{42} , S_{32} и S_{22} – попарно комплементарные, т.е. данные ключи не могут одновременно находиться в проводящем состоянии.

Комбинации ключей фазы инвертора и соответствующие им выходные фазные напряжения, в соответствии с условием комплементарности, приведены в таблице 1.4, где приняты обозначения, аналогичные обозначениям, принятым в таблице 1.3.

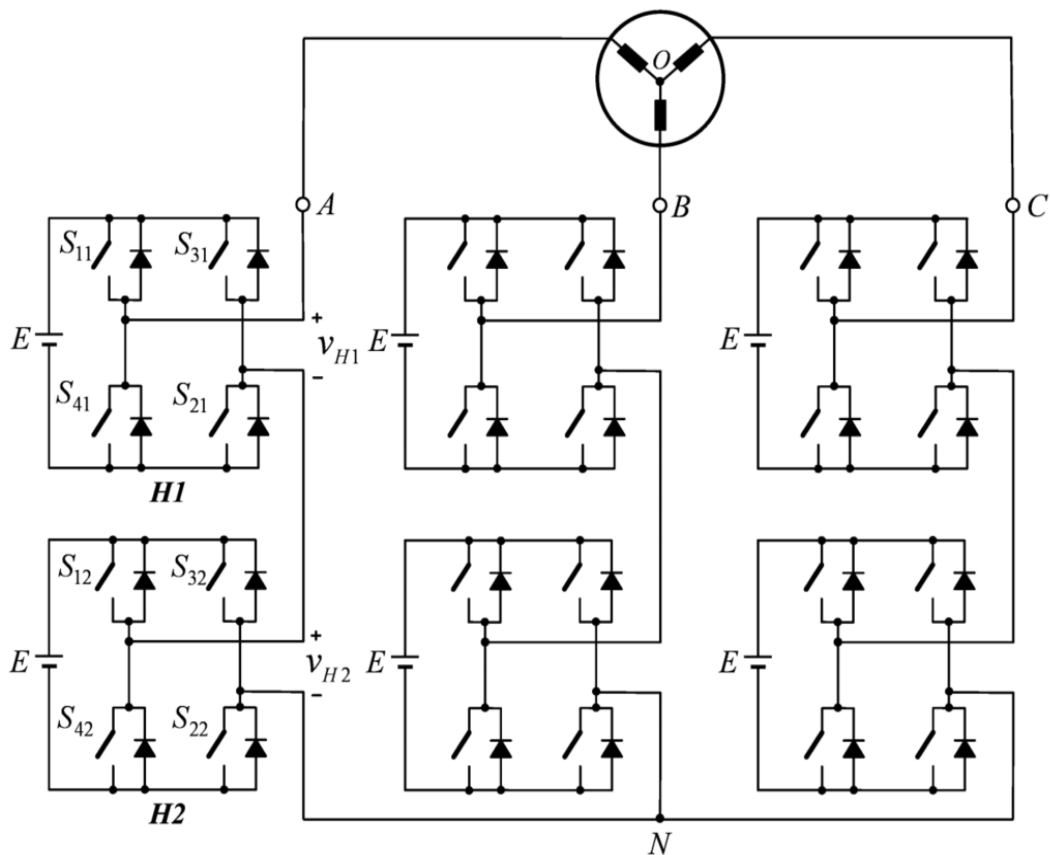


Рисунок 1.10 – Эквивалентная схема пятиуровневого инвертора напряжения

Аналогичные таблицы состояний можно сформировать для остальных фаз инвертора. Вектор выходного напряжения инвертора, представляет собой сумму векторов напряжений фаз:

$$V = V_a e^{j0} + V_b e^{j120} + V_c e^{j240}. \quad (1.2)$$

Таблица 1.4 – Зависимость выходного напряжения фазы пятиуровневого инвертора в зависимости от состояния ключей

Выходное напряжение, В	S_{11}	S_{31}	S_{12}	S_{32}	v_{H1}	v_{H2}
$2E$	1	0	1	0	E	E
E	1	0	1	1	E	0
	1	0	0	0	E	0
	1	1	1	0	0	E
	0	0	1	0	0	E
0	0	0	0	0	0	0
	0	0	1	1	0	0
	1	1	0	0	0	0
	1	1	1	1	0	0
	1	0	0	1	E	-E
	0	1	1	0	-E	E
$-E$	0	1	1	1	-E	0
	0	1	0	0	-E	0
	1	1	0	1	0	-E
	0	0	0	1	0	-E
$-2E$	0	1	0	1	-E	-E

Согласно (1.2) число возможных состояний выходного напряжения инвертора является функцией допустимых комбинаций выходных напряжений фаз инвертора. На рисунке 1.11 приведена осциллограмма возможных состояний выходного вектора напряжения инвертора, в зависимости от состояния ключей инвертора. На рисунке состояние 0 соответствует нулевому значению выходного напряжения фазы; 1 –

выходному напряжению, равному E ; 2 – выходному напряжению, равному $2E$. Существует 27 возможных состояний вектора выходного напряжения инвертора. Комбинируя возможные состояния выходного напряжения инвертора, возможно формирование вектора напряжения по заданному закону. Результирующий вектор выходного напряжения формируется из ближайших 3-х векторов сектора, в котором оказалась амплитуда заданного вектора выходного напряжения. Для случая, изображенного на рисунке 1.11, заданный вектор напряжения $V_{зад}$ может быть сформирован при помощи состояний 210, 220 и 221 (110). Поочередным переключением между данными состояниями на периоде ШИМ формируется заданный вектор выходного напряжения. В целях уменьшения потерь при коммутации последовательность переключения векторов выбирается с минимально возможным количеством переключений [43]. Векторный способ ШИМ возможно применять для минимизации небаланса напряжений в ЗПТ для топологий с фиксированной нейтралью и «плавающими» конденсаторами, за счет применения в алгоритмах векторной ШИМ «повторяющихся» векторов напряжения, например 221 и 110, изображенных на рисунке 1.11.

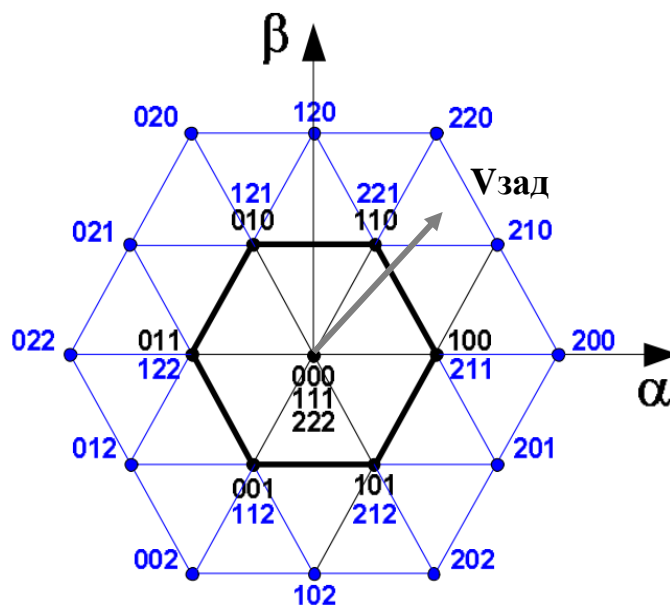


Рисунок 1.11 – Зависимость выходного вектора напряжения инвертора от состояния силовых ключей.

1.4.2 Скалярные алгоритмы широтно-импульсной модуляции для многоуровневых преобразователей частоты

Скалярные алгоритмы ШИМ строятся по принципу вертикального управления [34]: коммутационные функции определяются из сравнения пилообразного опорного сигнала и сигнала управления. Скалярные алгоритмы основываются на применении нескольких опорных сигналов.

Скалярные алгоритмы ШИМ, применяемые для МПЧ, могут быть разделены на две группы: ШИМ со смещением по уровню (ШИМ-СУ) (англ. level-shifted PWM), ШИМ со смещением по фазе (ШИМ-СФ) (англ. phase-shifted PWM).

В случае применения смещенной по фазе ШИМ, для получения m выходных уровней в напряжении инвертора, необходимо $(m-1)$ опорных сигналов, смещенных по фазе. Все опорные пилообразные сигналы в смещенной по фазе ШИМ имеют идентичные параметры в части амплитуды, частоты. Различия в фазе каждого опорного сигнала. Смещение по фазе между двумя соседними опорными сигналами может быть определено по следующей формуле:

$$\varphi_{\text{оп}} = \frac{360^\circ}{m-1}. \quad (1.3)$$

Сигнал управления представляет собой синусоидальный сигнал с регулируемой амплитудой и частотой, для каждой фазы формируется собственный сигнал управления из условия формирования трехфазной симметричной последовательности напряжений. Коммутационные функции определяются сравнением синусоидальных управляющих сигналов с опорными сигналами: в случае, если сигнал управления больше опорного, значение коммутационной функции равно логической единице, и логическому нулю в противном случае.

На рисунке 1.13 приведен пример смещенной по фазе ШИМ для случая семиуровневого инвертора напряжений, фаза А которого изображена на рисунке 1.12. Для организации ШИМ необходимо шесть опорных сигналов,

смещенных на 60 электрических градусов между соседними опорными сигналами. Опорные сигналы, с учетом условия комплиментарности, $u_{cr1}, u_{cr2}, u_{cr3}$ – применяются для расчета коммутационных функций ключей S_{11}, S_{12}, S_{13} . Опорные сигналы $u_{cr1-}, u_{cr2-}, u_{cr3-}$ применяются для расчета коммутационных функций ключей S_{31}, S_{32}, S_{33} . Для упрощения на рисунке 1.13 показан только один управляющий сигнал u_{mA} в фазе А и соответствующие ему коммутационные функции фазы А. Глубина модуляции (m_a) на осциллограммах рисунка 1.13 составляет 0,8, частота опорного сигнала – 180 Гц.

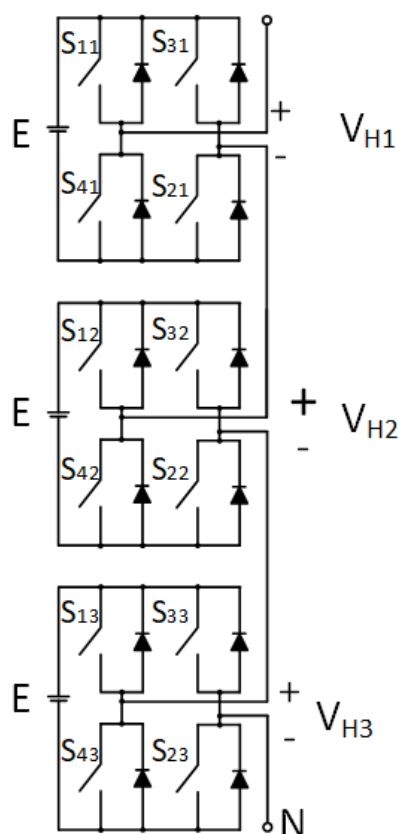


Рисунок 1.12 – Эквивалентная схема фазы А семиуровневого инвертора напряжений

На рисунке 1.13 показано выходное напряжение каждой отдельной Н-ячейки, а также фазное выходное напряжение, представляющее собой сумму выходных напряжений Н-ячеек. Как видно из рисунка 1.13, выходное

напряжение формируется из семи уровней, последовательно подключающихся за счет увеличения числа работающих Н-ячеек.

$$v_{AN} = v_{H1} + v_{H2} + v_{H3}. \quad (1.4)$$

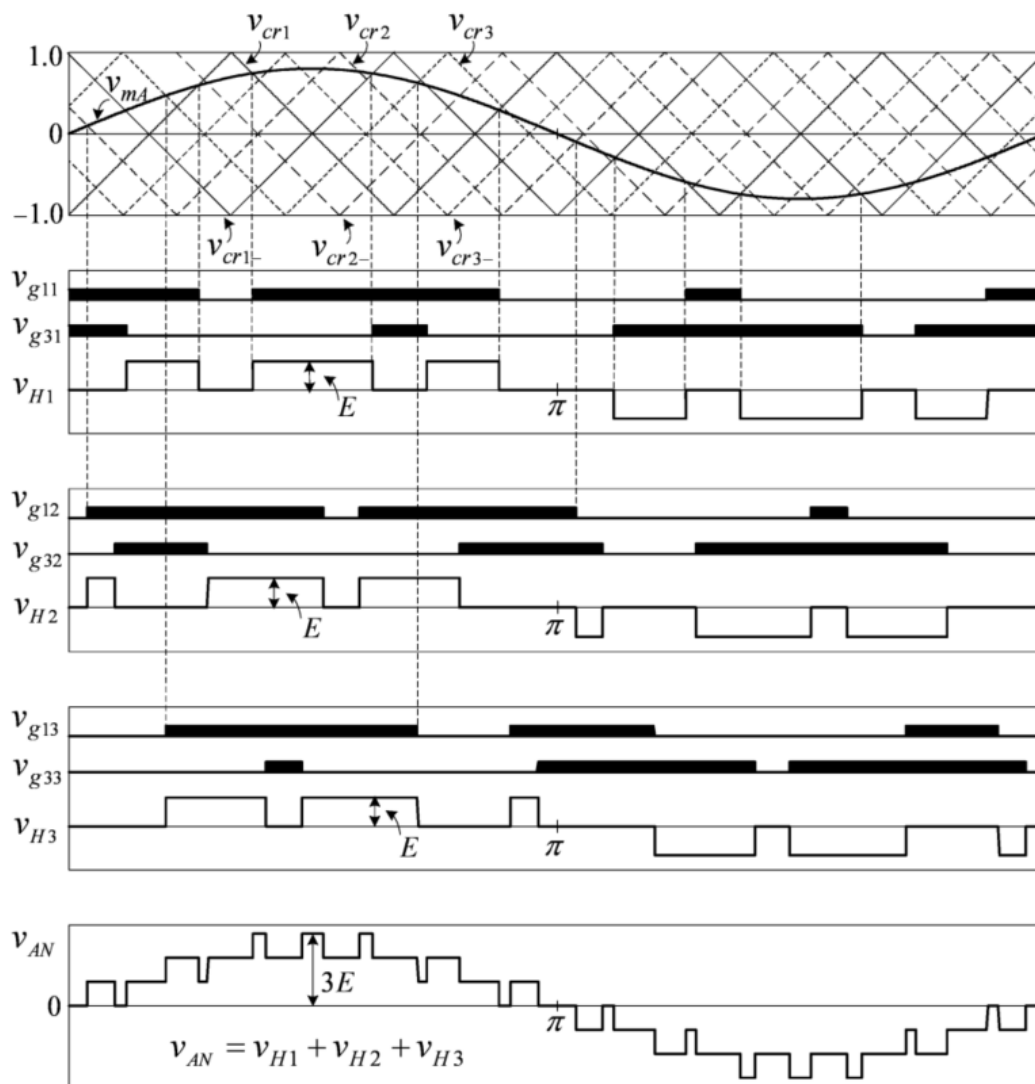


Рисунок 1.13 – Осциллограммы работы смещенной по фазе ШИМ семиуровневого инвертора напряжений

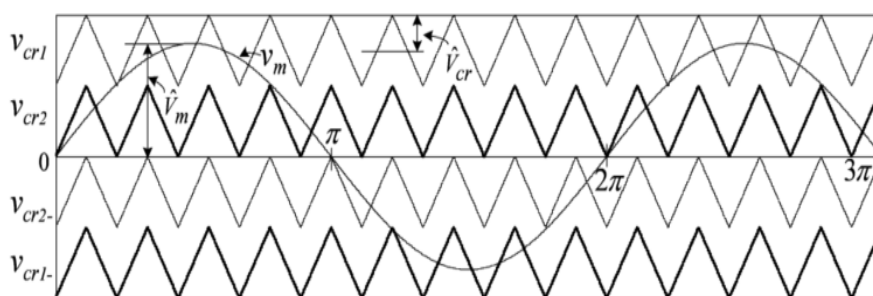
В случае применения смещенной по уровню ШИМ, для получения m выходных уровней в напряжении инвертора, необходимо $(m-1)$ опорных сигналов, смещенных по уровню. Амплитуда опорных сигналов выбирается исходя из условия равномерного распределения опорных сигналов относительно амплитуды сигнала управления.

$$U_{\text{оп}}^{\text{max}} = \frac{2 \cdot U_{\text{оп}}^{\text{max}}}{m-1}. \quad (1.5)$$

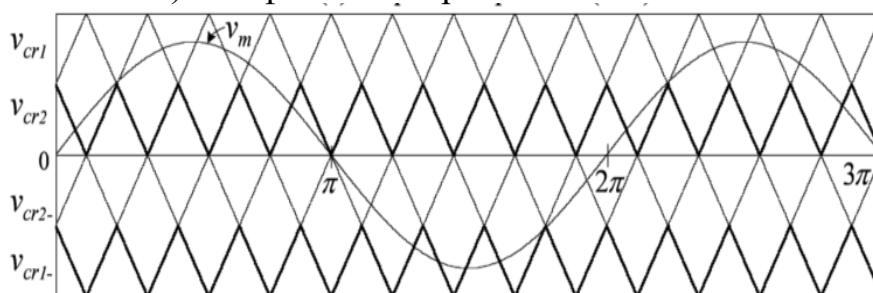
Существует несколько видов смещенных по уровню алгоритмов ШИМ, в зависимости от фазового согласования опорных сигналов:

1. Вид 1. ШИМ с синфазными опорными сигналами;
2. Вид 2. ШИМ с синфазными опорными сигналами в положительной области и опорными сигналами в противофазе в отрицательной области;
3. Вид 3. ШИМ с соседними по уровню сигналами в противофазе.

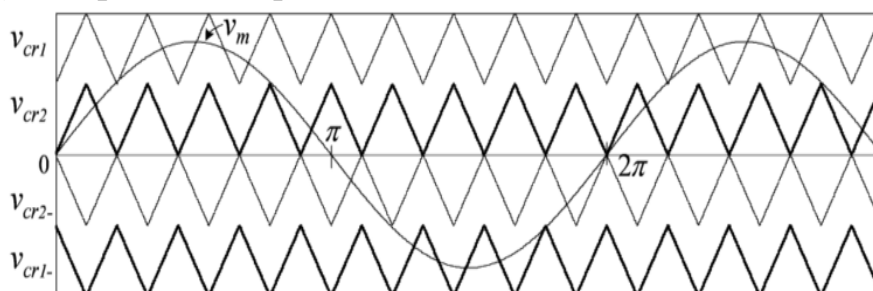
Указанные выше виды фазового смещения опорных сигналов приведены на рисунке 1.14. На рисунке 1.15 приведен пример смещенной по уровню ШИМ для случая семиуровневого инвертора напряжений, с синфазными опорными сигналами.



а) Синфазные опорные сигналы



б) Синфазные опорные сигналы в положительной области



в) Соседние по уровню сигналы в противофазе

Рисунок 1.14 – Виды смещения опорных сигналов по фазе

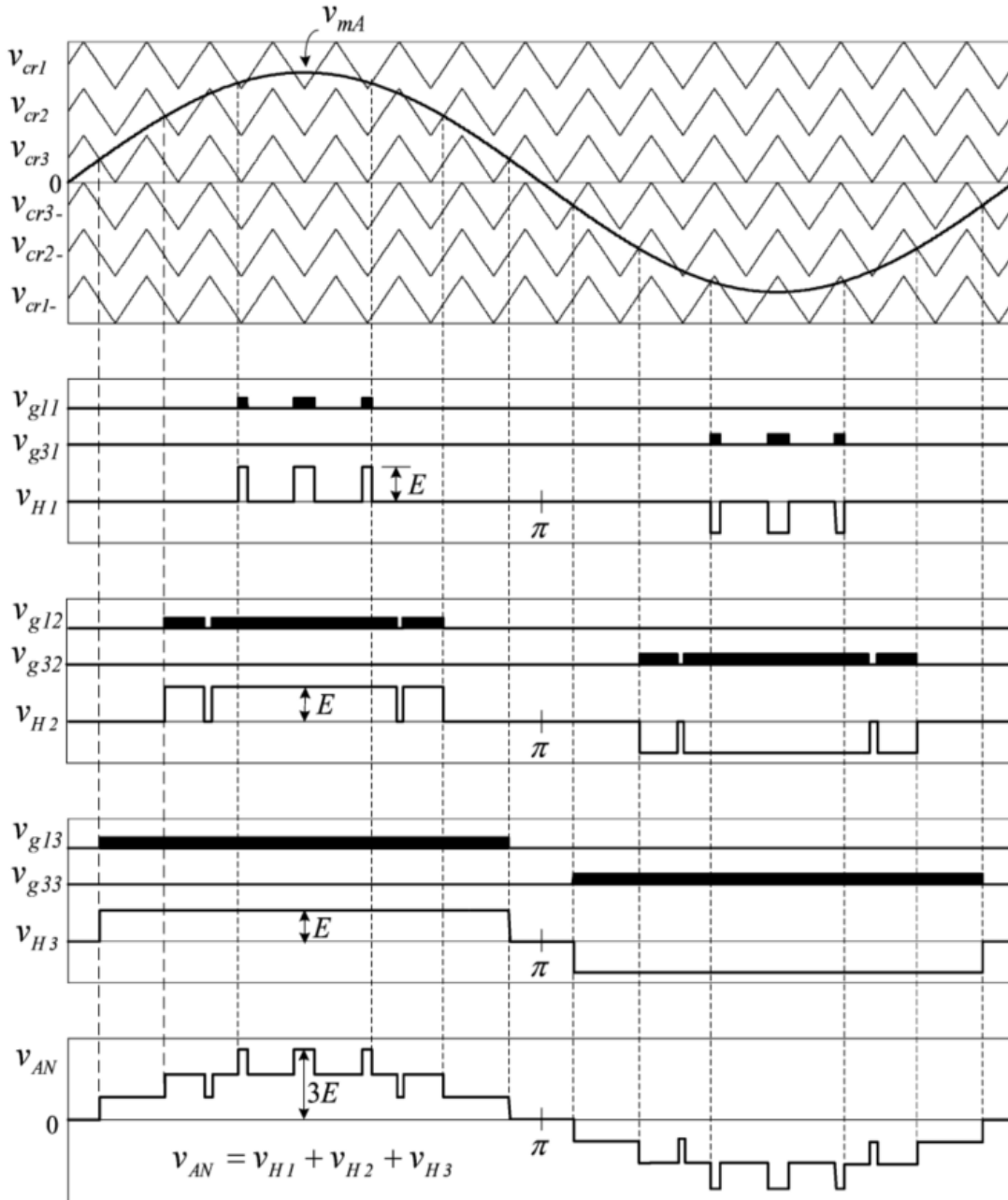


Рисунок 1.15 - Осциллограммы работы смещенной по уровню ШИМ семиуровневого инвертора напряжений

Анализируя осциллограммы работы, смещенной по фазе и смещенной по уровню ШИМ, возможно сделать ряд выводов:

1. В случае смещенной по фазе ШИМ частота коммутации ключей всех Н-мостов совпадает с частотой опорного сигнала, время работы каждого Н-моста эквивалентны. В случае смещенной по уровню ШИМ частота коммутации ключей Н-мостов различная. Максимальная частота коммутации

равна частоте опорного сигнала (частоте ШИМ). Средняя частота коммутации ключей определяется по соотношению:

$$f_{\text{коммутации}}^{\text{ср}} = \frac{f_{\text{ШИМ}}}{m-1}. \quad (1.6)$$

2. Различная частота коммутации ключей в случае смещенной по уровню ШИМ является следствием неравномерной загрузки и неравномерных потерь силовых H-ячеек. Также данный способ приводит к неравномерному расходованию ресурса отдельных H-ячеек.

3. Для устранения указанного недостатка необходимо внедрение алгоритмов смены последовательности переключения H-ячеек во время работы алгоритма ШИМ со смещением по уровню. Для случая ШИМ со смещением по фазе, внедрение такого дополнительного алгоритма не требуется.

Высокочастотная коммутация инверторов неизбежно приводит к наличию гармонических искажений в выходном напряжении инвертора. Вследствие различия в коммутации силовых H-мостов в смещенной по фазе и смещенной по уровню ШИМ, оба алгоритма показывают различные показатели коэффициента гармонических искажений.

На рисунке 1.16 приведены зависимости коэффициента гармонического искажения $K_{\text{И}}$ (англ. THD) линейного выходного напряжения инвертора от значения глубины модуляции для смещенного по уровню и смещенного по фазе алгоритмов ШИМ [11, 44]. Зависимость приведена для семиуровневого каскадного инвертора с частотой ШИМ, составляющей 3600 Гц.

Согласно зависимости коэффициента гармонических искажений, представленном на рисунке 1.16, смещенная по фазе ШИМ практически во всем диапазоне работы имеет большие коэффициенты гармонических искажений, чем ШИМ со смещением по уровню.

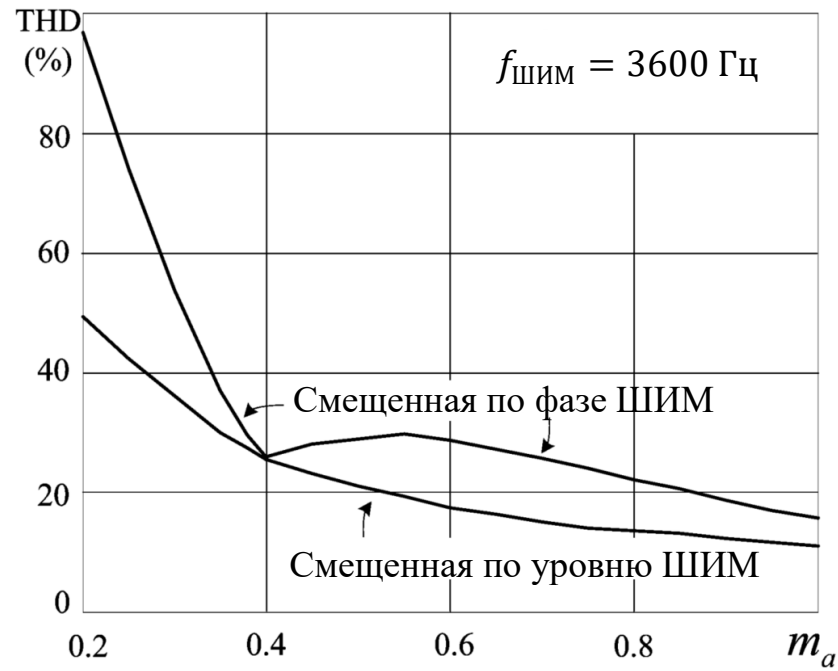


Рисунок 1.16 – Зависимости коэффициента гармонических искажений выходного напряжения инвертора от коэффициента модуляции для рассматриваемых алгоритмов скалярной ШИМ

Это связано с тем, что для смещенной по фазе ШИМ всегда в работе находятся все силовые ячейки преобразователя и выходное напряжение инвертора изменяется от 0 до $U_{\text{вых}}^{\text{max}}$, увеличивая уровень пульсаций напряжения. В случае смещенной по амплитуде ШИМ при переходе на следующий уровень напряжения силовые ячейки инвертора, формирующие предыдущий уровень, не выполняют коммутацию, коммутируется только ячейка, отвечающая за формирование текущего уровня напряжения, что снижает общий уровень пульсаций напряжения инвертора и снижает значение коэффициента гармонического искажения. Также, стоит отметить снижение уровня гармонических искажений в выходном напряжении многоуровневого инвертора с каскадным включением Н-мостов с ростом глубины модуляции m_a .

Выводы по работе алгоритмов скалярной ШИМ для многоуровневого инвертора приведены в таблице 1.5.

Таблица 1.5 – Сравнительный анализ скалярных алгоритмов ШИМ

Характеристика	ШИМ со смещением по фазе	ШИМ со смещением по уровню
Частота коммутации силовых ключей	Равна частоте ШИМ $f_{\text{ШИМ}}$	Различается для каждой Н-ячейки, средняя частота коммутации по формуле (1.6)
Необходимость в алгоритме чередования последовательности переключения силовых Н-ячеек	Отсутствует	Необходимо наличие алгоритма чередования, для равномерного распределения загрузки силовых ячеек
Коэффициент гармонического искажения выходного напряжения ($K_{\text{и}}$)	Ниже (гармонический состав выходного напряжения лучше)	Выше (гармонический состав выходного напряжения хуже)

В данном разделе были рассмотрены некоторые основные особенности распространенных в силовой преобразовательной технике методов ШИМ, применяемых для многоуровневых инверторов напряжения. Кратко были рассмотрены особенности их реализации и применения, некоторые их типовые характеристики. Разработка новых векторных алгоритмов ШИМ в настоящее время является крайне актуальной задачей, позволяющей наиболее полно использовать преимущества от применения МПЧ в составе ВЭП. Но, тем не менее, скалярные алгоритмы ШИМ также имеют достаточное распространение в составе ВЭП, для реализации управления промышленными объектами [44-47], как хорошо зарекомендовавшие себя алгоритмы. В рассмотрение не вошел такой метод, как ШИМ с избирательным подавлением высших гармоник (SHE PWM – Selective Harmonics Elimination PWM), основанный на предварительном расчете коммутационных функций с целью уменьшения выбранных гармонических искажений в составе выходного напряжения. Математическая сложность данного метода связана с необходимостью итерационного расчета коммутационных функций с применением преобразований Фурье. Необходимо предварительно разрешать

системы нелинейных уравнений для отдельных значений глубины модуляции, что усложняет задачу.

Выводы по главе 1

Выполнен анализ существующих на рынке систем высоковольтного частотно-регулируемого асинхронного электропривода. Выбрана и обоснована структура высоковольтного ПЧ для реализации разрабатываемых алгоритмов управления.

Основными результатами, полученными в первой главе, являются:

1. Применение регулируемого ВЭП имеет достаточные перспективы при модернизации нерегулируемого ВЭП, а также при разработке ВЭП промышленных агрегатов;

2. Применение СГУ позволяет повысить энергоэффективность работы насосных и вентиляционных установок в составе регулируемого ВЭП;

3. В главе выполнен анализ применяемых в промышленности подходов к разработке ВЭП. Рассмотрена схема двухтрансформаторного ВЭП на базе распространенного общепромышленного низковольтного АИН. Также выполнен анализ ВЭП на базе МПЧ;

4. Рассмотрены основные топологии МПЧ, приведены их особенности. Выполнен анализ современного международного и отечественного рынка МПЧ, выполнен анализ распространенности топологий, выпускаемых отечественными и зарубежными производителями;

5. В главе рассмотрены основные способы ШИМ для МПЧ. Приведены особенности построения систем управления ШИМ МПЧ, влияние способов формирования скалярной ШИМ на гармонический состав выходного напряжения МПЧ.

6. Выполнен анализ существующих на рынке систем высоковольтного частотно-регулируемого асинхронного электропривода. Выбрана и обоснована структура высоковольтного ПЧ на базе МПЧ с каскадным включением H-мостов.

ГЛАВА 2 МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ СИСТЕМЫ МНОГОУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ- АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЙ ПРОЦЕССОВ СИНХРОНИЗАЦИИ С СЕТЬЮ

Рассмотренный ранее ВЭП на базе АДКЗР с питанием от МПЧ по схеме с Н-мостами, функциональная схема которого приведена на рисунке 1.3, структурно состоит из следующих элементов: питающая сеть; входной синусный фильтр и входной многообмоточный трансформатор, для улучшения показателей качества потребляемой энергии; МПЧ по схеме с каскадным включением Н-мостов; выходной синусный фильтр, для улучшения показателей качества выходного напряжения [15], кабельная линия, приводной высоковольтный АДКЗР.

Рассматриваемый АДКЗР применяется в составе регулируемого ВЭП СГУ для группового ЭП насосной станции. Функциональная схема ВЭП насосной станции, в случае подключения одного двигателя к выходу МПЧ, и отсутствием подключения оставшихся АДКЗР к питающей сети, приведена на рисунке 2.1. Далее представляются результаты разработки имитационной модели рассматриваемой системы.

Параметры насосного агрегата центробежного типа Д1250-125 в составе ВЭП приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Параметры насосного агрегата центробежного типа Д1250-125

Тип	Производительность, м ³ /ч	Напор, м	Частота вращения, об/мин
Д1250-125	1250	125	1450

Параметры приводного АДКЗР приведены в таблице 2.2.

Таблица 2.2 – Параметры приводного АДКЗР

Тип	cos φ, о.е.	Мощность, кВт	Напряжение, В	Частота вращения, об/мин	Ток, А	КПД, %
А4-400У- 4МУ3	0,88	630	6000	1500	72,5	95,2

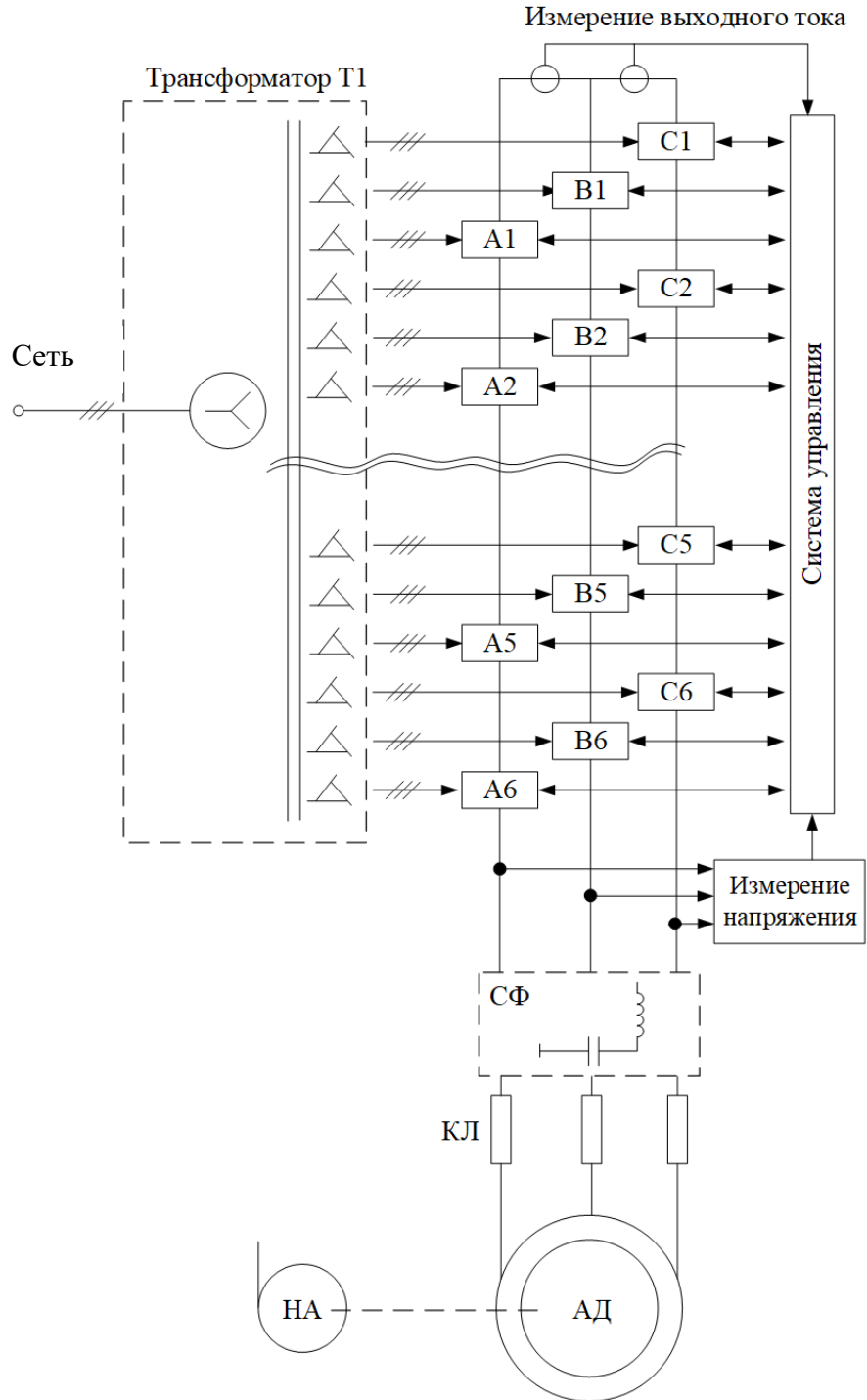


Рисунок 2.1 – Функциональная схема насосной станции

Параметры приводного АДКЗР приведены в таблице 2.2.

Таблица 2.3 – Параметры приводного АДКЗР

Тип	cos φ, о.е.	Мощность, кВт	Напряжение, В	Частота вращения, об/мин	Ток, А	КПД, %
А4-400У- 4МУЗ	0,88	630	6000	1500	72,5	95,2

Питание АДКЗР осуществляется по кабельной линии КЛ, параметры которой приведены в таблице 2.3.

Таблица 2.4 – Параметры кабельной линии

Удельное сопротивление, Ом/км	Удельная индуктивность, мГн/км	Удельная емкость, мкФ/км
0.42	0.322	0.29

Параметры МПЧ, а также синусного фильтра будут приведены в соответствующих разделах работы далее.

2.1 Разработка имитационной модели асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

Электрические, электромагнитные процессы и сам принцип действия высоковольтного АДКЗР принципиально ничем не отличается от тех же процессов и принципа действия низковольтного АДКЗР. Известен ряд отечественных производителей, выпускающих серии высоковольтных АДКЗР [48,49], применяемых в различных сферах промышленности в составе ВЭП.

Основой для разработки имитационной модели АДКЗР принято использовать Т-образную схему замещения, а также векторно-матричную форму записи уравнений электромагнитного равновесия для обобщенной двухфазной модели АДКЗР [34, 37, 50]. Т-образная схема замещения АДКЗР приведена на рисунке 2.2. При этом, при записи уравнений АДКЗР принимается ряд допущений:

1. Активные сопротивления каждой обмотки фазы статора одинаковы.
2. Геометрическая ось каждой катушки синусоидально распределенной обмотки фазы статора отстоит от оси катушки соседней фазы на угол $\frac{2\pi}{mp_p}$, за исключением случая двухфазной машины ($m=2$), когда угол составляет $\frac{\pi}{2p_p}$, где p_p - число пар полюсов.
3. Обмотка короткозамкнутого ротора асинхронного двигателя может быть эквивалентирована m -фазной синусоидально распределенной обмоткой.
4. Активные сопротивления эквивалентной m -фазной обмотки ротора равны, угол между осями фаз равен углу между осями фаз статорной обмотки, число пар полюсов p_p роторной обмотки равно числу пар полюсов обмотки статора.
5. Параметры ротора для удобства представления и анализа процессов в электродвигателе приведены к параметрам статора.
6. Поскольку АД функционирует на рабочем участке механической характеристики, частота токов ротора ограничена данным участком и не оказывает значительного влияния на активные сопротивления фаз обмотки ротора. Следовательно, эффектом вытеснения тока в пазах короткозамкнутой обмотки ротора можно пренебречь.
7. Главная индуктивность АДКЗР x_μ (индуктивность намагничивания) постоянна. Таким образом влияние кривой намагничивания не учитывается, т.е. предполагается, что электродвигатель работает на линейном участке кривой намагничивания в области рабочей точки.

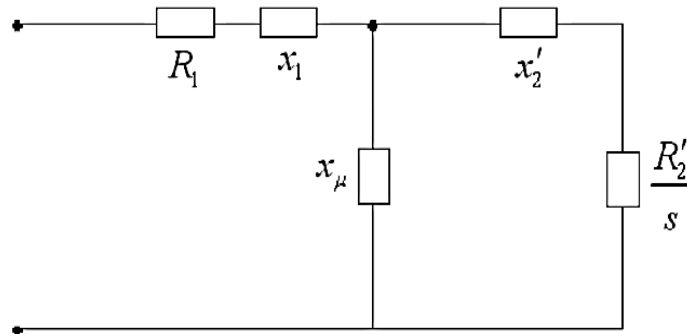


Рисунок 2.2 – Т-образная схема замещения фазы АДКЗР

В соответствии с принятыми допущениями уравнения электрического равновесия АДКЗР в векторно-матричной форме записываются в виде:

$$\begin{cases} u_{sk} = R_s i_{sk} + \frac{d\psi_{sk}}{dt}, & k = 1, m \\ 0 = R_r i_{rk} + \frac{d\psi_{rk}}{dt}, & k = 1, m \end{cases} \quad (2.1)$$

где u_{sk} , i_{sk} , ψ_{sk} , i_{rk} , ψ_{rk} – мгновенные значения токов, напряжения и полных потокосцеплений k -х фазных обмоток статора и ротора АДКЗР.

Математическая модель АДКЗР в векторно-матричной форме записи [50, 51] для вращающейся с произвольной частотой ω_k системы координат:

$$\begin{cases} L_{\sigma e}^s \dot{\mathbf{I}}_s = -R_s \mathbf{I}_s - k_r \dot{\Psi}_r - \omega_k \mathbf{D} (L_{\sigma e}^s \mathbf{I}_s + k_r \Psi_r) + \mathbf{U}_s \\ \dot{\Psi}_r = \frac{L_m R_r}{L_r} \mathbf{I}_s - (\omega_k - \omega_e) \mathbf{D} \Psi_r - \frac{R_r}{L_r} \Psi_r \\ M_e = c k_r \mathbf{I}_s^T \mathbf{D} \Psi_r \end{cases}, \quad (2.2)$$

где $L_{\sigma e}^s$ – эквивалентная индуктивность рассеяния; АДКЗР, \mathbf{I}_s , \mathbf{U}_s , R_s – ток, напряжение питания и сопротивление статора АДКЗР; Ψ_r , R_r , ω_e – потокосцепление, сопротивление и частота вращения ротора АДКЗР; M_e – электромагнитный момент АДКЗР; L_m , L_r – главная индуктивность и индуктивность ротора АДКЗР; c – коэффициент связи, который находится в зависимости от способа перехода к обобщенной двухфазной электрической машине; $k_r = \frac{L_m}{L_r}$; $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$.

Согласно (2.2) математическая модель АДКЗР в неподвижной системе координат α - β ($\omega_k = 0$), дополненная основным уравнением движения ЭП [53], выражается следующей зависимостью:

$$\begin{cases} L_{\sigma e}^s \dot{I}_s = -R_s I_s - k_r \dot{\Psi}_r + U_s \\ \dot{\Psi}_r = \frac{L_m R_r}{L_r} I_s + \omega_e D \Psi_r - \frac{R_r}{L_r} \Psi_r \\ M_e = c k_r I_s^T D \Psi_r \\ M_e - M_c = J_\Sigma \frac{d\omega}{dt} \end{cases} \quad (2.3)$$

Таким образом, структурная схема математической модели, составленной по уравнениям системы (2.3) приведена на рисунке 2.3.

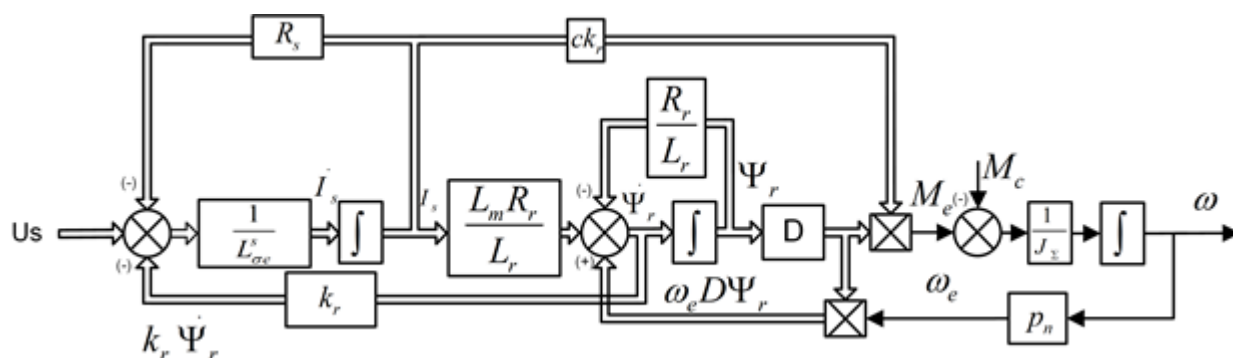


Рисунок 2.3 – Математическая модель АДКЗР в неподвижной системе координат α - β

Математическая модель АДКЗР, представленная на рисунке 2.3 и составленная в программном пакете MATLAB-Simulink представлена в приложении 1 на рисунке П1.1. Параметры модели приведены в таблице П1.1.

На рисунках 2.4-2.5 приведены переходные процессы при осуществлении прямого пуска АДКЗР без нагрузки на валу, с последующим набросом номинального момента нагрузки $M_{\text{ном}} = 4679,3 \text{ Н} \cdot \text{м}$ в момент времени $t=2 \text{ с}$, полученные в результате расчета математической модели в программном комплексе MATLAB-Simulink версии R2021b [53]. Переходные процессы приведены для тока статора фазы А, частоты вращения и электромагнитного момента АДКЗР.

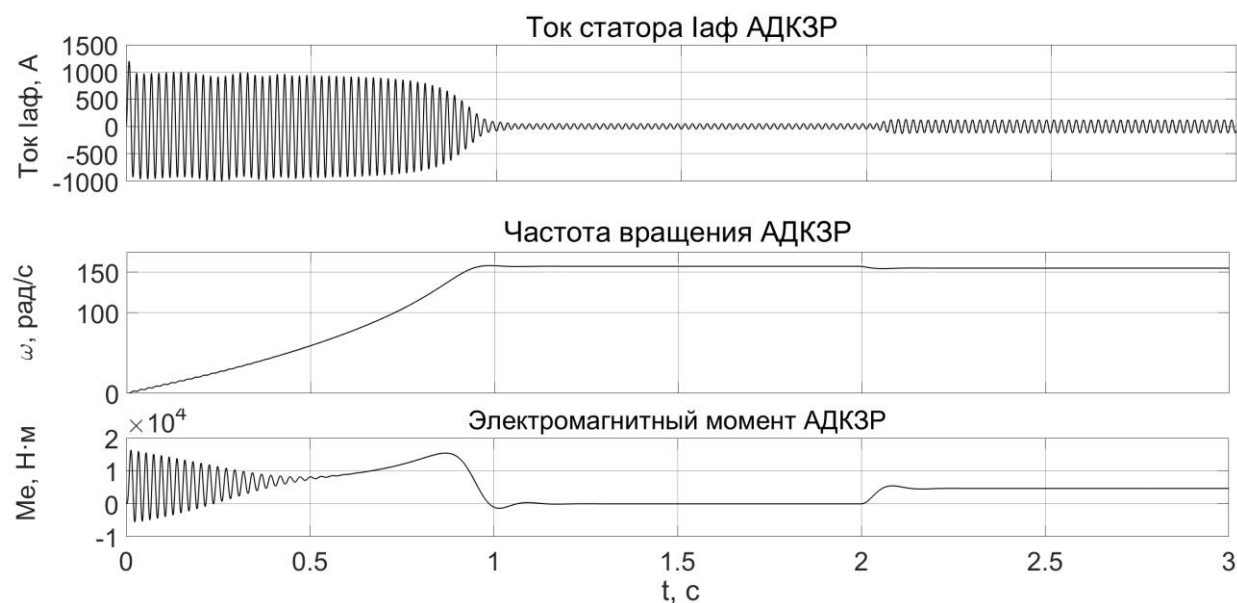


Рисунок 2.4 - – Переходные процессы по току статора фазы А, частоте вращения и электромагнитному моменту АДКЗР при выполнении прямого пуска от сети на холостой ход с последующим набросом нагрузки в момент времени $t=2$ с

Вид переходных процессов в АДКЗР, представленный на рисунке 2.4, повторяет вид переходных характеристик для АД, рассмотренных в [34, 37, 50]. Установившиеся значения координат ЭП соответствуют расчетным значениям, приведенным в таблице 2.2, а также в приложении 1.

Для учета работы приводного АДКЗР в составе механизма НА либо вентиляторной установки (ВУ), необходима разработка имитационной модели, учитывающей особенности работы в ЭП данных механизмов. Как известно [16, 17, 53, 54] характером нагрузки для электродвигателей, выполняющих работу в составе ЭП указанных установок, является «вентиляторная» нагрузка. Зависимость данной нагрузки в общем виде может быть представлена зависимостью:

$$M_{ст} = M_{нач} + M_{ен} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_H}\right)^k, \quad (2.4)$$

где $M_{нач}$ - начальный момент сопротивления на валу приводного электродвигателя, характеризующийся статическим напором (противодавлением) $H_{ст}(p_{ст})$ в магистрали [16, 17], в случае отсутствия

статического напора (противодавления) в магистрали $M_{нач}=0$ Н·м; $M_{ен}$ – номинальный момент нагрузки, при работе агрегата в номинальной рабочей точке; k – коэффициент, характеризующий тип механизма, для центробежных НА и ВУ, как правило, выполняется $k = 2$.

Таким образом, для НА (ВУ) центробежного типа, выполняющего работу без статического напора в магистрали выражение (2.4), приобретает вид:

$$M_{ст} = M_{ен} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2. \quad (2.5)$$

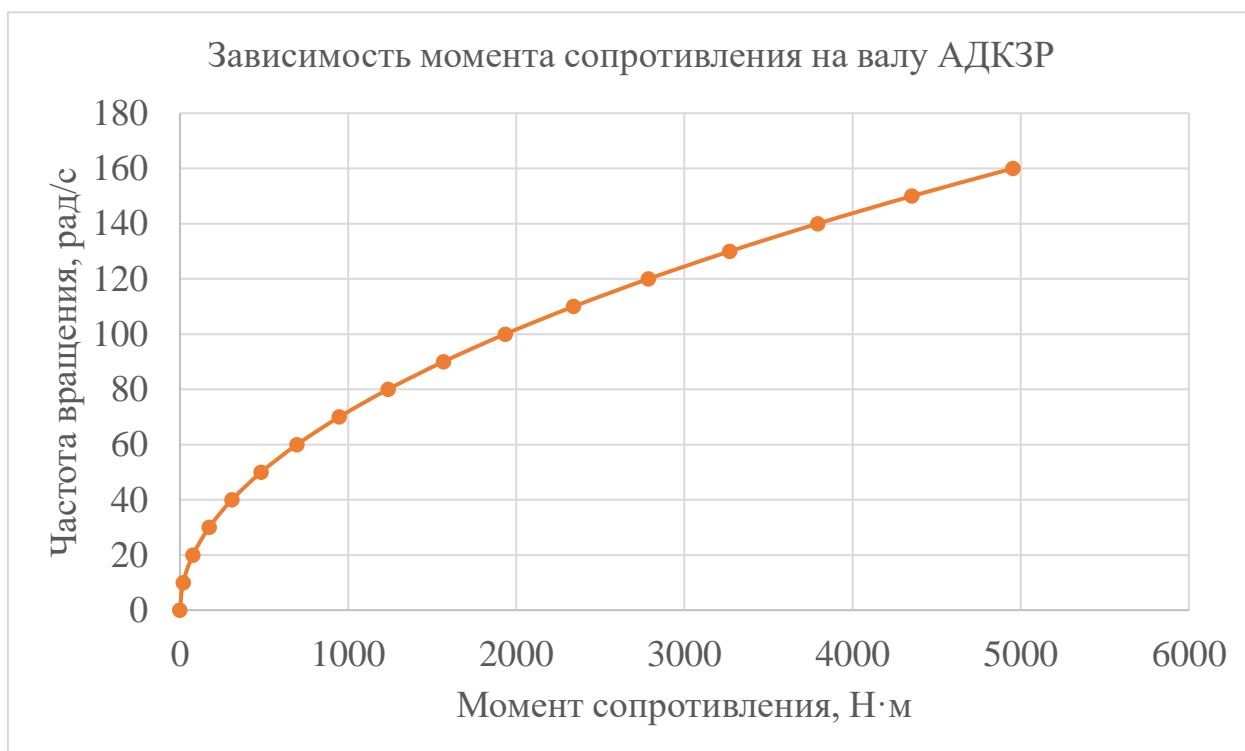


Рисунок 2.5 – Зависимость момента сопротивления на валу АДКЗР

Зависимость (2.4) для случая ЭП НА с параметрами, указанными в таблице 2.1, графически отображается в зависимость, приведенную на рисунке 2.5.

Переходные процессы для прямого пуска АДКЗР с «вентиляторной» нагрузкой на валу по току статора фазы А, частоте вращения и электромагнитному моменту АДКЗР приведены на рисунке 2.6.

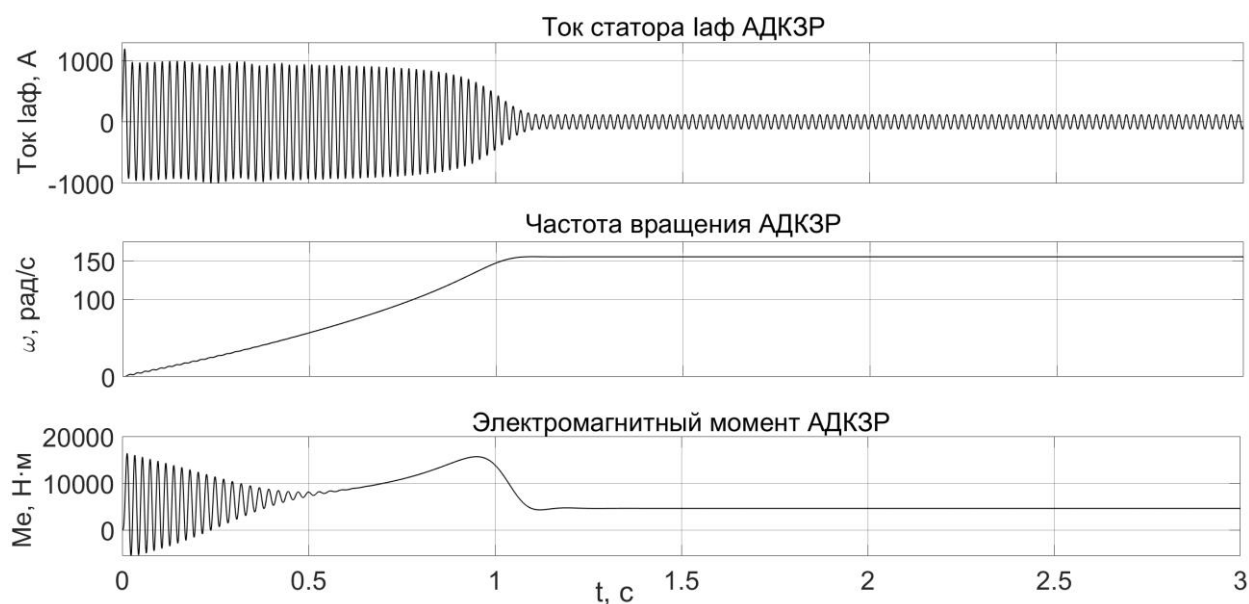


Рисунок 2.6 - Переходные процессы по току статора фазы А, частоте вращения и электромагнитному моменту АДКЗР при выполнении прямого пуска от сети с нагрузкой на валу «вентиляторного» типа

Пуск АДКЗР с нагрузкой на валу «вентиляторного типа», имеет более затянутый характер, в случае отсутствия статического напора, начальный момент сопротивления на валу АДКЗР незначительный, что позволяет применять подходы к выполнению плавного запуска. Среди способов плавного запуска получили распространение: запуск НА путем запуска при сниженном напряжении за счет применения устройств плавного пуска (УПП), запуск НА путем регулирования соотношения напряжение – частота питания в соответствии с законами скалярного управления [16, 17, 24, 52, 54] за счет применения ПЧ.

2.2 Разработка математической модели многоуровневого преобразователя по каскадной топологии с Н-мостами

Многоуровневые преобразователи позволяют расширить сферу применения регулируемых ЭП на базе высоковольтных асинхронных и синхронных электродвигателей большой мощности. Согласно выполненному анализу рынка современных высоковольтных ЭП, МПЧ на базе Н-мостов

получили широкое распространение. В данном разделе рассматриваются вопросы разработки имитационной модели МПЧ на базе топологии с каскадными H-мостами.

Согласно разделу 1.4.2 среди скалярных способов ШИМ для МПЧ применяются ШИМ со смещением по уровню и ШИМ со смещением по фазе. Скалярные алгоритмы ШИМ применяют в своей основе принцип вертикального управления [34]. Для формирования m уровней выходного напряжения, необходимо применить $(m-1)$ опорных сигналов со смещением. В качестве опорного сигнала, как правило, применяются сигналы пилообразной формы, пример приведен на рисунке 2.7. Частота опорного сигнала равна частоте ШИМ, на рисунке 2.7, частота составляет 5 кГц.

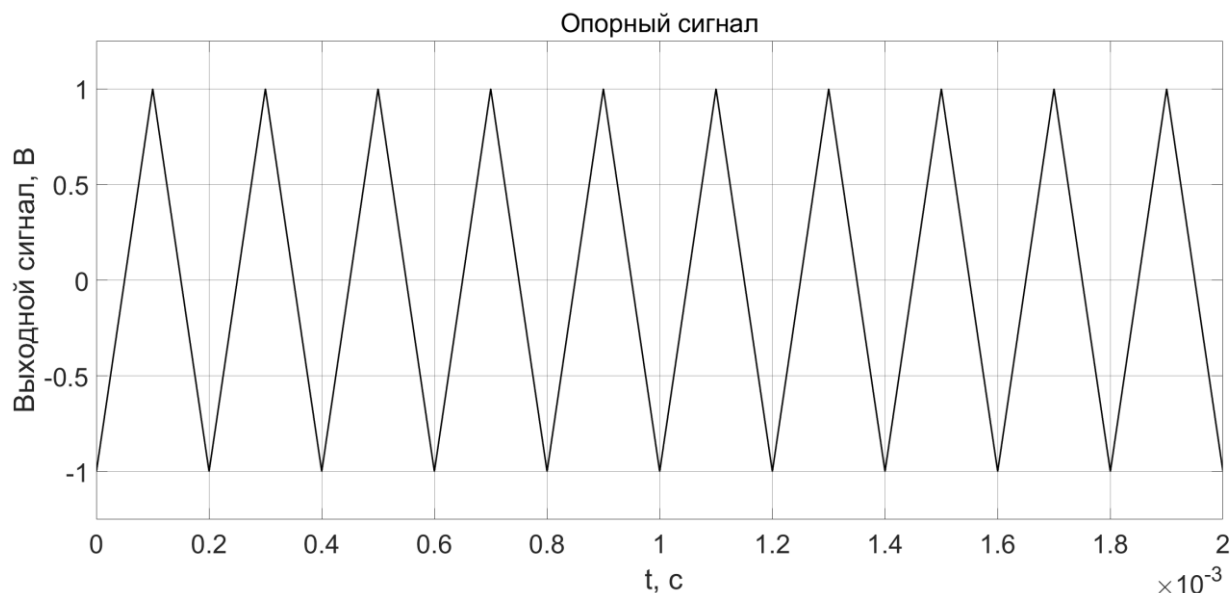


Рисунок 2.7- Опорный сигнал пилообразной формы, частотой $f_{\text{ШИМ}} = 5$ кГц

Число опорных сигналов для случая ШИМ-СУ равно числу звеньев постоянного тока. Амплитуда каждого опорного сигнала здесь определяется по формуле (1.5). Однако, формула справедлива только при условии равных напряжений для каждой H-ячейки. При различных напряжениях в звеньях постоянного тока, что возможно в случае применения МПЧ с каскадным включением H-мостов с различными значениями напряжения ЗПТ, амплитуда опорного сигнала, соответствующего определенному уровню напряжения,

должна быть изменена в соответствии разнице в уровнях напряжений ЗПТ Н-ячеек. Сдвиг по уровню между соседними опорными сигналами задаётся равным размаху опорного сигнала одного уровня. Таким образом, весь диапазон значений управляющего сигнала перекрыт опорными сигналами разных уровней.

В случае применения ШИМ-СФ число опорных сигналов также, как и для случая ШИМ-СУ, равно числу Н-ячеек. Амплитуда опорного сигнала равна амплитуде сигнала управления. Соседние опорные сигналы для случая ШИМ-СФ смещены по фазе на угол $\varphi_{оп}$, определяемый по формуле (1.3).

Количество выходных уровней напряжения в составе МПЧ определяет с одной стороны качество выходного напряжения, с другой стороны необходимый уровень заряда и число ЗПТ, а, следовательно, и число Н-ячеек. Значение напряжения ЗПТ Н-ячейки влияет на класс применяемой полупроводниковой коммутационной аппаратуры. Вклад одного ЗПТ Н-ячейки в общее выходное напряжение МПЧ с учетом числа уровней, может быть определено из соотношения:

$$v_{AB1max} = 0,612(m - 1)m_a E, \quad (2.6)$$

где v_{AB1max} – амплитуда первой гармонической составляющей выходного линейного напряжения МПЧ, В; m – количество уровней в выходном напряжении; m_a – коэффициент модуляции, о.е.; E – напряжение ЗПТ Н-ячейки, В.

Таким образом, согласно (2.6) для случая равенства напряжения ЗПТ Н-ячейки 690 В, что позволит применение низковольтных IGBT с рабочим напряжением 1700 В составе Н-ячейки, необходимое количество уровней напряжения для формирования выходного напряжения 6000 В с коэффициентом модуляции 1, составляет 13 уровней. Эквивалентная схема 13-уровневого МПЧ приведена на рисунке 2.8.

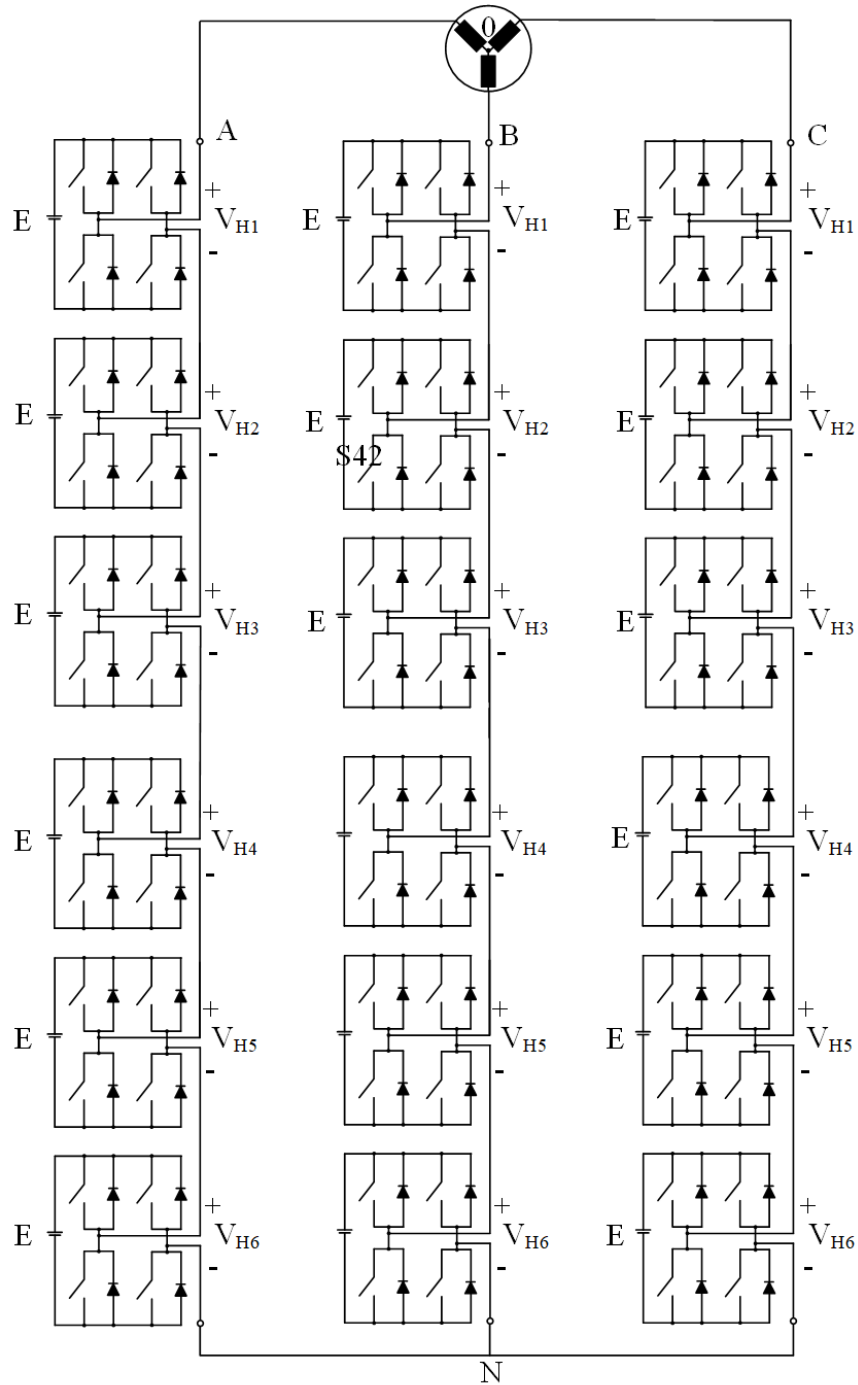


Рисунок 2.8 – Эквивалентная схема рассматриваемого 13-уровневого МПЧ

Имитационная модель Н-ячейки в программном комплексе MATLAB-Simulink представлена на рисунке 2.9. V_{dc} – представляет номинальное напряжение ЗПТ, заряд до которого осуществляется входным ВА, подключенным к вторичной обмотке многообмоточного силового трансформатора.

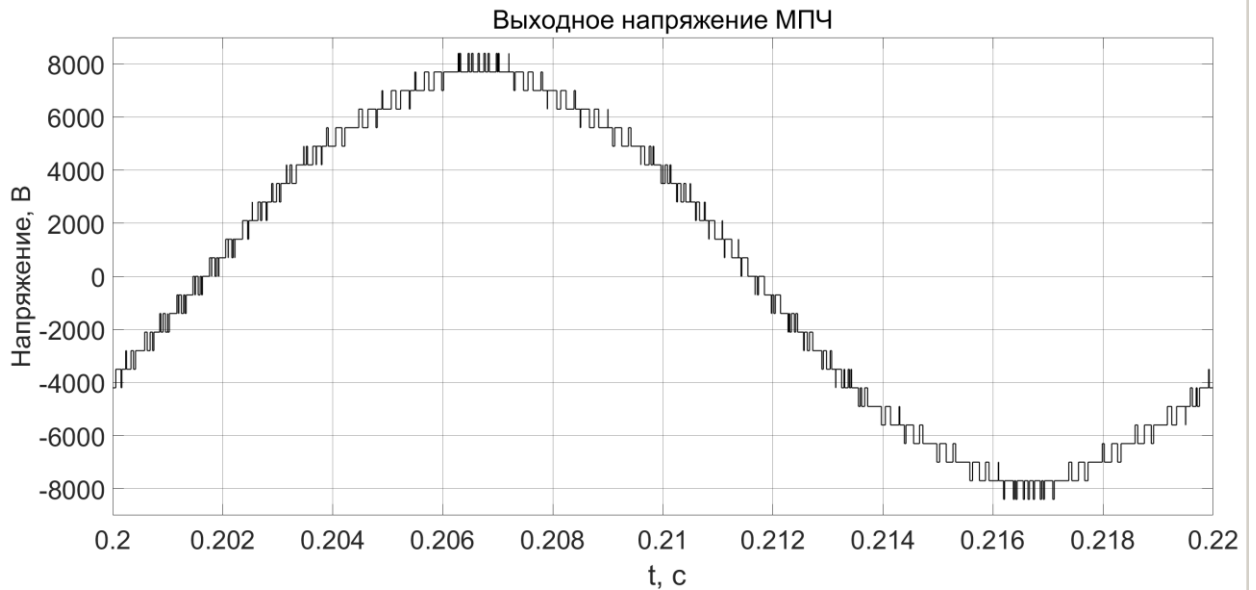


Рисунок 2.11 – Осциллограмма выходного линейного напряжения U_{AB} инвертора для случая ШИМ-СУ

Диаграмма опорных сигналов и сигнала управления для фазы А выходного напряжения МПЧ для случая смещенной по фазе ШИМ приведена на рисунке 2.12. Частота опорных сигналов на рисунке 2.12 составляет 750 Гц. Осциллограмма выходного напряжения МПЧ для случая работы по алгоритму ШИМ-СФ и формирования выходного линейного напряжения 6000 В приведено на рисунке 2.13.

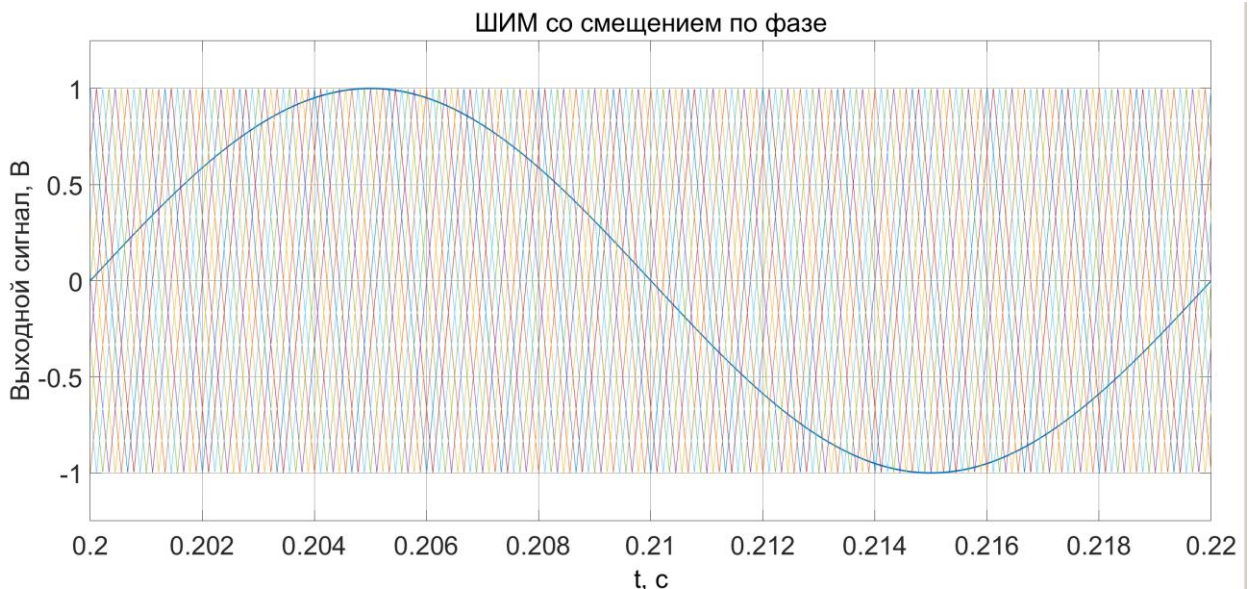


Рисунок 2.12 – Осциллограмма опорных сигналов и сигнала управления фазы А для случая ШИМ-СФ

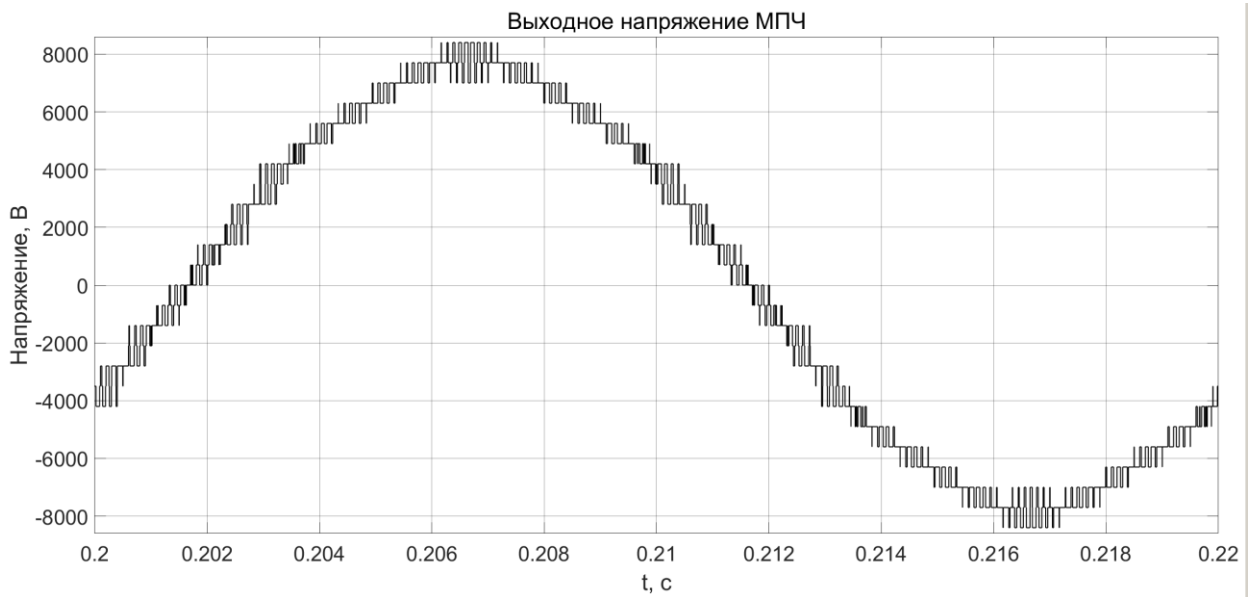


Рисунок 2.13 – Осциллограмма выходного линейного напряжения U_{AB} инвертора для случая ШИМ-СФ

Из анализа осциллограмм выходного напряжения инвертора видно различие в частоте коммутации силовых полупроводниковых приборов для двух алгоритмов ШИМ. Для случая ШИМ-СУ частота коммутации ключей Н-ячеек с повышением выходного напряжения снижается. Таким образом, Н-ячейки, формирующие верхние уровни переключаются при меньшей частоте, чем ячейки, формирующие нижние уровни выходного напряжения. Вследствие чего в случае применения данного алгоритма ШИМ возникает неравенство коммутационных потерь и потерь на проводимость для силовых полупроводниковых ключей. При это требуется применение дополнительных алгоритмов ротации соответствующих уровней выходного напряжения и формирующих их силовых Н-ячеек в каждой фазе МПЧ. Этот алгоритм обеспечит равномерное распределение потерь в силовых ключах Н-ячеек. Эквивалентная частота коммутации ключей МПЧ с ШИМ-СУ определяется по соотношению:

$$f_{\text{МПЧ}}^{\text{ШИМ}} = f_{\text{оп}}, \quad (2.7)$$

где $f_{\text{оп}}$ – частота опорных сигналов ШИМ-СУ, Гц.

Для случая ШИМ-СФ частота коммутации ключей всех Н-ячеек совпадает по значению. Эквивалентная частота коммутации ключей в данном случае составляет:

$$f_{\text{МПЧ}}^{\text{ШИМ}} = (m - 1) \cdot f_{\text{оп}}. \quad (2.8)$$

Таким образом, ШИМ-СФ по фазе позволяет получить частоту коммутации МПЧ, большую, чем частота опорных сигналов ШИМ. Меньшая частота коммутации силовых ключей Н-ячеек в случае ШИМ-СФ, позволяет уменьшить величину коммутационных потерь в МПЧ по сравнению с применением алгоритма ШИМ-СУ.

На рисунке 2.14 приведен типовой профиль коэффициента гармонических составляющих напряжения $K_{U_{\text{МПЧ}}}$ в зависимости от глубины модуляции m_a , для рассматриваемого выше 13-уровневого МПЧ для случаев применения алгоритмов ШИМ-СФ и ШИМ-СУ, с эквивалентной частотой коммутации $f_{\text{МПЧ}}^{\text{ШИМ}}$ - 5 кГц.

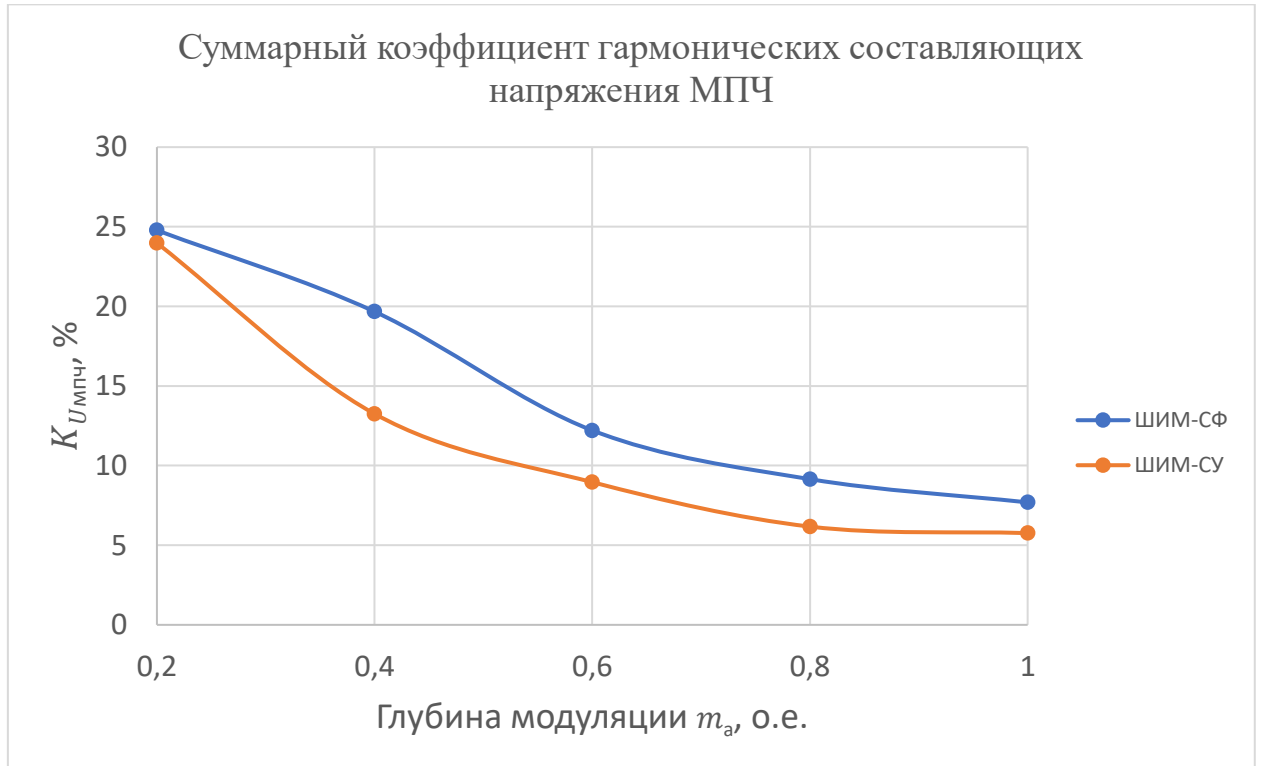


Рисунок 2.14 – Зависимость суммарного коэффициента гармонических составляющих выходного напряжения 13-уровневого МПЧ в зависимости от глубины модуляции

Из рисунка 2.14 следует вывод: суммарный коэффициент гармонических составляющих для случая применения ШИМ-СУ в диапазоне значений m_a от 0,2 до 1,0 ниже. Таким образом, в случае необходимости обеспечения более низких показателей гармонических искажений в выходном напряжении МПЧ, переход к ШИМ-СУ от ШИМ-СФ предоставляет преимущества.

2.3 Математическая модель многоуровневого преобразователя частоты с применением фильтрующих устройств

В соответствии с функциональной схемой, приведенной на рисунке 2.1 подключение АДКЗР к МПЧ выполняется при помощи кабельной линии (КЛ). Схема замещения КЛ, изображенная на рисунке 2.15, представляется в виде каскадного соединения N π -секций.

Количество π -секций зависит от максимальной частоты гармоники тока и напряжения, рассматриваемых при анализе процессов в модели КЛ. Количество элементарных π -секций определяется согласно соотношению [55]:

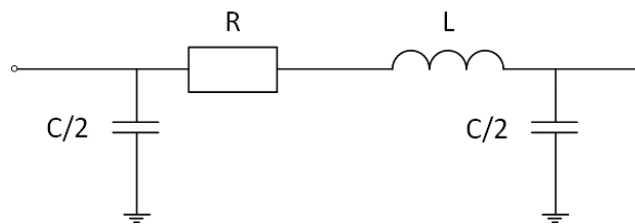


Рисунок 2.15 – Схема замещения кабельной линии

$$2N^2 \gg |jB \cdot (R + jX)|, \quad (2.9)$$

где N – количество элементарных π -секций;

$B = \omega C_d l$ – емкостная проводимость линии, См;

$R = R_d l$ – активное сопротивление линии, Ом;

$X = \omega L_d l$ – индуктивное сопротивление линии, Ом;

$C_{л}, R_{л}, L_{л}$ – погонная емкость, активное сопротивление, индуктивность линии, Ф/км, Ом/км, Гн/км;

ω – максимальное значение расчетной циклической частоты в модели, рад/с;

l – длина линии, км.

В [55, 56] подробно рассмотрены вопросы выбора количества -секций для выполнения анализа и расчетов систем с КЛ. На рисунке 2.16 приведена логарифмическая амплитудно-частотная характеристика для отношения напряжения питания АДКЗР к выходному напряжению МПЧ, для случая представления КЛ в виде каскадного включения пяти -секций, общая длина КЛ составляет 2 км.

При этом, подключение АДКЗР выполнено по схеме, приведенной на рисунке 2.1. Частотная характеристика системы в таком случае имеет ряд резонансных пиков, количество которых соответствует количеству элементарных -секций.

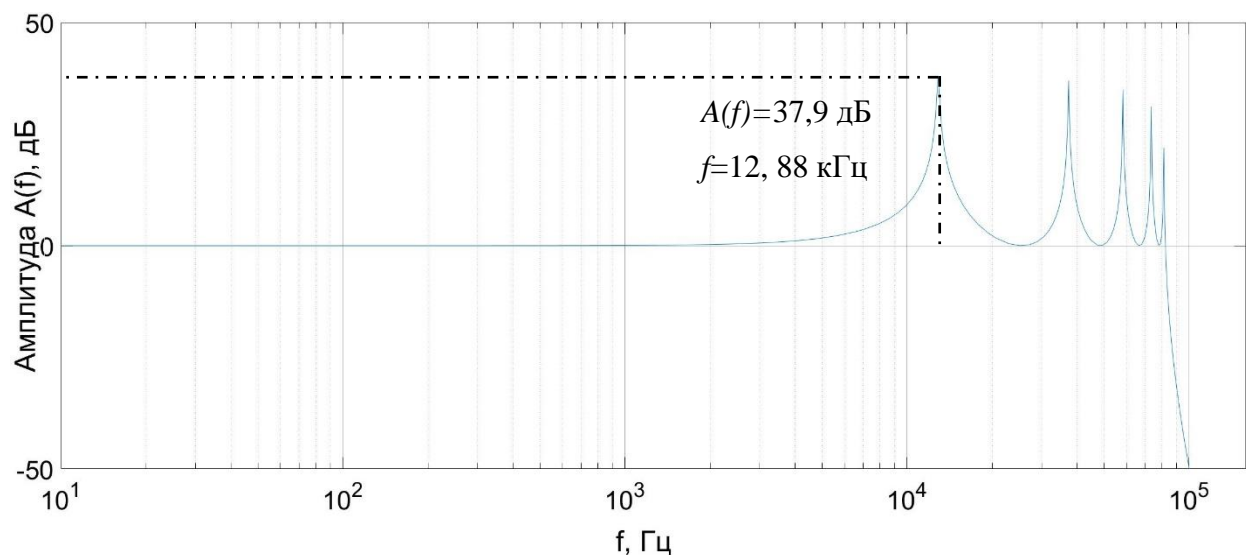


Рисунок 2.16 – Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика выходного напряжения МПЧ

Наличие резонансных пиков в частотной характеристике системы с КЛ приводит к появлению высших гармонических составляющих в напряжении

питания АДКЗР. В случае питания АДКЗР от МПЧ с подключением по КЛ, высшие гармонические составляющие в спектре выходного напряжения МПЧ усиливаются в соответствии с ее частотной характеристикой, что приводит к увеличению суммарного коэффициента гармонических составляющих в системе.

Из частотной характеристики системы следует, что резонанс возникает на частоте 12,88 кГц. В случае, если частота ШИМ МПЧ, составляющие выходного спектра частот, либо частоты им кратные будут располагаться вблизи резонансного пика, в системе увеличится несинусоидальность напряжения и токов.

В случае, если параметры КЛ вызывают ухудшение, для удовлетворения показателям ГОСТ в части синусоидальности напряжения [15, 57] требуется применение фильтрокомпенсирующих устройств.

На рисунках 2.17-2.18 приведены осциллограммы напряжения, тока, потребляемого АДКЗР, а также осциллограмма выходного тока МПЧ при работе исследуемой системы в установившемся режиме с номинальным моментом нагрузки АДКЗР.

Питание выполняется от МПЧ с алгоритмом ШИМ-СУ, АДКЗР соединен с МПЧ посредством 5-секционной КЛ. Форма питающего напряжения приведена на рисунке 2.11. Значения коэффициентов гармонических составляющих приведены в таблице 2.4.

Суммарный коэффициент гармонических искажений для напряжения питания АДКЗР, приведенного на рисунке 2.17 а, имеет значение 9,11%, что не удовлетворяет требованиям нормативов [15, 57].

Наличие КЛ в составе ВЭП с питанием от многоуровневого преобразователя частоты приводит к гармоническим искажениям напряжений и токов в системе, которые могут выходить за рамки требований нормативов.

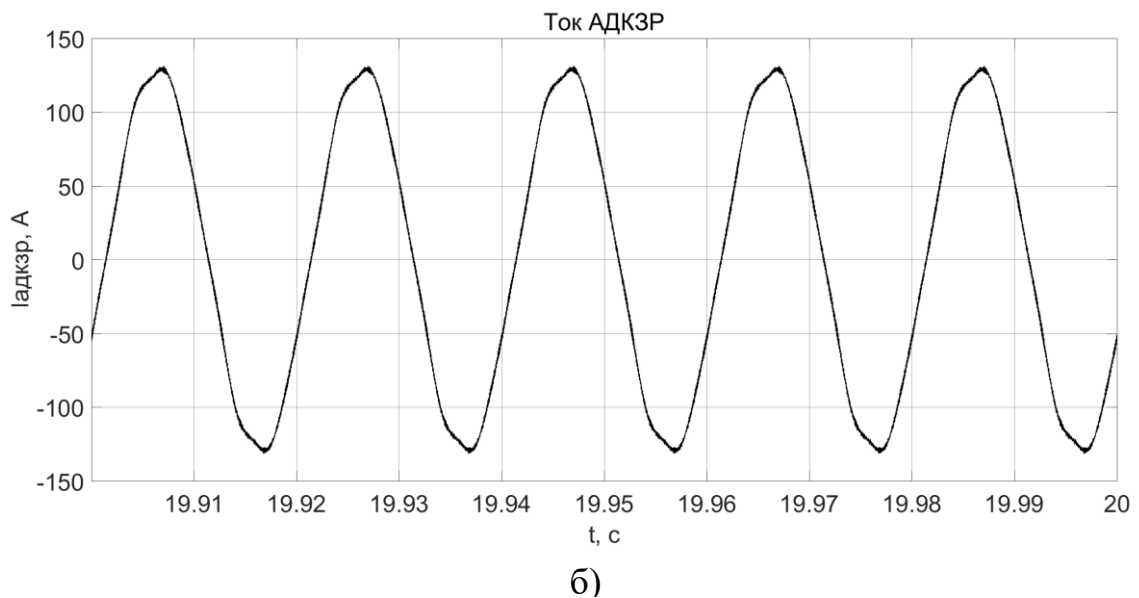
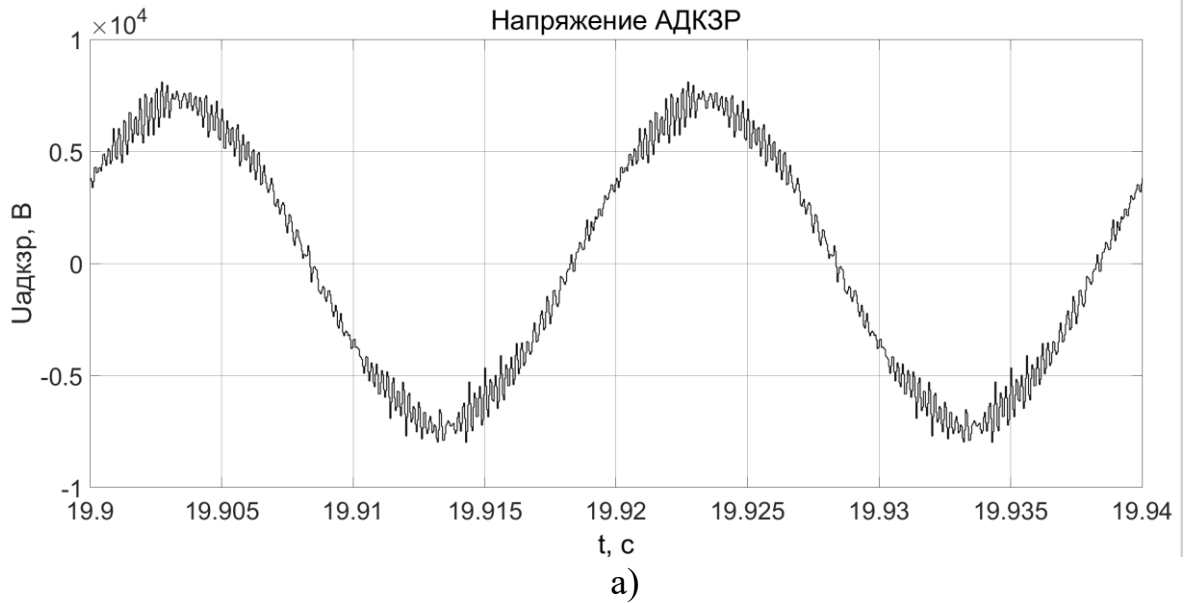


Рисунок 2.17 – Осциллограммы напряжения и тока АДКЗР: а) Напряжение АДКЗР; б) Ток АДКЗР

Из анализа осциллограмм видно, что питание от МПЧ не позволяет исключить гармонических искажений в составе переменных ЭП. Увеличение количества уровней выходного напряжения, в целом, позволяет улучшить показатели качества электроэнергии, однако, при этом повышается общая стоимость ВЭП, за счет большего количества силовых элементов схемы.

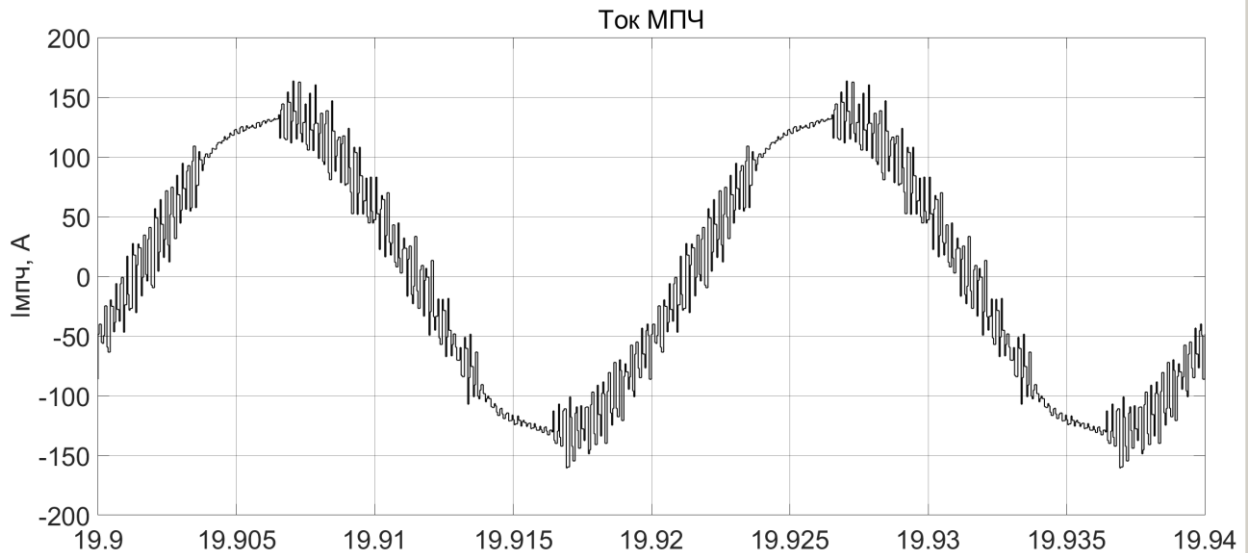


Рисунок 2.18 – Осциллограмма выходного тока МПЧ

Значение суммарного коэффициента гармонических искажений

Одним из распространенных решений для улучшения синусоидальности формы напряжения и токов в системе является синус-фильтры (СФ) [58, 59], схема синус-фильтра приведена на рисунке 2.19. Синус фильтр, согласно рисунку 2.1, устанавливается на выход МПЧ и выполняет функцию фильтра гармонических составляющих выходного напряжения МПЧ, выполняя роль шунта гармонических составляющих.

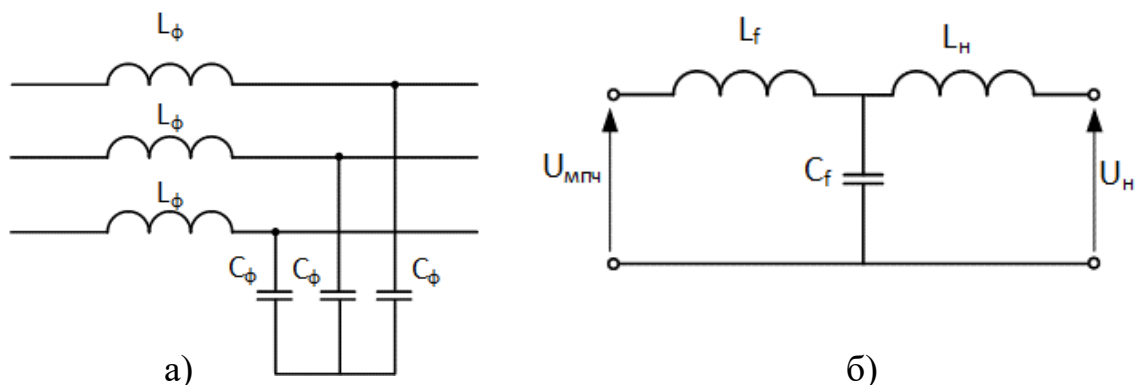


Рисунок 2.19 – Синус-фильтр для применения в структуре ВЭП:

а) Электрическая схема; б) Схема замещения одной фазы с учетом нагрузки

Передаточная функция СФ, характеризующая его работу, представляет собой отношение выходного и входного напряжений.

$$W_{СФ}^U(p) = \frac{L_l}{(L_l + L_f) \left(\frac{1}{\omega_p^{СФ}{}^2} p^2 + 1 \right)}, \quad (2.10)$$

где L_l, L_f – индуктивности нагрузки и фильтра соответственно, Гн;

$$\omega_p^{СФ} = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_l L_f}{L_l + L_f} C_f}} - \text{частота резонанса системы с синус-фильтром, рад/с.}$$

Типовой вид ЛАЧХ СФ, передаточная функция которого соответствует (2.10), приведен на рисунке 2.20. Амплитуда резонансного пика ЛАЧХ СФ, теоретически стремящаяся в бесконечность, на практике ограничивается активными сопротивлениями в системе.

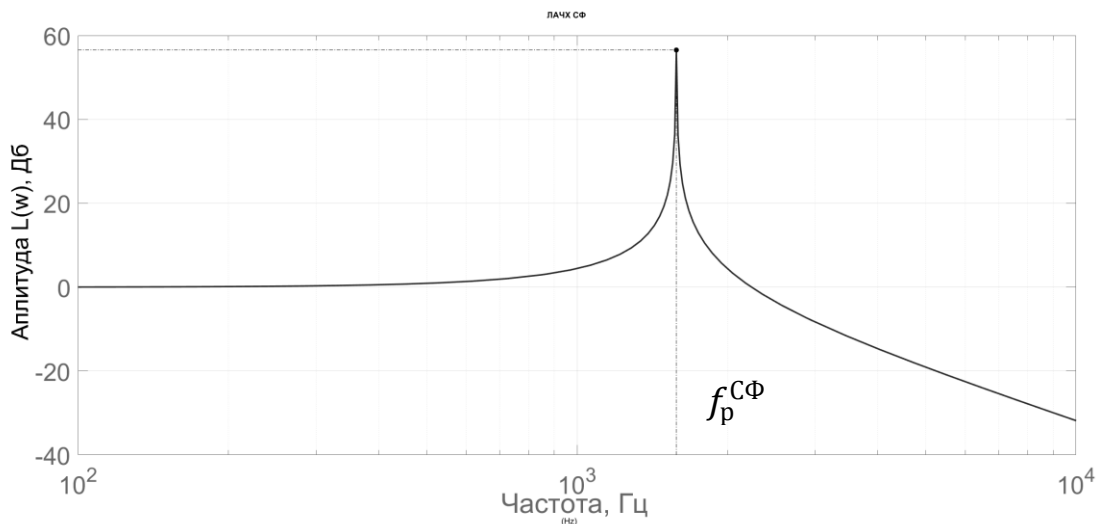


Рисунок 2.20 – ЛАЧХ синус-фильтра

При анализе ЛАЧХ системы с КЛ была отмечена возможность возникновения в системе колебаний на резонансной частоте, в случае близости частоты ШИМ либо частот кратных ей к собственной резонансной частоте системы. Для исключения указанного эффекта, необходимо, «разнести» частоту собственного резонансного пика системы и частоту ШИМ МПЧ. Для этого необходимо выполнить соответствующую настройку собственной резонансной частоты СФ. Выбор резонансной частоты СФ необходимо производить по соотношению:

$$\omega_p^{СФ} = \frac{\omega_p^{ВЭП}}{K_3} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_\phi C_\phi}} \quad (2.11)$$

где $\omega_p^{ВЭП}$ – собственная резонансная частота ВЭП, рад/с; $K_3 = 2 \dots 5$ – коэффициент разделения резонансных пиков. Значение K_3 выбирается из условий обеспечения синусоидальной формы выходного напряжения фильтра. Увеличение коэффициента разделения резонансных пиков приводит к росту массогабаритных показателей СФ.

Параметры индуктивности фильтра определяются из условия обеспечения допустимого уровня пульсаций тока в системе из соотношения:

$$L_\phi = \frac{U_{МПЧ}}{6\sqrt{2}f_{ШИМ}\Delta I} \quad (2.12)$$

где $U_{МПЧ}$ – номинальное значение фазного напряжения МПЧ, В; $f_{ШИМ}$ – частота ШИМ МПЧ, Гц; ΔI – относительное значение пульсации тока, о.е.

Значение ΔI оказывает влияние на величину индуктивности фильтра: со снижением ΔI растут массогабаритные показатели СФ а также падение напряжения на нагрузке, по причине последовательного соединения индуктивности и нагрузки.

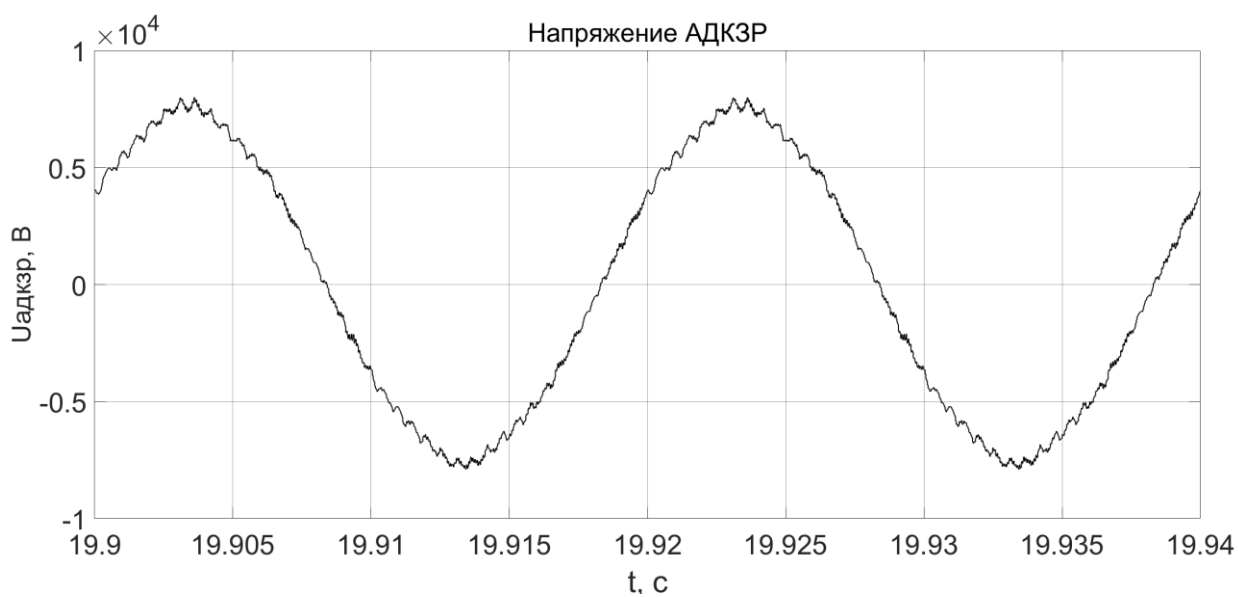
Емкость СФ определяется, исходя из соотношения:

$$C_\phi = \frac{1}{4\pi^2 L_\phi (\omega_p^{СФ})^2} \quad (2.13)$$

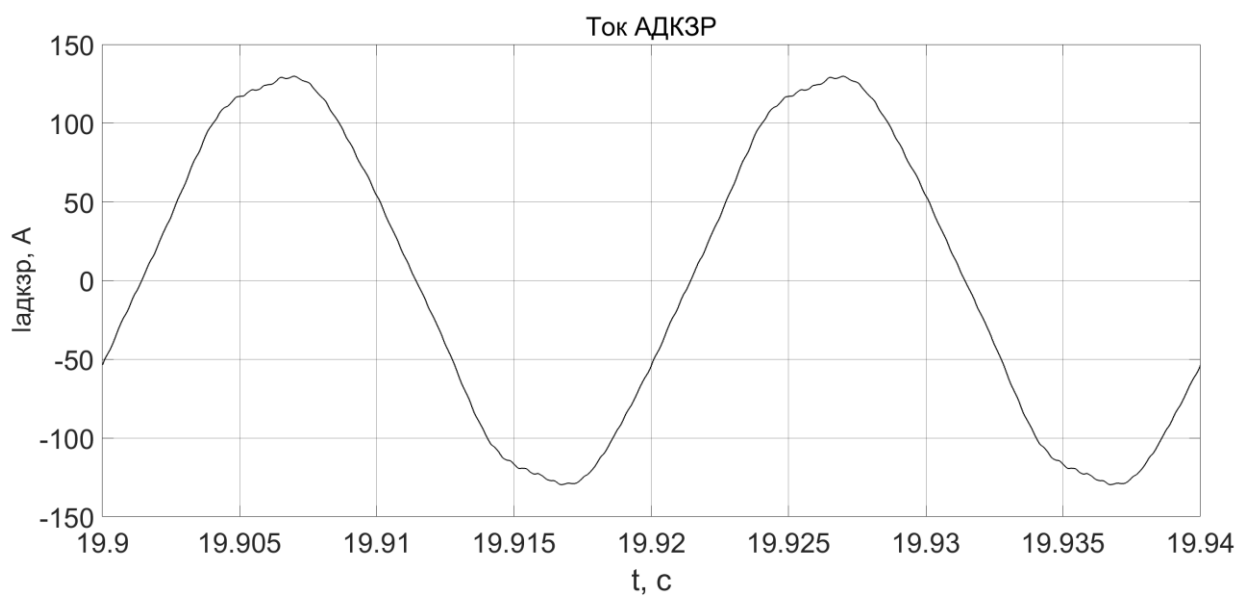
На рисунках 2.21-2.22 приведены осциллограммы напряжения, тока, потребляемого АДКЗР, а также осциллограмма выходного тока МПЧ и напряжения СФ при работе исследуемой системы в установившемся режиме с номинальным моментом нагрузки на валу АДКЗР.

Питание выполняется от МПЧ с алгоритмом ШИМ-СУ с подключенным выходным синус-фильтром и 5-секционной КЛ. Форма питающего напряжения приведена на рисунке 2.11.

Расчет параметров СФ выполнен для исследуемой системы по (2.11) – (2.13), значение коэффициента запаса K_3 составляет 2,6. Параметры синус-фильтра приведены в таблице 2.6.



а)



б)

Рисунок 2.21 – Осциллограммы напряжения и тока АДКЗР:

а) Напряжение АДКЗР; б) Ток АДКЗР

Применение СФ позволяет снизить значение коэффициента гармонических составляющих для токов и напряжений в ВЭП для удовлетворения требований ГОСТ.

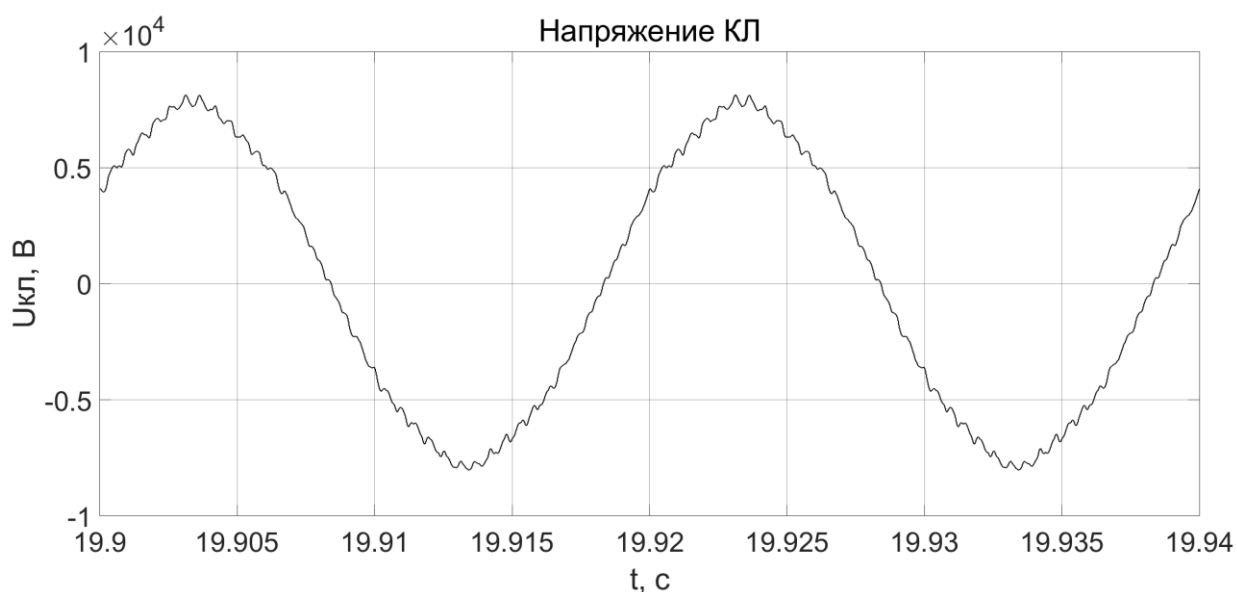


Рисунок 2.22 – Осциллограмма выходного напряжения СФ

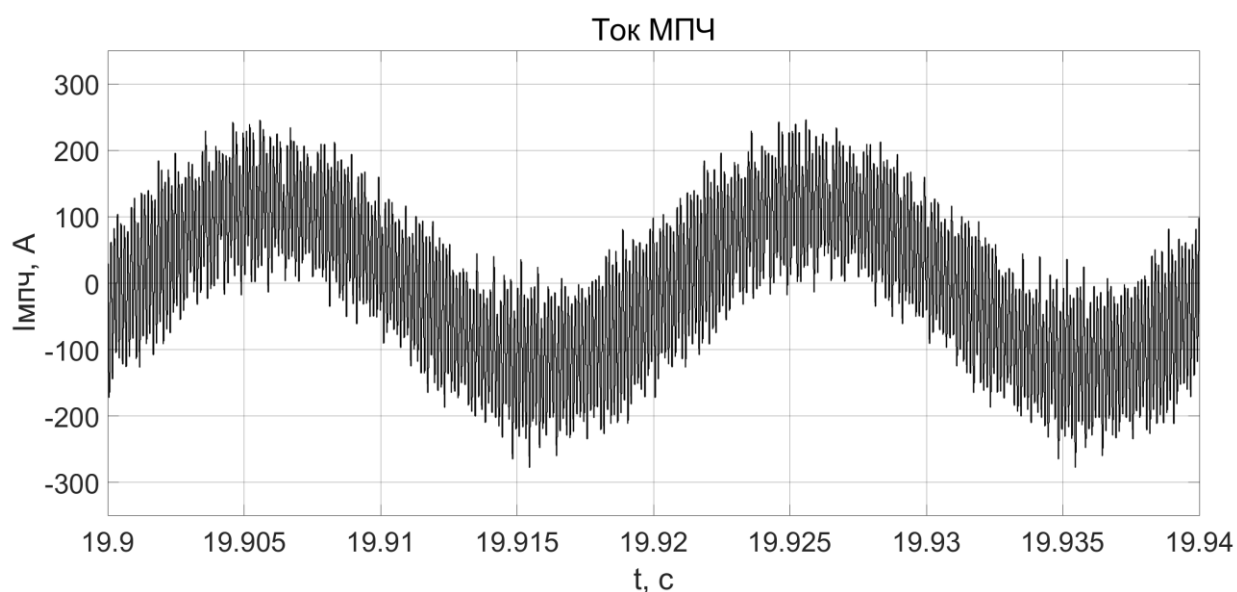


Рисунок 2.23 – Осциллограмма выходного тока МПЧ

Анализ осциллограмм работы ВЭП исследуемой системы доказывает эффективность применения СФ для повышения синусоидальности напряжений и токов. Суммарный коэффициент гармонических искажений для напряжения питания АДКЗР, приведенного на рисунке 2.21 а, имеет значение 3,37%, что в рамках требований нормативов [15, 57].

Поскольку СФ является шунтом для токов гармонических составляющих выходного тока МПЧ, элементы СФ загружаются

гармоническими токами, что вызывает ускоренное старение элементов фильтра [60-62].

Для снижения влияния гармонических токов на работу конденсатора СФ, в цепь с конденсаторами последовательно включается активное сопротивление. Электрическая схема СФ с активным сопротивлением (RLC-СФ) приведена на рисунке 2.24.

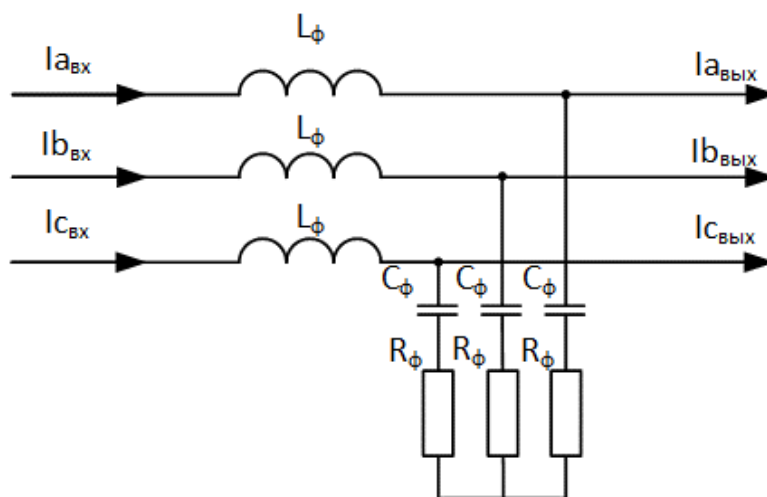


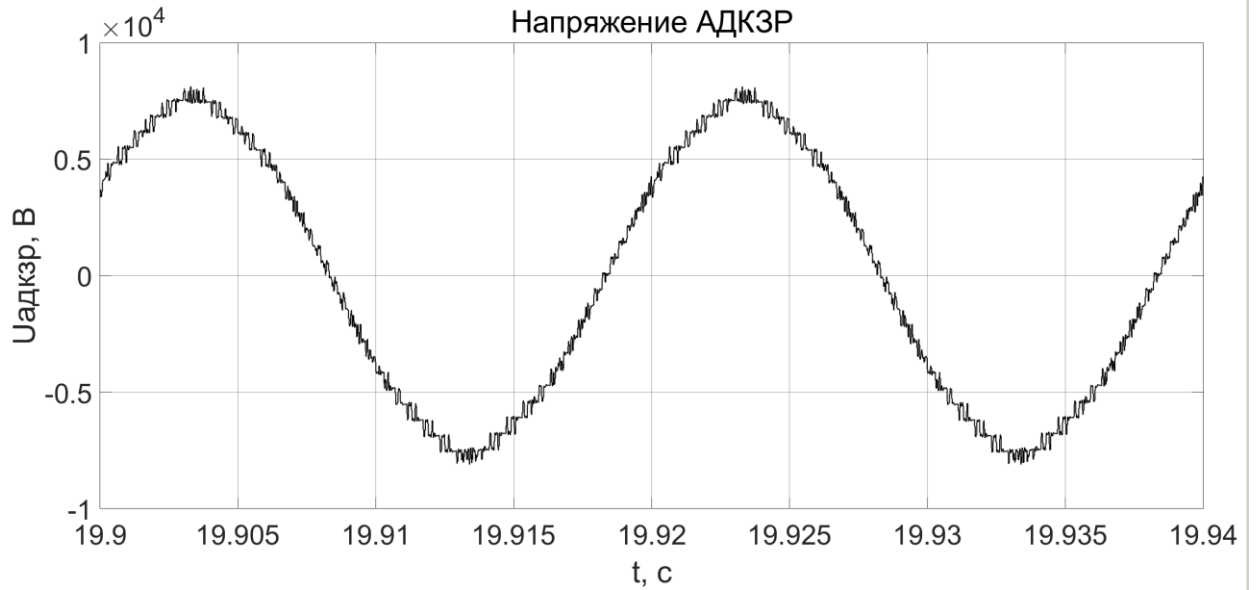
Рисунок 2.24 – Топология RLC-СФ

Индуктивность и емкость RLC-СФ определяются из соотношений (2.11) – (2.13). Активное сопротивление вычисляется из соотношения [63]:

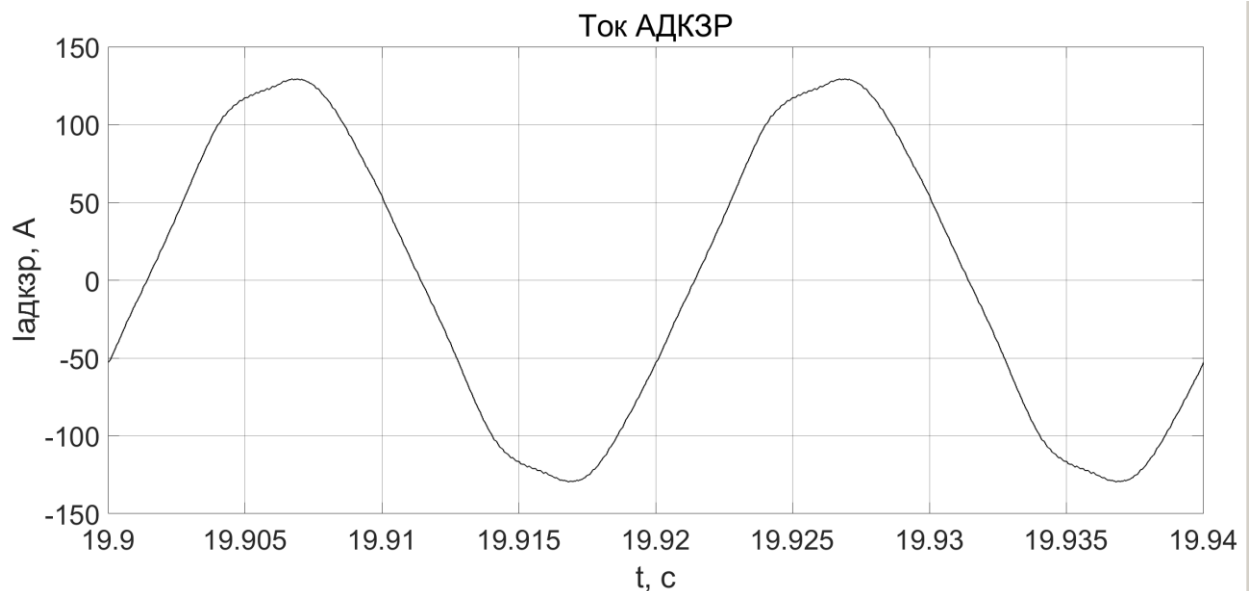
$$R_{\phi} = \sqrt{\frac{4L_{\phi}}{C_{\phi}}}. \quad (2.14)$$

На рисунках 2.25-2.27 приведены осциллограммы напряжения, тока, потребляемого АДКЗР, а также осциллограмма выходного тока МПЧ и напряжения СФ при работе исследуемой системы в установившемся режиме с номинальным моментом нагрузки АДКЗР.

Питание выполняется от МПЧ с алгоритмом ШИМ-СУ с подключенным выходным синус-фильтром и 5-секционной КЛ. Форма питающего напряжения приведена на рисунке 2.11.



а)



б)

Рисунок 2.25 – Осциллограммы напряжения и тока АДКЗР:

а) Напряжение АДКЗР; б) Ток АДКЗР

Применение RLC-СФ в составе ВЭП имеет показатели, близкие к показателям ВЭП с рассмотренным выше СФ, однако, загрузка фильтра гармоническими токами снижается. Указанная особенность будет рассмотрена далее на соответствующих осциллограммах.

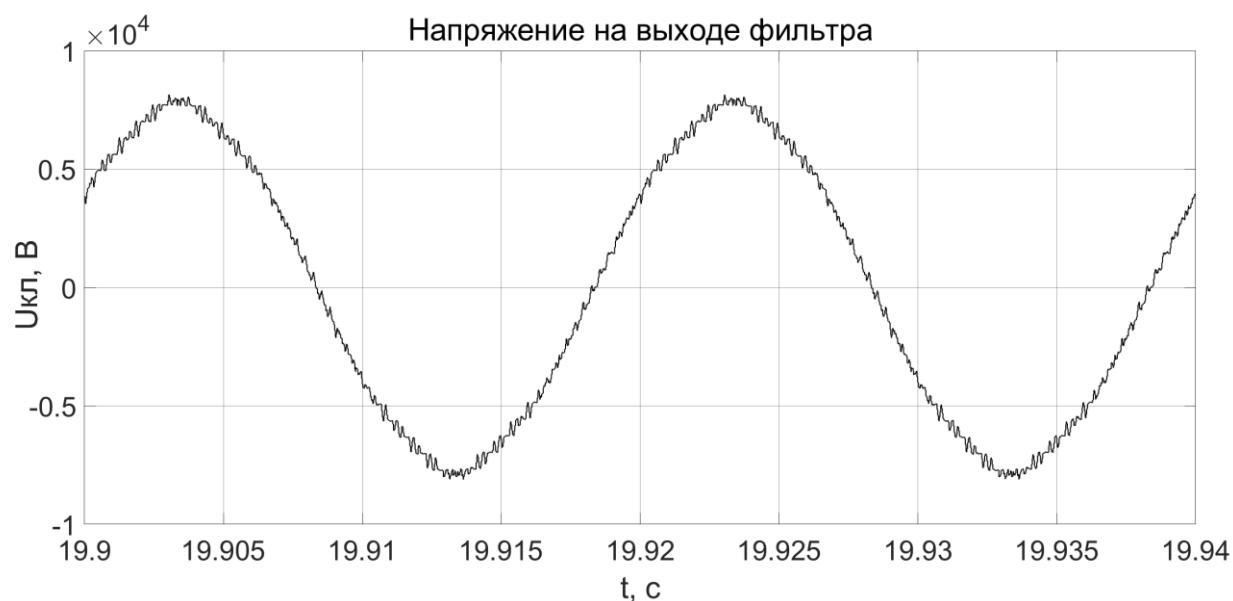


Рисунок 2.26 – Осциллограмма выходного напряжения RLC-СФ

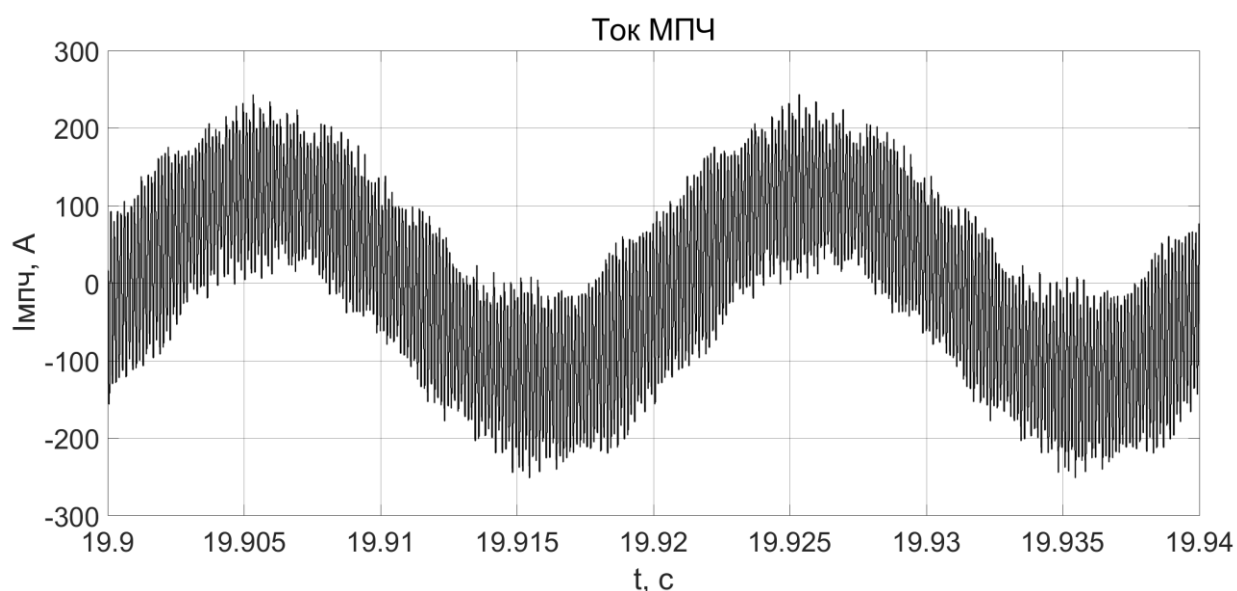


Рисунок 2.27 – Осциллограмма выходного тока МПЧ

Процессы ШИМ приводят к возникновению колебаний в системе с частотой равной частоте ШИМ, а также кратных ей. Данные колебания приводят к росту нагрузки на изоляцию КЛ, обмоток АДКЗР, элементы СФ. Снижение влияния ШИМ на ВЭП достигается в схеме каскадного СФ, схема которого приведена на рисунке 2.28 [63, 64].

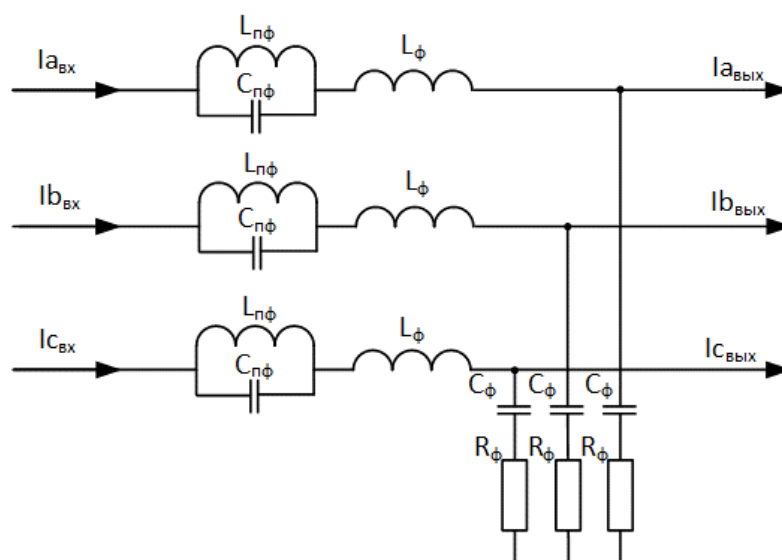


Рисунок 2.28 – Каскадный СФ

Каскадный СФ состоит из каскадного включения последовательного LC- фильтра, а также RLC-СФ. Настройка последовательного LC-фильтра выполняется на частоту ШИМ, настройка RLC-СФ выполняется аналогично подходам, рассмотренным ранее.

Резонансная частота последовательного LC-СФ:

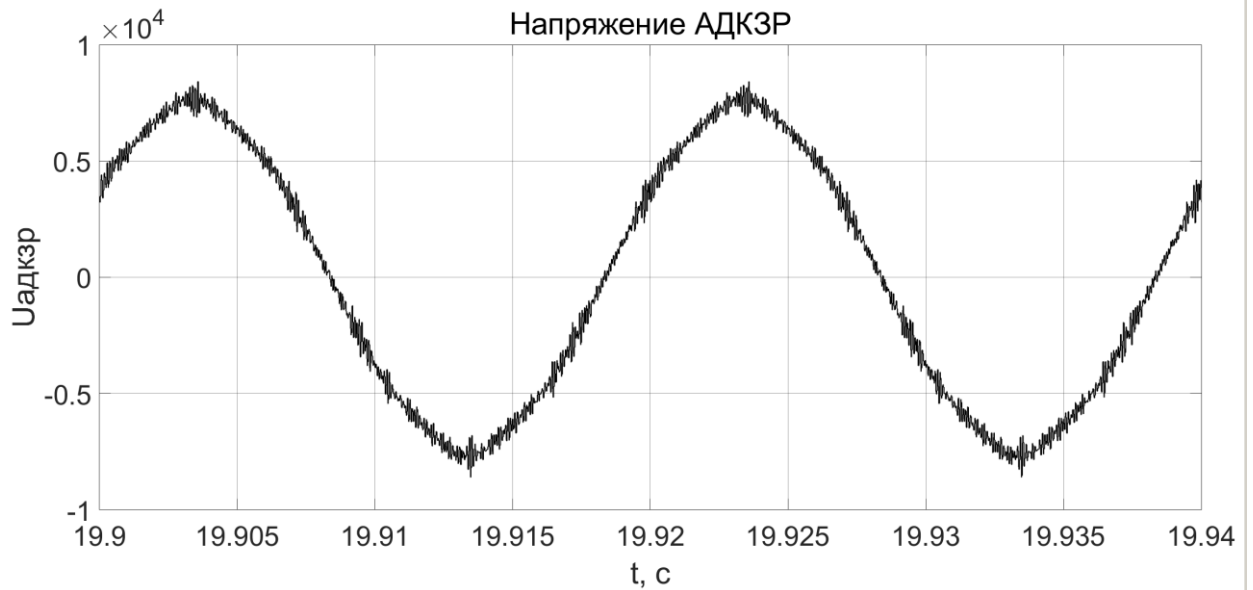
$$\omega_r^{СФ} = \omega_{ШИМ} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{пф}C_{пф}}}, \quad (2.15)$$

Где $L_{пф}$ – величина индуктивности последовательного LC-фильтра, Гн; $C_{пф}$ – величина емкости последовательного фильтра, Ф.

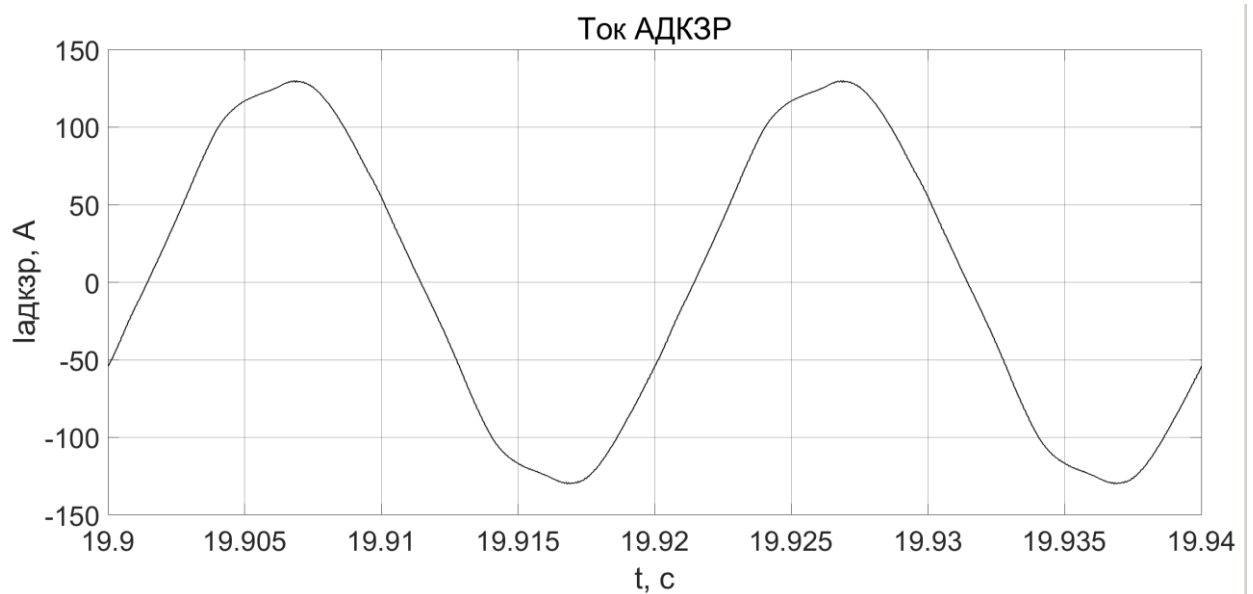
Величина $L_{пф}$ определяется из условия обеспечения заданного падения напряжения на индуктивном сопротивлении фильтра, а также пульсаций тока, определяется по (2.12).

На рисунках 2.29-2.31 приведены осциллограммы напряжения, тока, потребляемого АДКЗР, а также осциллограмма выходного тока МПЧ и напряжения СФ при работе исследуемой системы в установившемся режиме с номинальным моментом нагрузки АДКЗР.

Питание выполняется от МПЧ с алгоритмом ШИМ-СУ с подключенным выходным синус-фильтром и 5-секционной КЛ. Форма питающего напряжения приведена на рисунке 2.11.



а)



б)

Рисунок 2.29 – Осциллограммы напряжения и тока АДКЗР:

а) Напряжение АДКЗР; б) Ток АДКЗР

Как видно из рисунка 2.29 а, б коэффициент гармонических составляющих для напряжения питания АДКЗР растет по сравнению с рассмотренными выше топологиями СФ, однако, для тока – снижается.



Рисунок 2.30 – Осциллограмма выходного напряжения каскадного СФ

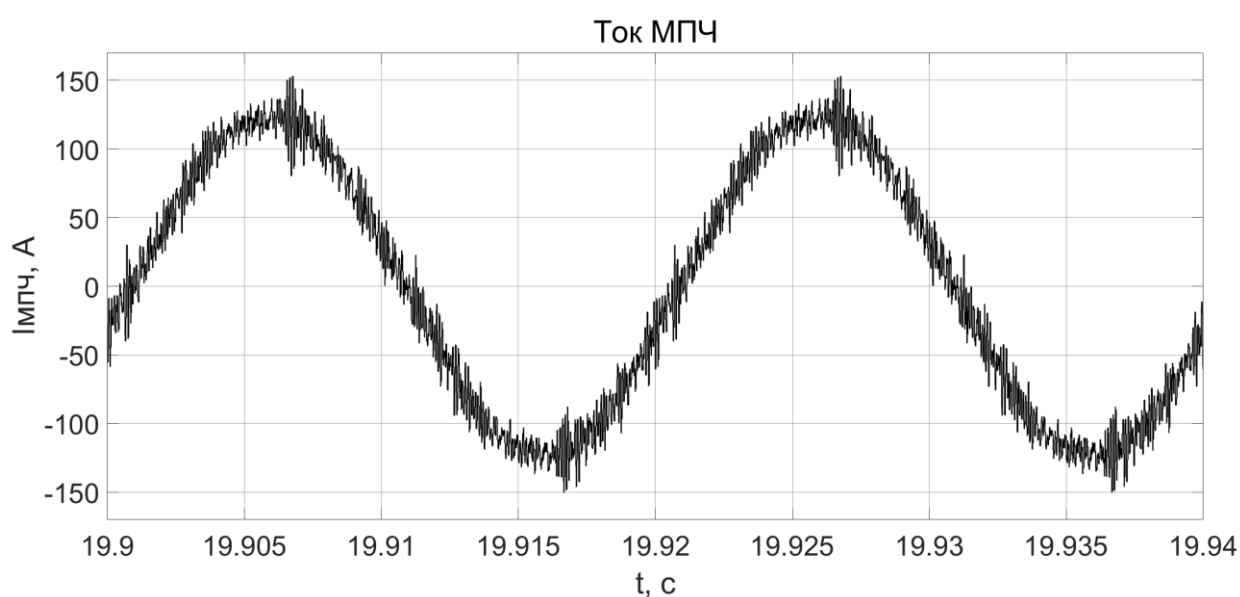


Рисунок 2.31 – Осциллограмма выходного тока МПЧ

Каскадный СФ обеспечивает исключение составляющих с частотой равной и кратных частоте ШИМ в выходном токе МПЧ. В таблице 2.5 даны значения показателей качества электроэнергии для различных вариантов топологий СФ.

Таблица 2.5 – Значения суммарных коэффициентов гармонических составляющих исследуемой системы

Вариант	$U_{\text{мпч}}^m$, В	$K_{U_{\text{мпч}}}^и$, %	$I_{\text{мпч}}^m$, А	$K_{I_{\text{мпч}}}^и$, %	$U_{\text{ад}}^m$, В	$K_{U_{\text{ад}}}^и$, %	$I_{\text{ад}}^m$, А	$K_{I_{\text{ад}}}^и$, %	$U_{\text{кл}}^m$, В	$K_{U_{\text{кл}}}^и$, %
Без фильтров	7679	5,63	129,2	16,03	7489	9,11	134,1	3,19	См. $U_{\text{мпч}}^m$	См. $K_{U_{\text{мпч}}}^и$
СФ	7676	5,74	126,0	38,96	7173	6,65	134,2	3,00	7671	3,25
RLC- СФ	7679	5,63	127,3	12,52	7173	4,85	134,2	2,71	7667	3,22
Каскадный СФ	7679	5,63	123,5	5,84	7464	4,85	129,9	2,71	7654	2,77

Параметры топологий СФ, рассматриваемых в данном разделе приведены в таблице 2.6.

Таблица 2.6 – Параметры синус-фильтров

Вариант	$L_{\text{ф}}$, мГн	$C_{\text{ф}}$, мкФ	$R_{\text{ф}}$, Ом	$L_{\text{пф}}$, мГн	$C_{\text{пф}}$, мкФ
СФ	0.45	15	-	-	-
RLC- СФ	0.45	15	10.95	-	-
Каскадный СФ	0.45	15	-	0.9	1.13

Применение СФ для ВЭП, параметры которого в части показателей синусоидальности формы напряжения и токов не соответствуют требованиям стандартов, позволяет выполнить фильтрацию гармонических искажений в силовой схеме для удовлетворения требований стандартов [15, 57]. Схема RLC-СФ позволяет снизить токовую загрузку элементов СФ, при сохранении фильтрующих характеристик. Схема каскадного СФ исключает из силовой схемы гармонические колебания на частоте ШИМ и кратным ей, минимизируя нагрузку на КЛ, АДКЗР, компоненты СФ.

2.4 Практические рекомендации о необходимости применения выходных силовых фильтров в составе высоковольтного электропривода

В предыдущем разделе были рассмотрены вопросы применения СФ в составе ВЭП. На основании проведенного анализа могут быть сформулированы следующие практические рекомендации о необходимости применения СФ в составе ВЭП, а также рекомендации по выбору применяемой топологии СФ.

1. Построить ЛАЧХ исходной системы ВЭП с учетом параметров КЛ, АДКЗР;
2. Определить собственную резонансную частоту ВЭП по графику ЛАЧХ $f_p^{\text{ВЭП}}$;
3. Выполнить оценку коэффициента разделения резонансных пиков $K_3 = \frac{f_{\text{ШИМ}}}{f_p^{\text{ВЭП}}}$. В случае, если $K_3 \leq 2$, необходим синтез СФ;
4. Выполнить синтез стандартного СФ по соотношениям (2.11) – (2.13);
5. Произвести имитационное моделирование, с целью построения ЛАЧХ ВЭП с СФ, оценить суммарный коэффициент гармонических составляющих для напряжений и токов: КЛ, АДКЗР. Выполнить сравнение с допустимыми показателями ГОСТ [15, 57] в части синусоидальности формы, а также допустимых отклонений;
6. Оценить токовую загрузку элементов СФ, в случае превышения допустимых значений, указанных заводом-изготовителем, произвести синтез RLC-СФ, либо каскадного СФ. Выполнить имитационное моделирование;
7. Критериями оценки качества синтезированного СФ считать соответствие допустимым показателям ГОСТ [15, 57], а также допустимые значения параметров силовых элементов ВЭП, указанные заводом-изготовителем.

Выводы по главе 2

В данной главе рассмотрены вопросы разработки имитационной модели ВЭП на базе МПЧ с каскадным включением H-мостов. Сформулирован набор практических рекомендаций о необходимости наличия и топологии выходных СФ в структуре ВЭП с целью обеспечения коэффициента гармонических искажений напряжения не хуже, чем в ГОСТ 32144-2013 и ГОСТ Р 51317.2.4-2000 (МЭК 61000-2-4-94). Основными результатами, полученными во второй главе, являются:

1. Выполнена разработка имитационной модели ВЭП на базе АДКЗР с вентиляторным моментом нагрузки на валу, с питанием от МПЧ с каскадным включением H-мостов, для изучения рабочих процессов в системе.
2. Разработаны имитационные модели МПЧ с алгоритмами ШИМ-СУ и ШИМ-СФ.
3. Выполнена разработка имитационной модели ВЭП с питанием АДКЗР по кабельной линии. Выполнена оценка влияния КЛ на показатели качества электрической энергии в соответствии с ГОСТ 32144-2013 и ГОСТ Р 51317.2.4-2000 (МЭК 61000-2-4-94).
4. Рассмотрены распространенные в промышленном ВЭП топологии СФ и методики выбора их параметров.
5. Предложены и инженерно обоснованы критерии необходимости установки силовых фильтров на выход высоковольтного частотно-регулируемого асинхронного ЭП. Даны практические рекомендации по выбору топологии силового фильтра, а также предельных значениях частоты коммутации силовых полупроводниковых транзисторов многоуровневого инвертора напряжения. Предложены практические рекомендации о необходимости наличия и топологии выходных силовых фильтров в структуре высоковольтного частотно-регулируемого электропривода с целью обеспечения коэффициента гармонических искажений напряжения не хуже, чем в ГОСТ 32144-2013 и ГОСТ Р 51317.2.4-2000 (МЭК 61000-2-4-94).

ГЛАВА 3 АЛГОРИТМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ МПЧ И ПИТАЮЩЕЙ СЕТИ ПРИ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯХ НАГРУЗКИ

В предыдущей главе выполнен анализ процессов ВЭП на базе АДКЗР с «вентиляторной» нагрузкой на валу. Относительно «спокойный» характер нагрузки на валу АДКЗР не предъявляет высоких требований к динамике и диапазону регулирования ВЭП, что позволяет проводить разработку систем управления ВЭП с применением законов частотного (скалярного) регулирования [16, 17, 52]. Также, указанный характер нагрузки позволяет применение СГУ в составе ВЭП [24, 27].

Под *безударным переключением* далее понимается такое переключение приводного электродвигателя между выходом полупроводникового преобразователя частоты и сетью, при котором отсутствуют выходящие за допустимые пределы (пределы, при которых МПЧ не становится источником бесконечной мощности/тока) конкретного ЭП броски напряжения питания, тока, электромагнитного момента электродвигателя, а как следствие броски технологического параметра (напор, расход, давление и др.), приводящие к аварийным режимам работы и срабатыванию релейной, технологической и др. защит в составе ЭП.

В работах [68-70] рассмотрены вопросы переключения вращающегося АДКЗР между выходом преобразователя частоты и питающей сетью. В указанных работах доказано, что для обеспечения условий безударного переключения АДКЗР необходимо, чтобы параметры выходного напряжения ПЧ и напряжения питающей сети в части амплитуды, частоты и фазы были согласованы (совпадали по значению). В случае наличия несовпадения любого из указанных параметров, переключение АДКЗР между источниками не будет безударным, а будет выполняться с соответствующими переходными процессами по указанным выше переменным АДКЗР и приводного механизма, при этом величины бросков будут определяться различием в параметрах

напряжений. Необходимо отметить, что в случае полного согласования напряжений сети и ПЧ по амплитуде и частоте, и нахождении напряжений в противофазе, т.е. разности фаз, составляющей 180 электрических градусов, возможен крайне нежелательный переходный процесс с бросками токов, электромагнитного момента АДКЗР, значительно превышающих пусковые значения при выполнении переключения [70]. При выполнении переключения. Из сказанного выше следует вывод: для выполнения безударного переключения с заданными ограничениями на броски переменных ВЭП, необходимо данное переключение выполнять при рассогласовании параметров напряжений, лежащем в диапазонах, обеспечивающем такое переключение. В случае выхода рассогласования любого из параметров напряжений за указанные пределы, перевод АДКЗР между питающей сетью и ПЧ невозможен, поскольку безударное переключение в таком случае невозможно. Далее рассматриваются алгоритмы, позволяющие выполнять безударное переключение ВЭП на базе АДКЗР с питанием от МПЧ и «вентиляторным» характером нагрузки.

3.1 Алгоритм быстрогодействующего автоматического ввода резерва для выполнения безударного переключения

В электроэнергетике известны решения для повышения надежности электроснабжения, такие устройства как автоматический ввод резерва (АВР) и быстродействующий автоматический ввод резерва (БАВР). АВР выполняет переключение нагрузки с выдержкой временного интервала бестоковой паузы, необходимой для работы алгоритма. Наличие бестоковой паузы приводит к значительному затуханию поля ротора выбегающего асинхронного электродвигателя, что исключает возможность осуществления безударного переключения. Процессы при восстановлении электроснабжения, по истечению времени бестоковой паузы, в целом повторяют процессы при прямом пуске АДКЗР [69, 71].

БАВР представляет собой устройство с усовершенствованным алгоритмом АВР, способный обеспечить переключение за минимально возможное время, с учетом требований по выполнению безударного переключения. В отличие от алгоритма в составе АВР, который не учитывает значение фазы напряжения при выполнении переключения, БАВР выполняет оценку фазы напряжений источников при осуществлении перевода нагрузки между ними.

Нагрузка переводится в момент времени, когда разность в параметрах амплитуды и фазы, обеспечивает условия безударного переключения. Также отличием БАВР является необходимость применения быстродействующих секционных выключателей, время переключения которых составляет 18-80 мс (нижняя граница диапазона для сверхбыстрых полупроводниковых выключателей, более 50 мс – для вакуумных) [69].

Работа устройств и алгоритмов БАВР в задачах обеспечения бесперебойной работы систем электроснабжения промышленных объектов и объектов ЖКХ подробно описаны в [71, 72]. Принцип БАВР несмотря на то, что он является противоаварийным, может быть использован в качестве штатного алгоритма для осуществления безударного переключения АДКЗР в составе ВЭП.

Однолинейная электрическая схема ВЭП с функцией безударного переключения АДКЗР между МПЧ и сетью с разрабатываемым алгоритмом БАВР приведена на рисунке 3.1. Стоит отметить, что алгоритм БАВР осуществляет перевод нагрузки в рамках подхода переключение без перекрытия.

Задачей алгоритма БАВР в схеме, изображенной на рисунке 3.1, выполнение безударного перевода АДКЗР между МПЧ и сетью и в обратном направлении. Перевод АДКЗР с МПЧ на сеть производится в следующей последовательности:

1. По достижению ВЭП номинального режима работы и получении команды на выполнение перевода АДКЗР, запускается алгоритм БАВР.

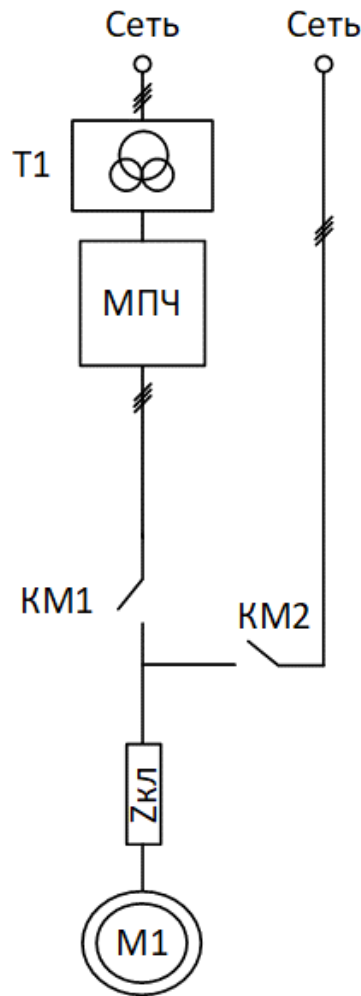


Рисунок 3.1 – Однолинейная электрическая схема ВЭП с функцией безударного переключения АДКЗР между МПЧ и сетью на базе алгоритма БАВР

2. Формируется команда на отключение выключателя (контактора) МПЧ КМ1. По факту отключения выключателя (контактора) КМ1 запускается алгоритм оценки параметров напряжения выбегающего АДКЗР, для прогнозирования момента времени на формирование управляющей команды на выключатель (контактор) КМ2. На данном шаге алгоритма, АДКЗР, отключенный от МПЧ, оказывается в режиме выбега под действием момента сопротивления нагрузки.

3. Алгоритм оценки параметров напряжения с учетом собственного времени включения выключателя (контактора) КМ2 выполняет формирование

упреждающей команды на включение выключателя (контактора) КМ2 с учетом критериев выполнения безударного переключения (критерии безударного переключения будут строго сформулированы далее). В случае удовлетворения этих критериев выполняется подключение АДКЗР к сети. В случае невозможности выполнения критериев безударного переключения, осуществляется полный останов АДКЗР.

Перевод АДКЗР с сети на МПЧ выполняется аналогично, с учетом обратной логики коммутации силовых выключателей в схеме.

Ключевым элементом алгоритма БАВР является алгоритм прогнозирования момента переключения АДКЗР, а также критерии выполнения безударного переключения. Алгоритм БАВР при работе выполняет проверку по ряду параметров.

Для случая применения БАВР в составе ВЭП, ключевыми являются: напряжение источника питания, на который будет осуществляться перевод нагрузки выше $U_{\text{доп}}$; величина фазового рассогласования между напряжением секции, к которой выполняется подключение, и остаточным напряжением АДКЗР при его выбеге под нагрузкой «вентиляторного» типа меньше допустимого значения $|\Delta\psi_{\text{доп}}|$.

Сказанное выше, записывается в виде выражений для условий безударного переключения АДКЗР с алгоритмом БАВР:

$$\begin{cases} U_{\text{И}} \geq U_{\text{доп}} \\ |\Delta\psi_{\text{АДКЗР-И}}| \leq |\Delta\psi_{\text{доп}}| \end{cases} \quad (3.1)$$

где $U_{\text{И}}$ – текущее значение напряжения источника, к которому выполняется подключение, В; $U_{\text{доп}}$ – допустимое значение напряжения источника, для выполнения безударного переключения, В; $\Delta\psi_{\text{АДКЗР-И}}$ – разность фаз между напряжениями источника и АДКЗР в момент выполнения переключения, рад; $|\Delta\psi_{\text{доп}}|$ – допустимое значение разности фаз между напряжениями источника и АДКЗР в момент выполнения переключения, рад.

Алгоритм вычисления значения амплитуды и разности фаз напряжений источника и АДКЗР для проверки критериев безударного переключения, согласно выражению (3.1), может быть представлен в следующей форме:

$$\begin{cases} U_{И}(nT) = \sqrt{U_{И\alpha}(nT)^2 + U_{И\beta}(nT)^2} \\ \Delta\hat{\psi}_{\text{АДКЗР-И}}(nT) = \Delta\hat{\psi}_0 + \Delta\hat{\omega}(nT) \cdot nT + \Delta\hat{\varepsilon}(nT) \cdot \frac{(nT)^2}{2} \end{cases} \quad (3.2)$$

где $U_{И\alpha}$, $U_{И\beta}$ – компоненты вектора напряжения источника, к которому выполняется подключение в неподвижной относительно фазы А источника, к которому выполняется подключение, системе координат (α, β) , В; $\Delta\hat{\psi}_{\text{АДКЗР-И}}(nT) = \hat{\psi}_{\text{АДКЗР}}(nT) - \hat{\psi}_{И}(nT)$ – оценка разности фаз между векторами напряжений, рад; $\Delta\hat{\psi}_0$ – оценка фазового рассогласования в начальный момент времени, при запуске алгоритма БАПР, рад; $\Delta\hat{\omega}(nT)$ – оценка относительной угловой скорости векторов напряжений, рад/с; $\Delta\hat{\varepsilon}(nT)$ – оценка относительного углового ускорения векторов напряжений, рад/с²; n , T – порядковый номер отсчета и постоянная времени дискретизации подсистемы вычисления параметров напряжений. Второе уравнение системы (3.2) выполняет прогнозирование разности фаз.

Для определения $\Delta\hat{\psi}_0$ возможно применение ряда подходов. Например, известных в векторном ЭП переменного тока способов ориентирования [37, 50, 51] с вычислением угла вектора в функции его проекций на оси неподвижной системы координат (α, β) по формулам:

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{И}(nT) = \arctg\left(\frac{U_{И\beta}(nT)}{U_{И\alpha}(nT)}\right), \\ \hat{\psi}_{\text{АДКЗР}}(nT) = \arctg\left(\frac{U_{\text{АДКЗР}\beta}(nT)}{U_{\text{АДКЗР}\alpha}(nT)}\right), \\ \Delta\hat{\psi}_{\text{АДКЗР-И}}(nT) = \hat{\psi}_{\text{АДКЗР}}(nT) - \hat{\psi}_{И}(nT). \end{cases} \quad (3.3)$$

Для выполнения безударного переключения необходимо, чтобы выполнялись соотношения (3.1), таким образом:

$$\begin{cases} U_{\text{и}} \geq U_{\text{доп}} \\ \Delta\hat{\psi}_{\text{АДКЗР-и}}(T_{\text{вкл}}) \leq |\Delta\psi_{\text{доп}}| \end{cases} \quad (3.4)$$

где $T_{\text{вкл}}$ – полное время включения выключателя (контактора) источника, на который происходит переключение, с.

В случае, если условия (3.4) выполняются, алгоритм БАВР формирует упреждающую команду на включение выключателя (контактора) с учетом его собственного времени включения $T_{\text{вкл}}$, для подключения АДКЗР к источнику питания. Значения $U_{\text{доп}}$ и $|\Delta\psi_{\text{доп}}|$ формируют допустимую зону для переключения АДКЗР, сказанное поясняется на рисунке 3.2.

Зона выбранного для примера допустимого выполнения переключения на рисунке 3.2 заштрихована. Из рисунка видно, что чем выше значение $U_{\text{доп}}$ и чем меньше $|\Delta\psi_{\text{доп}}|$, тем ближе располагаются векторы $\mathbf{U}_{\text{АДКЗР}}$ и $\mathbf{U}_{\text{и}}$, следовательно тем меньше броски тока, электромагнитного момента, технологических параметров приводного механизма.

Следовательно, при нахождении векторов напряжений в указанной зоне допускается выполнение переключения. Однако, чрезмерное ужесточение требований по равенству амплитуд и синфазности векторов $\mathbf{U}_{\text{АДКЗР}}$ и $\mathbf{U}_{\text{и}}$ значительно сужают зону, при котором допускается переключение, и возникает вероятность несоблюдения условий (3.4), а как следствие повышается вероятность аварийного останова АДКЗР.

При выборе ограничений $U_{\text{доп}}$ и $|\Delta\psi_{\text{доп}}|$ следует руководствоваться требованиями. Для большинства применений достаточен выбор $U_{\text{доп}}$ на уровне $0,8U_{\text{ном}}$, и $|\Delta\psi_{\text{доп}}|$, равным значению, лежащему в диапазоне от -15; до +15 электрических градусов.

С ростом значений $U_{\text{доп}}$ и $|\Delta\psi_{\text{доп}}|$ снижаются требования к быстродействию коммутационной аппаратуры в схеме БАВР, однако, вместе с этим возрастают броски тока при переключении.

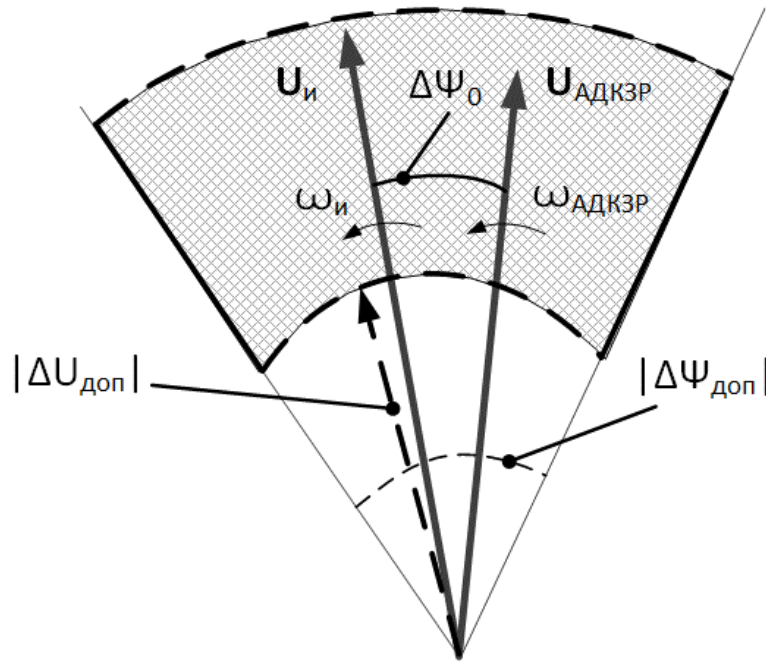


Рисунок 3.2 – Векторная диаграмма напряжений $U_{\text{АДКЗР}}$ и $U_{\text{и}}$ с учетом критериев безударного переключения

Значение оценок $\Delta\hat{\omega}$, $\Delta\hat{\varepsilon}$ может быть определено с применением известных методов численного дифференцирования [73, 74], например, для случая метода левосторонней разности, соотношения для определения этих величин приобретают форму:

$$\begin{cases} \Delta\hat{\omega}(nT) = \frac{\Delta\hat{\psi}_{\text{АДКЗР-и}}(nT) - \Delta\hat{\psi}_{\text{АДКЗР-и}}((n-1)T)}{T} \\ \Delta\hat{\varepsilon}(nT) = \frac{\Delta\hat{\omega}(nT) - \Delta\hat{\omega}((n-1)T)}{T} \end{cases} \quad (3.5)$$

Выше приведен способ применения алгоритма БАВР для выполнения безударного переключения АДКЗР между МПЧ и питающей сетью. Как видно из представленного анализа, для работы алгоритма необходимо наличие измерений выходного напряжения МПЧ, напряжения сети, а также напряжения на АДКЗР. В силу применения алгоритмов ШИМ для формирования выходного напряжения МПЧ, необходимо наличие фильтров нижних частот (ФНЧ) в цепях измерений выходного напряжения преобразователя. Либо в качестве вектора выходного напряжения МПЧ могут применяться задающие напряжения для алгоритмов ШИМ, приведенные в предыдущей главе, разделе 2.2. Процессы в ВЭП с применением алгоритма

БАВР для выполнения безударного переключения будут рассмотрены в следующей главе.

3.2 Алгоритм идентификации параметров напряжения с применением метода фазовой автоподстройки частоты

Рассмотренный выше способ выполнения безударного переключения с применением алгоритмов БАВР позволяет выполнять перевод АДКЗР между МПЧ и питающей сетью. Однако, при выполнении такого перевода, электродвигатель неизбежно остается отключенным от какого-либо источника энергии, находясь на выбеге под действием момента сопротивления от нагрузки на валу, представляя собой неуправляемую электромеханическую систему. В задачи алгоритмов БАВР входит лишь прогнозирование времени подачи управляющего воздействия на выключатели в системе ВЭП. При этом разница в амплитудах напряжений и фазовое рассогласование векторов напряжений АДКЗР и источника энергии, являются сложными нелинейными функциями многих переменных, находящимися в зависимости от электромеханических и электромагнитных постоянных АДКЗР, а также от вида момента сопротивления на валу электродвигателя. При выполнении перевода АДКЗР возможны случаи, когда условия (3.4) не могут быть выполнены, что приводит к аварийному останову АДКЗР. Также, в случае выполнения условий (3.4) и переводе электродвигателя на источник энергии, неизбежны переходные процессы в момент выполнения подключения вращающегося АДКЗР, сопровождающиеся бросками тока, электромагнитного момента и др. величин, хотя и меньшими, чем пусковые значения. Еще одной особенностью алгоритмов безударного переключения с применением БАВР является ограничение на максимальное число переключений нагрузки в час, поскольку на первом этапе работы алгоритма выполняется отключение АДКЗР, выполняющего работу при номинальном токе или близким к нему [71]. Все вышесказанное накладывает

дополнительные ограничения на применение алгоритмов БАВР в ВЭП для осуществления функции безударного переключения.

Далее более подробно остановимся на разработке функции безударного переключения позволяющей исключить этап нахождения АДКЗР в режиме торможения под действием момента сопротивления от нагрузки. В отличие от случая с БАВР, переключение может быть осуществлено с наличием этапа, когда АДКЗР оказывается подключенным и к сети, и к выходу МПЧ. Такой подход к выполнению переключения в дальнейшем именуется безударное переключение с перекрытием. Однолинейная электрическая схема предлагаемого подхода приведена на рисунке 3.3.

Отличия от схемы, представленной на рисунке 3.1 следующие: в схеме присутствует три выключателя (контактора) и токоограничивающие реакторы L_p .

Безударный перевод АДКЗР для случая переключения с МПЧ на сеть в предлагаемой схеме выполняется в соответствии со следующим алгоритмом:

1. По достижению ВЭП номинального режима работы и получении команды на выполнение перевода АДКЗР, запускается алгоритм синхронизации выходного напряжения МПЧ с напряжением сети. Таким образом, выполняется процесс предварительной синхронизации напряжений;
2. После успешного выполнения процесса синхронизации напряжений, формируется команда на включение выключателя (контактора) сети КМ2;
3. После замыкания КМ2 АДКЗР выполняет работу и получает питания одновременно от двух источников энергии: МПЧ и питающей сети. Значение, неизбежно возникающих, уравнительных токов между МПЧ и сетью определяется величиной ошибки алгоритма синхронизации напряжений, и ограничивается величиной индуктивности токоограничивающих реакторов L_p ;

4. После выдержки паузы на завершение кратковременных переходных процессов при подключении выключателя (контактора) сети КМ2, формируется команда на отключение выключателя (контактора) МПЧ КМ1;

5. Происходит шунтирование токоограничивающих реакторов L_p , за счет формирования команды на включение выключателя (контактора) КМ3.

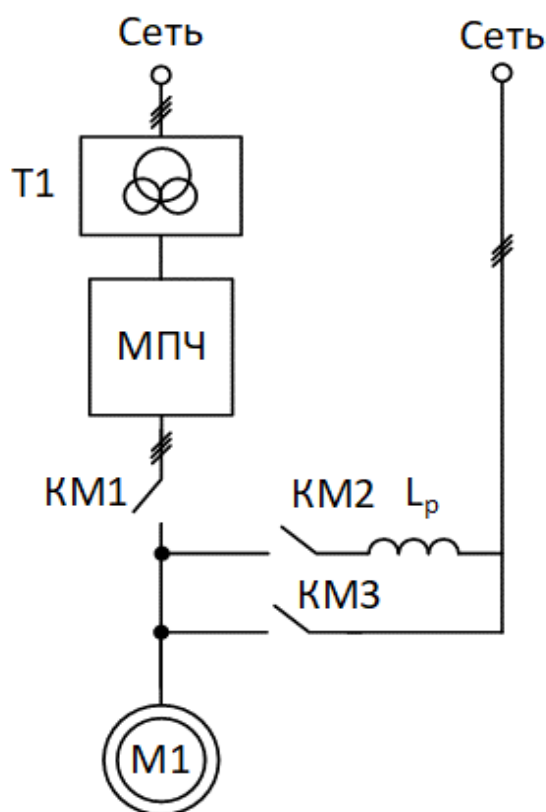


Рисунок 3.3 – Однолинейная электрическая схема ВЭП с функцией безударного переключения АДКЗР между МПЧ и сетью на базе подхода безударного переключения с перекрытием

Токоограничивающие реакторы L_p в случае применения СФ на выходе МПЧ могут быть исключены из схемы, если алгоритмы синхронизации обеспечивают величину рассогласования, достаточную для ограничения уравнительного тока между МПЧ и сетью на требуемом для МПЧ уровне за счет последовательно включенных индуктивностей СФ.

Для выполнения процесса синхронизации напряжений может быть применен алгоритм фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), известный из радиотехники и силовой электроники [75, 76]. Принцип действия алгоритма основан на представлении источника формирования выходного напряжения, как генератора управляемого напряжением (ГУН). Управляющим сигналом ГУН является сигнал задания на частоту выходного напряжения.

Контур ФАПЧ, приведенный на рисунке 3.4, состоит из следующих блоков: фазовый дискриминатор (ФД), петлевой фильтр (ПФ) и ГУН. ФД вычисляет величину фазового рассогласования между сигналом задания и выходным сигналом ФАПЧ. ПФ выполняет фильтрацию высокочастотных помех с выхода ФД, как правило ПФ представляет собой пропорционально – интегральный (ПИ) регулятор. Выходной сигнал с ПФ, являясь управляющим сигналом ГУН, компенсирует фазовое рассогласование, сводя выходной сигнал ФД к нулю.

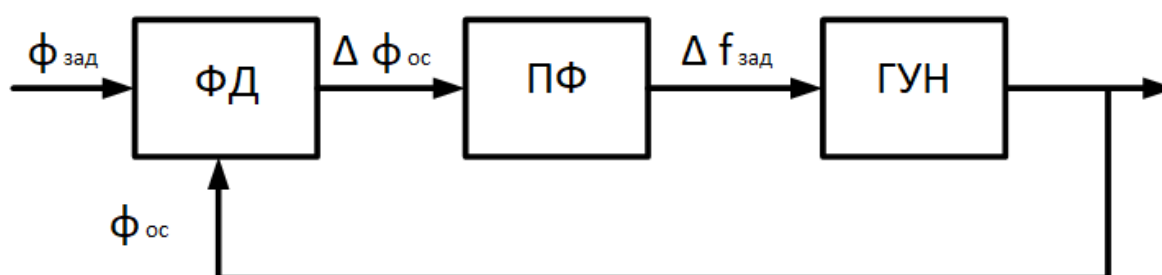


Рисунок 3.4 – Структурная схема контура ФАПЧ

Для применения структурной схемы, изображенной на рисунке 3.4 в составе алгоритмов ВЭП с функцией безударного переключения, необходимо ее усовершенствование в целях выполнения вычисления фазы входных напряжений для дальнейшей их синхронизации. Структура, необходимая для доработки алгоритма ФАПЧ, отвечающая за вычисление фазы изображающего вектора трехфазных напряжений в синхронно вращающейся с ним системе координат (ФАПЧ-СК) приведена на рисунке 3.5. На рисунке 3.5 ПК1 – преобразователь координат из трехфазной системы координат ABC в неподвижную относительно фазы А источника питания двухфазную систему

координат (α, β) ; ПК2 – преобразователь координат, выполняющий преобразование поворота (преобразование Парка-Горева) из системы координат (α, β) во вращающуюся синхронно с входным изображающим вектором систему координат (d, q) . Ориентация вращающейся системы координат выполняется за счет работы алгоритма ФАПЧ, вычисляющего фазу входного напряжения.

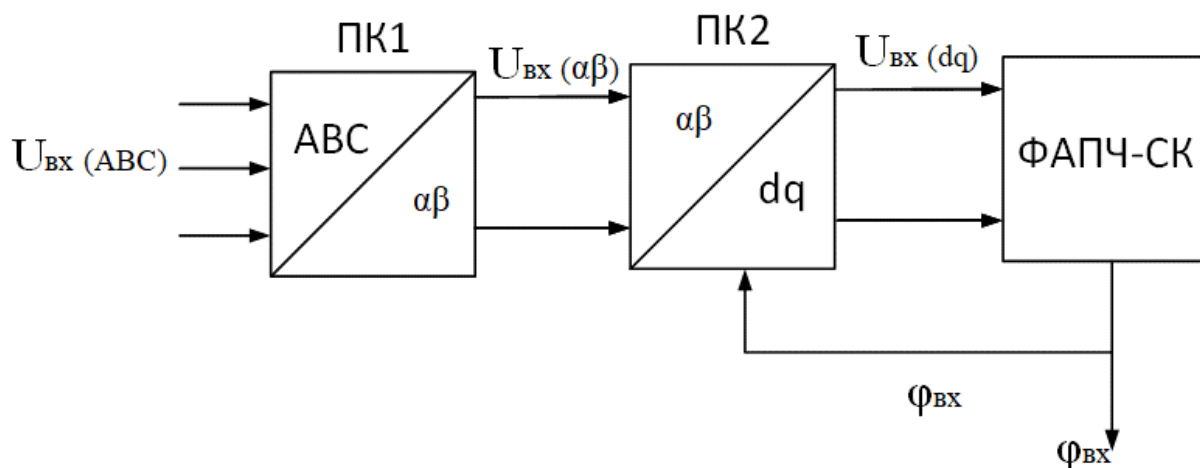
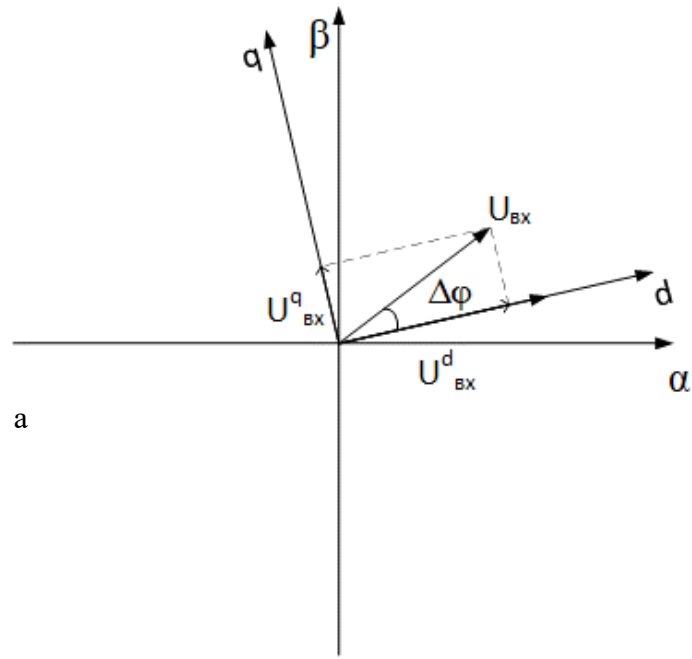
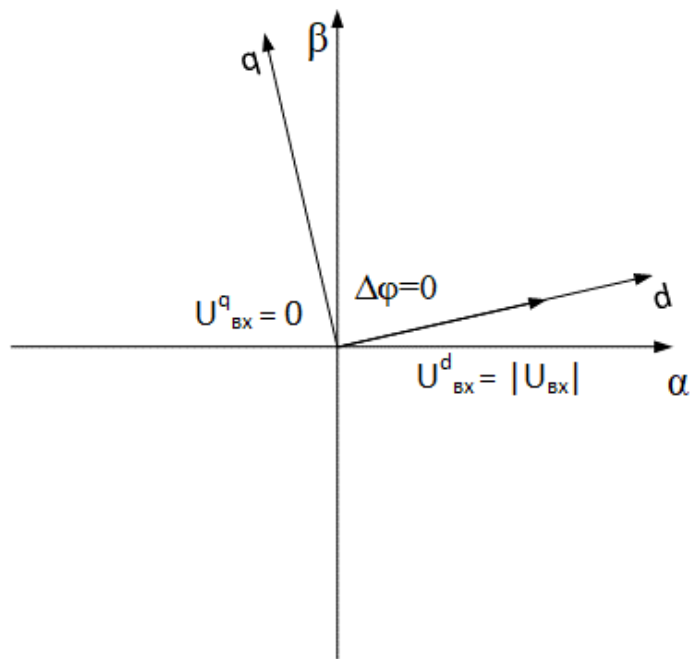


Рисунок 3.5 – Структурная схема, предназначенная для вычисления фазы входного напряжения на основе алгоритма ФАПЧ-СК

Для пояснения принципа работы ФАПЧ-СК, на рисунке 3.6 приведены векторные диаграммы задающего напряжения $U_{ВХ}$, с которым необходимо выполнить синхронизацию, для произвольного момента времени. Согласно рисунку 3.6 а, при различии в частоте вращения изображающего вектора и системы координат (d, q) , и (или) при наличии фазового рассогласования между ними, проекция изображающего вектора $U_{ВХ}$ является ненулевой на каждую из осей системы координат. Для случая полной синхронизации изображающего вектора с осью d системы координат (d, q) , проекция на ось q будет равна нулю, что изображено на рисунке 3.6 б. Следовательно, задачей алгоритма ФАПЧ-СК является компенсация проекции на ось q изображающего вектора входного напряжения $U_{ВХ}$.



а)



б)

Рисунок 3.6 – Векторные диаграммы для пояснения принципа работы ФАПЧ-СК: а) Синхронизация отсутствует; б) Случай полной синхронизации по частоте и фазе

Обобщая сказанное, полная структура контура вычисления фазы входного трехфазного напряжения на базе алгоритма ФАПЧ-СК приобретает вид, изображенный на рисунке 3.7.

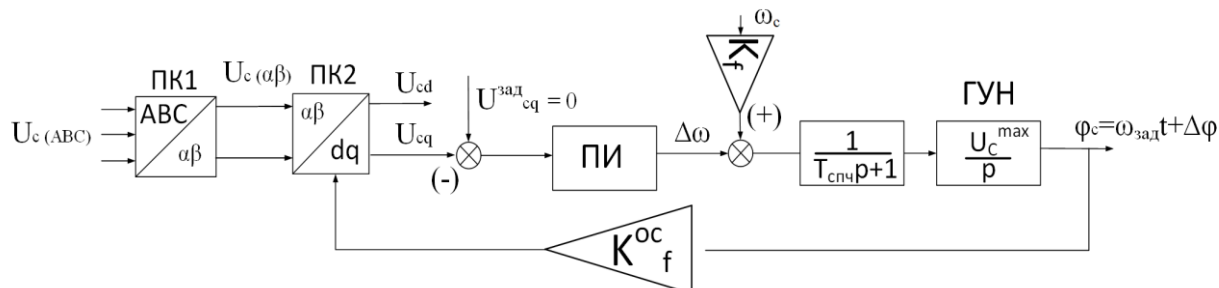


Рисунок 3.7 – Структурная схема контура вычисления фазы входного трехфазного напряжения с применением алгоритма ФАПЧ-СК

Структурная схема для синтеза регулятора контура вычисления фазы входного трехфазного напряжения с применением алгоритма ФАПЧ-СК приведена на рисунке 3.8.

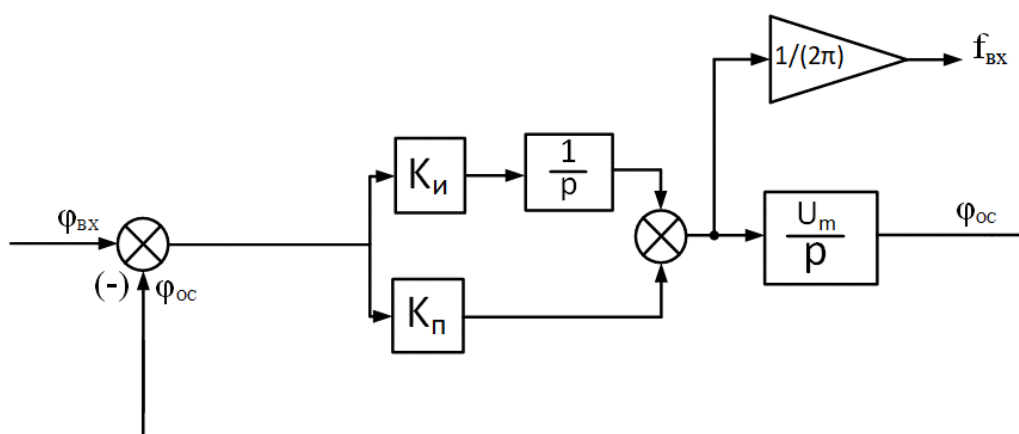


Рисунок 3.8 – Структурная схема для синтеза регулятора алгоритма ФАПЧ-СК

В соответствии с рисунком 3.8 характеристический полином контура ФАПЧ-СК:

$$D_{\text{ФАПЧ}}(p) = p^2 + K_{\text{П}}U_m p + K_{\text{И}}U_m, \quad (3.6)$$

где $K_{\text{П}}$ – пропорциональный коэффициент ПИ-регулятора, $K_{\text{И}}$ – интегральный коэффициент ПИ-регулятора.

Приравнивая полином (3.6) к стандартному полиному второго порядка [77], определяем коэффициенты ПИ-регулятора:

$$\begin{cases} K_{И} = \frac{\Omega^2}{U_m} \\ K_{П} = \frac{A_1 \Omega}{U_m} \end{cases} \quad (3.7)$$

где $\Omega = \frac{1}{T_{\text{ФАПЧ}}}$ – циклическая частота контура ФАПЧ, рад/с, $T_{\text{ФАПЧ}}$ – постоянная времени контура регулирования ФАПЧ-СК, с; A_1 – коэффициент формы стандартного распределения корней; U_m – амплитудное значение входного напряжения. Для исключения влияния высокочастотных колебаний с выхода ФД значение Ω следует выбирать из соотношения:

$$0,1 \leq \Omega / \Omega_0 \leq 0,5, \quad (3.8)$$

где $\Omega_0 = 2\pi f_0$ – номинальная циклическая частота контура ФАПЧ, на которую выполняется настройка, рад/с; f_0 – номинальная частота настройки, Гц.

Переходные процессы в контуре ФАПЧ-СК при входном фазном напряжении в трехфазной системе координат (A, B, C) , изображенном на рисунке 3.9, приведены на рисунке 3.10. На рисунке 3.10 представлены переходные процессы по входному напряжению в системе координат (d, q) , вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π . Настройка ПИ-регулятора произведена для случая равенства соотношения (3.8) значению 0,5, коэффициенте формы $A_1 = 1,41$, соответствующем стандартной линейной форме Баттерворта. Для наглядности работы алгоритма в момент времени $t = 0,15$ с выполнено ступенчатое изменение частоты сигнала с 50 Гц до 60 Гц, в момент времени $t = 0,25$ с частота напряжения восстановлена до исходного уровня в 50 Гц.

Переходные процессы, представленные на рисунке 3.10, подтверждают работоспособность алгоритма ФАПЧ-СК. Максимальное перерегулирование процесса по определению частоты – 32,8 %, время регулирования составляет

34 мс, что менее двух периодов питающей сети, статическая ошибка отсутствует.

Изменение прямых показателей качества переходных процессов при работе ФАПЧ-СК, может быть выполнено соответствующим выбором коэффициента формы и быстродействия с соответствующим расчетом коэффициентов ПИ-регулятора по соотношениям (3.7) – (3.8).

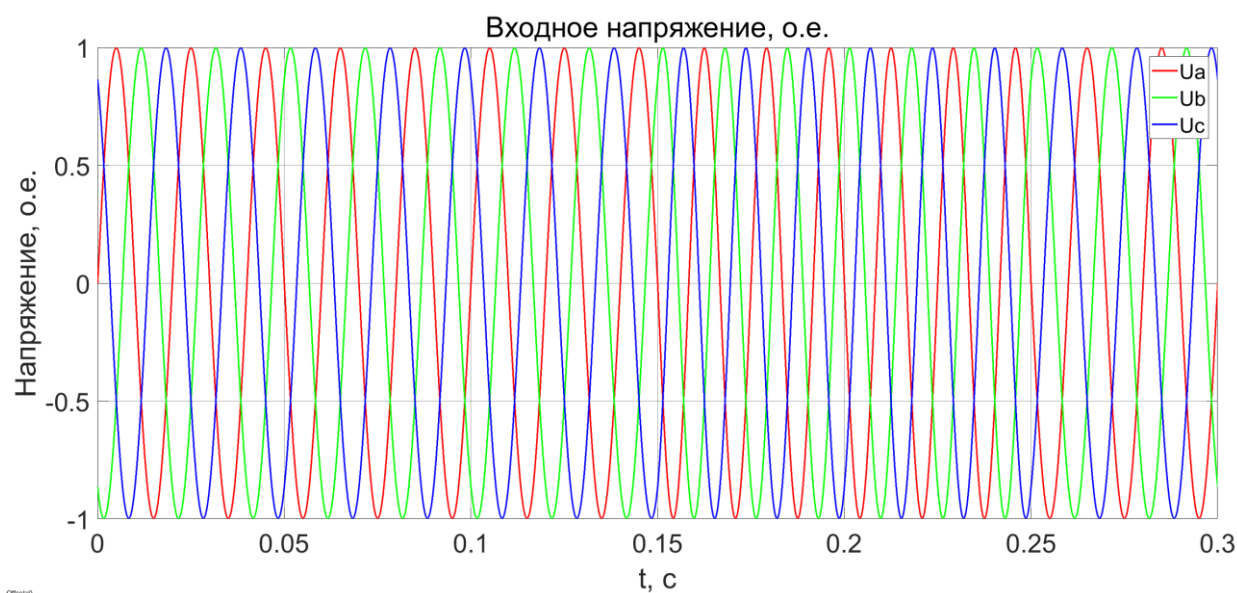


Рисунок 3.9 – Осциллограмма входного фазного напряжения в системе координат (A, B, C) со ступенчатым изменением частоты

Рассмотренные выше процессы при работе ФАПЧ-СК приведены для случая, когда входное напряжение представляет собой симметричную идеальную синусоидальную последовательность, однако, в соответствии с ГОСТ 32144-2013 в напряжении допускается одновременное наличие, как несимметричных, так и гармонических составляющих. Далее выполняется исследование влияния несимметрии и несинусоидальности питающего напряжения на работу алгоритма ФАПЧ-СК для трех сценариев.

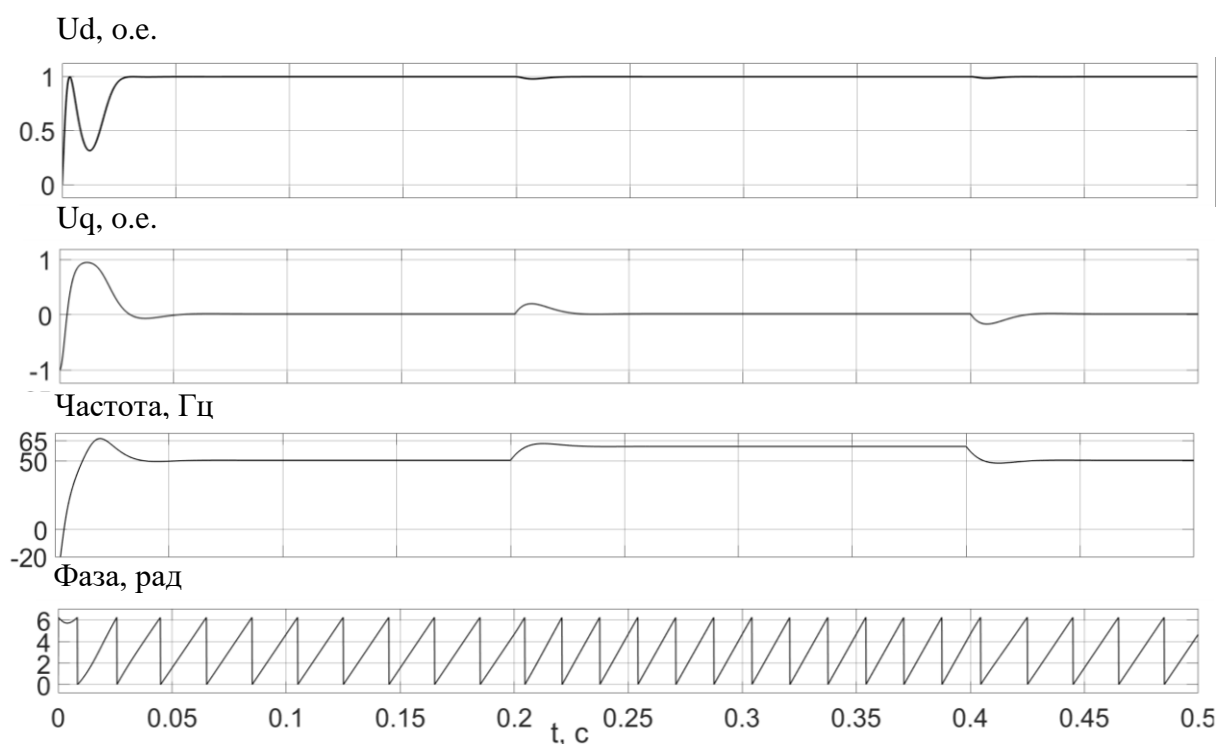


Рисунок 3.10 – Переходные процессы по входному напряжению в системе координат (d, q) , вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π

Рассмотренные выше процессы при работе ФАПЧ-СК приведены для случая, когда входное напряжение представляет собой симметричную идеальную синусоидальную последовательность, однако, в соответствии с ГОСТ 32144-2013 в напряжении допускается одновременное наличие, как несимметричных, так и гармонических составляющих. Далее выполняется исследование влияния несимметрии и несинусоидальности питающего напряжения на работу алгоритма ФАПЧ-СК для трех сценариев.

Сценарий 1. Переходные процессы в контуре ФАПЧ-СК при входном фазном напряжении в трехфазной системе координат (A, B, C) , изображенном на рисунке 3.11, приведены на рисунке 3.12. На рисунке 3.12 представлены переходные процессы по входному напряжению в системе координат (d, q) , вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы

вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π .

Коэффициенты ПИ-регулятора соответствуют значениям, рассмотренным выше. Для оценки работы алгоритма при наличии несимметрии входного напряжения (в рамках ГОСТ 32144-2013) в момент времени $t=0,15$ с выполнено ступенчатое изменение коэффициента несимметрии напряжений по обратной последовательности K_{2U} от 0% до 4% [15], в момент времени $t=0,25$ с значение K_{2U} восстановлено до исходного уровня в 0%.

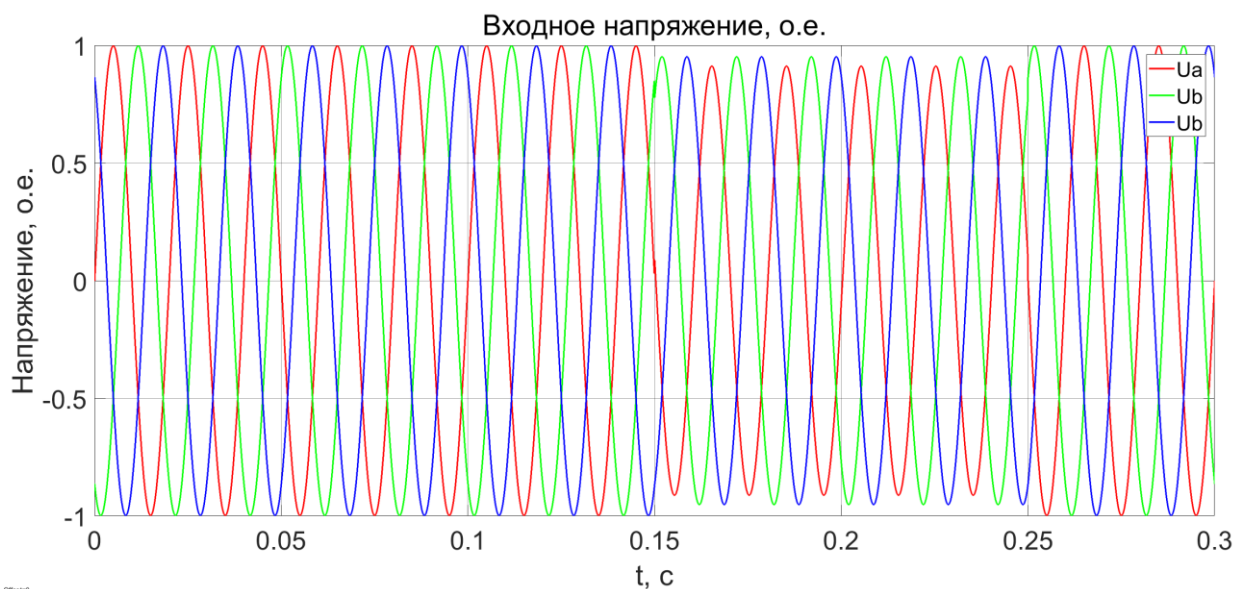


Рисунок 3.11 – Осциллограмма входного фазного напряжения в системе координат (A, B, C) со ступенчатым изменением коэффициента несимметрии напряжений по обратной последовательности

Таким образом, во входной изображающий вектор вносится возмущающий сигнал, соответствующий вектору напряжения обратной последовательности входного напряжения, параметры которого необходимо идентифицировать.

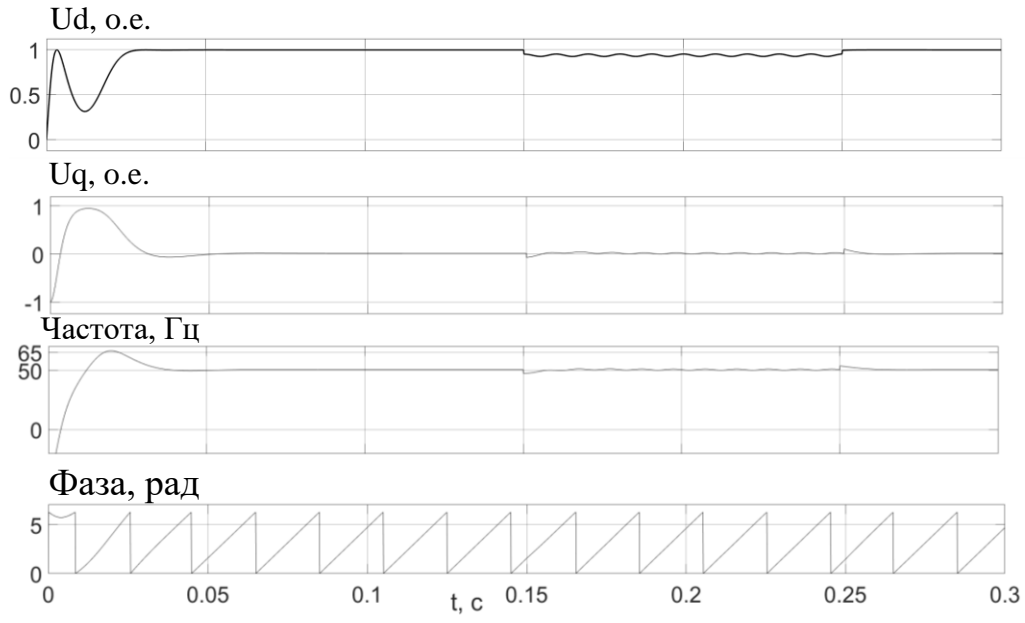


Рисунок 3.12 – Переходные процессы по входному напряжению в системе координат (d, q) , вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π (Для Сценария 1)

Сценарий 2. Переходные процессы в контуре ФАПЧ-СК при входном фазном напряжении в трехфазной системе координат (A, B, C) , изображенном на рисунке 3.13, приведены на рисунке 3.14. На рисунке 3.14 представлены переходные процессы по входному напряжению в системе координат (d, q) , вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π . Коэффициенты ПИ-регулятора соответствуют значениям, рассмотренным выше. Для оценки работы алгоритма при наличии несинусоидальности входного напряжения (в рамках ГОСТ 32144-2013) в момент времени $t = 0,15$ с выполнено ступенчатое изменение коэффициентов нечетных гармонических составляющих напряжения для пятой гармоники $K_{U(5)}$ от 0% до 4%, для седьмой гармоники $K_{U(7)}$ от 0% до 3% [15], в момент времени $t = 0,25$ с значения $K_{U(5)}$ и $K_{U(7)}$ восстановлены до исходного уровня в 0%.

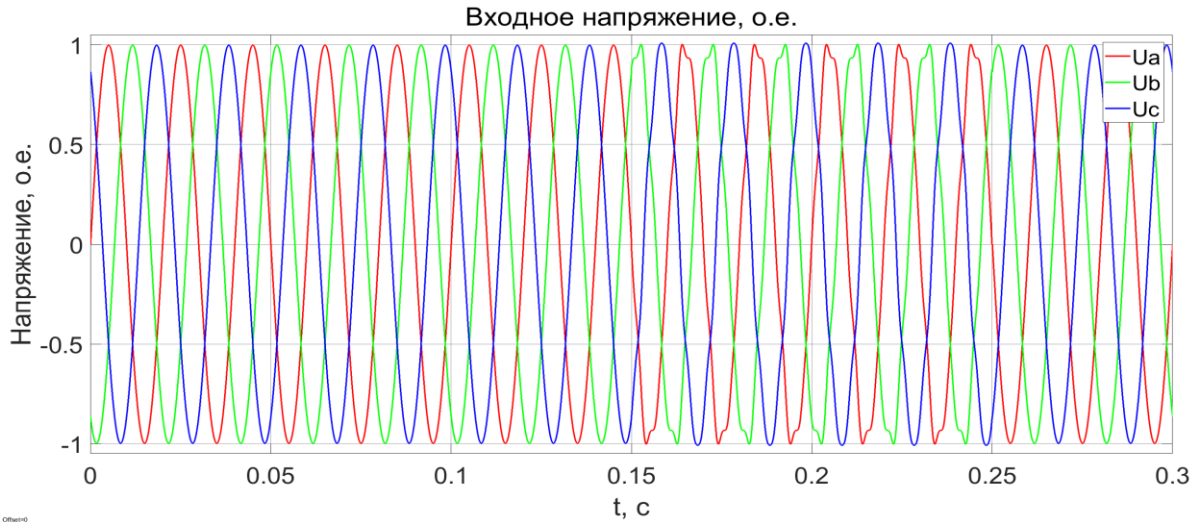


Рисунок 3.13 – Осциллограмма входного фазного напряжения в системе координат (A, B, C) со ступенчатым изменением коэффициентов нечетных гармонических составляющих напряжения для пятой и седьмой гармоник

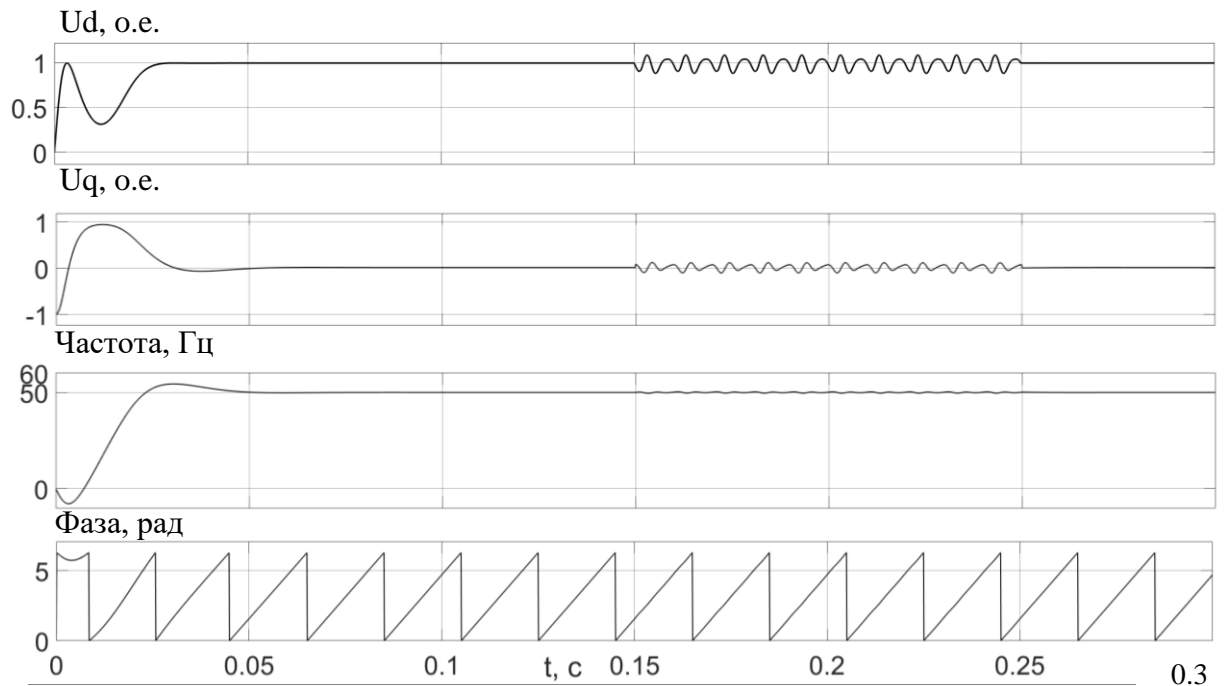


Рисунок 3.14 – Переходные процессы по входному напряжению в системе координат (d, q) , вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π (Для Сценария 2)

Сценарий 3 (Комбинация Сценария 1 и Сценария 2). Переходные процессы в контуре ФАПЧ-СК при входном фазном напряжении в трехфазной системе координат (A, B, C) , изображенном на рисунке 3.15, приведены на рисунке 3.16. На рисунке 3.16 представлены переходные процессы по входному напряжению в системе координат (d, q) , вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π . Коэффициенты ПИ-регулятора соответствуют значениям, рассмотренным выше. Для оценки работы алгоритма при наличии несинусоидальности и несимметрии входного напряжения (в рамках ГОСТ 32144-2013) в момент времени $t = 0,15$ с выполнено ступенчатое изменение коэффициентов нечетных гармонических составляющих напряжения для пятой гармоники $K_{U(5)}$ от 0% до 4%, для седьмой гармоники $K_{U(7)}$ от 0% до 3%, а также ступенчатым изменением коэффициента несимметрии напряжений по обратной последовательности K_{2U} от 0% до 4% [15], в момент времени $t = 0,25$ с значения $K_{U(5)}$, $K_{U(7)}$ и K_{2U} восстановлены до исходного уровня в 0%.

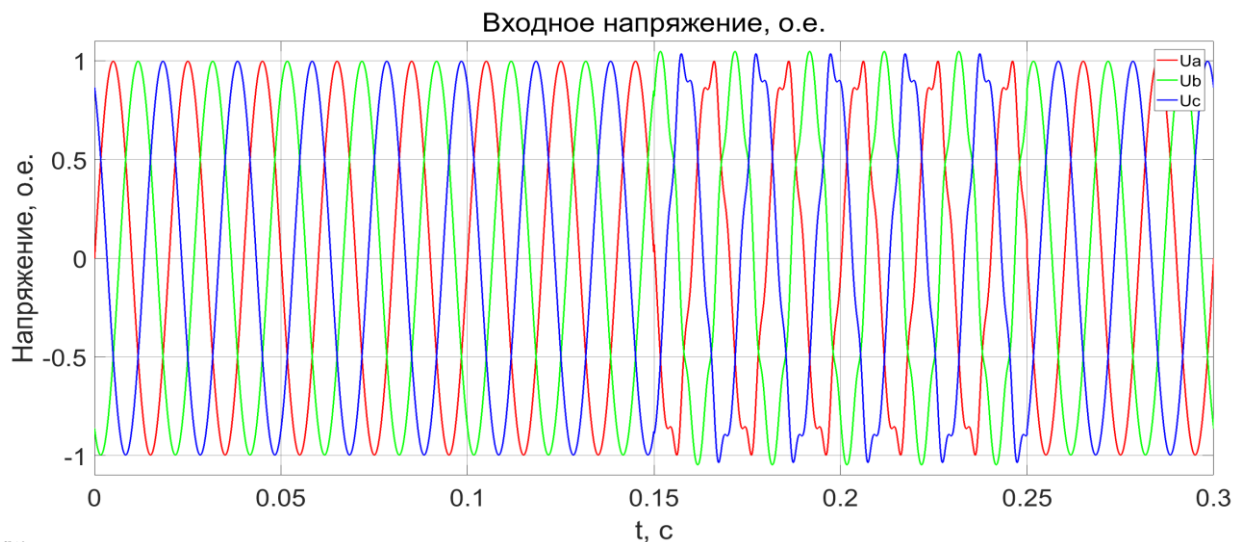


Рисунок 3.15 – Осциллограмма входного фазного напряжения в системе координат (A, B, C) со ступенчатым изменением коэффициентов нечетных гармонических составляющих напряжения для пятой и седьмой гармоник и коэффициента несимметрии напряжений по обратной последовательности

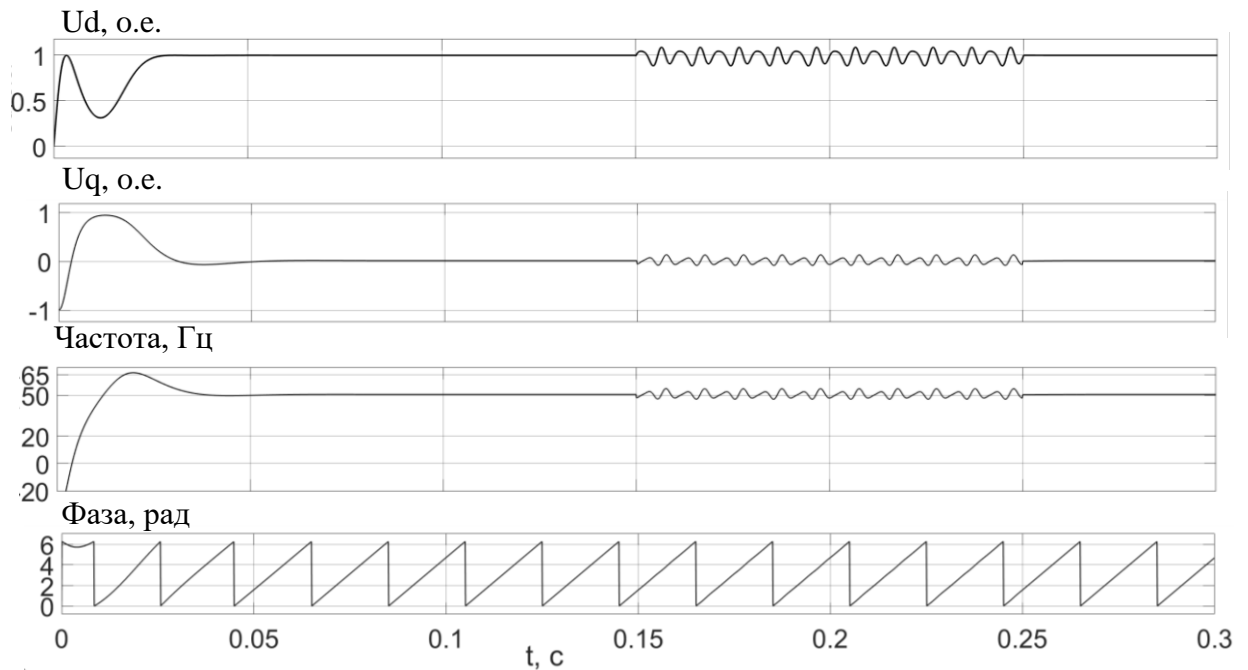


Рисунок 3.16 – Переходные процессы по входному напряжению в системе координат (d, q) , вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π (Для Сценария 3)

Анализируя осциллограммы работы алгоритма ФАПЧ-СК для случаев наличия несимметрии и (или) несинусоидальности входного напряжения, следует вывод о снижении работоспособности алгоритма. Несимметрия и несинусоидальность входного напряжения оказывают влияние на рассчитанные оценки векторов входного напряжения в системе координат (d, q) , оценку частоты входного сигнала, оценку фазы входного сигнала. В значении выходных оценок величин алгоритма ФАПЧ-СК появляется статическая ошибка, а также возникают автоколебания в значениях оценок. Имитационное моделирование алгоритма ФАПЧ-СК подтверждает его низкую помехоустойчивость к наличию несимметричных и несинусоидальных составляющих во входном напряжении. Наличие гармонических составляющих, в целом оказывают большее влияние на величину ошибок в работе алгоритма ФАПЧ-СК, чем наличие несимметрии входного напряжения в проведенных опытах. В таблице 3.1 приведены

величины размаха ошибки в определении выходных переменных алгоритма ФАПЧ-СК для рассмотренных выше трех Сценариев наличия несинусоидальных и (или) несимметричных искажений формы входного напряжения.

Таблица 3.1 – Величина размаха ошибки в определении параметров входного напряжения алгоритма ФАПЧ-СК при наличии искажений входного напряжения

Сценарий	Размах ΔU_d , о.е.	Размах ΔU_q , о.е.	Размах Δf , Гц	Размах Δf , о.е.
1	0,03	0,03	0,9	0,018
2	0,21	0,22	7,3	0,146
3	0,2	0,21	7,8	0,156

Анализ величины ошибок вычисления параметров входного напряжения ФАПЧ-СК показывает, что наиболее «тяжелым» случаем, является одновременное наличие несимметрии и несинусоидальности входного напряжения. При этом наличие несинусоидальности входного напряжения оказывает большее влияние на величину ошибки в отличие от несимметрии. Ошибка в определении частоты входного напряжения в случае наличия несинусоидальных и несимметричных искажений формы входного напряжения, допустимых ГОСТ 32144-2013, приводит к ошибке в определении частоты напряжения до 15,6%, ошибки в определении амплитуды входного напряжения – до 21%. Очевидно, что в случае нормирования показателей качества в части синусоидальности и симметрии формы, руководствуясь нормативами ГОСТ Р 51317.2.4-2000 (МЭК 61000-2-4-94) с большими допустимыми уровнями искажений синусоидальности формы напряжения (класс 2 и класс 3), алгоритм ФАПЧ-СК будет выполнять вычисление параметров напряжения при еще больших величинах ошибки.

Появление ошибки и низкая помехоустойчивость алгоритма ФАПЧ-СК даже в случае наличия во входном напряжении искажений в рамках ГОСТ [15, 57], ограничивают его применимость.

Некоторое улучшение рабочих характеристик ФАПЧ-СК может быть достигнуто установкой выходных фильтров нижних частот, выполняющих «сглаживание» колебаний внутренних переменных контура регулирования фазы. Тем не менее, их применение приведет к возникновению дополнительной инерционности работы алгоритма, увеличит значение статической ошибки и снизит быстродействие процессов регулирования по сравнению с исходным случаем при «идеально» синусоидальном входном напряжении.

Еще одним подходом к повышению помехоустойчивости алгоритма ФАПЧ-СК является перенос оценки частоты с выхода ПИ-регулятора на выход интегрального канала ПИ-регулятора, решение отображено на рисунке 3.17. При этом время регулирования алгоритма при определении частоты возрастает на 11,8% (38 мс), а максимальное перерегулирование снижается до величины – 8,8% по сравнению с исходным случаем ФАПЧ-СК.

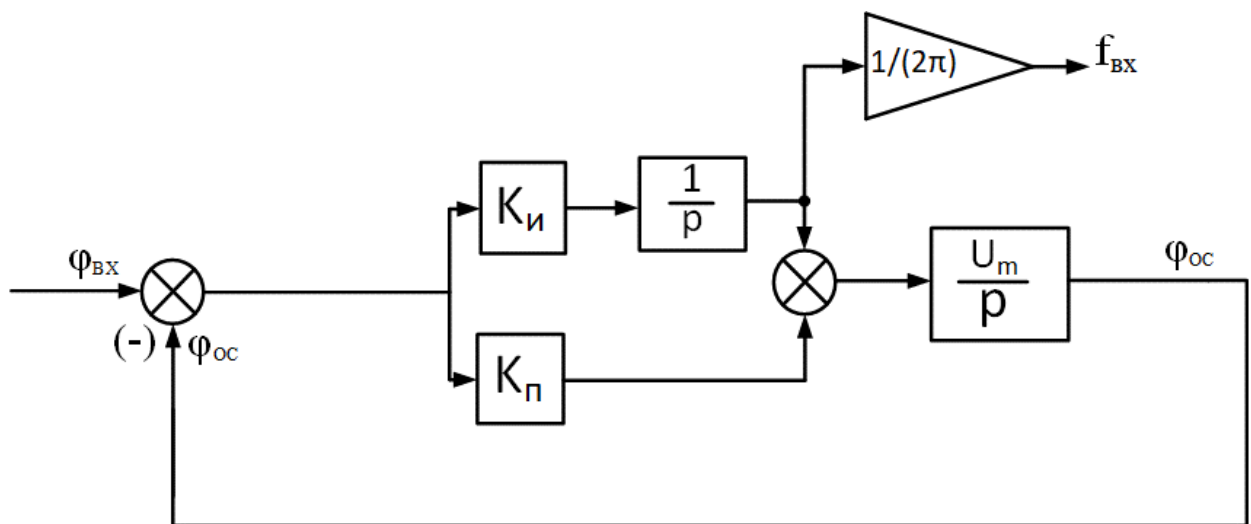


Рисунок 3.17 – Структурная схема для синтеза регулятора алгоритма

ФАПЧ-СК повышенной помехоустойчивости

На рисунке 3.18 приведены переходные процессы при работе алгоритма ФАПЧ-СК с повышением помехоустойчивости, для входного напряжения соответствующего Сценарию 3, рассмотренному выше. Осциллограммы работы усовершенствованного алгоритма по другим сценариям не приводятся, однако, показатели качества для них будут далее обсуждаться. В таблице 3.2 указаны показатели величины размаха ошибки в определении выходных переменных алгоритма ФАПЧ-СК с повышением помехоустойчивости для рассмотренных выше трех сценариев наличия несинусоидальных и (или) несимметричных искажений формы входного напряжения. Из анализа таблицы 3.2 видно, что повышение помехоустойчивости переносом выхода оценки частоты в интегральную составляющую ПИ-регулятора, повышает помехоустойчивость алгоритма ФАПЧ-СК.

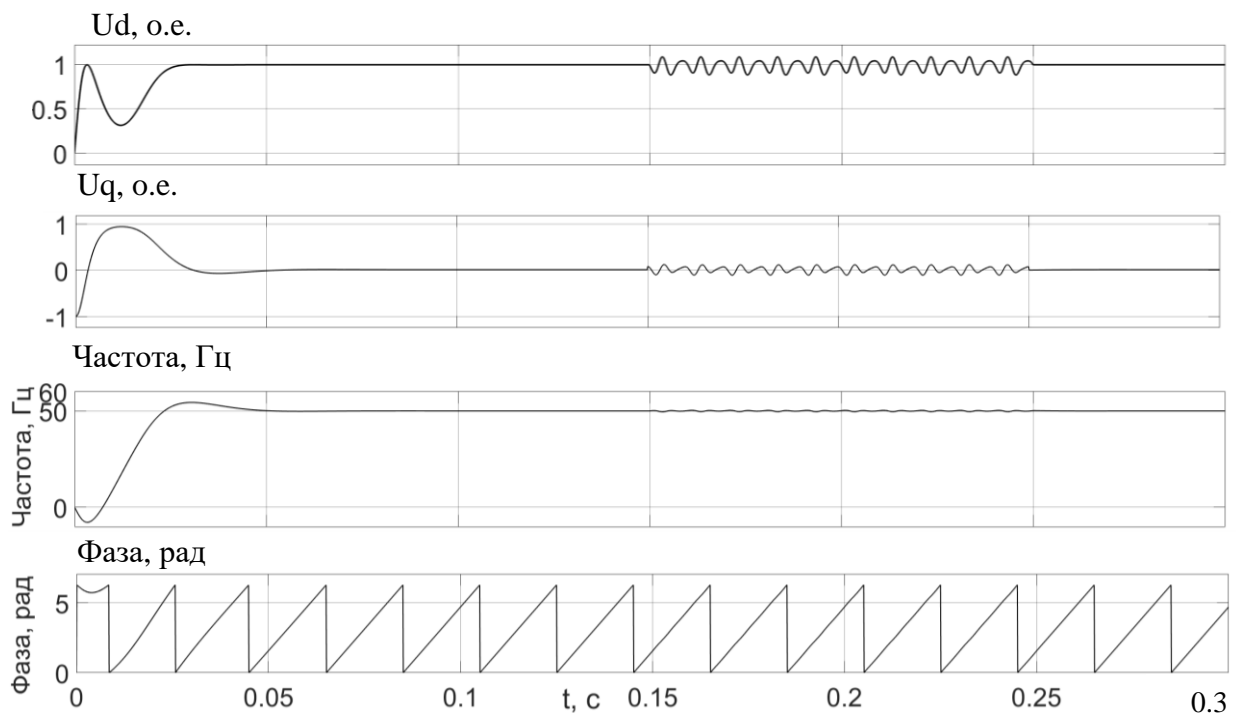


Рисунок 3.18 – Переходные процессы по входному напряжению в системе координат (d, q) , вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π (Для Сценария 3 и структуры повышенной помехоустойчивости)

Таблица 3.2 – Величина размаха ошибки в определении параметров входного напряжения алгоритма ФАПЧ-СК с повышением помехоустойчивости при наличии искажений входного напряжения

Сценарий	Размах ΔUd , о.е.	Размах ΔUq , о.е.	Размах Δf , Гц	Размах Δf , о.е.
1	0,026	0,026	0,57	0,011
2	0,21	0,22	5,6	0,112
3	0,2	0,22	5,8	0,116

Алгоритм ФАПЧ-СК позволяет определить фазу, частоту и амплитуду входного напряжения, однако, при наличии искажений входного напряжения, даже в рамках нормативов [15, 57] в оценках величин входного напряжения появляются ошибки. Для повышения помехоустойчивости при выполнении синхронизации и вычисления параметров напряжения требуется переход к более детальной модификации алгоритмов управления.

3.3 Алгоритм идентификации с предварительной синхронизацией в структуре подхода фазовой автоподстройки частоты с двойной синхронной системой координат

Неустойчивая работа алгоритма ФАПЧ-СК при наличии несимметрии входного напряжения может быть исключена с применением нового подхода, называемого алгоритм ФАПЧ с двойной синхронной системой координат (ФАПЧ-СК2). В его основу положено представление входного напряжения методом симметричных составляющих. При разложении результирующего изображающего вектора входного напряжения на изображающие векторы прямой, обратной и нулевой последовательностей, и выполнении ориентирования векторов в системе координат (d, q) , совпадающей с изображающим вектором прямой последовательности, изображающий вектор обратной последовательности в данной системе координат является переменным с частотой 2ω . Применение фильтра, для устранения колебаний с указанной частотой, возможно, но, как было сказано ранее, применение

фильтра с низкой частотой среза значительно замедлит работу алгоритма. Аналогичная ситуация будет в случае, если выполнить ориентацию вращающейся системы координат по изображающему вектору обратной последовательности. Таким образом, между системами координат, ориентированным по векторам прямой и обратных последовательностей, имеются перекрестные связи.

Для исключения перекрестных связей системы (d, q) с изображающим вектором обратной (прямой) последовательности, необходимо алгоритм ФАПЧ-СК дополнить входной цепью, их компенсирующей. Система координат, ориентированная по изображающему вектору прямой последовательности в дальнейшем, именуется $(d, q)^+$, система координат, ориентированная по вектору обратной последовательности $(d, q)^-$.

Компенсация перекрестных связей выполняется из соотношений:

$$\mathbf{U}_{dq+} = \begin{pmatrix} U_{d+} \\ U_{q+} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_{d+}^* \\ U_{q+}^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \cos(2\theta) & \sin(2\theta) \\ -\sin(2\theta) & \cos(2\theta) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \overline{U_{d-}} \\ \overline{U_{q-}} \end{pmatrix}, \quad (3.9)$$

$$\mathbf{U}_{dq-} = \begin{pmatrix} U_{d-} \\ U_{q-} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_{d-}^* \\ U_{q-}^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \cos(-2\theta) & \sin(-2\theta) \\ -\sin(-2\theta) & \cos(-2\theta) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \overline{U_{d+}} \\ \overline{U_{q+}} \end{pmatrix}, \quad (3.10)$$

где \mathbf{U}_{dq+} – изображающий вектор напряжения прямой последовательности в системе координат $(d, q)^+$; \mathbf{U}_{dq-} – изображающий вектор напряжения обратной последовательности в системе координат $(d, q)^-$; $\begin{pmatrix} U_{d+}^* \\ U_{q+}^* \end{pmatrix}$ – вектор напряжений компенсированный от перекрестной связи с вектором обратной последовательности; $\begin{pmatrix} U_{d-}^* \\ U_{q-}^* \end{pmatrix}$ – вектор напряжений компенсированный от перекрестной связи с вектором прямой последовательности; $\begin{pmatrix} \overline{U_{d+}} \\ \overline{U_{q+}} \end{pmatrix} = \frac{1}{T_{\phi p+1}} \begin{pmatrix} U_{d+}^* \\ U_{q+}^* \end{pmatrix}$; $\begin{pmatrix} \overline{U_{d-}} \\ \overline{U_{q-}} \end{pmatrix} = \frac{1}{T_{\phi p+1}} \cdot \begin{pmatrix} U_{d-}^* \\ U_{q-}^* \end{pmatrix}$; T_{ϕ} – постоянная времени фильтра нижних частот (ФНЧ), с.

Структурная схема алгоритма ФАПЧ-СК2 приведена на рисунке 3.19. Алгоритм ФАПЧ-СК2 вычисляет фазу входного напряжения прямой последовательности. Алгоритм вычисления фазы идентичен подходу ФАПЧ-СК, включает в себя такие же элементы, и расчет параметров ПИ-регулятора не отличается от подхода, представленного для алгоритма ФАПЧ-СК, в соотношениях (3.6) – (3.8). Отличие ФАПЧ-СК2 в наличии входных цепей компенсации перекрестных связей между прямой и обратной последовательностями напряжения, формируемых на основании (3.9) -(3.10).

Постоянная времени ФНЧ выбирается на основании следующего выражения [78]:

$$T_{\phi} = \frac{1}{\Omega_{\phi}} = \frac{1}{\left(\frac{\Omega_0}{\sqrt{2}}\right)}, \quad (3.11)$$

где $\Omega_0 = 2\pi f_0$ – номинальная циклическая частота контура ФАПЧ-СК2, на которую выполняется настройка, рад/с; f_0 – номинальная частота настройки, Гц.

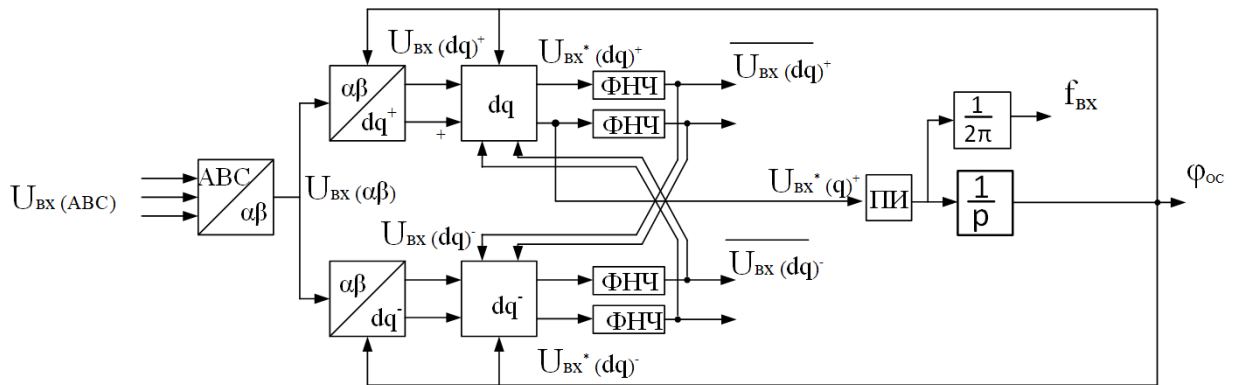


Рисунок 3.19 – Структурная схема контура вычисления фазы входного трехфазного напряжения с применением алгоритма ФАПЧ-СК2

На рисунке 3.20 приведены переходные процессы в контуре ФАПЧ-СК2 при входном фазном напряжении в трехфазной системе координат (A, B, C) , совпадающим с осциллограммой напряжения, изображенной на рисунке 3.7. На рисунке 3.20 представлены переходные процессы по входному напряжению в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного

напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π . Настройка ПИ-регулятора совпадает с настройкой для алгоритма ФАПЧ-СК. Для наглядности работы алгоритма в момент времени $t=0,15$ с выполнено ступенчатое изменение частоты сигнала с 50 Гц до 60 Гц, в момент времени $t=0,25$ с частота напряжения восстановлена до исходного уровня в 50 Гц.

Анализ переходных процессов подтверждает работоспособность алгоритма ФАПЧ-СК2. Алгоритм обеспечивает определение параметров входного напряжения с отсутствием статической ошибки. Максимальное перерегулирование процесса по определению частоты – 6,2 %, время регулирования составляет 33 мс, что менее двух периодов питающей сети.

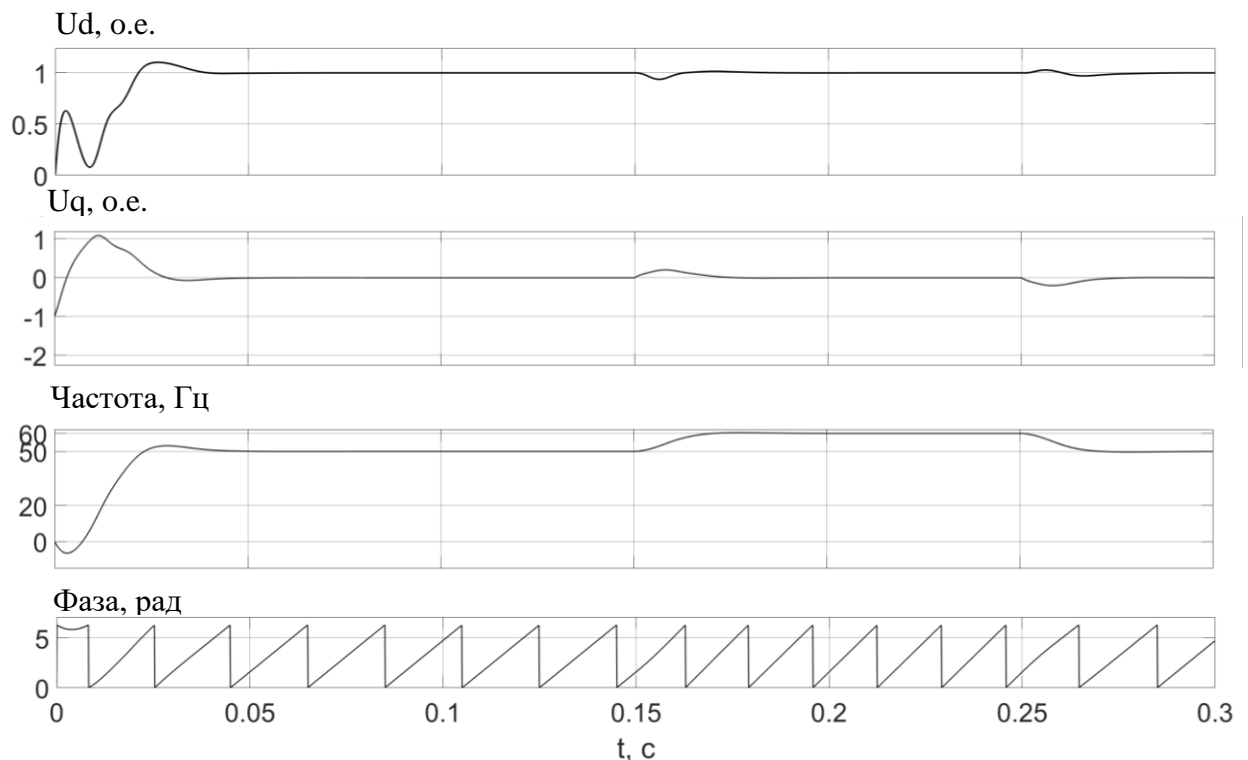


Рисунок 3.20 – Переходные процессы по входному напряжению в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π для ФАПЧ-СК2

Далее выполнен анализ работоспособности алгоритма ФАПЧ-СК2 в условиях несимметрии и (или) несинусоидальности входного напряжения, по рассмотренным в предыдущем разделе Сценариям.

На рисунках 3.21-3.23 представлены переходные процессы при работе алгоритма ФАПЧ-СК2 при форме входного напряжения для *Сценария 1*, *Сценария 2* и *Сценария 3*, соответственно. Переходные процессы на рисунках 3.21 – 3.23 приведены для входного напряжения в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π .

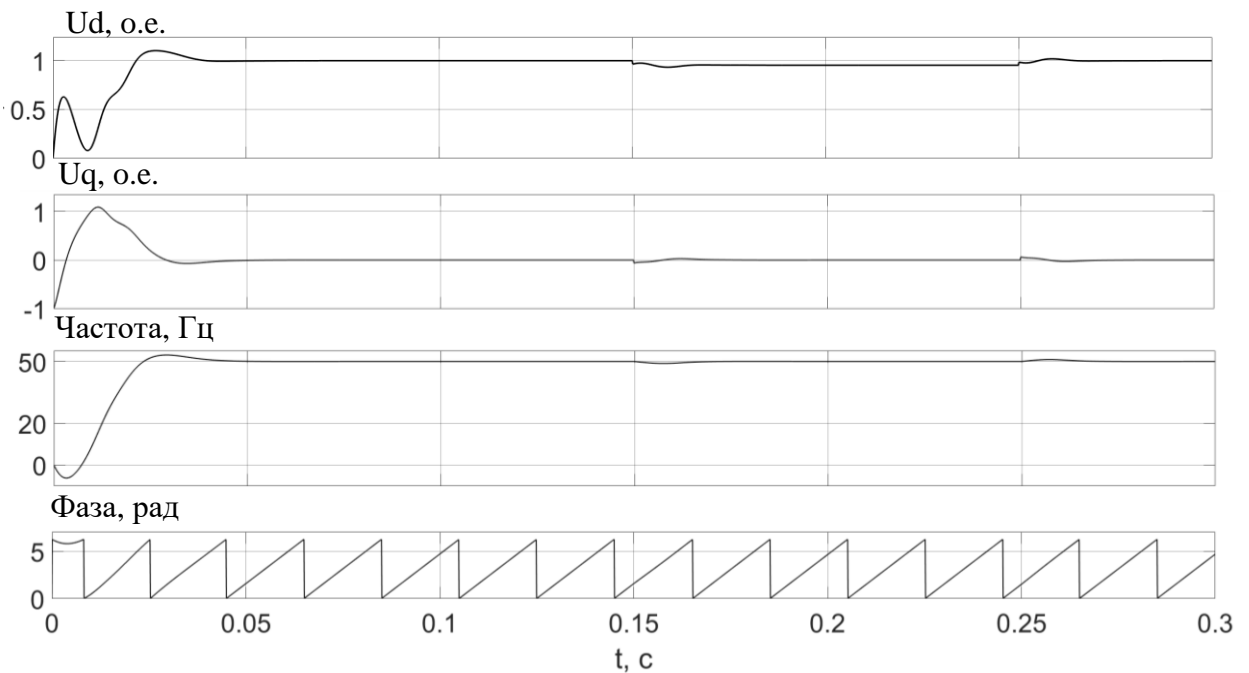


Рисунок 3.21 – Переходные процессы по входному напряжению в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π для ФАПЧ-СК2 (Для Сценария 1)

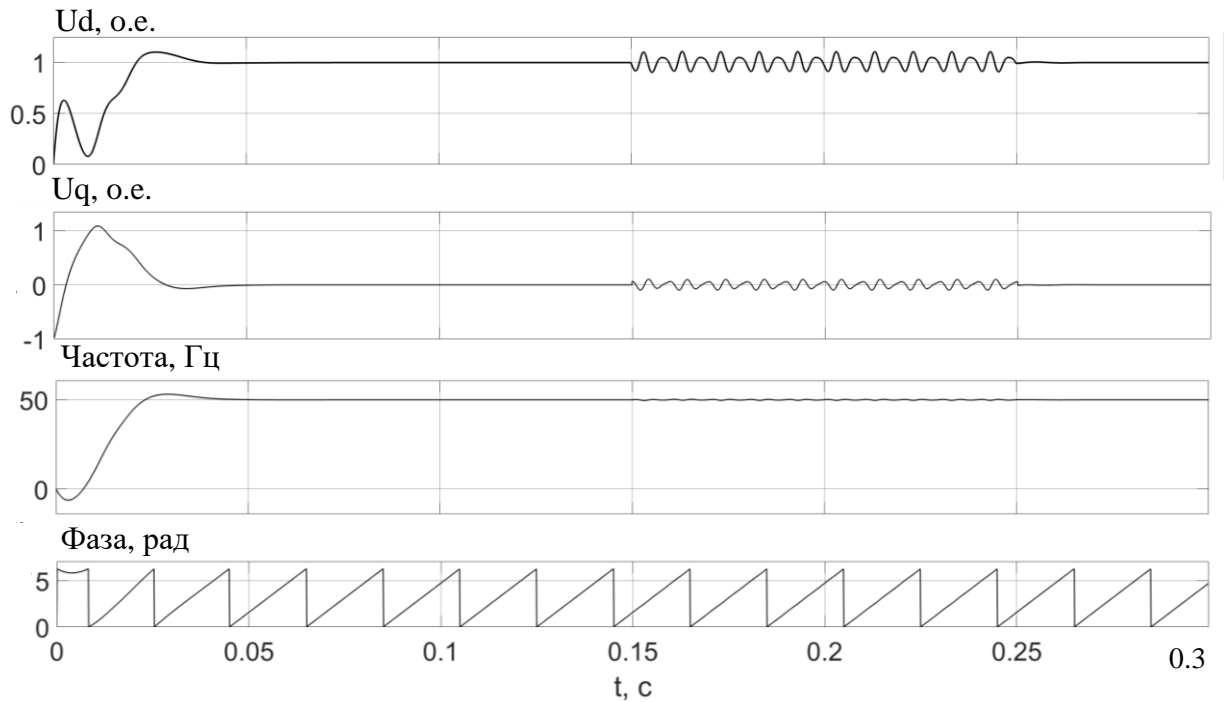


Рисунок 3.22 – Переходные процессы по входному напряжению в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π для ФАПЧ-СК2 (Для Сценария 2)

Анализ переходных процессов при работе ФАПЧ-СК2 показывает, что в случае наличия несимметрии входного напряжения алгоритм выполняет определение параметров без статической ошибки.

Также ФАПЧ-СК2 позволяет выполнить оценку амплитуды и фазы изображающих векторов напряжения прямой и обратной последовательностей, что видно из осциллограммы U_{d+} , приведенной на рисунке 3.21. В случае наличия в напряжении несинусоидальных искажений, в работе алгоритма возникает ошибка и автоколебания в определении величины параметров.

В таблице 3.3 указаны показатели величины размаха ошибки в определении выходных переменных алгоритма ФАПЧ-СК2 для рассмотренных выше трех Сценариев наличия несинусоидальных и (или) несимметричных искажений формы входного напряжения.

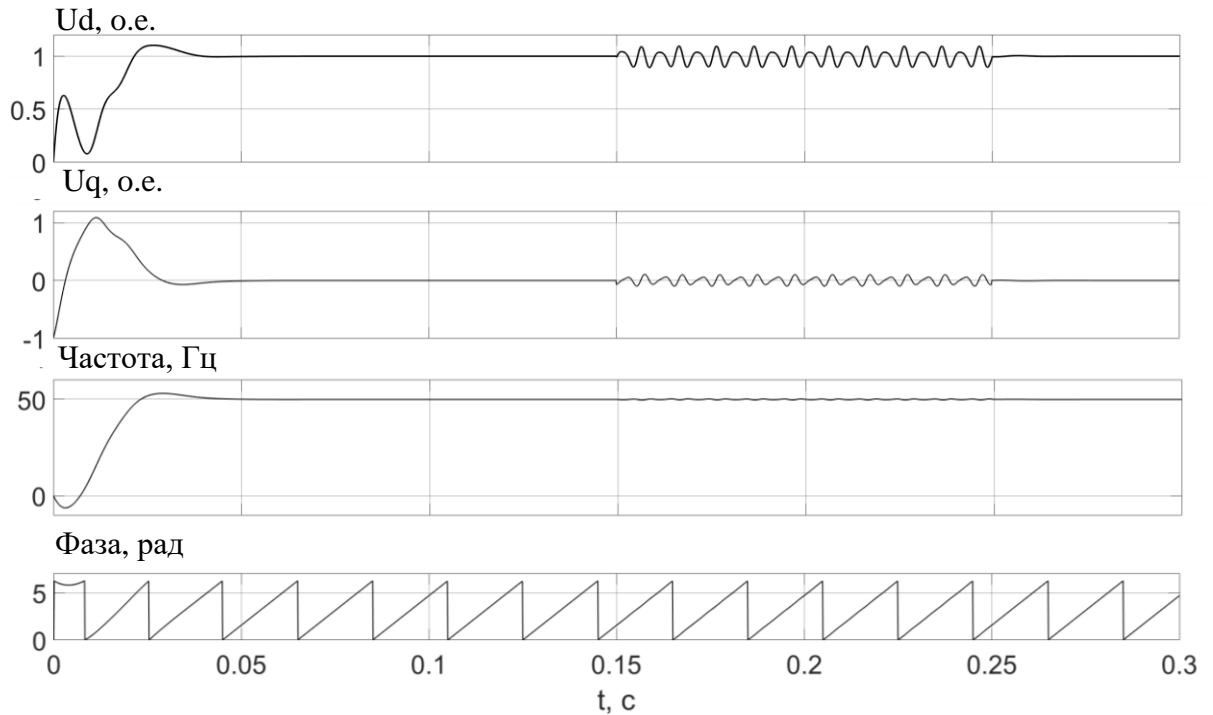


Рисунок 3.23 – Переходные процессы по входному напряжению в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π для ФАПЧ-СК2 (Для Сценария 3)

Таблица 3.3 – Величина размаха ошибки в определении параметров входного напряжения алгоритма ФАПЧ-СК2 при наличии искажений входного напряжения

Сценарий	Размах ΔU_d , о.е.	Размах ΔU_q , о.е.	Размах Δf , Гц	Размах Δf , о.е.
1	0	0	0	0
2	0,2	0,2	0,55	0,011
3	0,2	0,2	0,56	0,0112

В целом, разработанный для выполнения предварительной синхронизации алгоритм ФАПЧ-СК2 обеспечивают лучшую помехоустойчивость в сравнении с исходным алгоритмом ФАПЧ-СК, а также позволяет выполнять оценку изображающих векторов прямой и обратной

последовательностей. Однако, влияние несинусоидальности на работу алгоритма полностью скомпенсировать не удастся.

3.4 Алгоритм идентификации с предварительной синхронизацией в структуре подхода фазовой автоподстройки частоты с двойным интегрированием

Применяя подход, аналогичный ФАПЧ-СК2, с тем отличием, что ориентация изображающих векторов выполняется в неподвижной системе координат (α, β) . Представим изображающие вектора напряжения прямой $\mathbf{U}_{\alpha\beta+}$ и обратной последовательностей $\mathbf{U}_{\alpha\beta-}$:

$$\mathbf{U}_{\alpha\beta+} = T_{\alpha\beta+} \cdot \mathbf{U}_{\alpha\beta}, \quad (3.12)$$

$$\mathbf{U}_{\alpha\beta-} = T_{\alpha\beta-} \cdot \mathbf{U}_{\alpha\beta}, \quad (3.13)$$

где $\mathbf{U}_{\alpha\beta}$ – вектор входного напряжения в системе координат (α, β) ; $T_{\alpha\beta+} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{pmatrix}$, $T_{\alpha\beta-} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{pmatrix}$ – матрицы перехода прямой и обратной последовательностей; $q = e^{-j \cdot \frac{\pi}{2}}$ – оператор поворота.

Следовательно, для выделения прямой и обратной последовательности в изображающем векторе входного напряжения, необходимо получить смещенные на 90 электрических градусов проекции входного напряжения. Смещение фазы вектора синусоидальной функции оператором q эквивалентно операции интегрирования.

Структурная схема алгоритма, позволяющего выполнить смещение вектора на 90 электрических градусов приведена на рисунке 3.24. Такой алгоритм далее именуется ФАПЧ с двойным интегрированием (ФАПЧ-ДИ) [79, 80]. Параметр K , стоящий в прямом канале структуру (3.24), для обеспечения приемлемых запасов устойчивости и динамики, рекомендуется принимать значением, равным $\sqrt{2}$.

Определение изображающих векторов прямой и обратной последовательностей и их проекций в системе координат, выполняется следующим образом:

$$\mathbf{U}_{\alpha\beta+} = \begin{pmatrix} U_{\alpha} - qU_{\beta} \\ qU_{\alpha} + U_{\beta} \end{pmatrix}, \quad (3.14)$$

$$\mathbf{U}_{\alpha\beta-} = \begin{pmatrix} U_{\alpha} - qU_{\beta} \\ -qU_{\alpha} + U_{\beta} \end{pmatrix}. \quad (3.15)$$

На рисунке 3.24 приведена структурная схема алгоритма фазосмещения изображающего вектора. В соответствии с (3.12) – (3.15) на рисунке 3.25 приведена полная структурная схема ФАПЧ-ДИ.

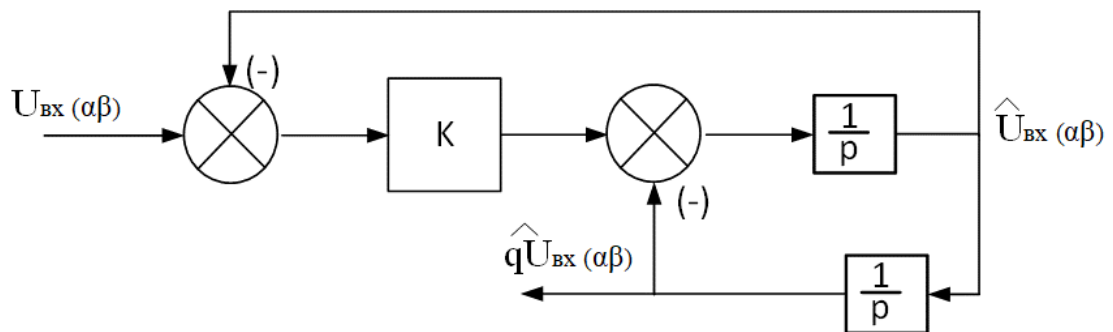


Рисунок 3.24 – Структурная схема подсистемы фазосмещения изображающего вектора на 90° с двойным интегрированием

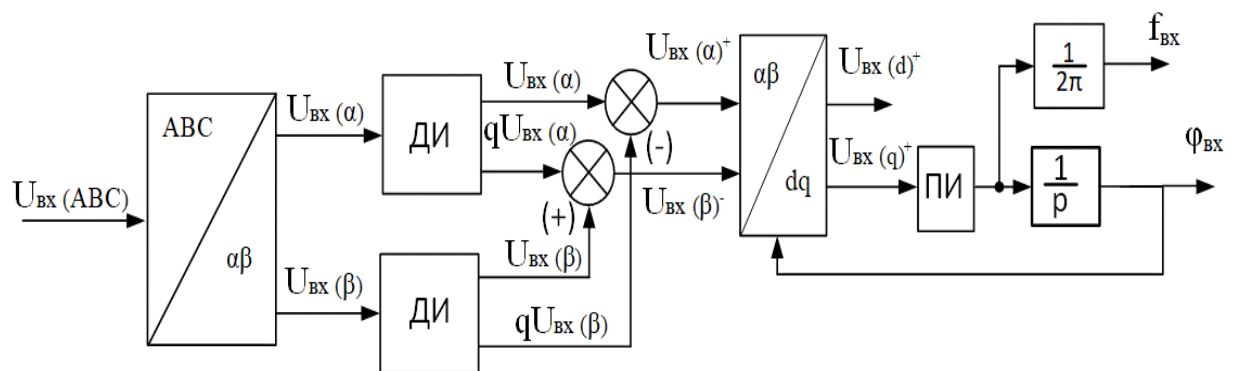


Рисунок 3.25 – Структурная схема алгоритма синхронизации на базе ФАПЧ-ДИ

На рисунке 3.26 приведены переходные процессы в контуре ФАПЧ-ДИ при входном фазном напряжении в трехфазной системе координат (A, B, C) , совпадающим с осциллограммой напряжения, изображенной на рисунке 3.7. На рисунке 3.26 представлены переходные процессы по входному

напряжению в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π . Настройка ПИ-регулятора совпадает с настройкой для алгоритма ФАПЧ-СК. Для наглядности работы алгоритма в момент времени $t = 0,15$ с выполнено ступенчатое изменение частоты сигнала с 50 Гц до 60 Гц, в момент времени $t = 0,25$ с частота напряжения восстановлена до исходного уровня в 50 Гц.

Анализ переходных процессов подтверждает работоспособность алгоритма ФАПЧ-ДИ. Алгоритм обеспечивает определение параметров входного напряжения с отсутствием статической ошибки.

Максимальное перерегулирование процесса по определению частоты – 11,9 %, время регулирования составляет 51 мс, что менее трех периодов питающей сети

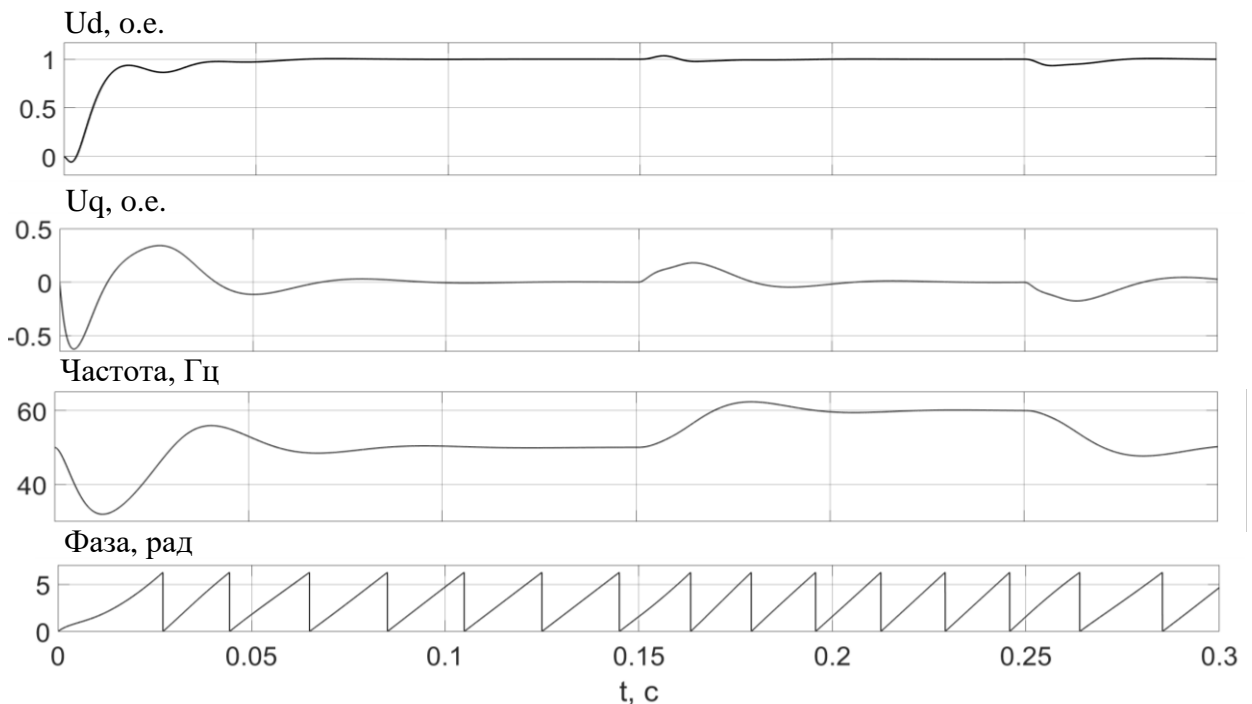


Рисунок 3.26 – Переходные процессы по входному напряжению в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π для ФАПЧ-ДИ

Далее выполнен анализ работоспособности алгоритма ФАПЧ-ДИ в условиях несимметрии и (или) несинусоидальности входного напряжения, по рассмотренным в предыдущих разделах Сценариям.

На рисунках 3.27-3.29 представлены переходные процессы при работе алгоритма ФАПЧ-ДИ при форме входного напряжения для *Сценария 1*, *Сценария 2* и *Сценария 3*, соответственно.

Переходные процессы на рисунках 3.27-3.29 приведены для входного напряжения в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π .

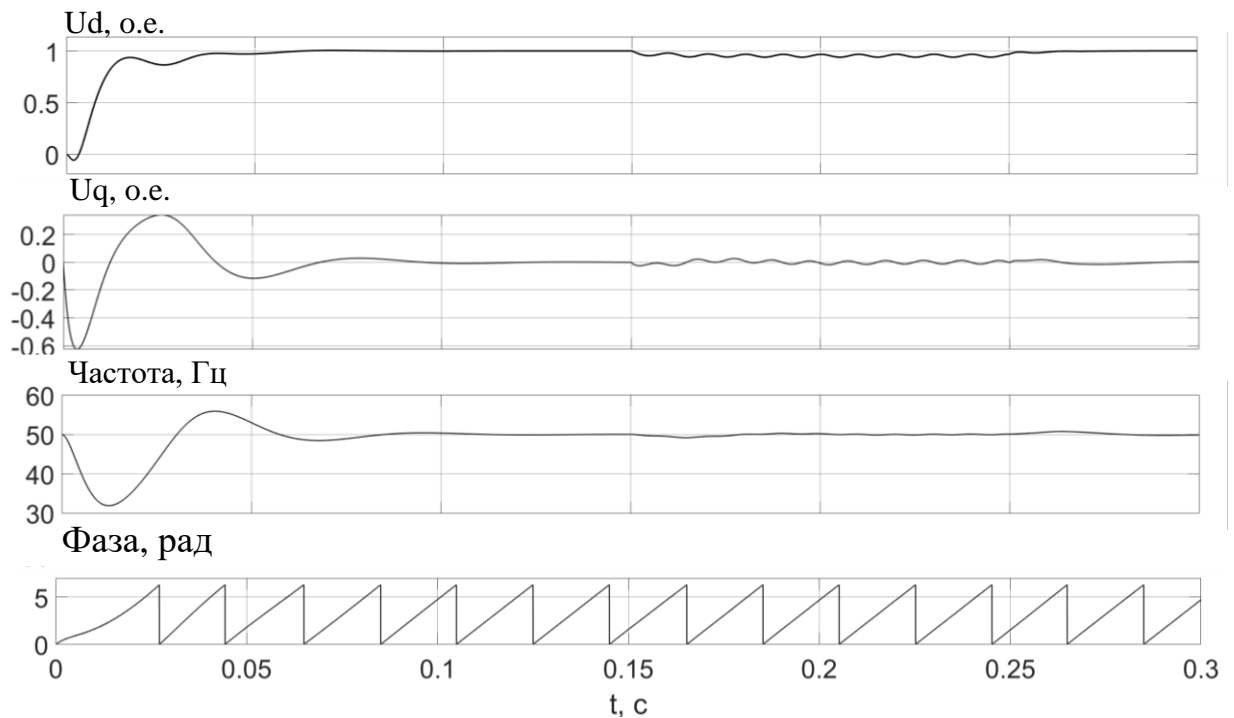


Рисунок 3.27 – Переходные процессы по входному напряжению в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π для ФАПЧ-ДИ (Для Сценария 1)

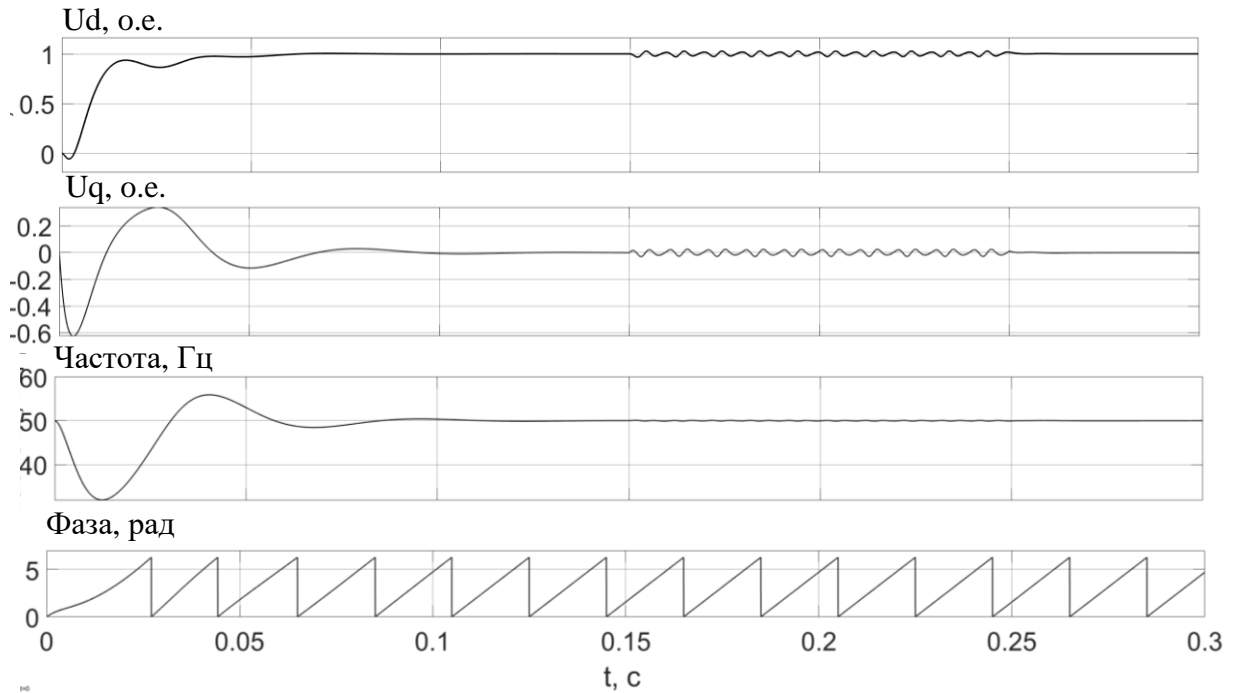


Рисунок 3.28 – Переходные процессы по входному напряжению в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π для ФАПЧ-ДИ (Для Сценария 2)

Анализ переходных процессов при работе ФАПЧ-ДИ показывает, что наличие несимметрии и несинусоидальности входного напряжения вносит статическую ошибку в определение параметров входного напряжения. Большее влияние оказывает наличие гармонических составляющих в составе входного напряжения.

Также ФАПЧ-ДИ позволяет выполнить оценку амплитуды и фазы изображающих векторов напряжения прямой и обратной последовательностей в неподвижной системе координат (α, β) .

В таблице 3.4 указаны показатели величины размаха ошибки в определении выходных переменных алгоритма ФАПЧ-ДИ для рассмотренных выше трех Сценариев наличия несинусоидальных и (или) несимметричных искажений формы входного напряжения.

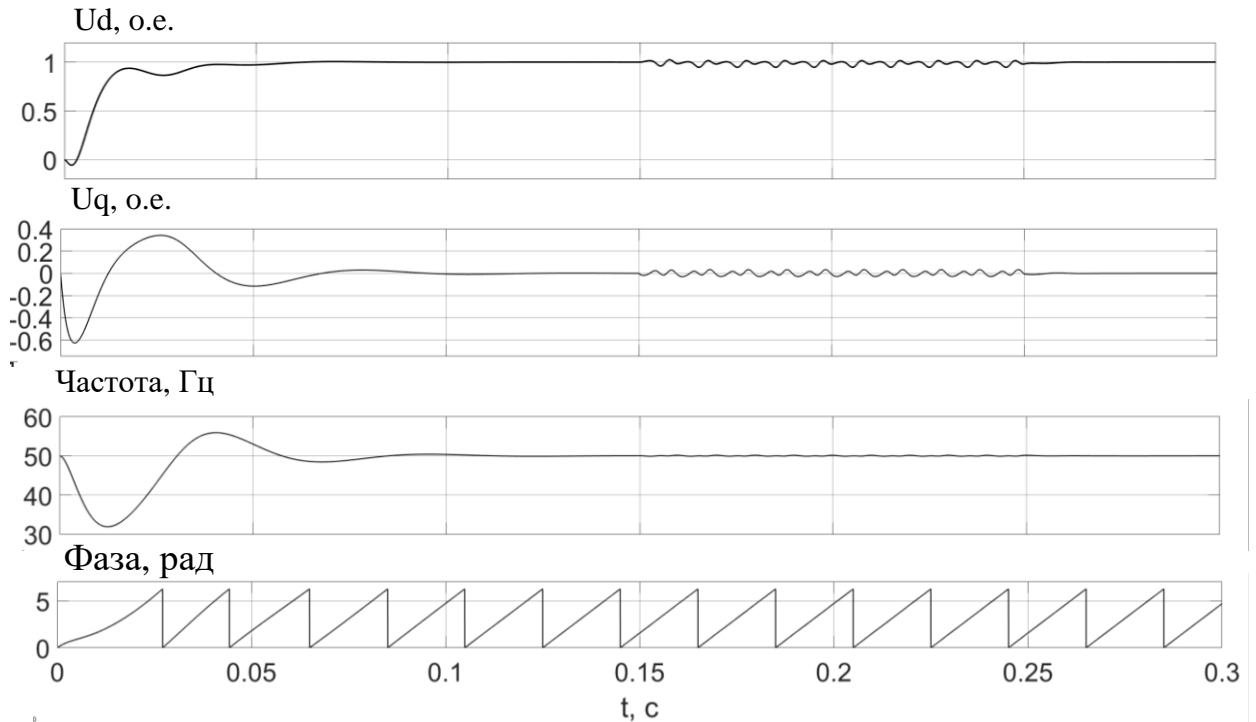


Рисунок 3.29 – Переходные процессы по входному напряжению в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π для ФАПЧ-ДИ (Для Сценария 3)

Алгоритм ФАПЧ-ДИ обеспечивает лучшую помехоустойчивость в сравнении с исходным алгоритмом ФАПЧ-СК и модифицированным алгоритмом ФАПЧ-СК2, кроме режимов наличия только несимметрии входного напряжения, а также позволяет выполнять оценку изображающих векторов прямой и обратной последовательностей.

Таблица 3.4 – Величина размаха ошибки в определении параметров входного напряжения алгоритма ФАПЧ-ДИ при наличии искажений входного напряжения

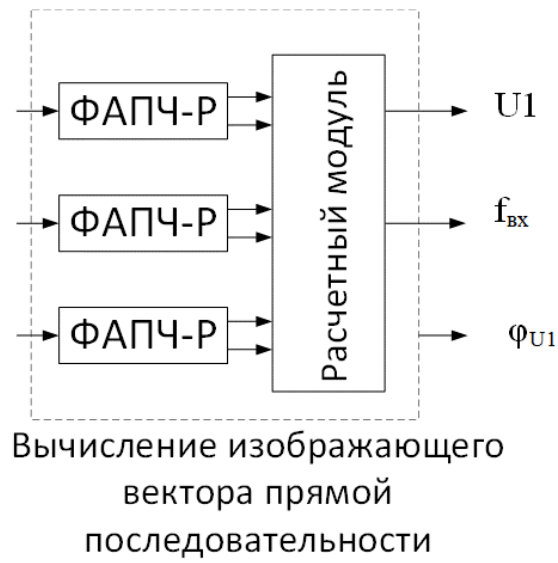
Сценарий	Размах ΔU_d , о.е.	Размах ΔU_q , о.е.	Размах Δf , Гц	Размах Δf , о.е.
1	0,03	0,03	0,15	0,003
2	0,1	0,1	0,15	0,003
3	0,1	0,1	0,25	0,005

Однако, влияние несинусоидальности на работу алгоритма полностью скомпенсировать не удастся. Стоит отметить, что согласно рисункам 3.19 и 3.25, реализация ФАПЧ-ДИ требует только один преобразователь координат (ПК) в систему (d, q) , в отличие от алгоритма ФАПЧ-СК2, где необходимо четыре ПК для системы (d, q) , что значительно упрощает его практическую программную реализацию.

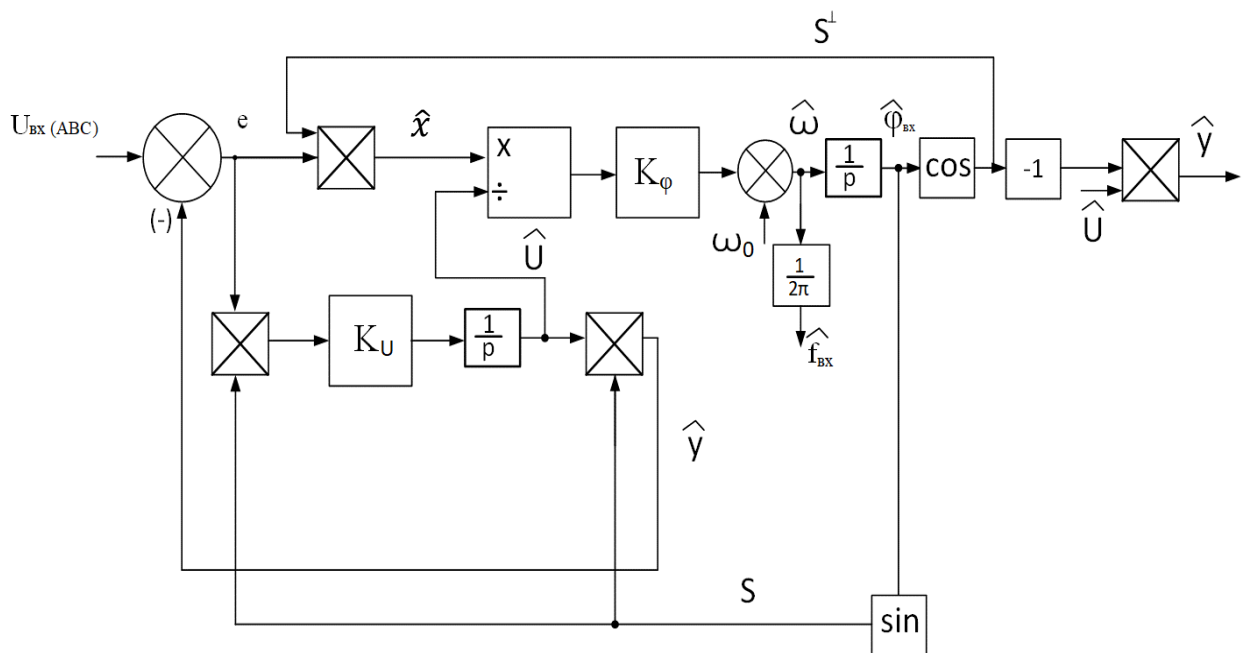
3.5 Алгоритм идентификации с предварительной синхронизацией на основе расширенного алгоритма фазовой автоподстройки частоты

Расширенный алгоритм ФАПЧ (ФАПЧ-Р) является модернизацией стандартного алгоритма ФАПЧ-СК [81]. Как было рассмотрено ранее, в случае наличия напряжения обратной последовательности, в системе координат (d, q) при ее ориентации по изображающему вектору прямой последовательности, вследствие наличия перекрестных связей возникают колебания удвоенной частоты 2ω , от изображающего вектора обратной последовательности. ФАПЧ-Р выполняет оценку и компенсацию амплитуды колебаний на удвоенной частоте, для выполнения синхронизации с прямой последовательностью входного напряжения. Оценка фазы напряжения выполняется алгоритмом, схожим с ФАПЧ-СК на базе ПИ-регулятора. Оценка амплитуды, выполняется при помощи интегрального регулятора (И-регулятора).

Структурная схема ФАПЧ-Р приведена на рисунке 3.30. Особенностью алгоритма ФАПЧ-Р является то, что для его работы не требуется вычислений векторов напряжения прямой и обратных последовательностей во вращающейся синхронно с ними системах координат $(d, q)^+$ и $(d, q)^-$. Однако, алгоритм позволяет выполнить оценку амплитуды и фазы изображающих векторов прямой и обратной последовательностей U_1 и U_2 . Для реализации алгоритма принципиально не требуются преобразователи координат.



а)



б)

Рисунок 3.30 – Структурная схема алгоритма ФАПЧ-Р: а) структурная схема системы; б) блок синхронизации ФАПЧ-Р

На рисунке 3.30 приняты следующие обозначения:

1. $\hat{\varphi}$ – оценка фазы входного напряжения;

2. $\hat{\omega}$ – оценка частоты входного напряжения;
3. \hat{U} – оценка амплитуды входного напряжения;
4. S – оценка изображающего вектора входного напряжения в о.е.;
5. S^\perp – оценка изображающего вектора входного напряжения в о.е., смещенная на 90° по фазе;
6. \hat{y} – оценка изображающего вектора входного напряжения в абсолютных единицах;
7. \hat{y}^\perp – оценка изображающего вектора входного напряжения в абсолютных единицах, смещенная на 90° по фазе;
8. e – сигнал рассогласования;
9. \hat{x} – сигнал, пропорциональный производной входного напряжения.

Параметры регуляторов ФАПЧ-Р, рекомендуется выбирать исходя из соотношений:

$$K_U = \mu_1 = \lambda_1 \Omega_0, \quad (3.16)$$

$$K_\varphi = \frac{K_U^2}{8\lambda_2^2}, \quad (3.17)$$

где $\Omega_0 = 2\pi f_0$; $0,25 \leq \lambda_1 \leq 0,75$; $1 \leq \lambda_2 \leq 2$.

Уточненное значение оценки частоты входного напряжения, при помощи ФАПЧ-Р выполняется по структурной схеме наблюдателя частоты, структурно располагающегося в блоке «Расчетный модуль» (см. рисунок 3.30 а). Структура наблюдателя приведена на рисунке 3.31. Коэффициент регулятора μ_2 выбирается из условия разделения движения с контуром определения фазы, таким образом μ_2 от 5 до 10 раз больше, чем K_φ .

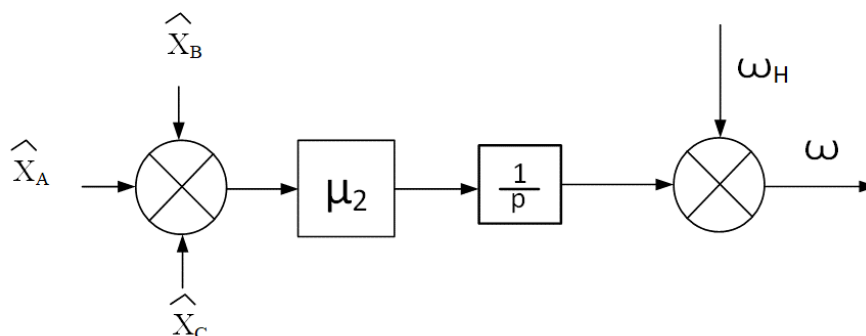


Рисунок 3.31 – Структурная схема блока оценки частоты входного сигнала

Вычисление оценки напряжения прямой последовательности в составе входного напряжения в осях (α, β) выполняется по соотношениям:

$$\begin{aligned} \widehat{y_{p\alpha}} &= \frac{1}{3} (U_{0a} \sin \varphi_a + U_{0b} \sin(\varphi_b + \frac{2\pi}{3}) + U_{0c} (\sin(\varphi_c - \frac{2\pi}{3})) = & (3.16) \\ &= (y_a^\perp - \frac{1}{2} y_b^\perp - \frac{\sqrt{3}}{2} y_b - \frac{1}{2} y_c^\perp + \frac{\sqrt{3}}{2} y_c) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \widehat{y_{p\beta}} &= \frac{1}{3} (U_{0a} \cos \varphi_a + U_{0b} \cos(\varphi_b + \frac{2\pi}{3}) + U_{0c} (\cos \varphi_c - \frac{2\pi}{3})) = & (3.17) \\ &= (y_a^\perp - \frac{1}{2} y_b^\perp + \frac{\sqrt{3}}{2} y_b - \frac{1}{2} y_c^\perp - \frac{\sqrt{3}}{2} y_c), \end{aligned}$$

На рисунке 3.32 приведены переходные процессы в контуре ФАПЧ-Р при входном фазном напряжении в трехфазной системе координат (A, B, C) , совпадающим с осциллограммой напряжения, изображенной на рисунке 3.7. На рисунке 3.32 представлены переходные процессы по амплитуде входного напряжения прямой и обратной последовательностей $U1$ и $U2$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π . Для наглядности работы алгоритма в момент времени $t=0,15$ с выполнено ступенчатое изменение частоты сигнала с 50 Гц до 60 Гц, в момент времени $t=0,25$ с частота напряжения восстановлена до исходного уровня в 50 Гц.

Анализ переходных процессов подтверждает работоспособность алгоритма ФАПЧ-Р. Алгоритм обеспечивает определение параметров входного напряжения с отсутствием статической ошибки. Максимальное перерегулирование процесса по определению частоты – 5 %, время регулирования составляет 8 мс, что менее периода питающей сети

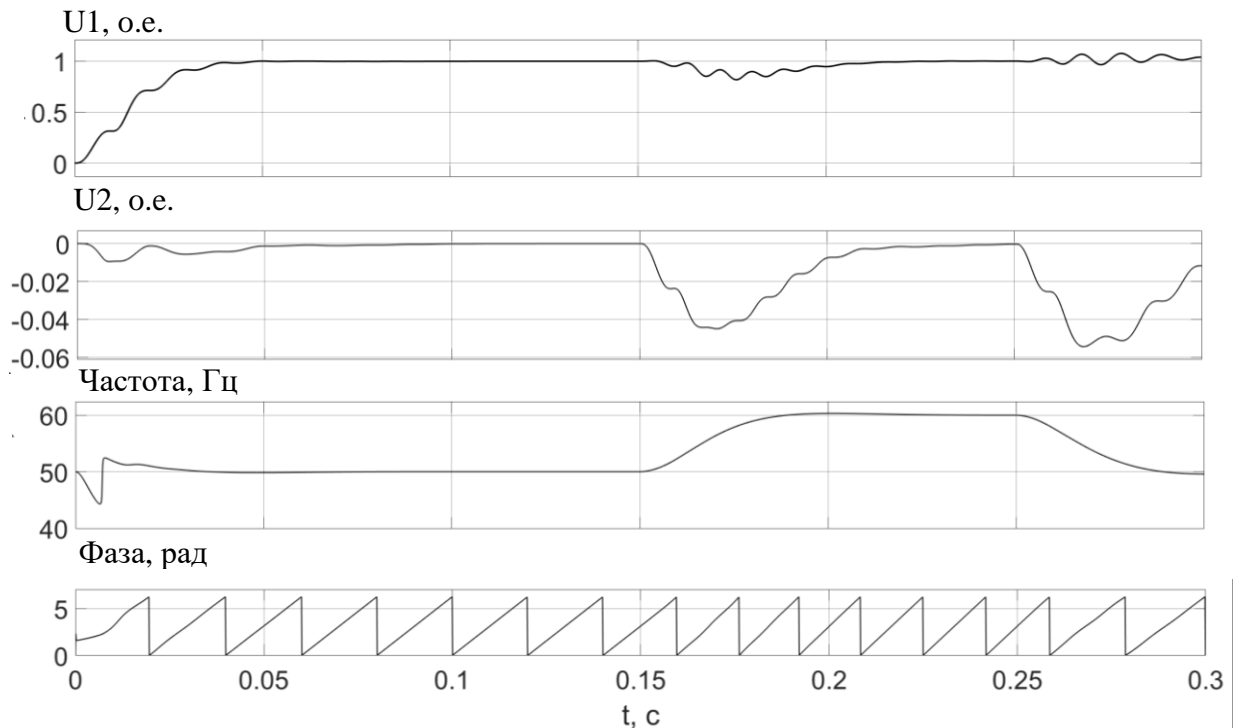


Рисунок 3.32 – Переходные процессы для входного напряжения прямой ($U1$) и обратной последовательности ($U2$), вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π для ФАПЧ-Р

Далее выполнен анализ работоспособности алгоритма ФАПЧ-Р в условиях несимметрии и (или) несинусоидальности входного напряжения, по рассмотренным в предыдущих разделах Сценариям.

На рисунках 3.33-3.35 представлены переходные процессы при работе алгоритма ФАПЧ-Р при форме входного напряжения для *Сценария 1*, *Сценария 2* и *Сценария 3*, соответственно. Переходные процессы на рисунках 3.33-3.35 приведены для входного напряжения прямой ($U1$) и обратной последовательности ($U2$), вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения прямой последовательности, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π .

Алгоритм идентификации выполняет вычисление частоты и фазы вектора прямой последовательности на основании измерения значений входного напряжения в системе координат (A, B, C) .

Следовательно, с применением ФАПЧ-Р возможна ориентация по изображающему вектору прямой последовательно без применения каких-либо ПК.

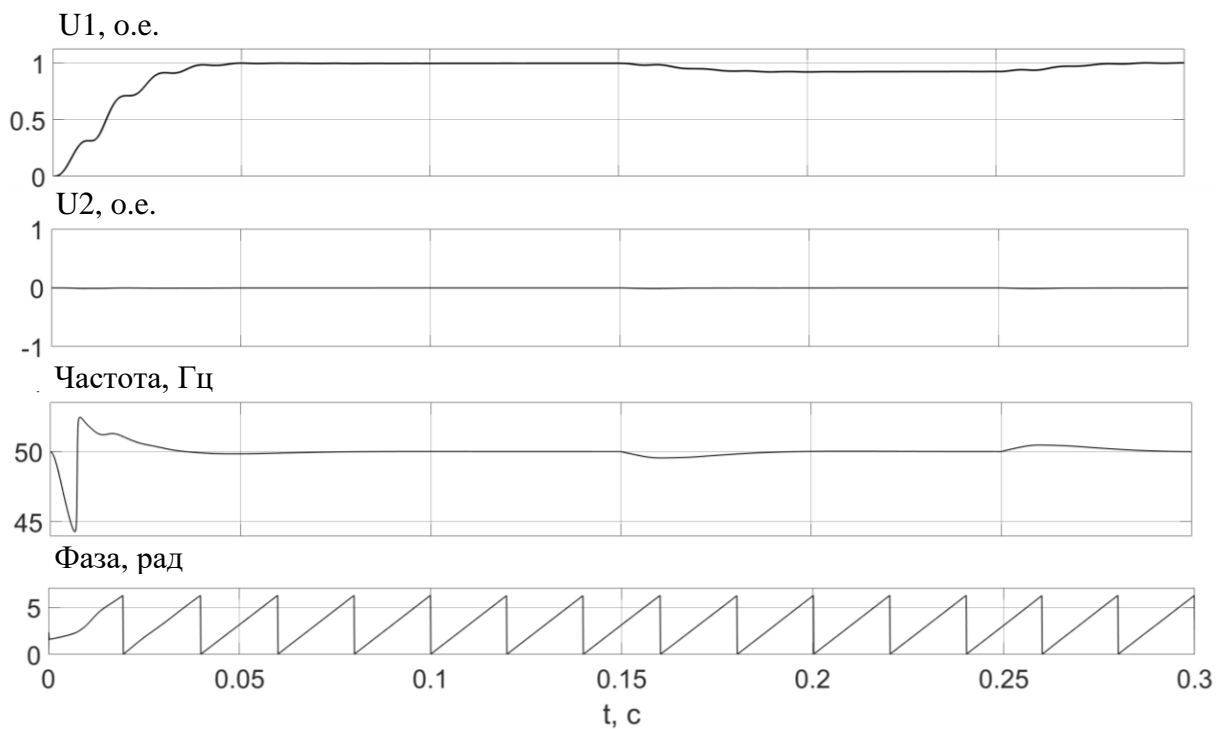


Рисунок 3.33 – Переходные процессы для входного напряжения прямой ($U1$) и обратной последовательности ($U2$), вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π для ФАПЧ-Р (Для Сценария 1)

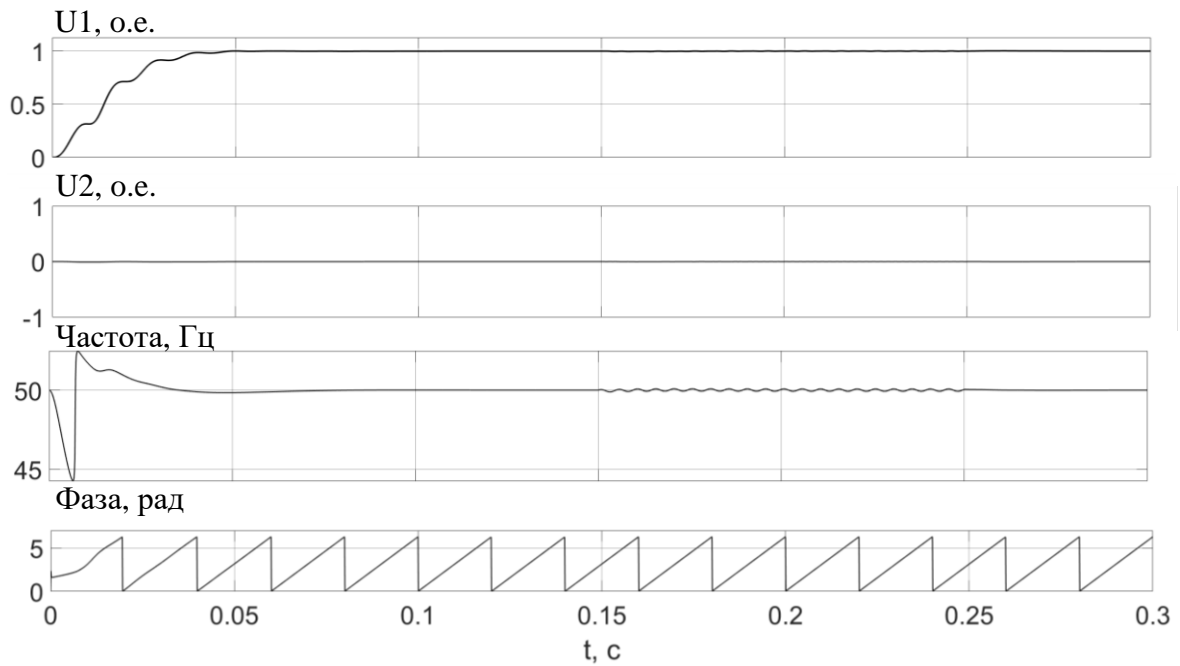


Рисунок 3.34 – Переходные процессы для входного напряжения прямой ($U1$) и обратной последовательности ($U2$), вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π для ФАПЧ-Р (Для Сценария 2)

Анализ переходных процессов при работе ФАПЧ-Р показывает, что наличие несинусоидальности входного напряжения вносит статическую ошибку в определение параметров входного напряжения. Размах Δf для всех Сценариев составляет – 4%, что ниже, чем в случаях ФАПЧ-СК, ФАПЧ-СК2 и ФАПЧ-ДИ. Колебания в определении вектора напряжения прямой последовательности ($U1$) отсутствуют, для вектора обратной последовательности ($U2$) – составляют менее 0,01 %.

Алгоритм ФАПЧ-Р выполняет оценку параметров входного напряжения с меньшей величиной ошибкой, чем рассмотренные выше алгоритмы. Также ФАПЧ-Р обеспечивает высокое быстродействие, и низкое значение максимального перерегулирования, в сравнении с рассмотренными ранее алгоритмами. Также ФАПЧ-Р позволяет выполнить оценку амплитуды и фазы

изображающих векторов напряжения прямой и обратной последовательностей без использования ПК.

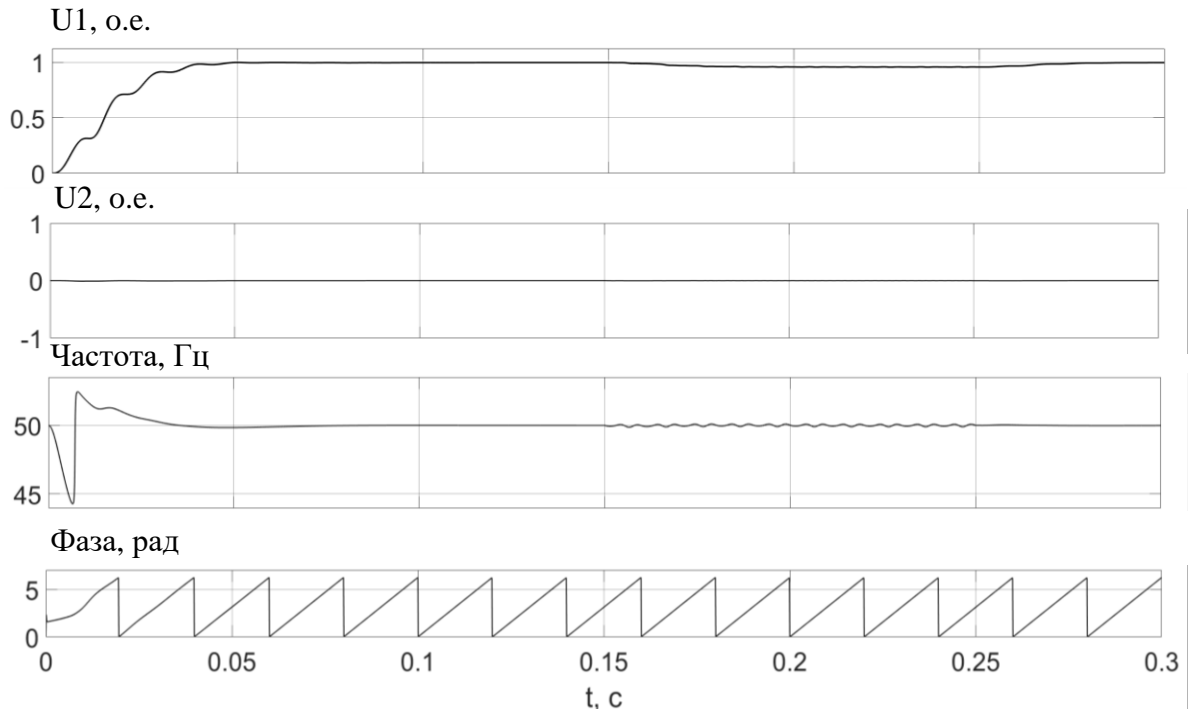


Рисунок 3.35 – Переходные процессы для входного напряжения прямой (U_1) и обратной последовательности (U_2), вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π для ФАПЧ-Р (Для Сценария 3)

3.6 Алгоритм идентификации с предварительной синхронизацией на основе расширенного фильтра Калмана

Расширенный фильтр Калмана (РФК), подход, применяемый в системах автоматического управления для выполнения фильтрации и вычисления оценок величин, недоступных прямому измерению [82, 83]. Алгоритмы автоматического управления на основе РФК находят свое широкое распространение в реализации законов регулирования и оценивания координат существенно нелинейных объектов с наличием перекрестных связей между каналами управления. Алгоритмы на основе фильтра Калмана

выполняются в две стадии. На первой стадии, которая называется стадия прогнозирования, выполняется вычисление оценки вектора состояния системы. На второй стадии, которая называется стадией коррекции, выполняется расчет корректирующих коэффициентов в фильтре Калмана, для компенсации ошибок между длинами компонентов вектора состояния системы, доступных прямому измерению и значениями их оценок.

Уравнения состояния для системы напряжений, записанных по методу симметричных составляющих, выражается в форме:

$$U_{\alpha}(t) = \sqrt{2}U_p \cos(\omega t + \varphi_p) + \sqrt{2}U_n \cos(\omega t + \varphi_n) = \quad (3.18)$$

$$\sqrt{2}(U_p \cos(\varphi_p) + U_n \sin(\varphi_n)) \sin(\omega t) = \sqrt{2}U_{\alpha} \cos(\omega t + \varphi_{\alpha}),$$

$$U_{\beta}(t) = \sqrt{2}U_p \sin(\omega t + \varphi_p) - \sqrt{2}U_n \sin(\omega t + \varphi_n) = \quad (3.19)$$

$$\sqrt{2}(U_p \sin(\varphi_p) - U_n \sin(\varphi_n)) \cos(\omega t) = \sqrt{2}U_{\beta} \cos(\omega t + \varphi_{\beta}),$$

где $U_p, \varphi_p, U_n, \varphi_n$ – амплитуды и фазы изображающих векторов прямой и обратной последовательностей, соответственно.

С учетом цифровой реализации фильтра Калмана, выражения (3.18)- (3.19) записываются в виде:

$$U_{\alpha}(n) = \sqrt{2}U_p \cos(\omega nT + \varphi_p) + \sqrt{2}U_n \cos(\omega nT + \varphi_n) =$$

$$\sqrt{2}(U_p \cos(\varphi_p) + U_n \sin(\varphi_n)) \sin(\omega nT) = \sqrt{2}U_{\alpha} \cos(\omega nT + \varphi_{\alpha}), \quad (3.20)$$

$$U_{\beta}(n) = \sqrt{2}U_p \sin(\omega nT + \varphi_p) - \sqrt{2}U_n \sin(\omega nT + \varphi_n) = \quad (3.21)$$

$$\sqrt{2}(U_p \sin(\varphi_p) - U_n \sin(\varphi_n)) \cos(\omega nT) = \sqrt{2}U_{\beta} \cos(\omega nT + \varphi_{\beta}),$$

В соответствии с выражениями (3.20)- (3.21) переменные состояния выражаются:

$$\begin{cases} x_1(n) = \sqrt{2}U_{\alpha} \cos(\omega nT + \varphi_{\alpha}) \\ x_2(n) = \sqrt{2}U_{\alpha} \sin(\omega nT + \varphi_{\alpha}) \\ x_3(n) = \sqrt{2}U_{\beta} \cos(\omega nT + \varphi_{\beta}) \\ x_4(n) = \sqrt{2}U_{\beta} \sin(\omega nT + \varphi_{\beta}) \\ x_5(n) = \omega \end{cases} \quad (3.22)$$

Следовательно, уравнение состояния $\mathbf{X}(n+1) = \mathbf{f}(\mathbf{X}(n))$ на основании переменных (3.21):

$$\begin{cases} x_1(n+1) = x_1(n) \cos(x_5(n)) - x_2(n) \sin(x_5(n)) \\ x_2(n+1) = x_1(n) \sin(x_5(n)) + x_2(n) \cos(x_5(n)) \\ x_3(n+1) = x_3(n) \cos(x_5(n)) - x_4(n) \sin(x_5(n)), \\ x_4(n+1) = x_3(n) \sin(x_5(n)) + x_4(n) \cos(x_5(n)) \\ x_5(n+1) = (1 - \varepsilon)\omega \end{cases} \quad (3.23)$$

где $\varepsilon \ll 1$ – малый параметр, характеризующий темп изменения частоты входного сигнала.

Применение алгоритма на базе РФК [82, 84, 85] в отличие от алгоритма на базе линейного фильтра Калмана (ЛФК) [80,83,86] обусловлено нелинейным характером зависимости частоты и фазы изображающего вектора входного напряжения. Учет этой нелинейности необходим для устойчивой работы алгоритма синхронизации на базе РФК (С-РФК) в случае наличия несинусоидальных и несимметричных искажений формы входного напряжения.

В соответствии с моделью объекта управления (3.23), полная система уравнений с применением идеологии подхода расширенного фильтра Калмана выражается:

$$\begin{cases} \mathbf{P}^-(n) = \mathbf{M}(n-1)\mathbf{P}^+(n-1)\mathbf{M}^T(n-1) \\ \hat{\mathbf{X}}^-(n) = \mathbf{A}(n-1)\hat{\mathbf{X}}^+(n-1) \\ \mathbf{K}(n) = \mathbf{P}^-(n)\mathbf{C}^T(\mathbf{C}\mathbf{P}^-(n)\mathbf{C}^T + \mathbf{W})^{-1} \\ \hat{\mathbf{X}}^+(n) = \hat{\mathbf{X}}^-(n) + \mathbf{K}(n)(Y(n) - \mathbf{C}\hat{\mathbf{X}}^-(n)) \\ \mathbf{P}^+(n) = (\mathbf{I} - \mathbf{K}(n)\mathbf{C})\mathbf{P}^-(n) + q\mathbf{E} \end{cases} \quad (3.24)$$

где $\mathbf{P}^-, \mathbf{P}^+$ – матрицы ковариации на этапе прогнозирования и коррекции соответственно, размерностью $N \times N$; N – количество переменных состояния; \mathbf{M} – матрица Якоби, $\mathbf{M}(n) = \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{X}(n))}{\partial \mathbf{X}} \Big|_{\mathbf{X}=\hat{\mathbf{X}}(n)}$, размерностью $N \times N$; \mathbf{A} – матрица объекта размерностью $N \times N$; $\hat{\mathbf{X}}^-, \hat{\mathbf{X}}^+$ – вектор переменных состояния (3.22) на этапе прогнозирования и коррекции соответственно, размерностью $N \times 1$; \mathbf{K} – матрица корректирующих коэффициентов, размерностью $N \times 1$; \mathbf{C} – матрица

измерений, размерностью $M \times N$; M – количество измеряемых переменных состояния; $Y = CX$ – вектор измеряемых переменных, размерностью $N \times 1$; W – диагональная матрица, характеризующая ошибки измерений, размерностью $M \times M$; E – матрица, размерностью $N \times N$, все элементы которой нулевые, за исключением элемента $E(N, N) = 1$; q – ошибка, вносимая алгоритмом РФК в оценки координат переменных состояния.

Значения матриц (3.24) для случая реализации расширенного фильтра Калмана [82] по уравнениям (3.22) – (3.23):

$$M(n) = \begin{pmatrix} \cos(x_5(n)) - \sin(x_5(n)) & 0 & 0 & A_{15} \\ \sin(x_5(n)) & \cos(x_5(n)) & 0 & A_{25} \\ 0 & 0 & \cos(x_5(n)) - \sin(x_5(n)) & A_{35} \\ 0 & 0 & \sin(x_5(n)) & \cos(x_5(n)) & A_{45} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (3.25)$$

где $A_{15} = -x_1(n) \sin(x_5(n)) - x_2(n) \cos(x_5(n))$,

$$A_{25} = x_1(n) \cos(x_5(n)) - x_2(n) \sin(x_5(n)),$$

$$A_{35} = -x_3(n) \sin(x_5(n)) - x_4(n) \cos(x_5(n)),$$

$$A_{45} = x_3(n) \cos(x_5(n)) - x_4(n) \sin(x_5(n)),$$

$$A(n) = \begin{pmatrix} \cos(x_5(n)) - \sin(x_5(n)) & 0 & 0 & 0 \\ \sin(x_5(n)) & \cos(x_5(n)) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(x_5(n)) - \sin(x_5(n)) & 0 \\ 0 & 0 & \sin(x_5(n)) & \cos(x_5(n)) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & (1 - \varepsilon) \end{pmatrix}, \quad (3.26)$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.27)$$

Значения матрицы P и K определяются в ходе работы алгоритма расширенного фильтра Калмана. Значения $W = \begin{pmatrix} e_M & 0 \\ 0 & e_M \end{pmatrix}$ и $q = e_F$, представляющие собой ошибки измерений e_M и ошибки, вносимые алгоритмом e_F , задаются на этапе разработки алгоритма.

Структурная схема алгоритма С-РФК приведена на рисунке 3.36.

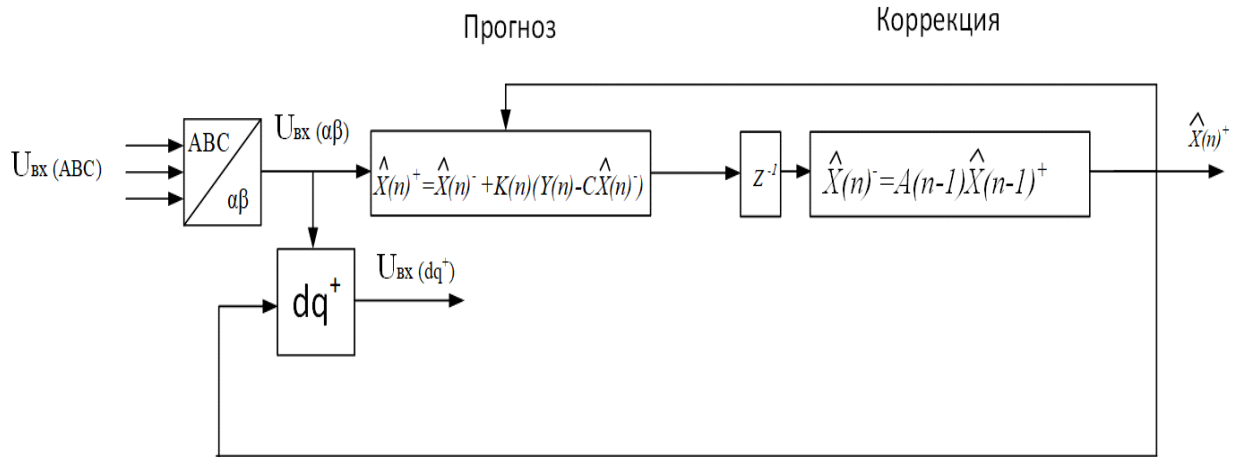


Рисунок 3.36 – Структурная схема алгоритма С-РФК

Алгоритм С-РФК позволяет, аналогично алгоритму ФАПЧ-Р, определять оценку напряжений прямой и обратной последовательностей. Оценка амплитуды \widehat{U}_n и фазы $\widehat{\varphi}_n$ напряжения прямой последовательности на шаге работы алгоритма С-РФК n в таком случае выражается:

$$U_n(n) = \frac{1}{2} \sqrt{(U_\alpha \sin(\theta_\alpha) + U_\beta \cos(\theta_\beta))^2 + (U_\alpha \sin(\theta_\alpha) - U_\beta \cos(\theta_\beta))^2}, \quad (3.28)$$

где $\theta_\alpha = \omega nT + \varphi_\alpha$; $\theta_\beta = \omega nT + \varphi_\beta$.

В соответствии с (3.22) выражение для оценки $\widehat{U}_n(n)$ (3.28) приобретает вид:

$$\widehat{U}1(n) = \frac{1}{2} \sqrt{(\widehat{x}_2(n) + \widehat{x}_3(n))^2 + (\widehat{x}_1(n) - \widehat{x}_4(n))^2}, \quad (3.29)$$

$$\widehat{\varphi}_{U1}(n) = \arctg \left(\frac{U_\alpha \sin(\theta_\alpha) + U_\beta \cos(\theta_\beta)}{U_\alpha \sin(\theta_\alpha) - U_\beta \cos(\theta_\beta)} \right). \quad (3.30)$$

В соответствии с (3.22) выражение для оценки $\widehat{\varphi}_n(n)$ (3.30) приобретает вид:

$$\widehat{\varphi}_{U1}(n) = \arctg \left(\frac{\widehat{x}_2(n) + \widehat{x}_3(n)}{\widehat{x}_1(n) - \widehat{x}_4(n)} \right). \quad (3.31)$$

Аналогично (3.28) – (3.31) могут быть получены выражения для оценки параметров вектора напряжения обратной последовательности (\widehat{U}_o , $\widehat{\varphi}_o$):

$$\widehat{U}2(n) = \frac{1}{2} \sqrt{(\widehat{x}_2(n) - \widehat{x}_3(n))^2 + (\widehat{x}_1(n) + \widehat{x}_4(n))^2}, \quad (3.32)$$

$$\widehat{\varphi}_{U2}(n) = \arctg \left(\frac{\widehat{x}_2(n) - \widehat{x}_3(n)}{\widehat{x}_1(n) + \widehat{x}_4(n)} \right). \quad (3.33)$$

На рисунке 3.37 приведены переходные процессы в контуре С-РФК при входном фазном напряжении в трехфазной системе координат (A, B, C) , совпадающим с осциллограммой напряжения, изображенной на рисунке 3.7. На рисунке 3.37 представлены переходные процессы для входного напряжения в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π . Постоянная времени дискретизации РФК T составляет 0,1 мкс, что соответствует типовым значениям применений РФК при его практической программной реализации [87]. Значения e_M и e_F приняты равными $1 \cdot 10^{-3}$ и $1 \cdot 10^{-4}$ соответственно. Для наглядности работы алгоритма в момент времени $t = 0,15$ с выполнено ступенчатое изменение частоты сигнала с 50 Гц до 60 Гц, в момент времени $t = 0,25$ с частота напряжения восстановлена до исходного уровня в 50 Гц.

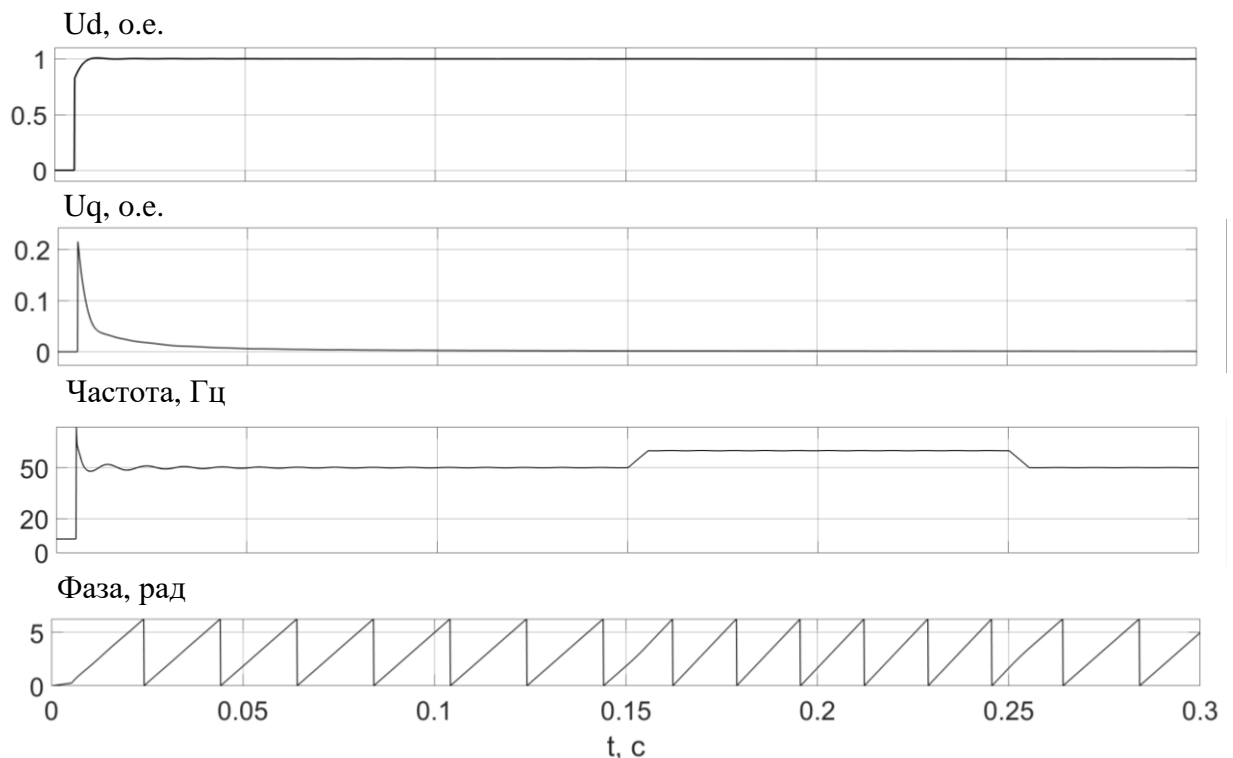


Рисунок 3.37 – Переходные процессы по входному напряжению в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π для С-РФК

Анализ переходных процессов подтверждает работоспособность алгоритма С-РФК. Алгоритм обеспечивает определение параметров входного напряжения с отсутствием статической ошибки. Максимальное перерегулирование процесса по определению частоты – 47,2 %, время регулирования составляет 6,87 мс, что менее одного периода питающей сети

Далее выполнен анализ работоспособности алгоритма С-РФК в условиях несимметрии и (или) несинусоидальности входного напряжения, по рассмотренным в предыдущем разделах Сценариям.

На рисунках 3.38-3.40 представлены переходные процессы при работе алгоритма С-РФК при форме входного напряжения для *Сценария 1*, *Сценария 2* и *Сценария 3*, соответственно.

Переходные процессы на рисунках 3.38-3.40 приведены для входного напряжения в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения прямой последовательности, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π .

Анализ процессов при работе С-РФК показывает, что наличие несимметрии и несинусоидальности входного напряжения вносит ошибку в определение параметров входного напряжения.

В таблице 3.5 указаны показатели величины размаха ошибки в определении выходных переменных алгоритма С-РФК для рассмотренных выше трех Сценариев наличия несинусоидальных и (или) несимметричных искажений формы входного напряжения.

Показатели качества, обеспечиваемые алгоритмом С-РФК, в целом, лучше, чем в случае ФАПЧ-СК. Однако, уступают усовершенствованным алгоритмам, рассмотренным выше в части точности определения параметров напряжения в случае наличия искажений формы.

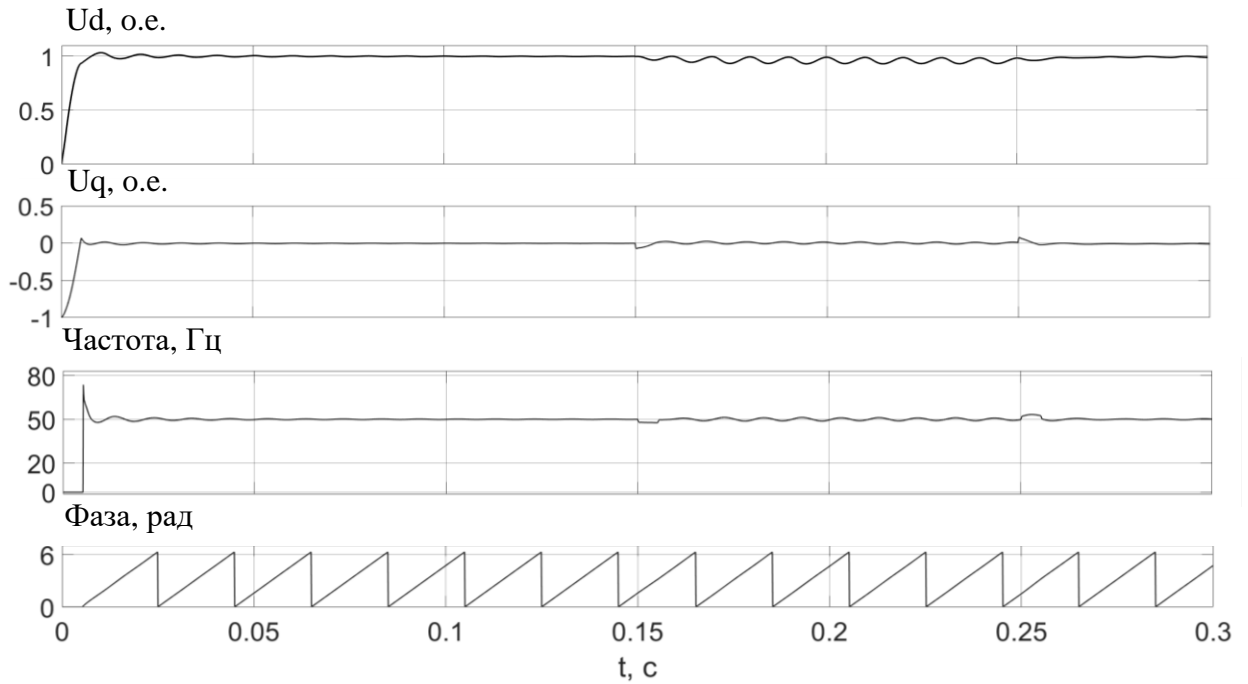


Рисунок 3.38 – Переходные процессы по входному напряжению в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π для С-РФК (Для Сценария 1)

Алгоритм С-РФК не показал значительных улучшений в сравнении с ранее рассмотренными алгоритмами, а по таким параметрам как размах Δf практически ничем не отличается от помехозащищенного алгоритма ФАПЧ-СК. Однако, подход РФК позволяет вводить в систему управления такое понятие, как ошибка измерения координат состояния и минимизировать ее. Резюмируя все вышесказанное, сложная и громоздкая программная реализация алгоритма С-РФК делает его менее предпочтительным для практического применения.

Также алгоритм С-РФК позволяет вычисление оценки модулей и фазы изображающих векторов напряжений прямой и обратной последовательностей.

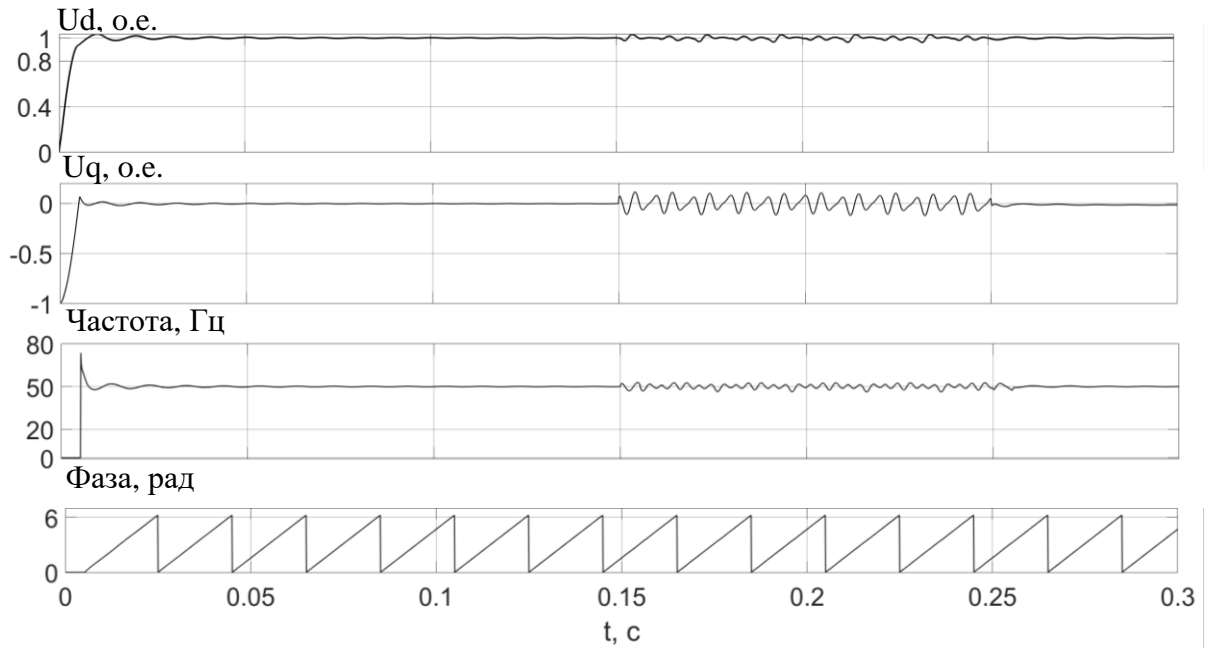


Рисунок 3.39 – Переходные процессы по входному напряжению в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π для С-РФК (Для Сценария 2)

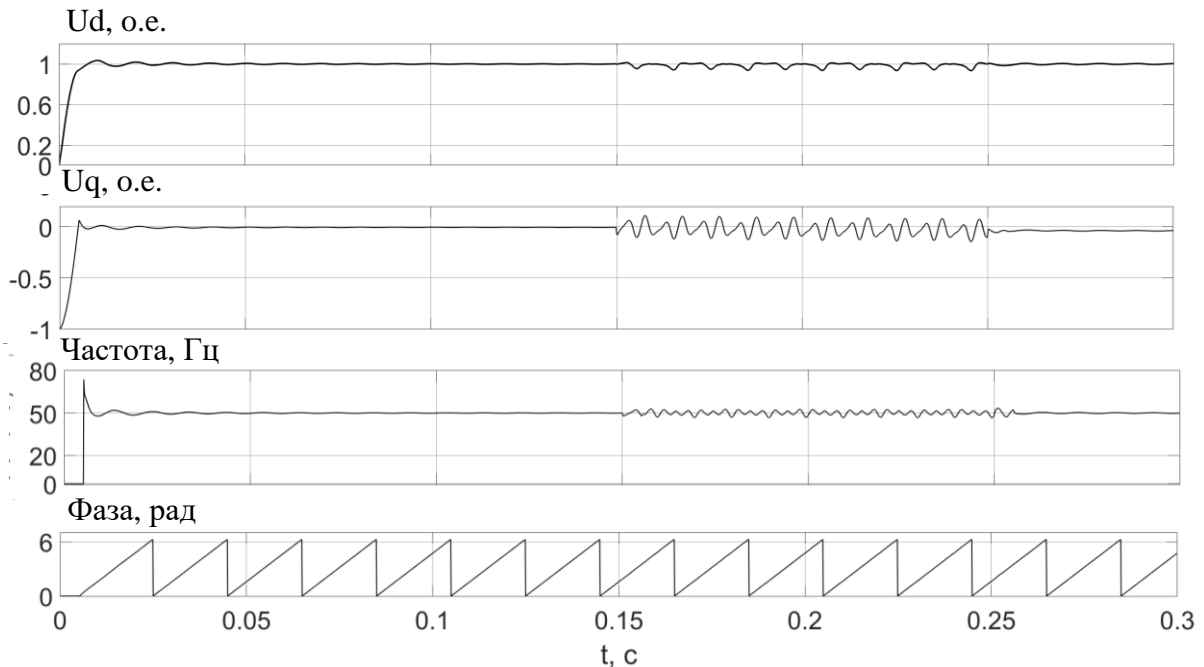


Рисунок 3.40 – Переходные процессы по входному напряжению в системе координат $(d, q)^+$, вычисленной частоте входного напряжения, вычисленной развертке фазы вектора входного напряжения, с учетом периодичности ее изменения в диапазоне от 0 до 2π для С-РФК (Для Сценария 3)

Таблица 3.5 – Величина размаха ошибки в определении параметров входного напряжения алгоритма С-РФК при наличии искажений входного напряжения

Сценарий	Размах ΔU_d , о.е.	Размах ΔU_q , о.е.	Размах Δf , Гц	Размах Δf , о.е.
1	0,06	0,03	2	0,04
2	0,06	0,2	5,8	0,116
3	0,07	0,22	5,5	0,11

3.7 Сравнительный анализ разработанных алгоритмов для выполнения предварительной синхронизации

Выше были рассмотрены возможные алгоритмы для реализации функции предварительной синхронизации векторов напряжения. Каждый из предложенных алгоритмов обладает собственными преимуществами и недостатками. Стоит отметить, что наличие несинусоидальных и несимметричных искажений в разной степени оказывает негативное влияние на показатели качества разработанных подходов.

Проведенный анализ выявил, что наличие гармонических составляющих в спектре напряжения оказывает большее влияние, чем наличие напряжения обратной последовательности. В целом, из предложенных Сценариев изменения напряжения, *Сценарий 3* вносит наибольший вклад в ошибки при работе предложенных алгоритмов. В таблице 3.6 приведены сравнительные показатели величины размаха ошибки определения частоты входного напряжения для всех алгоритмов при изменении входного сигнала по *Сценарию 3*.

Таблица 3.6 – Сравнительный анализ качества работы алгоритмов синхронизации

Алгоритм	Размах Δf , о.е.
ФАПЧ-СК	0,156
ФАПЧ-СК с повышением помехоустойчивости	0,116
ФАПЧ-СК2	0,0112
ФАПЧ-ДИ	0,005
ФАПЧ-Р	0,004
С-РФК	0,11

Анализ таблицы 3.6 доказывает, что наилучшими показателями в части определения частоты входного напряжения обладают алгоритмы ФАПЧ-ДИ и ФАПЧ-Р. Вместе с высокой точностью определения частоты входного напряжения, по сравнению с другими алгоритмами, структуры ФАПЧ-ДИ и ФАПЧ-Р также имеют наименьшее число элементов. В случае применения указанных двух подходов возможна оценка векторов напряжений обратной последовательности. Эта информация служит основанием для принятия решения системой управления ВЭП о возможности или невозможности перевода нагрузки.

Выводы по главе 3

В главе рассмотрены и исследованы алгоритмы, позволяющие выполнять автоматическое переключение высоковольтного АДКЗР с выхода многоуровневого высоковольтного ПЧ на питающую сеть и обратно.

1. Предложен, структурно и математически реализован подход быстродействующий автоматический ввод резерва (БАВР) в составе алгоритмов управления частотно-регулируемым асинхронным

электроприводом. Алгоритм БАВР исключает возможность полной остановки электродвигателя при его переводах между источниками питания.

2. Разработаны и исследованы алгоритмы на базе подхода ФАПЧ-СК и его модификаций (ФАПЧ-СК2, ФАПЧ-ДИ, ФАПЧ-Р) для их реализации в составе алгоритмов управления частотно-регулируемым асинхронным электроприводом. Алгоритм отличается от известных тем, что способен осуществлять полную синхронизацию выходного напряжения высоковольтного ЧРП и высоковольтной питающей сети по амплитуде, частоте и фазе за время не более 3 периодов питающей сети.

3. Разработан и исследован алгоритм на базе подхода С-РФК для реализации в составе алгоритмов управления частотно-регулируемым асинхронным электроприводом. Алгоритм способен осуществлять полную синхронизацию выходного напряжения высоковольтного ЧРП и высоковольтной питающей сети по амплитуде, частоте и фазе за время не более 1 периода питающей сети.

4. Впервые выполнен анализ и учет в работе алгоритмов синхронизации на базе подхода ФАПЧ-СК и его модификаций (ФАПЧ-СК2, ФАПЧ-ДИ, ФАПЧ-Р) а также подхода С-РФК в условиях наличия несинусоидальных и несимметричных искажений формы напряжения питающей сети. Величина искажений строго согласована с ГОСТ 32144-2013 и ГОСТ Р 51317.2.4-2000 (МЭК 61000-2-4-94).

5. В четвертой главе будет произведено исследование разработанных алгоритмов БАВР и ФАПЧ-Р в составе высоковольтного асинхронного частотно-регулируемого электропривода при его работе на «вентиляторную» нагрузку. Выбор указанных алгоритмов синхронизации обоснован проведенным анализом и по мнению автора представляет наибольшую практическую ценность.

ГЛАВА 4 ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ НА БАЗЕ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ С ПИТАНИЕМ ОТ МНОГОУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ И ФУНКЦИЕЙ БЕЗУДАРНОГО ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ МЕЖДУ ВЫХОДОМ МНОГОУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ И ПИТАЮЩЕЙ СЕТЬЮ

4.1 Высоковольтный электропривод с функцией безударного переключения асинхронного электродвигателя между многоуровневым преобразователем частоты и сетью на базе подхода быстродействующего автоматического ввода резерва

В предыдущей главе рассмотрены и предложены подходы и алгоритмы для реализации функции безударного переключения приводного АДКЗР в составе ВЭП. Одним из предложенных подходов является устройство БАВР [69, 88], рассмотренное в разделе 3.1.

Далее приведены переходные процессы в процессе выполнения безударного перевода АДКЗР в составе ВЭП, анализ процессов и параметры которого приведены в главе 2.

Однолинейная электрическая схема ВЭП с функцией безударного переключения АДКЗР между МПЧ и сетью на базе алгоритма БАВР, в рамках которой выполняется исследование, приведена на рисунке 4.1.

На рисунке 4.1 указаны токи и напряжения, которые рассматриваются при дальнейшем анализе процессов в силовой схеме. Для работы БАВР и выполнения безударного перевода между выходом МПЧ и сетью в прямом и обратном направлениях, необходимо измерение напряжений: $U_{МПЧ}$, $U_{СЕТИ}$, $U_{АДКЗР}$.

Выход МПЧ схемы ВЭП на рисунке 4.1 подключается к АДКЗР без применения СФ. В данном случае необходимо выполнять процедуру фильтрации выходного напряжения $U_{МПЧ}$, либо использовать задающее

напряжение алгоритма ШИМ МПЧ в качестве оценки выходного напряжения МПЧ.

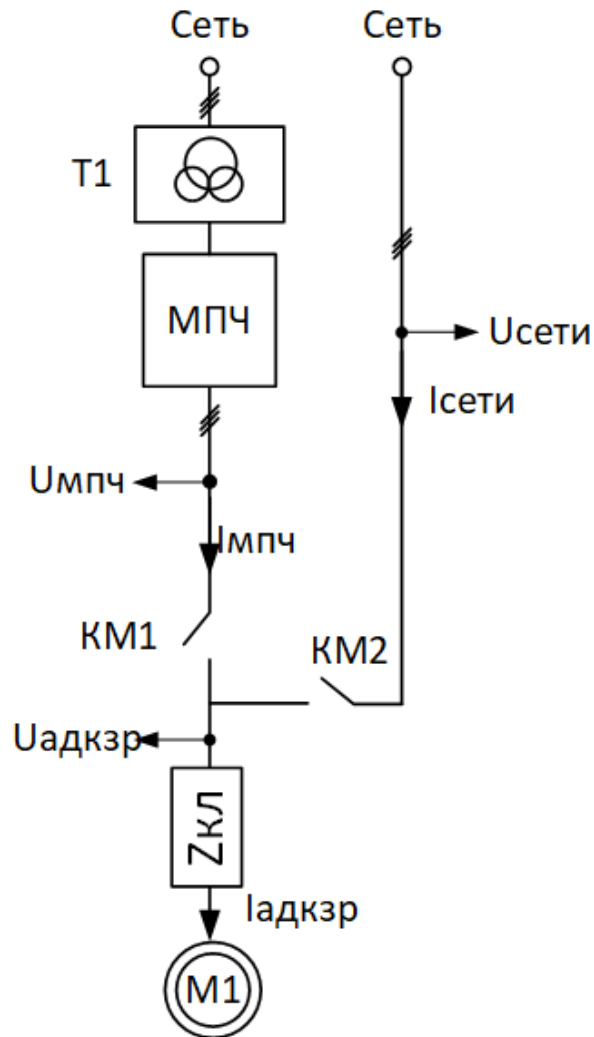


Рисунок 4.1 – Однолинейная электрическая схема ВЭП с функцией безударного переключения АДКЗР между МПЧ и сетью на базе алгоритма БАВР

Для варианта с применением СФ необходимо измерение выходного напряжения СФ $U_{СФ}$ вместо $U_{МПЧ}$. Вариант однолинейной электрической схемы ВЭП с функцией безударного переключения АДКЗР между МПЧ и сетью на базе алгоритма БАВР с применением СФ на выходе МПЧ приведен на рисунке 4.2.

На рисунке 4.2 указаны точки измерения указанных напряжений, необходимых для работы алгоритма БАВР.

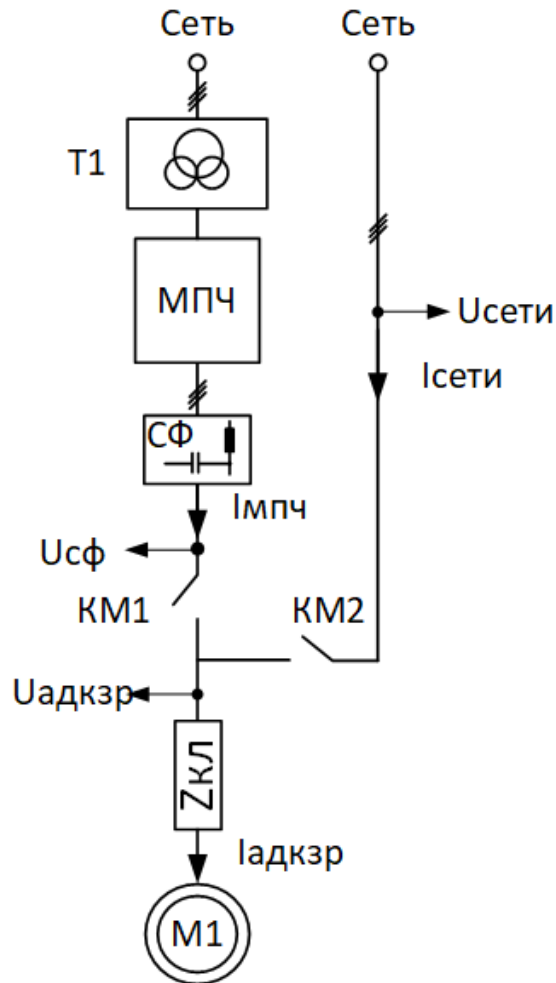


Рисунок 4.2 – Однолинейная электрическая схема ВЭП с функцией безударного переключения АДКЗР между МПЧ и сетью на базе алгоритма БАВР с применением СФ на выходе МПЧ

Переходные процессы при выполнении перевода АДКЗР в составе ВЭП (см. рисунок 4.1) с выхода МПЧ на сеть, приведены на рисунках 4.3 – 4.4.

На рисунке 4.3 приведены переходные процессы для тока фазы А, частоты вращения и электромагнитного момента АДКЗР.

На рисунке 4.4 – для следующих переменных: линейное напряжение и ток МПЧ в системе координат (A, B, C) ; линейное напряжение и ток сети в системе координат (A, B, C) ; линейное напряжение и ток АДКЗР в системе координат (A, B, C) , измеренных на входе КЛ (см. рисунок 4.1).

Переключение выполняется в следующей последовательности: до подачи команды на выполнение переключения АДКЗР находится в

номинальном режиме работы с «вентиляторной» нагрузкой на валу, в момент времени $t=3$ с формируется команда на переключение АДКЗР с выхода МПЧ на сеть и запускается алгоритм БАВР (см. раздел 3.1), по факту завершения работы алгоритма БАВР и переходных процессов ВЭП, связанных с переключением, АДКЗР переходит в номинальный режим работы с «вентиляторной» нагрузкой на валу при питании от сети.

Полное время отключения выключателей (контакторов) КМ1, КМ2, применяемых в схеме ВЭП составляет – 50 мс, полное время включения выключателей (контакторов) КМ1, КМ2 – 30 мс, что является типовым для быстродействующих вакуумных выключателей [69]. Параметры зоны допустимого переключения: $U_{\text{доп}} = 0,8U_{\text{ном}}$ и $|\Delta\psi_{\text{доп}}| = 30^\circ$.

Анализ переходных процессов показывает, что алгоритм БАВР выполняет перевод АДКЗР между выходом МПЧ и питающей сетью. Длительность интервала бестоковой паузы составляет 35 мс.

При этом кратность бросков сетевого тока и тока АДКЗР не превышает уровня $2,51I_{\text{ном}}^{\text{АДКЗР}}$.

Из анализа переходных процессов в АДКЗР следует, что при переключении электродвигателя кратность бросков электромагнитного момента на валу не превышает $2,3M_{\text{ном}}^{\text{АДКЗР}}$.

Частота вращения АДКЗР при выполнении перевода снижается под действием нагрузки на 1.65%. Как правило, рабочие характеристики насосных агрегатов и вентиляционных установок находятся в зависимости от частоты вращения приводного электродвигателя. К примеру, давление (напор) на выходе НА является квадратичной функцией от частоты вращения вала приводного электродвигателя.

Следовательно снижение частоты вращения на 1.65% эквивалентно снижению давления на выходе квадратично от этой зависимости.

Применение управляющего сигнала ШИМ МПЧ в качестве оценки выходного напряжения МПЧ $U_{МПЧ}$ позволяет реализовать безударный перевод АДКЗР в составе ВЭП без СФ с нагрузкой «вентиляторного» типа.

Процессы при обратном переводе АДКЗР будут аналогичными рассмотренным, поэтому ниже не приводятся. Важно отметить необходимость учета кратности бросков тока АДКЗР при выборе полной мощности МПЧ. Силовая коммутационная аппаратура МПЧ должна обеспечивать работу в режиме перегрузки.

Указанная особенность приводит к росту установленной мощности МПЧ, увеличивая капитальные затраты. Применение ВЭП с алгоритмом безударного переключения на базе подхода БАВР требует проведения технико-экономического обоснования.

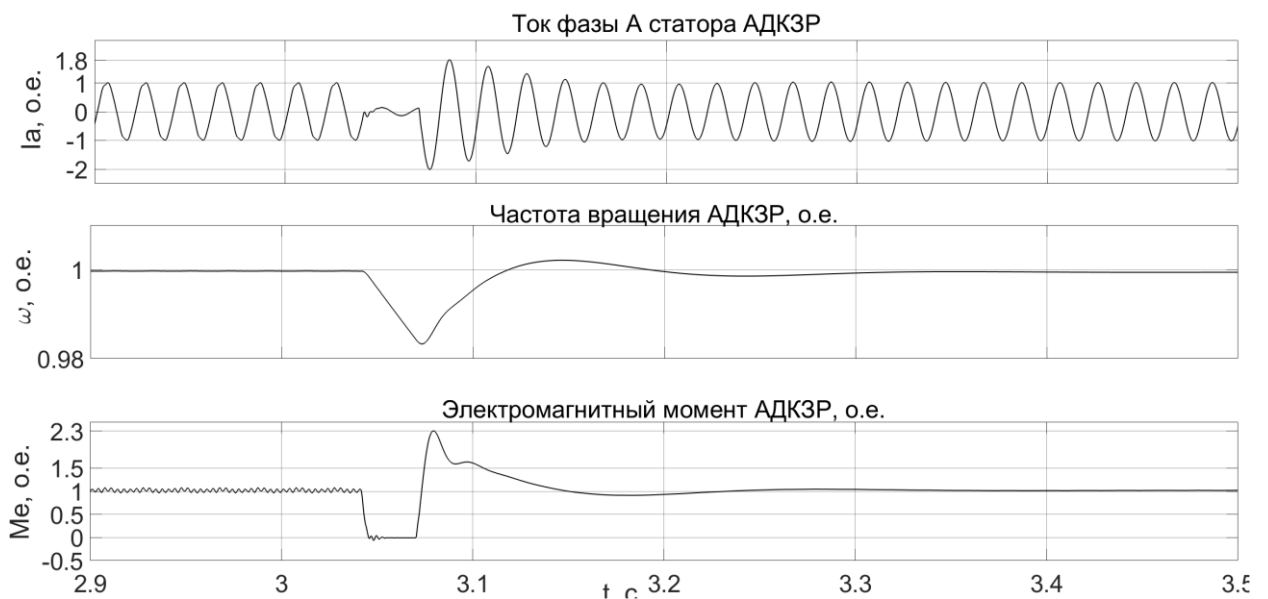


Рисунок 4.3 – Переходные процессы току, частоте вращения и электромагнитному моменту АДКЗР при выполнении безударного переключения алгоритмом БАВР

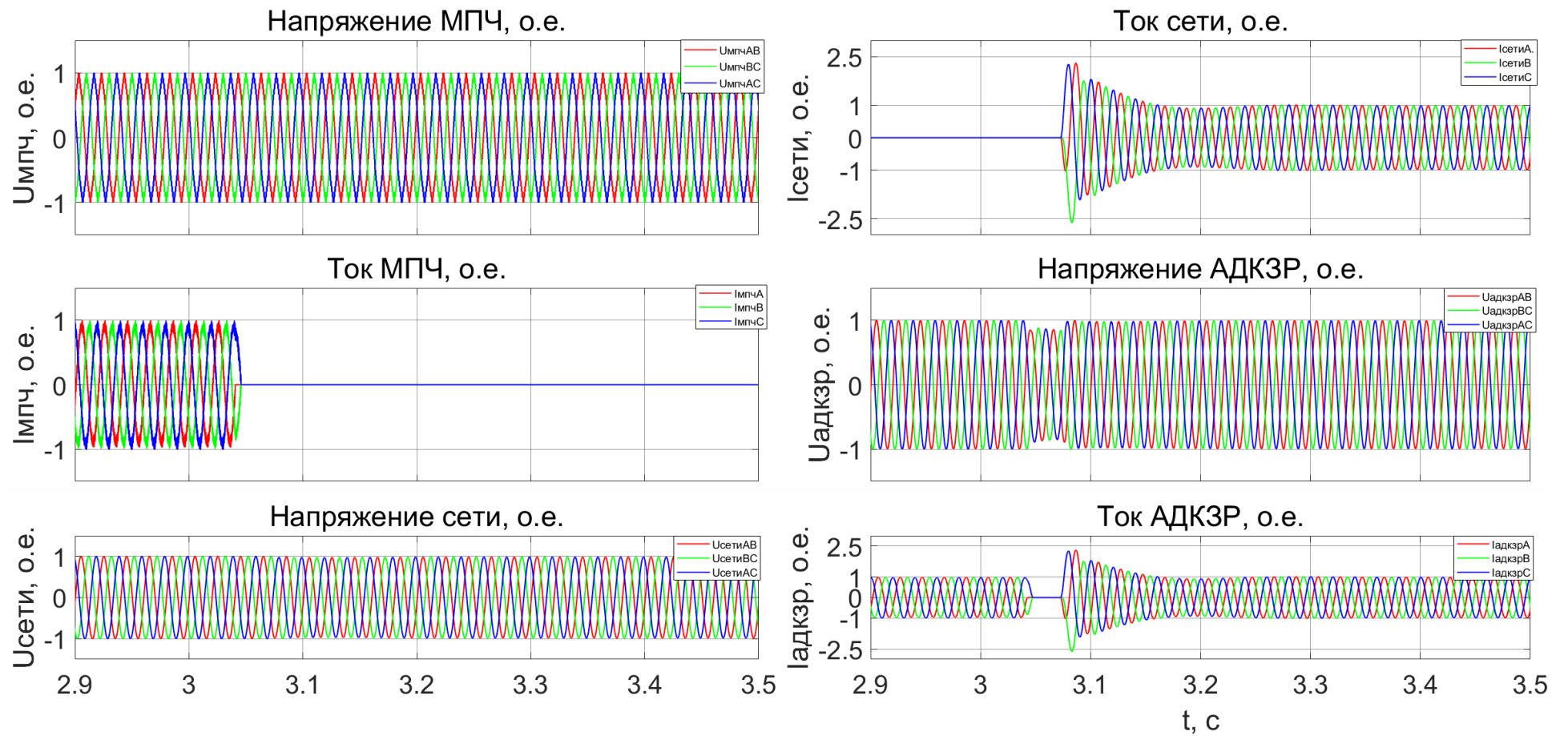


Рисунок 4.4 – Переходные процессы по напряжению и току МПЧ, напряжению и току Сети, напряжению и току АДКЗР в системе координат (A, B, C) при выполнении безударного переключения алгоритмом БАВР

4.2 Высоковольтный электропривод с функцией безударного переключения асинхронного электродвигателя между многоуровневым преобразователем частоты и сетью на базе подхода переключения с перекрытием и расширенным алгоритмом фазовой автоподстройки частоты

В предыдущей главе разработаны и исследованы подходы к определению параметров напряжений источников для выполнения переключения с перекрытием. Переключение с перекрытием выполняется на базе схемы, изображенной на рисунке 3.3, либо в схеме с СФ, если величина индуктивного сопротивления СФ и алгоритмы синхронизации обеспечивают точность синхронизации напряжений МПЧ и сети, обеспечивающей ограничение уравнительного тока между МПЧ и сетью на уровне, не превышающем перегрузочной способности МПЧ.

Для ограничения пульсаций уравнительных токов на заданном уровне, величина индуктивности между выходом МПЧ и питающей сетью должна быть на уровне:

$$L_p = \frac{U_{МПЧ}^H}{6\sqrt{2}\pi f_{ШИМ} \cdot \Delta I_{ур}}, \quad (4.1)$$

где $U_{МПЧ}^H$ – напряжение ЗПТ Н-ячейки МПЧ, В; $f_{ШИМ}$ – частота ШИМ МПЧ, Гц; $\Delta I_{ур}$ – относительное значение величины пульсаций уравнительного тока, о.е.

В случае применения схемы ВЭП с выходным СФ, если величина его индуктивности меньше значения по (4.1) необходима установка токоограничивающего реактора, обеспечивающей ограничение уравнительного тока на требуемом уровне.

На рисунке 4.5 указаны токи и напряжения, которые рассматриваются при дальнейшем анализе процессов в силовой схеме. Для работы алгоритма безударного переключения АДКЗР между МПЧ и сетью, в прямом и обратном

направлениях, с перекрытием на базе алгоритма ФАПЧ-Р необходимо измерение напряжений: $U_{\text{МПЧ}}, U_{\text{СЕТИ}}$. Выход МПЧ схемы ВЭП на рисунке 4.1 подключается к АДКЗР без применения СФ. В таком случае необходимо выполнять процедуру фильтрации выходного напряжения $U_{\text{МПЧ}}$, либо использовать задающее напряжение алгоритма ШИМ МПЧ в качестве оценки выходного напряжения МПЧ.

Для выполнения безударного переключения АДКЗР в составе ВЭП и осуществления процесса предварительной синхронизации напряжений необходимо, чтобы изображающие вектора $U_{\text{МПЧ}}, U_{\text{СЕТИ}}$ совпадали по модулю, частоте и фазе (см. рисунок 3.6). Следовательно, для выполнения синхронизации по каждому из указанных параметров изображающего вектора необходимы отдельные контура стабилизации. Оценка значений параметров изображающих векторов напряжений $U_{\text{МПЧ}}, U_{\text{СЕТИ}}$ предоставляется алгоритмами идентификации, рассмотренными в предыдущей главе.

Структурная схема для синтеза ПИ-регулятора модуля (РМ) вектора напряжения $U_{\text{МПЧ}}$ приведена на рисунке 4.5.

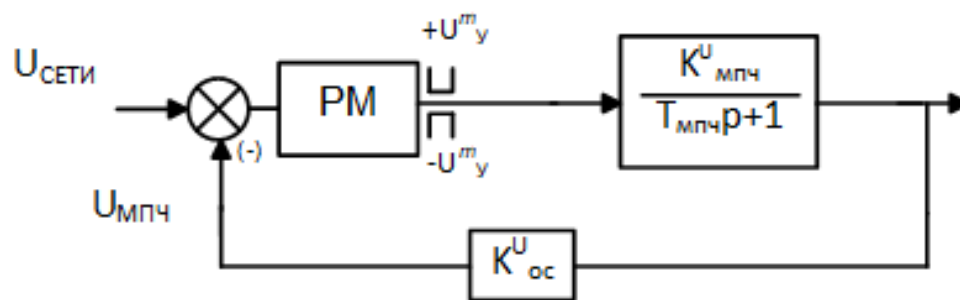


Рисунок 4.5 – Структурная схема для синтеза регулятора модуля

В соответствии с рисунком 4.5 характеристический полином контура:

$$D_{\text{РМ}}(p) = p^2 + \frac{K_{\text{П}}^U K_{\text{МПЧ}}^U K_{\text{ОС}}^U + 1}{T_{\text{МПЧ}}} p + \frac{K_{\text{И}}^U K_{\text{МПЧ}}^U K_{\text{ОС}}^U}{T_{\text{ПЧ}}}, \quad (4.2)$$

где $K_{\text{П}}$ – пропорциональный коэффициент ПИ-регулятора модуля; $K_{\text{И}}$ – интегральный коэффициент ПИ-регулятора модуля; $K_{\text{МПЧ}}^U = \frac{U_{\text{МПЧ}}^m}{U_y^m}$ – коэффициент передачи МПЧ по модулю; $U_{\text{МПЧ}}^m, U_y^m$ – максимальные

значения выходного напряжения МПЧ и сигнала задания на систему управления ШИМ МПЧ; $K_{OC}^U = \frac{U_{OC}^m}{U_{МПЧ}^m}$ – коэффициент обратной связи СУ МПЧ; U_{OC}^m – максимальное значение сигнала обратной связи, пропорционального модулю выходного напряжения МПЧ; $T_{МПЧ} = \frac{1,5\pi}{f_{ШИМ}}$ – эквивалентная постоянная времени МПЧ [51], с; $f_{ШИМ}$ – частота ШИМ, Гц.

Приравнивая полином (4.2) к стандартному полиному второго порядка [77], определяем коэффициенты ПИ-регулятора:

$$\begin{cases} K_I^U = \frac{\Omega_{PM}^2 T_{МПЧ}}{K_{МПЧ}^U K_{OC}^U} \\ K_P^U = \frac{(A_1 \Omega_{PM} T_{МПЧ} - 1)}{K_{МПЧ}^U K_{OC}^U} \end{cases} \quad (4.3)$$

где $\Omega_{PM} = \frac{1}{T_{PM}}$ – циклическая частота контура регулирования модуля напряжения, рад/с, T_{PM} – постоянная времени контура регулирования модуля напряжения, с; A_1 – коэффициент формы стандартного распределения корней.

Значение T_{PM} в соответствии с идеологией подхода разделения движений следует выбирать из соотношения:

$$T_{PM} = \frac{t_{ПП}}{\eta}, \quad (4.4)$$

где $t_{ПП}$ – уставка времени плавного пуска системы частотного (скалярного) управления ВЭП, с; η – коэффициент запаса, значением от 2 до 4.

Структурная схема для синтеза ПИ-регулятора частоты (РЧ) вектора напряжения $U_{МПЧ}$ приведена на рисунке 4.6.

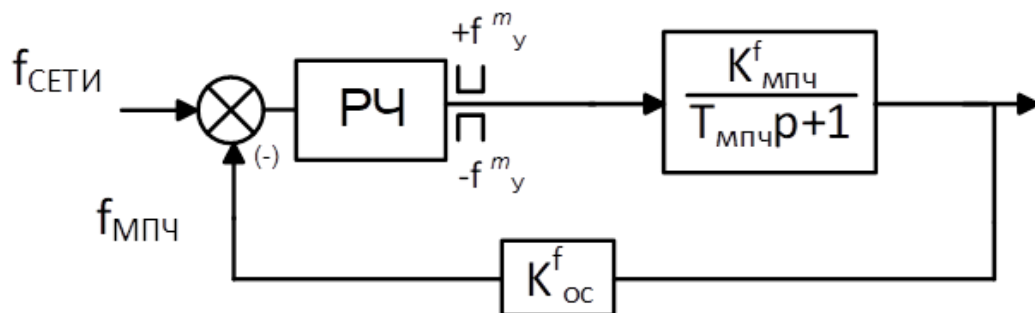


Рисунок 4.6 – Структурная схема для синтеза регулятора частоты

В соответствии с рисунком 4.6 характеристический полином контура:

$$D_{\text{рч}}(p) = p^2 + \frac{K_{\text{п}}^f K_{\text{мпч}}^f K_{\text{ос}}^{f+1}}{T_{\text{мпч}}} p + \frac{K_{\text{и}}^f K_{\text{мпч}}^f K_{\text{ос}}^f}{T_{\text{мпч}}}, \quad (4.5)$$

где $K_{\text{п}}^f$ – пропорциональный коэффициент ПИ-регулятора частоты, $K_{\text{и}}^f$ – интегральный коэффициент ПИ-регулятора частоты; $K_{\text{мпч}}^f = \frac{f_{\text{мпч}}^m}{f_y^m}$ – коэффициент передачи МПЧ по частоте; $f_{\text{мпч}}^m, f_y^m$ – максимальные значения выходной частоты МПЧ и сигнала задания на систему управления ШИМ МПЧ; $K_{\text{ос}} = \frac{f_{\text{ос}}^m}{f_{\text{мпч}}^m}$ – коэффициент обратной связи СУ МПЧ; $f_{\text{ос}}^m$ – максимальное значение сигнала обратной связи, пропорционального частоте выходного напряжения МПЧ; $T_{\text{пч}}$ – эквивалентная постоянная времени МПЧ, аналогичная значению, рассмотренному выше.

Приравнивая полином (4.5) к стандартному полиному второго порядка [77], определяем коэффициенты ПИ-регулятора:

$$\begin{cases} K_{\text{и}}^f = \frac{\Omega_{\text{рч}}^2 T_{\text{мпч}}}{K_{\text{мпч}}^f K_{\text{ос}}^f} \\ K_{\text{п}}^f = \frac{(A_1 \Omega_{\text{рч}} T_{\text{мпч}} - 1)}{K_{\text{мпч}}^f K_{\text{ос}}^f} \end{cases} \quad (4.6)$$

где $\Omega_{\text{рч}} = \frac{1}{T_{\text{рч}}}$ – циклическая частота контура регулирования частоты напряжения, рад/с, $T_{\text{рч}}$ – постоянная времени контура регулирования частоты напряжения, с; A_1 – коэффициент формы стандартного распределения корней.

Значение $T_{\text{рч}}$ выбирается соответствии с идеологией подхода разделения движений, представленной в выражении (4.4).

Структурная схема для синтеза ПИ-регулятора фазы (РФ) изображающего вектора выходного напряжения МПЧ $U_{\text{мпч}}$ приведена на рисунке 4.7.

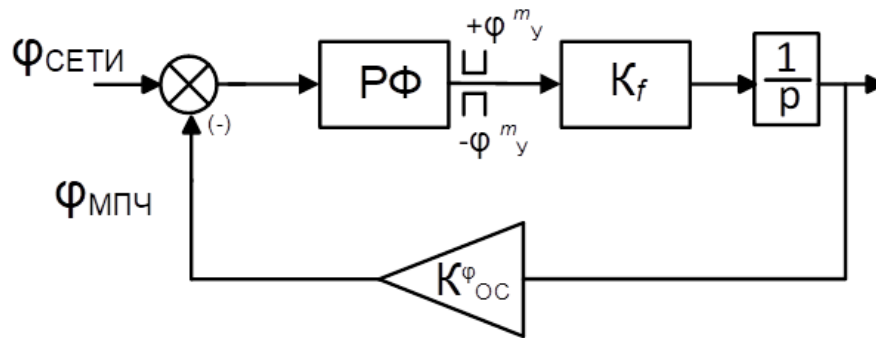


Рисунок 4.7 – Структурная схема для синтеза регулятора фазы

В соответствии с рисунком 4.7 характеристический полином контура:

$$D_{\text{РФ}}(p) = p^2 + K_{\text{П}}^\varphi K_{\text{МПЧ}}^f K_{\text{ОС}}^\varphi p + K_{\text{И}}^\varphi K_{\text{МПЧ}}^f K_{\text{ОС}}^\varphi, \quad (4.7)$$

где $K_{\text{П}}^\varphi$ – пропорциональный коэффициент ПИ-регулятора фазы, $K_{\text{И}}^\varphi$ – интегральный коэффициент ПИ-регулятора фазы; $K_{\text{ОС}}^\varphi = \frac{\varphi_{\text{ОС}}^m}{\varphi_{\text{МПЧ}}^m}$ – коэффициент обратной связи СУ МПЧ; $\varphi_{\text{ОС}}^m$ – максимальное значение сигнала обратной связи, пропорционального фазе выходного напряжения МПЧ; $\varphi_{\text{МПЧ}}^m$ – максимальное значение фазы выходного напряжения МПЧ.

Приравнявая полином (4.7) к стандартному полиному второго порядка [77], определяем коэффициенты ПИ-регулятора:

$$\begin{cases} K_{\text{И}}^\varphi = \frac{\Omega_{\text{РФ}}^2}{K_{\text{МПЧ}}^f K_{\text{ОС}}^\varphi} \\ K_{\text{П}}^\varphi = \frac{A_1 \Omega_{\text{РФ}}}{K_{\text{МПЧ}}^f K_{\text{ОС}}^\varphi} \end{cases}, \quad (4.8)$$

где $\Omega_{\text{РФ}} = \frac{1}{T_{\text{РФ}}}$ – циклическая частота контура регулирования фазы напряжения, рад/с, $T_{\text{РФ}}$ – постоянная времени контура регулирования фазы напряжения, с; A_1 – коэффициент формы стандартного распределения корней.

Значение $T_{\text{РФ}}$ в соответствии с идеологией подхода разделения движений следует выбирать из соотношения:

$$T_{\text{РФ}} = T_{\text{рч}} \cdot K_{\text{р}}, \quad (4.9)$$

где $K_{\text{р}}$ – коэффициент разделения движений в контурах РЧ и РФ, значением от 5 до 10 [77].

Выше были рассмотрены вопросы синтеза контуров регулирования, необходимых для реализации функции безударного в составе ВЭП на базе АДКЗР с питанием от МПЧ. На рисунке 4.8 приведена функциональная схема ВЭП в составе технологической установки, осуществляющего частотное (скалярное) управление АДКЗР [52,54].

Функциональная схема, общепринятого частотно-регулируемого ЭП на базе АДКЗР дополнена контурами регулирования параметров выходного напряжения МПЧ, необходимыми для выполнения предварительной синхронизации.

На рисунке 4.8 приведена функциональная схема ВЭП без СФ на выходе МПЧ. Для выполнения предварительной синхронизации параметры изображающего вектора сети определяются при помощи измерений значений сетевого напряжения соответствующими датчиками напряжения. Для определения параметров изображающего вектора выходного напряжения МПЧ используются соответствующие управляющие сигналы алгоритмов ШИМ МПЧ. В случае непосредственного измерения выходного напряжения МПЧ в силу применения алгоритмов ШИМ, рассмотренных ранее, требуется применение фильтрующих устройств. Для схемы ВЭП с применением СФ необходимо измерение выходного напряжения СФ.

На рисунке 4.8 приняты следующие обозначения:

1. БВП1, БВП2 – блоки вычисления параметров входного напряжения. Блоки, использующие алгоритмы идентификации, рассмотренные в предыдущей главе. Структура блоков зависит от конкретного алгоритма, применяемого для идентификации параметров изображающего вектора входного напряжения. Выходным сигналом блока являются Модуль, частота и фаза изображающего вектора входного напряжения прямой последовательности;

2. РМ, РЧ, РФ – регуляторы модуля, частоты, фазы выходного напряжения МПЧ. Синтез регуляторов выполняется по соотношениям (4.2) – (4.9). В качестве сигналов задания и обратных связей регуляторы используют

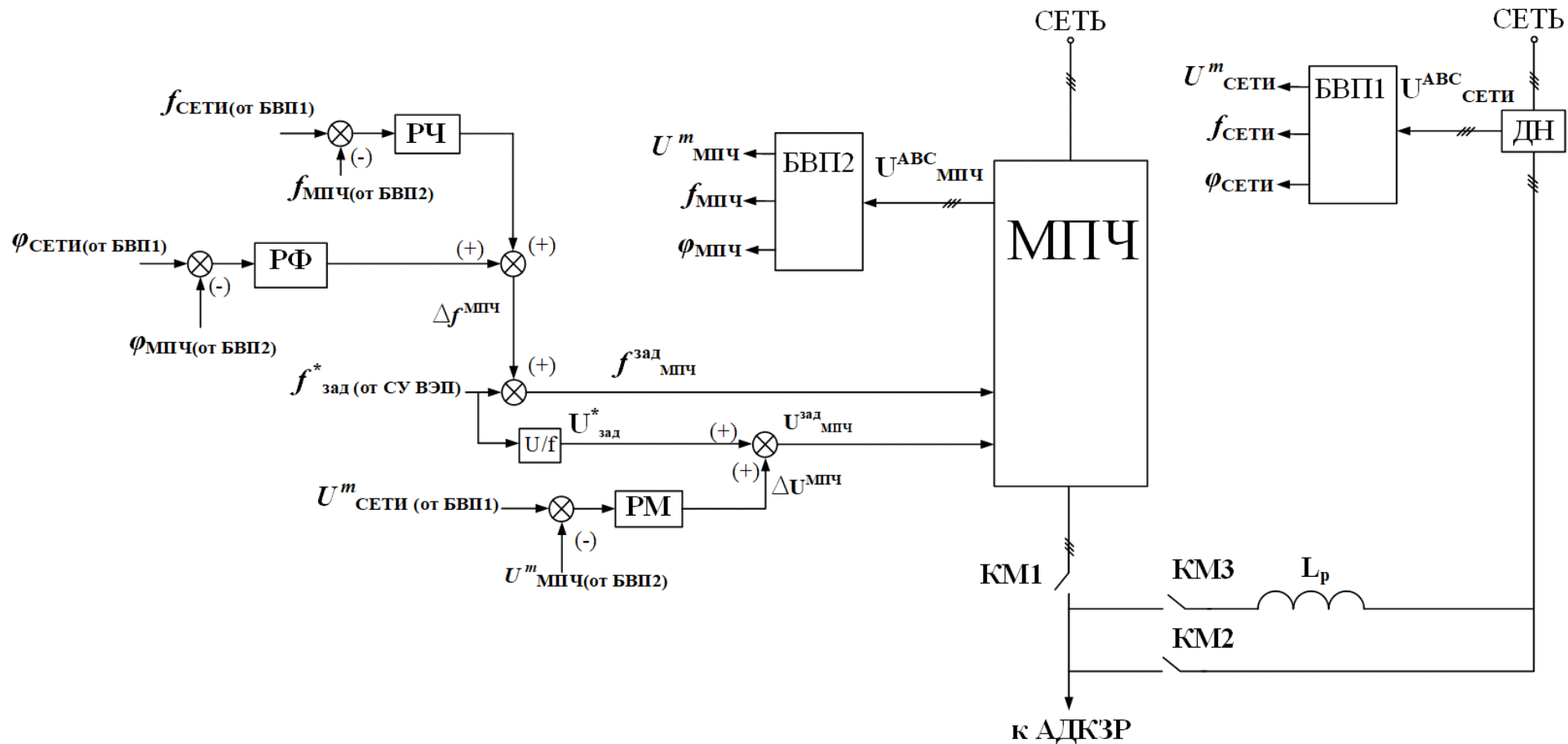


Рисунок 4.8 – Функциональная схема скалярного ВЭП с функцией безударного переключения АДКЗР между выходом МПЧ и сетью

значения соответствующих параметров напряжений МПЧ и сети, вычисленных при помощи БВП1, БВП2;

3. Блок U/f – блок, реализующий законы частотного (скалярного) управления АДКЗР. Блок выполняет расчет заданного значения на модуль выходного напряжения МПЧ. На рисунке 4.8 – $U^*_{\text{Зад}}$ в зависимости от входного задания на частоту питания АДКЗР (на рисунке 4.8 – $f^*_{\text{Зад}}$), а также формы закона частотного управления, применяемого в ВЭП

4. Выходными сигналами РМ, РЧ и РФ являются добавочные значения $\Delta f^{\text{МПЧ}}$ и $\Delta U^{\text{МПЧ}}$ в соответствующие контуры регулирования частоты и модуля выходного напряжения МПЧ.

С получением команды на выполнение перевода АДКЗР с МПЧ на сеть, либо в обратном направлении, СУ ВЭП активирует алгоритм выполнения предварительной синхронизации. Контур регулирования РМ, РЧ и РФ совместно с алгоритмами БВП выполняют синхронизацию напряжения МПЧ и сети. По достижению условий синхронизации происходит перевод АДКЗР на питание от сети (МПЧ, в случае обратного перевода с сети на МПЧ), в соответствии с последовательностью, представленной в разделе 3.2.

Однолинейная электрическая схема ВЭП с функцией безударного переключения АДКЗР между МПЧ и сетью с выполнением алгоритма предварительной синхронизации изображающих векторов напряжений и отсутствием СФ на выходе МПЧ приведена на рисунке 4.9.

Переходные процессы при выполнении перевода АДКЗР в составе ВЭП (см. рисунок 4.9) с выхода МПЧ на сеть, приведены на рисунках 4.10 – 4.12. На рисунке 4.9 указаны переменные силовой цепи ВЭП, осциллограммы которых приводятся на рисунках 4.10 – 4.12. На рисунках 4.10– 4.11 приведены переходные процессы для следующих величин: линейное напряжение и ток МПЧ в системе координат (A, B, C) ; линейное напряжение и ток сети в системе координат (A, B, C) ; линейное напряжение и ток АДКЗР в системе координат (A, B, C) , измеренных на входе КЛ (см. рисунок 4.9):.

Осциллограммы на рисунке 4.10 отображены для момента времени от 3,8 с до 4,2 с. На рисунке 4.11 приведены переходные процессы для тока фазы А, частоты вращения и электромагнитного момента АДКЗР. приведены процессы для тех же переменных, что и на рисунке 4.11. Осциллограммы на рисунке 4.11 отображены для момента времени от 10,4 с до 11 с.

На рисунке 4.12 приведены переходные процессы по току фазы А статора АДКЗР, электромагнитному моменту и частоте вращения.

Переключение выполняется в следующей последовательности: до подачи команды на выполнение переключения АДКЗР находится в номинальном режиме работы с «вентиляторной» нагрузкой на валу, в момент времени $t=4$ с формируется команда на переключение АДКЗР с выхода МПЧ на сеть и запускается алгоритм предварительной синхронизации. По факту завершения работы алгоритма и выполнении полной синхронизации выходного напряжения МПЧ с напряжением сети формируется команда на подключение выключателя (контактора) сети КМ3 в момент времени $t=10,5$ с. Затем, после завершения переходных процессов при подключении сети, в момент времени $t=10,7$ с формируется команда на отключение выключателя (контактора) МПЧ КМ1 включение выключателя (контактора) КМ2 и отключение выключателя (контактора) КМ3. Таким образом АДКЗР переводится на работу от питающей сети. На интервале времени t от 10,5 с до 10,7 происходит переключение с перекрытием и питанием АДКЗР от двух источников энергии

Переходные процессы при выполнении безударного переключения АДКЗР выполнены для случая настроек РМ, РЧ со следующими значениями:

1. с $T_{PM} = T_{PC} = 2,5$ с;
2. $A_1 = 1,73$.

Настройка РФ выполнена с равенством параметров следующим значениям:

1. $T_{RF} = 10$ с;

2. $A_1 = 1,73$.

Значение индуктивности токоограничивающего реактора L_p составляет 0,9 мГн, для обеспечения ограничения амплитуды уравнивающего тока, не превышающего 20% номинального значения тока МПЧ.

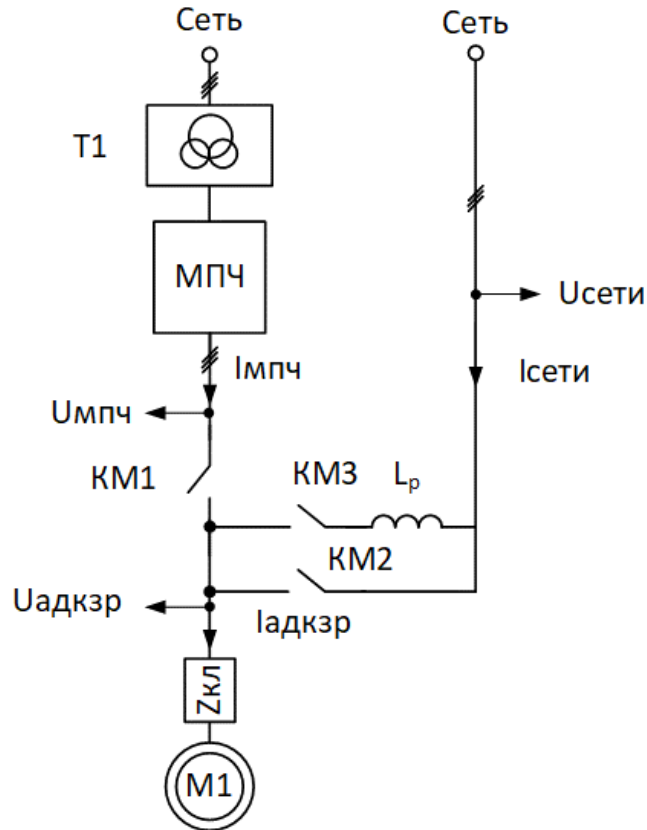


Рисунок 4.9 – Однолинейная электрическая схема ВЭП с функцией безударного переключения АДКЗР между МПЧ и сетью с предварительной синхронизацией без применения СФ на выходе МПЧ

Анализ переходных процессов на рисунке 4.12 показывает, что алгоритм предварительной синхронизации выполняет перевод АДКЗР между выходом МПЧ и питающей сетью. При этом кратность бросков электромагнитного момента на валу не превышает уровня $1,2M_{\text{ном}}^{\text{АДКЗР}}$. Отклонение частоты вращения на этапах выполнения предварительной синхронизации и перевода АДКЗР с выхода МПЧ на питающую сеть не превышает 0,5% номинального значения.

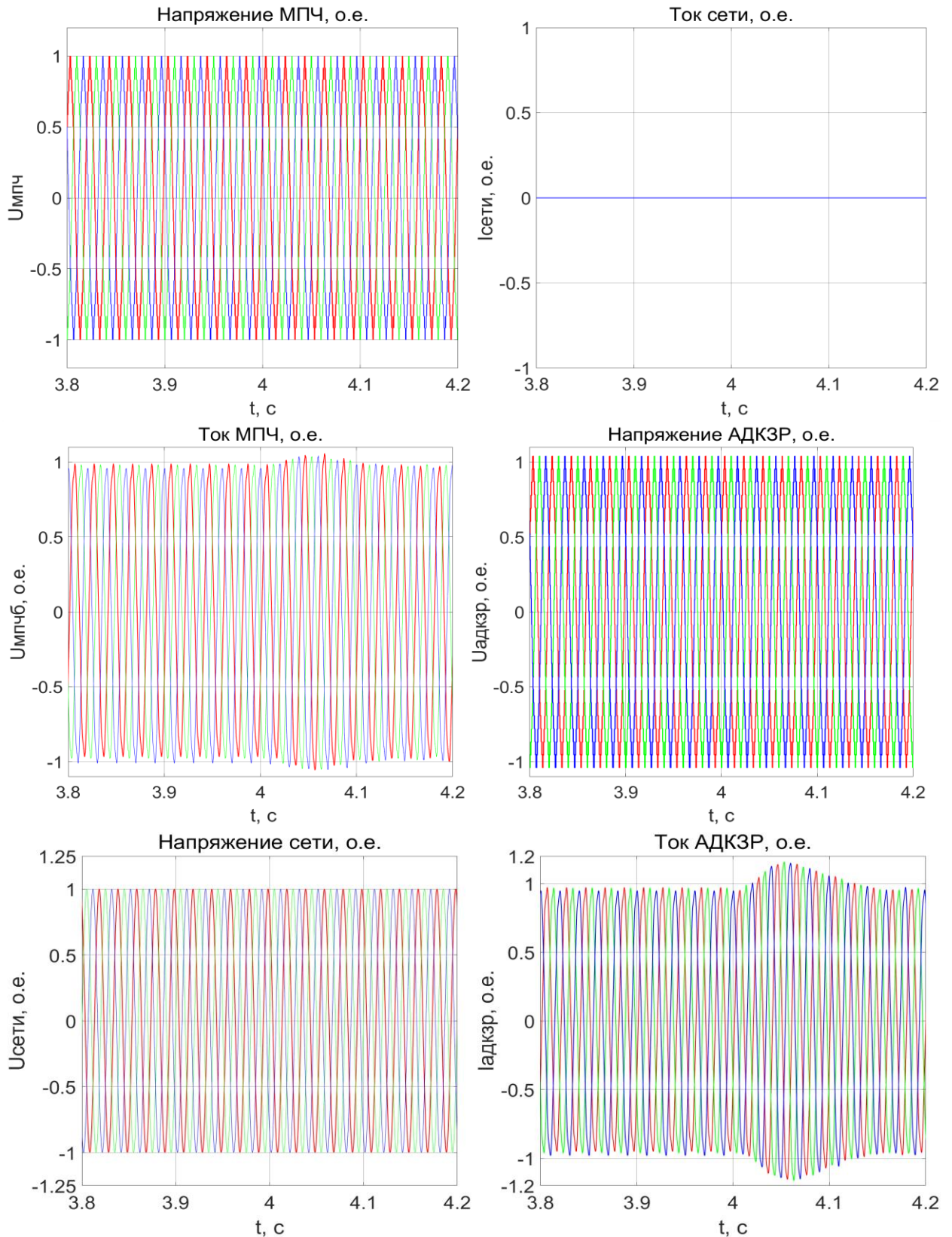


Рисунок 4.10 – Переходные процессы по напряжению и току МПЧ, напряжению и току Сети, напряжению и току АДКЗР в системе координат (A, B, C) при выполнении безударного переключения с предварительной синхронизацией. Момент времени в диапазоне от 3,8 с до 4,2 с

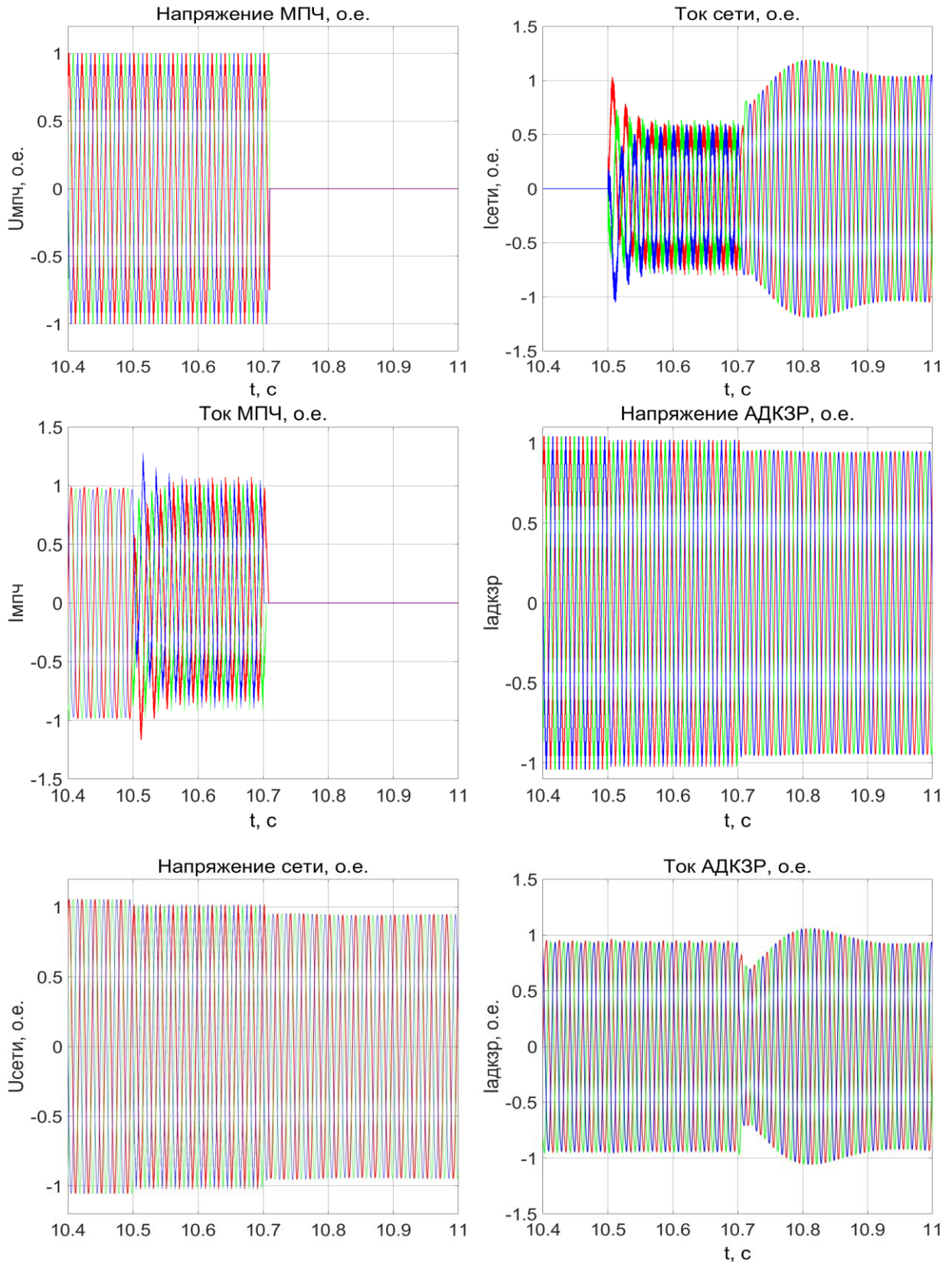


Рисунок 4.11 – Переходные процессы по напряжению и току МПЧ, напряжению и току Сети, напряжению и току АДКЗР в системе координат (A, B, C) при выполнении безударного переключения с предварительной синхронизацией. Момент времени в диапазоне от 10,4 с до 11 с

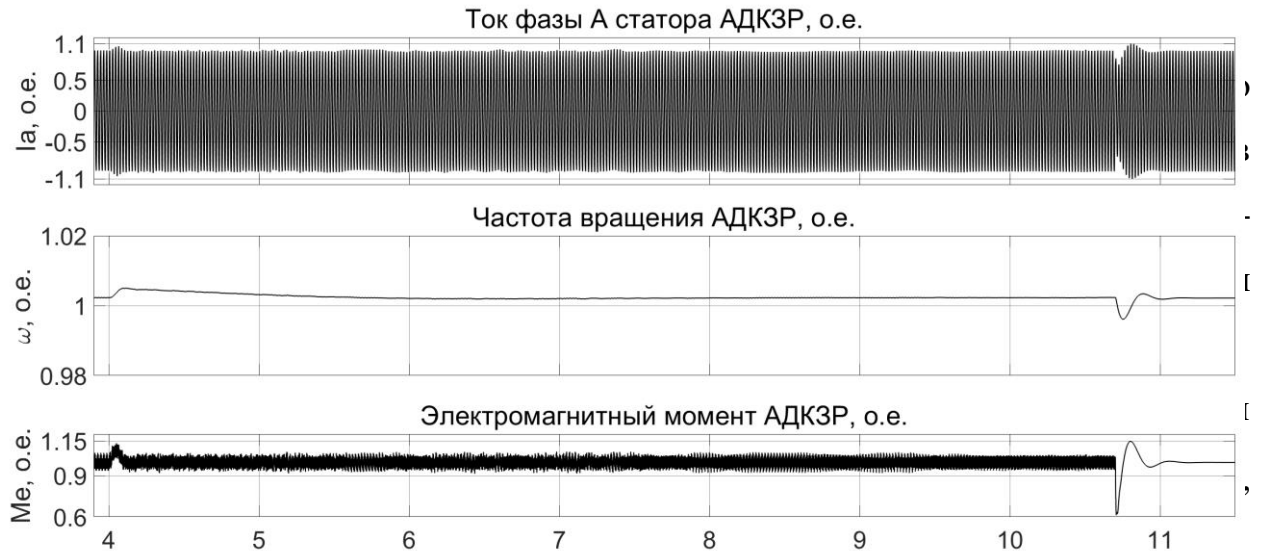


Рисунок 4.12 – Переходные процессы току, частоте вращения и электромагнитному моменту АДКЗР при выполнении безударного переключения с предварительной синхронизацией

Применение управляющего сигнала ШИМ МПЧ в качестве оценки выходного напряжения МПЧ $U_{МПЧ}$ позволяет реализовать безударный перевод с предварительной синхронизацией и переключением с перекрытием для АДКЗР в составе ВЭП без СФ с нагрузкой «вентиляторного» типа.

Предложенная структура ВЭП с функцией безударного переключения АДКЗР между выходом МПЧ и питающей сетью обеспечивает переключение электродвигателя за время, эквивалентное уставке времени плавного пуска $t_{ПП}$ АДКЗР в составе частотно-регулируемого ВЭП с ограничением бросков тока в схеме ВЭП, бросков электромагнитного момента АДКЗР, просадок и колебаний частоты вращения АДКЗР.

Переходные процессы при выполнении обратного перевода АДКЗР с питающей сети обратно на питание от МПЧ повторяют процессы, рассмотренные выше, поэтому ниже не приводятся.

Из анализа осциллограмм, приведенных на рисунках 4.10 – 4.11 следует, что кратность бросков тока МПЧ при выполнении переключения не превышает $1,3I_{НОМ}^{МПЧ}$, АДКЗР – $1,1I_{НОМ}^{АДКЗР}$, сети – $1,2I_{НОМ}^{Сети}$.

Необходимо отметить, что кратность бросков тока, при реализации функции безударного переключения при помощи данного подхода не требует увеличения мощности МПЧ по отношению к питаемой им нагрузке.

Выводы по главе 4

В главе выполнена разработка и исследование алгоритмов безударного перевода нагрузки с выхода высоковольтного многоуровневого ПЧ на сеть и обратно, позволяющие обеспечить бесперебойную работу технологической установки.

1. Разработаны и исследованы алгоритмы безударного перевода нагрузки с выхода высоковольтного многоуровневого ПЧ на сеть и обратно, с применением алгоритма БАВР и алгоритма переключения с перекрытием с выполнением предварительной синхронизации выходного напряжения МПЧ с напряжением питающей сети.

2. На основании проведенного анализа приводятся критерии применимости и ограничения для каждого.

3. Разработана структура системы управления частотно-регулируемого (скалярного) ВЭП с функцией безударного переключения АДКЗР с выполнением предварительной синхронизации и переключения с перекрытием. Структура обеспечивает превышение величины тока АДКЗР не более 30% от номинального значения.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе выполнена разработка и исследование алгоритмов синхронизации выходного напряжения высоковольтного частотно-регулируемого электропривода с напряжением общепромышленной сети переменного тока, пригодных для осуществления безударного перевода нагрузки между источниками питания.

В ходе выполнения исследования были решены все поставленные задачи:

1. Выполнен анализ существующих на рынке систем высоковольтного частотно-регулируемого асинхронного электропривода. Выбрана и обоснована структура высоковольтного многоуровневого ПЧ на базе схемы с каскадным включением H-мостов для реализации разрабатываемых алгоритмов управления.

2. Сформулирован набор практических рекомендаций о необходимости наличия и топологии выходных силовых фильтров в структуре высоковольтного частотно-регулируемого электропривода с целью обеспечения коэффициента гармонических искажений напряжения не хуже, чем в ГОСТ 32144-2013 и ГОСТ Р 51317.2.4-2000 (МЭК 61000-2-4-94).

3. Разработан и исследован алгоритм переключения высоковольтного АДКЗР с выхода многоуровневого высоковольтного ПЧ на питающую сеть на базе алгоритма БАВР. Алгоритм обеспечивает перевод нагрузки за время не более 100 мс.

4. Разработаны и исследованы алгоритмы идентификации параметров напряжения сети и выходного напряжения многоуровневого ПЧ, обеспечивающие вычисление параметров напряжения за время не более 60 мс.

5. Разработан и исследован алгоритм безударного перевода нагрузки с выхода высоковольтного многоуровневого ПЧ на сеть и обратно, позволяющий обеспечить бесперебойную работу технологической установки. Разработанный алгоритм соответствует подходу – переключение с перекрытием с выполнением предварительной синхронизации напряжений

источников с применением алгоритмов идентификации. Алгоритм безударного перевода обеспечивает время перехода между источниками питания не более уставки на время разгона при выполнении плавного пуска АДКЗР от высоковольтного ПЧ, а также не превышение величины тока электродвигателя относительно номинального значения – не более 30%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Andries J.H. Nel, Deon C. Arndt, Jan C. Vosloo, Marc J. Mathews, “Achieving energy efficiency with medium voltage variable speed drives for ventilation-on-demand in South African mines”, *Journal of Cleaner Production*, Volume 232, 2019, pp. 379-390
2. K.T. Maheswari, R. Bharanikumar, V. Arjun, R. Amrith, M. Bhuvanesh, “A comprehensive review on cascaded H-bridge multilevel inverter for medium voltage high power applications”, *Materials Today: Proceedings*, Volume 45, Part 2, 2021, pp. 2666-2670
3. W. C. Rossmann and R. G. Ellis, “Retrofit of 22 pipeline pumping stations with 3000-hp motors and variable-frequency drives”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 1, pp. 178–186, Jan./Feb. 1998
4. R. Menz and F. Opprecht, “Replacement of a wound rotor motor with an adjustable speed drive for a 1400 kW kiln exhaust gas fan”, in *Proc. 44th IEEE IAS Cement Ind. Tech. Conf.*, 2002, pp. 85–93.
5. B. P. Schmitt and R. Sommer, “Retrofit of fixed speed induction motors with medium voltage drive converters using NPC three-level inverter high voltage IGBT based topology,” in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, 2001, pp. 746–751.
6. S. Bernert, “Recent developments of high power converters for industry and traction applications”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 6, pp. 1102–1117, Nov. 2000.
7. Панкратов В. В. /Асинхронизированный синхронный электропривод шахтной подъемной установки / В. В. Панкратов, Д. А. Котин, В. В. Вдовин // *Электротехника*. - 2014. - № 12. - С. 2-6.
8. H. Okayama, M. Koyama et al., “Large capacity high performance 3-level GTO inverter system for steel main rolling mill drives”, in *Conf. Rec. IAS Annu. Meeting*, 1996, pp. 174–179.
9. H. Akagi, “Large static converters for industry and utility applications”, *Proc. IEEE*, vol. 89, no. 6, pp. 976–983, Jun. 2001.

10. J. K. Steinke and P. K. Steimer, “Medium voltage drive converter for industrial applications in the power range from 0.5 MW to 5 MW based on a three-level converter equipped with IGCTs”, in Proc. IEE Seminar PWM Medium Voltage Drives, 2000, pp. 6/1–6/4
11. Bin Wu “High-Power Converters and AC Drives” John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2006, 2nd edition, 480 p.
12. B. P. Schmitt and R. Sommer, “Retrofit of Fixed Speed Induction Motors with Medium Voltage Drive Converters Using NPC Three-Level Inverter High-Voltage IGBT Based Topology”, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 746–751, 2001
13. J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt and S. Kouro, “Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives”, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, vol. 54, no. 6, pp. 2930-2945.
14. S. Bernet, “State of the art and developments of medium voltage converters—An overview,” Prz. Elektrotech. (Electrical Review), 2006, vol. 82, no. 5, pp. 1–10.
15. ГОСТ 32144-2013 Электрическая энергия Совместимость технических средств электромагнитная Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения
16. Лезнов Б. С. Частотно-регулируемый электропривод насосных установок. — М.: Машиностроение, 2013. — 176 с., ил.
17. Лезнов Б.С. Энергосбережение и регулируемый привод в насосных и воздуходувных установках М.: Энергоатомиздат, 2006. 360 с. ил.
18. Шафиков, И.Н. Регулируемый привод скважинного электроцентробежного насоса на основе высоковольтного многоуровневого преобразователя частоты / И.Н. Шафиков // Электротехнические и информационные комплексы и системы. 2019. - т. 15. - №3. - с. 53-60
19. Г. Е. Сиволов, а. И. Кармалов, п. Б. Ивансон, ю. Б. Исхаков /Многоуровневая автоматизированная система управления технологическими

процессами водоснабжения и водоотведения//Водоснабжение и санитарная техника. – 2011. №9-1 С. 47-56.

20. Лезнов Б. С. /Оценка эффективности регулируемого электропривода в насосных установках водоснабжения и водоотведения // Известия ТулГУ. Технические науки. 2010. №3-4.

21. Р. А. Кахоров, М. П. Белов /Анализ электроприводных систем насосных станций и способов повышения их эффективности в технологиях// Международная конференция по мягким вычислениям и измерениям – 2019. Т.1 С. 119-123.

22. С. А. КАРГИН /Анализ потерь электроэнергии при работе группы насосов, оснащенных регулируемым приводом// Водоснабжение и санитарная техника. – 2010. №3 С. 12-18.

23. Ильинский Н.Ф., Шакарян Ю.Г. Инструкция по расчету экономической эффективности применения частотно-регулируемого электропривода. – М., АО ВНИИЭ, МЭИ, 1997.

24. Гордейчик А.В. Попов А.В. Усачев А.П. /Алгоритмы группового управления насосными агрегатами// Водоочистка. водоподготовка. водоснабжение. – 2019. №2(134) С. 54-61.

25. Станции частотного регулирования ИРБИС [Электронный ресурс] Каталог ИРБИС Режим доступа: <http://www.irbis-privod.ru/catalog/> (25.04.2022)

26. Плавный пуск насосов в котельной с VEDADRIVE [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://drives.ru/proekty/upravlenie-vysokovoltnymi-dvigatelyami/plavny-pusk-nasosov-v-kotelnoy-s-vedadrive/index.php> (03.03.2022)

27. Преобразователи частоты VEDADRIVE экономят энергию в насосной станции Волгограда [Электронный ресурс] Режим доступа: https://drives.ru/proekty/upravlenie-vysokovoltnymi-dvigatelyami/case_vd_volgograd/index.php (05.03.2022)

28. SynchStarter solution A synchronised by-pass motor starter for variable pitch thrusters VEDADRIVE [Электронный ресурс] Режим доступа:

https://files.danfoss.com/download/Drives/DKDDPM406A102_SynchStarter_AP.pdf (08.02.2022)

29. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. – Изд. 2-е. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с

30. Хакимьянов М.И., Шабанов В.А. /Входные многообмоточные трансформаторы для многоуровневых преобразователей частоты// Электронный научный журнал нефтегазовое дело . – 2012. №5 С. 47-54.

31. X. Liang, N. C. Kar and J. Liu, "Load filter design method for medium voltage drive applications in electrical submersible pump systems," 2014 IEEE Industry Application Society Annual Meeting, 2014, pp. 1-14.

32. Y. Sozer, D. A. Torrey and S. Reva, "New inverter output filter topology for PWM motor drives," in IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, vol. 15, no. 6, pp. 1007-1017.

33. S. Bernet, S. Ponnaluri and R. Teichmann, "Design and loss comparison of matrix converters, and voltage-source converters for modern AC drives," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, vol. 49, no. 2, pp. 304-314.

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

35. Кабышев А.В. /Компенсация реактивной мощности в электроустановках промышленных предприятий: учебное пособие // Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2012 – 234

36. S. Wei, N. Zargari, B. Wu, et al., "Comparison and Mitigation of Common Mode Voltages in Power Converter Topologies", IEEE Industry Application Society (IAS) Conference, pp. 1852–1857, 2004

37. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока/ ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». – Иваново, 2008. – 298 с.

38. Многоуровневые преобразователи: схемы, особенности применения, алгоритмы управления. Часть 1 [Электронный ресурс] Режим доступа: https://power-e.ru/power_supply/mnogourovnevye-preobrazovateli-chast-1/ (10.02.2022).

39. P. W. Hammond, “A New Approach to Enhance Power Quality for Medium Voltage AC Drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 1, pp. 202–208, 1997

40. Виноградов А.Б., Коротков А.А./Управление многоуровневым преобразователем частоты энергоэффективного электропривода// Электротехника. - 2017. - № 4. - С. 38-45.

41. Харитонов С.А., Берестов В.М. /Алгоритм управления многоуровневым инвертором напряжения.// Электротехника. №11. 2007.- С.7-15

42. Nos O. V., Volkov V. Y., Klan V. A. “Vector control for an AC drive with a multilevel frequency converter based on an H-bridge” // Russian Electrical Engineering. - 2019. – Vol. 90, iss. 4. – P. 304–309. Nos, Volkov, Rlzn “Vector control for an AC Drive with Multilevel Frequency Converter Based on an H-bridge”

43. Sanmin Wei and Bin Wu “A General Space Vector PWM Control Algorithm for Multilevel Inverters” Dept. of Electrical and Computer Engineering Ryerson University, Toronto, Canada

44. Виноградов А.Б, Коротков А.А. Алгоритмы управления высоковольтным многоуровневым преобразователем частоты / ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». – Иваново, 2018. – 184 с.

45. Corzine, K.A. “Operation and Design of Multilevel Inverters [Электронный ресурс]: Ph.D. Dissertation / K.A. Corzine. – Режим доступа: <http://nerc.atcorp.org/papers/inverters.pdf> (22.01.2022).

46. McGrath, B.P. A Comparison of Multicarrier PWM Strategies for Cascaded and Neutral Point Clamped Multilevel Inverters / B.P. McGrath, D.G.

Holmes // IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), Galway Ireland. – 2000. – p. 674–679.

47. Mouzhi, Donge A novel digital modulation scheme for multilevel cascaded H-bridge inverters in high power AC drives [Электронный ресурс]: Master of Engineering Thesis / Donge Mouzhi. – Режим доступа:<http://digitalcommons.ryerson.ca/dissertations/159> (30.11.2021).

48. ЭЛМ продукция [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://www.elm-motors.ru/products.html> (15.03.2022).

49. «Силовые машины» каталог продукции [Электронный ресурс] Режим доступа: https://power-m.ru/upload/iblock/f62/SM_product_cataloge_2020.pdf (28.04.2022).

50. 12. Панкратов В.В., Котин Д.А. Адаптивные алгоритмы бездатчикового векторного управления асинхронными электроприводами подъемно-транспортных механизмов: учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2012. – 143 с.

51. Панкратов В.В. Векторное управление асинхронными электроприводами: Учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. – 66 с.

52. Ковчин С. А., Сабинин Ю.А. Теория электропривода: учебник для вузов. – СПб.: Энергоатомиздат. Санкт-Петербургское отделение, 2000. – 496 с.

53. Герман-Галкин МАТЛАБ-Симулинк

54. Ключев В.И. Теория электропривода: Учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с

55. Giovanni Miano, Antonio Maffucci, “Transmission Lines and Lumped Circuits”, Academic Press, 2001, 479 p.

56. Hoshmeh, Abdullah & Schmidt, Uwe & Gürlek, Akif. (2018). Investigations on the Developed Full Frequency- Dependent Cable Model for Calculations of Fast Transients. Energies. 11. 2390. 10.3390/en11092390.

57. ГОСТ Р 51317.2.4-2000

(МЭК 61000-2-4-94) Совместимость технических средств электромагнитная. Электромагнитная обстановка Уровни электромагнитной

совместимости для низкочастотных кондуктивных помех в системах электроснабжения промышленных предприятий. – М. : Стандартинформ, 2020. – 11 с

58. Берестов Вдовин Синус-фильтры Берестов В.М., Вдовин В.В., Доманов С.С. и др. Инженерная методика расчётов синусных фильтров для активных выпрямителей и инверторов напряжения с ШИМ. – Труды XV Международ. Научно-техн. конф. «Электроприводы переменного тока» (ЭППТ-2012)». – Екатеринбург: УрФУ, 12 – 16 марта 2012. С. 17- 25.

59. X. Liang, N. C. Kar and J. Liu, "Load filter design method for medium voltage drive applications in electrical submersible pump systems," 2014 IEEE Industry Application Society Annual Meeting, 2014, pp. 1-14.

60. Боярская, Н. П. /Синтез фильтрокомпенсирующих устройств для систем электроснабжения// Сибирский федеральный университет, Политехнический институт. – Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2014. – 191 с

61. Горюнов, В. Н. /Активный фильтр как техническое средство обеспечения качества электроэнергии // Омский научный вестник №1(64). 2008 г. - С. 78-80.

62. Коваленко, Д. В. /Определение резонансной частоты системы электроснабжения при изменении степени компенсации реактивной мощности и наличии высших гармоник //Международный журнал прикладных и фундаментальных исследований. 2017. № 8 (часть 1). С.16-21

63. Y. Sozer, D. A. Torrey and S. Reva, "New inverter output filter topology for PWM motor drives," in IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, vol. 15, no. 6, pp. 1007-1017.

64. M. Liserre, F. Blaabjerg and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," in IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, vol. 41, no. 5, pp. 1281-1291

65. S. S. Fazel, S. Bernet, D. Krug and K. Jalili, "Design and Comparison of 4-kV Neutral-Point-Clamped, Flying-Capacitor, and Series-Connected H-Bridge

Multilevel Converters," in IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, vol. 43, no. 4, pp. 1032-1040/

66. S. Ponnaluri, V. Krishnamurthy and V. Kanetkar, "Generalized system design and analysis of PWM based power electronic converters," Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129), 2000, pp. 1972-1979 vol.3.

67. J. K. Steinke and P. K. Steimer, "Medium voltage drive converter for industrial applications in the power range from 0.5 MW to 5 MW based on a three-level converter equipped with IGCTs", in Proc. IEE Seminar PWM Medium Voltage Drives, 2000, pp. 6/1–6/4

68. Домахин Е. А. /Алгоритм синхронизации для безударного переключения асинхронного двигателя между преобразователем частоты и питающей сетью = Synchronization algorithm for shockless switching of the induction motor between the frequency converter and the supply network / Е. А. Домахин, Д. А. Котин. – Текст : непосредственный // Электротехника. – 2021. – № 6. – С. 25–31.

69. Домахин Е.А., Нестеренко Г.Б., Зырянов В.М., Котин Д.А. Армеев Д.В. и др. /Универсальное устройство компенсации провалов и прерываний напряжения для обеспечения надежной работы электроприемников ПАО «Мосэнерго» = Voltage dip and interruption compensator for reliable operation of critical electrical installations at PJSC «Mosenergo» // Электрические станции. - 2020. - № 11. - С. 14-24.

70. Domakhin E. A. Developing electric drive with adaptive algorithm for soft switching between frequency converter and three-phase mains / E. A. Domakhin, D. A. Kotin // 17 International Ural conference on AC electric drives (ACED), Ural Federal University named after the first president of Russia B.N. Yeltsin : [proc.], Ekaterinburg, 26–30 March 2018. – IEEE, 2018. – 5 p. - ISBN 978-1-5386-2422-7.

71. Диссертация Пупин В.М. Новые технологии защиты электрооборудования от нарушений в питающих сетях (БАВР). 2010
72. . Блок микропроцессорный релейной защиты БМРЗ-БАВР – 01. [Электронный ресурс]. Руководство по эксплуатации. ДВИВГ.648228.082-12.01 РЭ URL: <https://www.mtrele.ru/files/filedoc/releynaya-zashita/bmrz/bmrz-bavr-01.pdf> (дата обращения 05.06.2020).
73. Анучин Системы управления электроприводов – М.: Издательский дом МЭИ, 2015. — 373. с.
74. Поляков К.Ю. Основы теории цифровых систем управления: учебное пособие. - СПб.: СПбГМТУ, 2006
75. Григорьев В.В., Дроздов В.Н., Сабинин Ю.А. Импульсные системы фазовой автоподстройки частоты. - Л.: Энергоатомиздат, 1982
76. Masoud Karimi-Ghartemani Enhanced phase-locked loop structures for power and energy applications – Wiley-IEEE Press 2014 – 240p.
77. Панкратов В.В., Нос О.В., Зима Е.А. Избранные разделы теории автоматического управления: учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 223 с.
78. Kamil, Haval & Said, Dalila & Mustafa, Mohd & Miveh, Mohammad & Ahmad, Nasarudin “Recent advances in phase-locked loop based synchronization methods for inverter-based renewable energy sources” Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. 2020, Volume. 18, pp. 1-8.
79. P. Rodríguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre and F. Blaabjerg, "New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions," 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006, pp. 1-7,
80. Pragma Gawhade, Amit Ojha “Recent advances in synchronization techniques for grid-tied PV system: A review” Energy Reports Volume 7, 2021, pp. 6581-6599.
81. Remus Teodorescu, Marco Liserre, Pedro Rodriguez Grid converters for photovoltaic and wind power systems – Wiley-IEEE Press 2007, 416 p.

82. M. Sun and Z. Sahinoglu, "Extended Kalman filter based grid synchronization in the presence of voltage unbalance for smart grid," ISGT 2011, 2011, pp. 1-4.
83. S. Golestan, J. M. Guerrero and J. C. Vasquez, "Steady-State Linear Kalman Filter-Based PLLs for Power Applications: A Second Look," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 12, pp. 9795-9800.
84. K. Reif, S. Gunther, E. Yaz and R. Unbehauen, "Stochastic stability of the discrete-time extended Kalman filter," in IEEE Transactions on Automatic Control 1999, vol. 44, no. 4, pp. 714-728.
85. S. Bittanti and S. M. Savaresi, "On the parametrization and design of an extended Kalman filter frequency tracker," in IEEE Transactions on Automatic Control 2000, vol. 45, no. 9, pp. 1718-1724
86. S. Bifaretti, P. Zanchetta and E. Lavopa, "Comparison of Two Three-Phase PLL Systems for More Electric Aircraft Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics 2014, vol. 29, no. 12, pp. 6810-6820,
87. H. Ahmed, S. Biricik and M. Benbouzid, "Linear Kalman Filter-Based Grid Synchronization Technique: An Alternative Implementation," in IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 17, no. 6, pp. 3847-3856.
88. Домахин Е.А. Червоненко А.П., Котин Д.А./Безударный перевод нагрузки с основной сети на резервную с применением быстродействующего автоматического ввода резерва / Червоненко А.П., Котин Д.А., Домахин Е.А.// Электротехника. – 2022. – №5. – С. 18-23.

**ПРИЛОЖЕНИЕ «А» СВИДЕТЕЛЬСТВО О ГОСУДАРСТВЕННОЙ
РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ**

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2022617251

**Программа расчета управляющего воздействия для
выполнения безударного переключения
высоковольтных асинхронных двигателей между
преобразователем частоты и питающей сетью**

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

Авторы: **Котин Денис Алексеевич (RU), Домахин Евгений
Александрович (RU)**

Заявка № **2022616755**

Дата поступления **19 апреля 2022 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **19 апреля 2022 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 6b7b90077e14e10f0a94edbd24145d5c7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 26.03.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов



ПРИЛОЖЕНИЕ «Б» АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ

“УТВЕРЖДАЮ”

Проректор по учебной работе
ФГБОУ ВО «Новосибирский государственный
технический университет»
кандидат экономических наук, доцент



С.С. Чернов

« 5 » мая 2022 г.


АКТ

об использовании результатов диссертационной работы Домахина Е.А.
«Алгоритмы управления высоковольтным асинхронным электроприводом с
функцией безударного переключения нагрузки на питающую сеть»

Настоящим актом подтверждается, что основные результаты диссертационной работы аспиранта кафедры Электропривода и автоматизации промышленных установок (ЭАПУ) Новосибирского государственного технического университета Домахина Евгения Александровича, в том числе алгоритмы управления асинхронным электроприводом с функцией безударного переключения нагрузки на питающую сеть, используются в учебном процессе кафедры ЭАПУ НГТУ:

- 1) при проведении лекционных и практических занятий по дисциплине «Автоматическое управление системами мехатроники» для магистрантов факультета мехатроники и автоматизации, обучающихся по направлению 13.04.02 – «Электроэнергетика и электротехника», магистерская программа: Мехатронные и автоматизированные комплексы и системы;
- 2) в научно исследовательской работе бакалавров и магистрантов.

Декан ФМА НГТУ,
к.т.н., доцент

 М.Е. Вильбергер

Заведующий кафедрой ЭАПУ НГТУ,
к.т.н., доцент

 Д.А. Котин



СИБИРЬ-МЕХАТРОНИКА

ООО "Сибирь-мехатроника"
 630541 РФ, Новосибирская обл., Новосибирский район,
 п. Элитный, ул. Молодежная, 20
 ИНН/КПП 5404105209/543301001
 р/с 40702810900000000026
 в Банке «Левобережный» (ПАО), г. Новосибирск
 БИК 045004850 к/с 30101810100000000850

Почтовый адрес: 630087, Новосибирск, а/я 36
 Адрес отдела продаж:
 г. Новосибирск, ул. Немировича-Данченко, 138
 тел. (383) 399-00-55
 факс (383) 315-25-18
 e-mail info@sibmech.ru
 сайт www.sibmech.ru

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы Домахина Е.А.
 «Алгоритмы управления высоковольтным асинхронным электроприводом с
 функцией безударного переключения нагрузки на питающую сеть»

Настоящим актом подтверждается, что основные результаты диссертационного исследования, выполненного Домахиным Евгением Александровичем в ФГБОУ ВО «Новосибирский государственный технический университет», приняты к использованию ООО «Сибирь-мехатроника» в производственной и инжиниринговой деятельности: разработка и производство серийной продукции «Станции частотного управления серий СЧ400 и СЧ500» и проектирования автоматизированных систем с частотно регулируемым электроприводом.

В частности, ООО «Сибирь-мехатроника» приняло к внедрению:

- алгоритмы идентификации параметров выходного напряжения преобразователя частоты и питающей сети;
- алгоритм автоматической синхронизации выходного напряжения преобразователя частоты и питающей сети с функцией безударного переключения нагрузки между источниками питания;
- методику выбора топологии и расчет параметров синусного фильтра при работе преобразователя частоты на длинную кабельную линию.

Применение вышеперечисленных результатов позволит расширить области применения серийных преобразователей частоты, производимых ООО «Сибирь-мехатроника», что даст возможность предприятию выйти на новые рынки потребителей продукции.

Директор
 ООО «Сибирь-мехатроника»

16.05.2022



В.О. Астанин