

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

На правах рукописи

ТАТАРИНОВ ДЕНИС ЕВГЕНЬЕВИЧ

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ
СОВМЕСТИМОСТИ В ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСАХ
С АСИНХРОННЫМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель –
доктор технических наук,
профессор Козярук А.Е.

Санкт-Петербург – 2017

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1 АНАЛИЗ ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСАХ.....	9
1.1 Структуры силовых полупроводниковых преобразователей, применяемых в асинхронных электроприводах	9
1.2 Проблемы электромагнитной совместимости в электротехнических комплексах	11
1.3 Методы обеспечения электромагнитной совместимости.....	20
1.4 Проблемы электромеханической совместимости в асинхронных электроприводах.....	27
1.5 Методы обеспечения электромеханической совместимости	38
1.6 Цели и задачи диссертационной работы	43
ГЛАВА 2 СТРУКТУРА АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА И АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ	45
2.1 Асинхронный электропривод на основе преобразователя частоты с активным выпрямителем.....	45
2.2 Выбор системы управления активным выпрямителем	47
2.3 Выбор системы управления асинхронным электроприводом	53
2.4 Алгоритмы управления преобразователем	61
2.5 Выводы к главе 2.....	75
ГЛАВА 3 СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С УЛУЧШЕННЫМИ ПОКАЗАТЕЛЯМИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ОБОРУДОВАНИЯ	76
3.1 Имитационная модель асинхронного электропривода	76
3.2 Исследование электромеханической совместимости в асинхронном электроприводе и рекомендации по ее обеспечению	82

3.3 Особенности обеспечения электромагнитной совместимости активного выпрямителя с сетью в части высокочастотных пульсаций входных токов системы	97
3.4 Разработка системы управления электроприводом с улучшенными показателями электромагнитной и электромеханической совместимости	102
3.5 Разработка методики оценки уровня электромагнитной и электромеханической совместимости в асинхронном электроприводе .	106
3.6 Выводы к главе 3	108
ГЛАВА 4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫМИ АЛГОРИТМАМИ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ	
4.1 Методика проведения экспериментальных исследований	111
4.2 Описание экспериментальной установки	114
4.3 Экспериментальное подтверждение адекватности имитационной модели асинхронного электропривода	117
4.4 Экспериментальное исследование влияния алгоритмов управления преобразователем частоты на показатели электромагнитной и электромеханической совместимости оборудования	119
4.5 Анализ электромеханической совместимости в системах с электроприводами большой мощности	124
4.6 Выводы к главе 4	126
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	128
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	130
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	131
ПРИЛОЖЕНИЕ А Текст программы имитационной модели электропривода	140
ПРИЛОЖЕНИЕ Б Акт внедрения результатов диссертационной работы	158
ПРИЛОЖЕНИЕ В Патент на изобретение	159

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Электроэнергетические системы различных промышленных объектов представляют собой совокупность электротехнических комплексов (ЭТК), взаимосвязанных между собой процессами генерирования, преобразования и распределения электроэнергии. ЭТК с асинхронными электроприводами (ЭП) являются основными потребителями таких систем, доля которых с каждым годом постоянно увеличивается. Как указывается в [8], по данным на 2002 г. на мировом рынке из общего числа продаваемых регулируемых ЭП асинхронные ЭП составили 56 %. Тенденция роста применения асинхронных ЭП в промышленности наблюдается с 1990 г. по настоящее время.

Одной из основных проблем ЭТК с асинхронными ЭП является проблема обеспечения электромагнитной и электромеханической совместимости силовых полупроводниковых преобразователей (СПП) с оборудованием сети и асинхронными двигателями (АД). Под электромагнитной совместимостью ЭП понимают его способность нормально функционировать в электромагнитной обстановке и не оказывать недопустимого влияния на работу других устройств, а под электромеханической совместимостью в ЭП понимают способность электродвигателя, входящего в состав ЭП, нормально функционировать при питании от преобразователя, не обеспечивающего нормированное качество электроэнергии, и не оказывать недопустимого влияния на работу исполнительного механизма ЭП [14, 39].

СПП являются причиной появления высших гармоник напряжения как в энергосистеме, так и в нагрузке, оказывая негативное влияние как на работу устройств, получающих от них питание, так и на другое оборудование, работающее в одной энергосистеме с преобразователями.

Существует большое разнообразие схемных и конструктивных решений, позволяющих уменьшить влияние преобразователей на оборудование, к которым относят применение многоуровневых и многотактных схем преобразователей, применение дросселей, синусных фильтров и других типов фильтров, однако эти решения приводят к усложнению схем, увеличению массогабаритных показателей и стоимости оборудования.

Изучению вопросов обеспечения электромагнитной и электромеханической совместимости в ЭТК с СПП и АД большое внимание уделено в работах Анисимова Я.Ф., Васильева Е.П., Вершинина В.И., Загрянного Э.А., Козярука А.Е., Зиновьева Г.С., Виноградова А.Б., Жежеленко И.В., Пронина М.В., Воронцова А.Г., Калачикова П.Н., Емельянова А.П., Ефимова А.А. Васильева Б.Ю., Каплина А.И. Строганова Ю., Belkhatat D., Roger D., Brudny J.F., Cassoret B., Corton R. и др. Однако, несмотря на многочисленные исследования, проведенные в этой области, в существующей литературе не уделено должного внимания вопросам оценки и снижения высокочастотных пульсаций входных токов активного выпрямителя (АВ) и пульсаций электромагнитного момента АД, питающегося от инвертора. Высокочастотные пульсации входных токов АВ и электромагнитного момента АД приводят к дополнительным потерям в оборудовании, увеличению шума дросселей преобразователя и другого оборудования, включенного в линию питания с преобразователем, увеличению вибрации двигателя, появлению резонансов в приводе и т.д.

Это обуславливает необходимость исследования пульсаций входных токов АВ и электромагнитного момента АД, вызванных работой преобразователя, и разработки алгоритмов управления преобразователем, позволяющих улучшить показатели электромагнитной и электромеханической совместимости оборудования.

Цель работы

Разработка методов и технических средств обеспечения электромагнитной и электромеханической совместимости в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе в части снижения пульсаций электромагнитного момента двигателя и входных токов системы.

Идея работы

Обеспечение электромагнитной и электромеханической совместимости в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе достигается за счет применения усовершенствованных алгоритмов управления преобразователем частоты с активным выпрямителем, позволяющих снизить высокочастотные пульсации электромагнитного момента двигателя и входных токов активного выпрямителя.

Основные задачи исследований:

1. Разработать имитационную модель асинхронного ЭП, позволяющую исследовать влияние алгоритмов управления преобразователем на показатели электромагнитной и электромеханической совместимости оборудования в различных режимах работы ЭП.
2. Установить зависимости пульсаций электромагнитного момента двигателя и входных токов АВ от режима работы привода, алгоритмов управления преобразователем и их параметров.
3. Выполнить синтез системы управления асинхронным ЭП с усовершенствованными алгоритмами управления преобразователем, позволяющими снизить высокочастотные пульсации электромагнитного момента двигателя и входных токов АВ.
4. Провести экспериментальные исследования электромагнитной и электромеханической совместимости в асинхронном ЭП с усовершенствованными алгоритмами управления преобразователем.

Научная новизна:

1. Установлены зависимости пульсаций электромагнитного момента двигателя от нагрузки и частоты вращения при использовании алгоритмов управления преобразователем на основе пространственно-векторной ШИМ, позволяющие определить параметры и границы применимости алгоритмов с точки зрения энергетической эффективности и электромеханической совместимости оборудования.
2. Выявлен способ снижения уровня высокочастотных пульсаций электромагнитного момента двигателя и входных токов АВ за счет применения в алгоритмах управления преобразователем переменной частоты коммутации силовых ключей, позволяющий уменьшить уровень вибрации и шума оборудования.
3. На основе установленных зависимостей и способа разработаны алгоритмы управления преобразователем, позволяющие обеспечить снижение высокочастотных пульсаций электромагнитного момента двигателя, входных токов АВ и динамических потерь энергии в преобразователе.

Основные научные положения, выносимые на защиту:

1. Применение алгоритма управления автономным инвертором напряжения с пространственно-векторной широтно-импульсной модуляцией адаптивной

структуры и переменной частотой коммутации позволяет снизить пульсации электромагнитного момента, вибрации двигателя и динамические потери энергии в преобразователе до 30 %.

2. Применение алгоритма управления активным выпрямителем с переменной частотой коммутации позволяет уменьшить пульсации токов и шум дросселей при сохранении известных преимуществ активного выпрямителя.

Практическая ценность:

1. Разработана методика оценки уровня электромагнитной и электромеханической совместимости в асинхронном ЭП, позволяющая определить параметры алгоритмов управления преобразователем для достижения необходимых показателей совместимости оборудования.

2. Разработана система управления асинхронным ЭП с усовершенствованными алгоритмами управления преобразователем, обеспечивающая снижение высокочастотных пульсаций электромагнитного момента двигателя, входных токов АВ и динамических потерь энергии в преобразователе.

Методы исследования

Научные и практические результаты диссертационной работы получены с использованием: теории обобщенной электрической машины; методов современной теории управления и теории электропривода; методов имитационного моделирования с использованием численного решения систем дифференциальных уравнений; методов оценки показателей электромагнитной и электромеханической совместимости средствами компьютерного моделирования; экспериментальных исследований.

Достоверность научных положений, выводов и рекомендаций подтверждена результатами вычислительных экспериментов на имитационной модели, а также экспериментальными исследованиями на электротехническом стенде завода «Электросила» ПАО «Силовые машины».

Реализация результатов работы:

Разработанная в диссертации методика оценки показателей электромагнитной и электромеханической совместимости в асинхронном ЭП и усовершенствованные алгоритмы управления преобразователем частоты (ПЧ) рекомендованы к использованию при разработке и модернизации ЭТК с асинхронными ЭП в под-

разделении по системам автоматики энергетических машин ПАО «Силовые машины», о чем получен акт внедрения основных результатов работы.

Личный вклад автора

Разработана методика оценки показателей электромагнитной и электромеханической совместимости в асинхронных ЭП; установлены зависимости пульсаций электромагнитного момента двигателя и входных токов АВ от режима работы привода, алгоритмов управления преобразователем и их параметров; разработана система управления асинхронным ЭП с усовершенствованными алгоритмами управления преобразователем, обеспечивающая снижение высокочастотных пульсаций электромагнитного момента двигателя, входных токов АВ и динамических потерь энергии в преобразователе; проведены экспериментальные исследования.

Апробация работы

Основные положения диссертационной работы докладывались на 54-ой международной студенческой научно-практической конференции (г. Краков, Польша, 2013 г.), на VII международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014 (г. Саранск, 2014 г.), на V и VI конференциях молодых специалистов инженерно-технических служб ОАО «Силовые машины» (г. Санкт-Петербург, 2014 г. и 2015 г.), на научных семинарах кафедры электроэнергетики и электромеханики Санкт-Петербургского горного университета (2014-2016 гг.), на 70-ой международной молодежной научной конференции «Нефть и Газ 2016» (г. Москва, 2016 г.).

Публикации

По теме диссертации опубликовано всего 5 печатных работ, в том числе 3 в научных изданиях, рекомендованных ВАК Минобрнауки России. Получен 1 патент на изобретение.

Структура и объем работы

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка сокращений и условных обозначений, приложений, изложенных на 160 страницах машинописного текста, содержит 79 рисунков, 9 таблиц, список литературы из 88 наименований.

ГЛАВА 1 АНАЛИЗ ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСАХ

В настоящей главе проанализированы основные проблемы электромагнитной и электромеханической совместимости, возникающие в ЭТК с СПП и АД. Рассмотрены способы обеспечения совместимости оборудования, где обозначены их основные преимущества и недостатки.

1.1 СТРУКТУРЫ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ, ПРИМЕНЯЕМЫХ В АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ

В настоящее время частотно-регулируемый ЭП на базе АД находит все большее применение в электроэнергетике, на транспорте, коммунальном хозяйстве, добывающей и перерабатывающей промышленности, а также в специальной технике. В таких ЭП в качестве СПП применяются ПЧ [8, 16, 41, 42, 61, 68, 79]. На сегодняшний день основные варианты построения ПЧ можно классифицировать схемой, приведенной на рисунке 1.1.

По уровню напряжения питания ПЧ подразделяют на высоковольтные, применяемые в электрических сетях с напряжением свыше 1000 В, и низковольтные, применяемые в сетях с напряжением до 1000 В. По структуре построения ПЧ подразделяют на двухзвенные и непосредственные.

В двухзвенных ПЧ [18, 45, 47, 50, 56, 61, 78] первое звено может представлять собой неуправляемый (НУВ), либо управляемый выпрямитель (УВ) с естественной коммутацией (управляемый выпрямитель тока, построенный на IGCT-тиристорах) или искусственной коммутацией силовых ключей (АВ напряжения, построенный на IGBT-транзисторах), предназначенный для преобразования энергии переменного тока в энергию постоянного тока, а второе звено – автономный инвертор напряжения (АИН), предназначенный для преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного тока с другими параметрами [45, 46, 47, 50, 84]. Таким образом, нагрузка связана с сетью через два звена и происходит двукратное преобразование энергии.



Рисунок 1.1 – Классификация ПЧ, применяемых в асинхронных ЭП

Управляемые выпрямители тока нашли более широкое применение в регулируемых ЭП постоянного тока, в ЭП переменного тока применяются реже, в связи с появлением АВ, которым, в качестве силового источника питания в двухзвенных ПЧ, отдается большее предпочтение, т.к. АВ, в отличие от других, позволяют одновременно решать большое число задач, таких как: формирование токов фаз, близких к синусоидальным, обеспечение работы ЭП с заданным коэффициентом мощности во всех режимах, обеспечение рекуперации электроэнергии в сеть, стабилизация выпрямленного напряжения на заданном уровне [18, 27, 31, 34, 45].

В непосредственных ПЧ (НПЧ) выходное напряжение формируется из участков синусоид напряжения питающей сети, при этом двигатель в процессе работы преобразователя через открытые силовые ключи в каждый момент времени оказывается подключенным непосредственно к источнику питания, что позволяет обеспечить двусторонний обмен энергией между двигателем и питающей сетью без использования дополнительных устройств. Построение НПЧ может выполняться на основе частично, либо полностью управляемых силовых ключах. В первом случае используются тиристоры с естественной коммутацией, во втором – тиристоры с искусственной коммутацией, либо транзисторы. Применение искусственной коммутации позволяет регулировать частоту как в области ниже, так и в области выше частоты сети, однако коммутационные устройства тиристорных ключей существенно ухудшают массогабаритные показатели оборудования. При-

менение транзисторных ключей исключает этот недостаток, однако сам принцип работы НПЧ требует полуторакратного увеличения количества ключей по сравнению с двухзвенными ПЧ. На сегодняшний день такие преобразователи не нашли широкого промышленного применения [18, 30, 47, 69, 75].

Высоковольтные ПЧ имеют двухзвенную структуру, аналогичную низковольтным ПЧ. В таких преобразователях применяются 12-ти, 18-пульсные и т.д. выпрямители, питающиеся от многообмоточных трансформаторов, либо многоуровневые АВ, предназначенные для питания многоуровневых АИН. Многоуровневые преобразователи позволяют улучшить качество напряжений и токов на входе и выходе, уменьшить динамические потери энергии в силовых ключах, повысить напряжение и единичную мощность устройств [56].

Многоуровневую топологию построения преобразователей применяют и в сетях с напряжением до 1000 В для уменьшения коэффициента нелинейных искажений напряжения. В рамках данной диссертационной работы рассматриваются ЭТК с асинхронными ЭП, применяемые в электрических сетях с напряжением до 1000 В.

1.2 ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСАХ

Для анализа проблем электромагнитной совместимости, возникающих в ЭТК, содержащих СПП, рассмотрим упрощенную схему электрической сети промышленного объекта, представленную на рисунке 1.2. Схема промышленного объекта содержит ЭП, построенные на базе различных силовых преобразователей (ДВ–АИН, ТП–АИН, АВ–АИН), получающих питание от шин распределительного щита (РЩ), трансформаторную подстанцию (Т), конденсаторную батарею (КБ), электрическую машину М1 и другие приемники, чувствительные (П1) и нечувствительные (П2) к воздействию помех, создаваемых СПП [2, 14].

Работа СПП в сети электроснабжения (СЭС) является основной причиной появления помех и нелинейных искажений напряжения [59]. На схеме (рису-

нок 1.2) условно изображено воздействие СПП на электрическую сеть и оборудование, входящее в нее (ВПЭС), воздействие на окружающую среду (ВПОС), воздействие на электрические машины (ВПЭМ), а также показаны воздействия, которым подвергаются СПП со стороны окружающей среды (ВОСП), электрической сети и оборудования, входящего в нее (ВЭСП). Преобразователи воздействуют на окружающую среду (ОС) путем излучения электромагнитных помех. Воздействие окружающей среды может проявляться в появлении наводок и помех в системах управления преобразователями [2, 14].

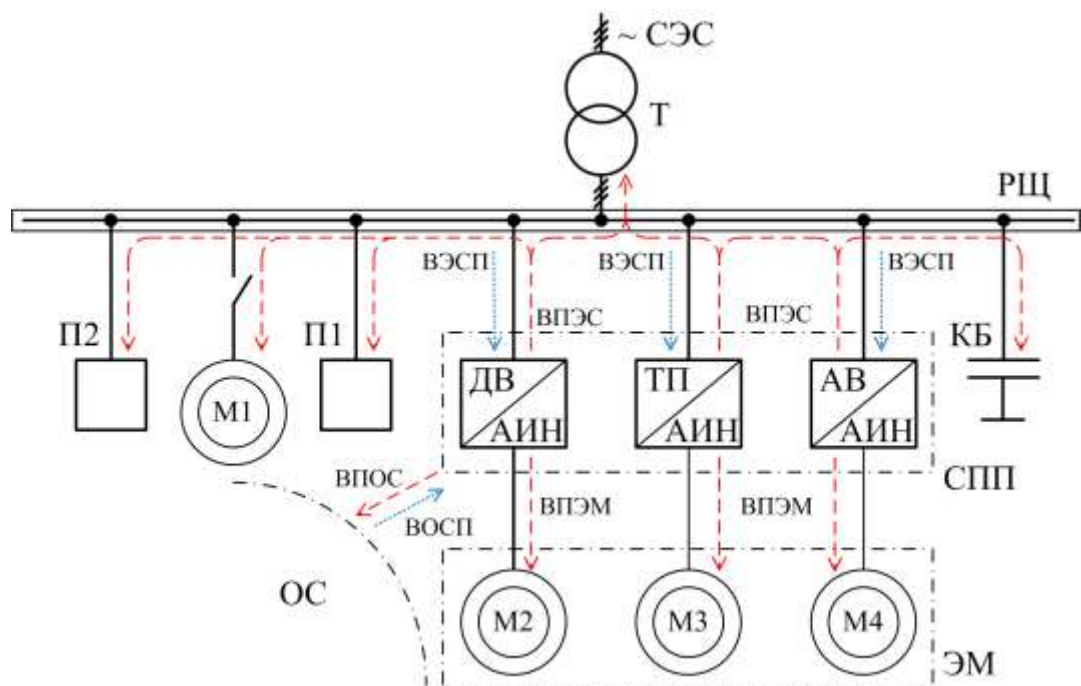


Рисунок 1.2 – Упрощенная схема электрической сети с СПП

В данном параграфе рассматривается воздействие СПП на электрическую сеть и оборудование, входящее в нее, которое проявляется в следующих аспектах:

- генерирование в СЭС гармоник тока и напряжения;
- потребление из сети неактивной мощности.

Проблемы электромагнитной совместимости и последствия, возникающие при работе СПП в электрических сетях, можно классифицировать схемой, приведенной на рисунке 1.3.

Первый аспект воздействия СПП на электрооборудование является определяющим и проявляется в **снижении качества электроэнергии в сети**, а именно

в искажении синусоидальности питающего напряжения. Потребление нагрузкой несинусоидального тока сопровождается возрастанием падения напряжения на внутреннем сопротивлении сети, что приводит к искажению напряжения в точке общего присоединения нагрузок в соответствии с выражением [25]:

$$u_{\text{нагр}}(t) = u_{\text{сети}}(t) - i_{\text{нагр}}(t)Z_{\text{сети}}, \quad (1.1)$$

где $u_{\text{нагр}}(t)$ – искаженное напряжение в точке общего присоединения нагрузок, В; $u_{\text{сети}}(t)$ – напряжение питающей сети, В; $i_{\text{нагр}}(t)$ – искаженный ток нагрузки, А; $Z_{\text{сети}}$ – полное сопротивление сети со стороны зажимов нагрузки, Ом.



Рисунок 1.3 – Проблемы электромагнитной совместимости СПП с СЭС

Искажения напряжения, вносимые СПП в энергосистему, зависят от схемы преобразователя и характеризуются различным гармоническим составом, который определяется гармоническим составом тока, потребляемым преобразователем из сети [25, 72]. На рисунке 1.4, для примера, приведены осциллограммы напряжения и тока 6-пульсного ДВ, питающегося от сети переменного тока с напряжением 380 В и нагрузкой в звене постоянного тока, равной 22 кВт.

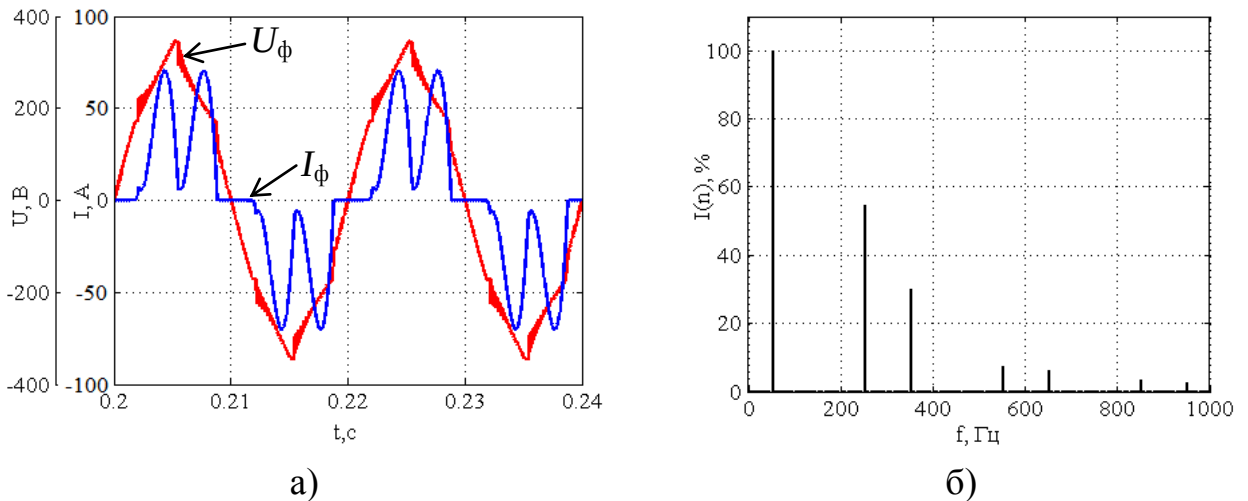


Рисунок 1.4 – Ток, потребляемый из сети 6-пульсным ДВ (а), и его гармонический состав (б)

Порядок высших гармоник напряжения, вносимых трехфазными схемами выпрямителей в сеть, определяется выражением [3]:

$$n = pk \pm 1, \quad (1.2)$$

где p – кратность пульсаций выпрямленного напряжения; $k = 1, 2, 3 \dots$ – числа натурального ряда.

Гармоники с номерами, определяемыми выражением (1.2), называются каноническими и для 6-пульсного ДВ имеют порядок 5, 7, 11, 13, 17, 19 и т.д.

Анализируя выражение (1.1), можно сделать вывод, что величина коэффициента нелинейных искажений напряжения на зажимах нагрузки зависит от соотношения мощности питающего трансформатора и суммарной мощности нелинейных потребителей, подключенных к нему [25].

В пределах допустимого значения коэффициента нелинейных искажений напряжения в электрической сети, определенного ГОСТ 32144-2013 «Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения» [20], к трехфазной сети может быть подключено любое количество нелинейных потребителей с суммарной мощностью не более 10-15% от номинальной мощности источника питания, при которой не требуется обязательного принятия мер по компенсации высших гармоник в сети [25].

К другим проявлениям воздействия высших гармоник на электрическую сеть и оборудование, входящее в нее, относят:

- ***Дополнительные потери электроэнергии в сети*** в условиях несинусоидального напряжения питания возникают в линиях электропередач, генераторах электростанций, электродвигателях, трансформаторах, конденсаторных батареях и т.д. [3, 33, 51, 72].
- ***Ухудшение работы систем автоматики и защиты.*** Воздействие высших гармоник на системы импульсно-фазового управления преобразователя может привести к возникновению гармонической неустойчивости, заключающейся в появлении на шинах многопульсного преобразователя четных или кратных трем гармоник напряжения, при этом в кривой напряжения сети также появляются четные и кратные трем гармоники. Искажения кривой напряжения сети могут быть столь большими, что в преобразователе появляются нарушения условий коммутации [29]. Высшие гармоники могут оказывать влияние на устройства защиты в энергосистемах, которое проявляется в ложных срабатываниях аппаратуры защиты [2, 72].
- ***Ускоренное старение изоляции электрических машин.*** Искажение формы кривой напряжения заметно сказывается на возникновении и протекании ионизационных процессов в изоляции электрических машин. При наличии газовых включений в изоляции возникает ионизация, сущность которой заключается в образовании объемных зарядов и последующей их нейтрализации. Нейтрализация зарядов связана с рассеянием энергии, следствием которой является электрическое, механическое и химическое воздействие на окружающий диэлектрик, в результате которого развиваются местные дефекты в изоляции, что приводит к увеличению диэлектрических потерь и, в конечном счете, к сокращению срока службы [29, 72].

- **Влияние высших гармоник на измерение мощности и энергии.** Учет электроэнергии при несинусоидальных токах и напряжениях сопряжен со значительными погрешностями. Значения этих погрешностей зависят от места установки счетчика (на линейной или нелинейной нагрузке), измерительной системы счетчика, его частотной характеристики и т.д. Измерение мощности при наличии высших гармоник также сопряжено с появлением дополнительных погрешностей [29, 72].
- **Возникновение дополнительного уровня шума трансформаторов и дросселей.** При эксплуатации трансформаторов, дросселей и реакторов на промышленных предприятиях возникает шум, неблагоприятно воздействующий на здоровье обслуживающего персонала. Шум трансформаторов и дросселей обусловлен магнитострикционными и электромагнитными силами в магнитной системе и динамическими силами в обмотках. Шум, обусловленный обмоткой, зависит от величины тока нагрузки и его гармонического состава. При наличии в токах трансформаторов и дросселей высших гармоник, обусловленных работой СПП, их уровень шума может повыситься на 20-30 дБ. Это повышение связано с резонансами отдельных пластин магнитной системы и их вибрацией [62].
- **Потребление из сети неактивной мощности.** Работа СПП в электрической сети приводит к снижению коэффициента мощности из-за появления дополнительной мощности искажения. Потребляемую преобразователем мощность можно представить в виде [2, 47]:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + H^2}, \quad (1.3)$$

где P , Q и H – мощность активная, реактивная и искажения, (Вт, ВАр, ВАр).

При синусоидальном напряжении питания активная мощность, передаваемая только основной гармоникой тока определяется выражением:

$$P = 3U_{1\phi} I_{1\phi} \cos(\varphi_1), \quad (1.4)$$

где $U_{1\text{эф}}$, $I_{1\text{эф}}$ – действующие значения основных гармоник напряжения и фазного тока, (В, А); φ_1 – угол сдвига между основной гармоникой фазного тока и напряжением, рад.

При несинусоидальном напряжении питания, мощность искажения, обусловленная высшими гармониками тока и напряжения выражается формулой:

$$H = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}. \quad (1.5)$$

Так как мощность искажения, как и реактивная, ограничивает отдачу преобразователем полезной мощности, для характеристики СПП вводится понятие коэффициента мощности, учитывающего влияние одновременно обеих указанных мощностей:

$$\chi = P / S = 3U_{1\text{эф}} I_{1\text{эф}} \cos(\varphi_1) / 3UI = k_U k_I \cos(\varphi_1), \quad (1.6)$$

где $k_U = U_{1\text{эф}} / U$ и $k_I = I_{1\text{эф}} / I$ – коэффициенты искажения кривых напряжения и тока; U , I – действующие значения напряжения и тока, (В, А); $U_{1\text{эф}}$ и $I_{1\text{эф}}$ – гармоники напряжения и тока основной частоты, (В, А).

В установившихся и динамических режимах работы качество электроэнергии в промышленных и автономных сетях электроснабжения с СПП характеризуется следующими показателями [2, 3]:

Отклонение напряжения – характеризует установившееся отклонение напряжения, возникающее в результате перегрузки понижающего трансформатора или линии электропитания [2, 20].

$$\Delta U = \frac{U - U_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}}} 100\%, \quad (1.7)$$

где U и $U_{\text{ном}}$ – напряжение в рассматриваемом режиме и номинальное значение напряжения, В.

Отклонение частоты – характеризуется показателем отклонения частоты Δf и является фактором, наиболее характерным для автономных источников электропитания ограниченной мощности [7, 20, 40]:

$$\Delta f = f - f_{\text{ном}}, \quad (1.8)$$

где f и $f_{\text{ном}}$ – действующее и номинальное значение частоты, Гц.

Несинусоидальность напряжения – характеризуется коэффициентом нелинейных искажений кривой напряжения k_U и коэффициентом n -й гармонической составляющей кривой напряжения $k_{U(n)}$ [20]:

$$k_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=N} U_n^2}}{U_1}; \quad (1.9)$$

$$k_{U(n)} = \frac{U_n}{U_1} 100\%, \quad (1.10)$$

где U_n – амплитудные значения n -х гармонических составляющих напряжения, В; U_1 – амплитудное значение основной гармонической составляющей напряжения, В.

Искажение синусоидальности кривой тока – характеризуется коэффициентом нелинейных искажений кривой тока k_I и коэффициентом n -й гармонической составляющей кривой тока $k_{I(n)}$:

$$k_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=40} I_n^2}}{I_1}; \quad (1.11)$$

$$k_{I(n)} = \frac{I_n}{I_1} 100\%, \quad (1.12)$$

где I_n – амплитудные значения n -х гармонических составляющих тока, А; I_1 – амплитудное значение основной гармонической составляющей тока, А.

Несимметрия напряжений в трехфазной системе – отклонение действующих значений основных составляющих напряжений или углов сдвига фаз между основными составляющими напряжений. Несимметрия напряжений характеризуется коэффициентом несимметрии по обратной последовательности и коэффициентом несимметрии по нулевой последовательности [11, 20]:

$$K_{2U} = \frac{U_{2(1)}}{U_{1(1)}} 100\%; \quad (1.13a)$$

$$K_{0U} = \frac{\sqrt{3}U_{0(1)}}{U_{1(1)}} 100\%, \quad (1.136)$$

где $U_{0(1)}$, $U_{1(1)}$, $U_{2(1)}$ – действующие значения первых гармоник нулевой, прямой и обратной последовательностей, В.

Стационарные провалы напряжения и перенапряжения – являются следствием влияния переменной нагрузки на сеть в результате подключения, либо отключения мощных двигателей или других технологических установок. Провалы напряжения (перенапряжения) характеризуются длительностью провала (перенапряжения), глубиной провала напряжения и коэффициентом перенапряжения [11, 20]:

$$\Delta t_{\Pi} = t_{\text{кон}} - t_{\text{нач}}; \quad (1.14)$$

$$\delta U_{\Pi} = \frac{U_{\text{ном}} - U_{\min}}{U_{\text{ном}}} 100\%; \quad (1.15)$$

$$K_{\text{пер}U} = \frac{U_{a \max}}{\sqrt{2}U_{\text{ном}}}, \quad (1.16)$$

где $t_{\text{нач}}$ и $t_{\text{кон}}$ – начальный и конечный моменты времени провала напряжения (перенапряжения), с; $U_{\text{ном}}$ – номинальное значение напряжения, В; $U_{\min}$ – минимальное значение напряжения, В; $U_{a \max}$ – максимальное амплитудное значение напряжения, В.

Коммутационные провалы напряжения – обусловлены индуктивным характером нагрузки СПП и их взаимным влиянием друг на друга. Крайне остро коммутационные провалы проявляют себя в системах с питанием от различного рода автономных установок [7]:

$$\Delta U_{\min} = \frac{U_{\min} - \sqrt{2}U_{\text{ном}}}{\sqrt{2}U_{\text{ном}}} 100\%, \quad (1.17)$$

Коэффициент амплитудной модуляции напряжения:

$$k_{U_{\text{мод}}} = (\Delta U_{\text{мод}} / U_{\text{ном}}) 100\%, \quad (1.18)$$

где $\Delta U_{\text{мод}}$ – амплитуда огибающей модулированного напряжения, В.

Представленные показатели, характеризующие качество электроэнергии в сетях с СПП, воздействуют на преобразователи следующим образом [2]:

- происходит изменение среднего значения выпрямленного напряжения;
- расширяется амплитудно-частотный спектр напряжений и токов на входе и выходе преобразователей;
- возникает неравномерная загрузка силовых ключей преобразователя по току, что может привести к сокращению срока службы наиболее нагруженных ключей;
- при возникновении несимметричного режима преобразователь начинает потреблять дополнительную мощность, проявляющую себя аналогично реактивной мощности или мощности искажения.

В настоящем параграфе был произведен обзор проблем, возникающих при работе СПП в электрической сети. Рассмотренные проблемы относятся к понятию электромагнитной совместимости преобразовательных устройств с СЭС, под которым понимается способность преобразователей нормально функционировать в электромагнитной обстановке и не оказывать недопустимого влияния на работу других устройств [39]. Электромагнитная совместимость СПП обеспечивается различными способами, к которым относят мероприятия по обеспечению качества питающего напряжения на входе преобразователей и индивидуальную защиту устройств с помощью различного рода фильтров [2, 14, 72]. Рассмотрим подробнее методы обеспечения электромагнитной совместимости СПП с СЭС.

1.3 МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Решение проблемы обеспечения электромагнитной совместимости в системах электроснабжения с СПП осуществляется путем минимизации высших гармоник тока и напряжения, компенсации реактивной мощности и т.д. Классификация методов и технических средств обеспечения электромагнитной совместимости СПП с СЭС представлена на рисунке 1.5.



Рисунок 1.5 – Классификация методов обеспечения электромагнитной совместимости СПП с СЭС

Структурные методы

К структурным методам обеспечения совместимости СПП с СЭС относятся методы, основанные на схемных решениях СПП. Схемные решения при разработке преобразователей, позволяющие улучшить электромагнитную совместимость СПП в промышленных и автономных сетях, приведены на рисунках 1.6-1.8 [2, 3, 14, 57, 59].

Одним из схемных решений, позволяющих ограничить генерирование высших гармоник в СЭС, является установка сетевых дросселей на входе преобразователя (рисунок 1.6 а). Сетевые дроссели являются двусторонними буферами между СПП и питающей сетью, защищающие ее от воздействия высших гармоник со стороны преобразователей. Также, помимо этого, они позволяют защитить преобразователь от повышенного напряжения сети и бросков тока при переходных процессах в питающей сети и нагрузке преобразователя [3]. В качестве при-

мера, иллюстрирующего влияние установки сетевых дросселей на кривую потребляемого преобразователем тока, может служить осциллограмма, приведенная на рисунке 1.6 (б), из которой видно качественное улучшение кривой потребляемого тока.

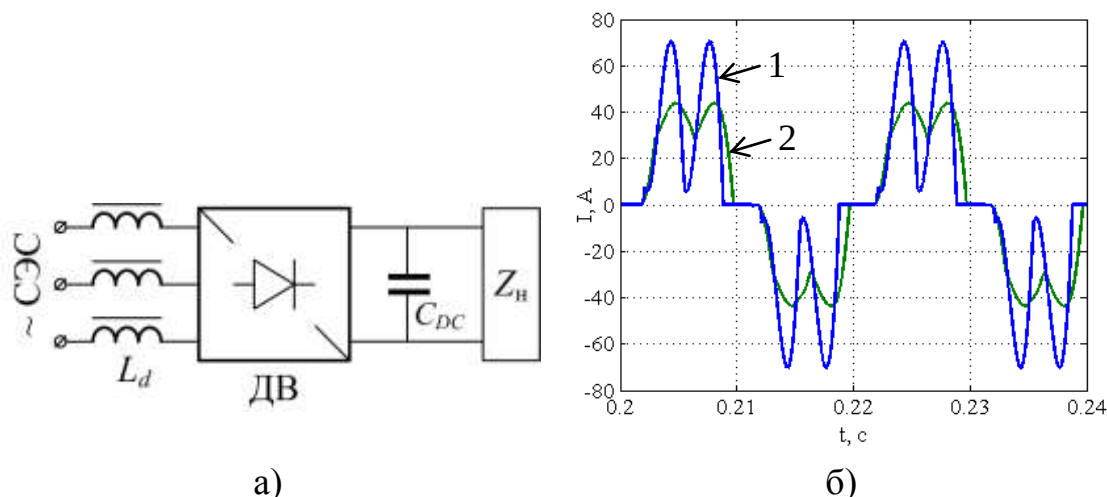


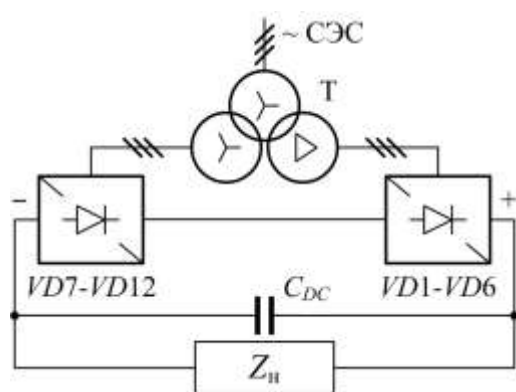
Рисунок 1.6 – Подключение преобразователя к сети через сетевые дроссели (а) и осциллограммы фазного тока до (1) и после (2) установки сетевых дросселей (б)

Кривые входного тока ДВ были получены при питании преобразователя от сети переменного тока с напряжением 380 В и нагрузкой в звене постоянного тока, равной 22 кВт. Индуктивность сетевых дросселей составляла 1,4 мГн.

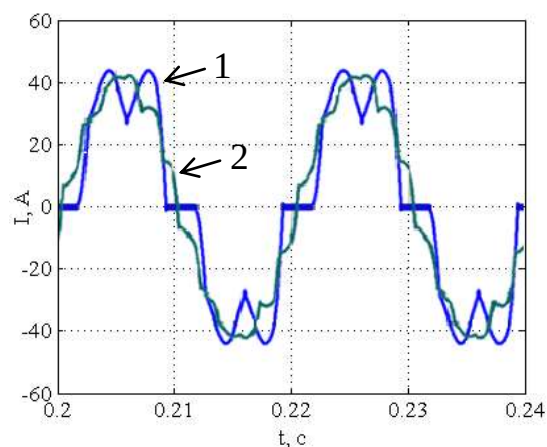
Эффективность применения дросселей ограничена определенным значением их индуктивности, дальнейшее увеличение которой не приводит к значительному улучшению формы кривой тока, а сопровождается увеличением падения напряжения на входе преобразователя, что приводит к снижению электромагнитного момента, развиваемого двигателем, в случае применения ДВ в структуре СПП, а в случае применения УВ уменьшение напряжения на входе преобразователя приводит к возрастанию потребляемого тока и увеличению потерь в преобразователе. Недостатками применения сетевых дросселей являются их высокие массогабаритные показатели и стоимость, которая может составлять до 20 % от стоимости преобразователя [3].

Существуют методы повышения электромагнитной совместимости СПП с питающей сетью, основанные на увеличении фазности выпрямителей [57, 59]. Выпрямители потребляют из сети несинусоидальные токи, номера гармоник которых,

определяются выражением (1.2). Стандартная трехфазная мостовая схема выпрямителя, применяемая в большинстве СПП, является 6-пульсной ($p = 6$), поэтому в спектре ее входных токов присутствуют гармоники с номерами 1, 5, 7, 11, 13 и т.д. На основе этой схемы выполняется построение 12-пульсных схем, во входных токах которых компенсируются гармоники с номерами 5, 7, 17, 19 и т.д. Компенсация высших гармоник тока в таких схемах осуществляется за счет применения трехобмоточных трансформаторов, вторичные обмотки которых, соединенные по различным схемам, осуществляют сдвиг углов векторов потребляемых токов. Пример такой схемы приведен на рисунке 1.7 (а). Эффективность применения многофазных СПП, в сравнении с трехфазными, наглядно отражена на рисунке 1.7 (б), который показывает существенное улучшение формы входного тока, потребляемого многофазным преобразователем, и снижение коэффициента нелинейных искажений за счет компенсации 5 и 7 гармоник. Дополнительным преимуществом увеличения фазности схемы выпрямителя является улучшение качества выпрямленного напряжения в звене постоянного тока преобразователя [3].



а)



б)

Рисунок 1.7 – Схема 12-пульсного выпрямителя с трехобмоточным трансформатором (а) и осциллограммы входного тока 6-пульсной схемы (1) и 12-пульсной схемы (2) (б)

Недостатками применения метода, основанного на увеличении фазности СПП, являются дополнительные капитальные затраты, связанные со сложностью

изготовления многообмоточного согласующего трансформатора и использованием большого количества силовых ключей в выпрямительном каскаде СПП [59].

Наиболее современным и эффективным способом повышения коэффициента мощности и уменьшения нелинейных искажений напряжения, вносимых СПП в СЭС, является применение в их структуре АВ [27, 59]. Схема с АВ и осциллограммы линейного напряжения и фазного тока, потребляемого АВ из сети, изображены на рисунке 1.8.

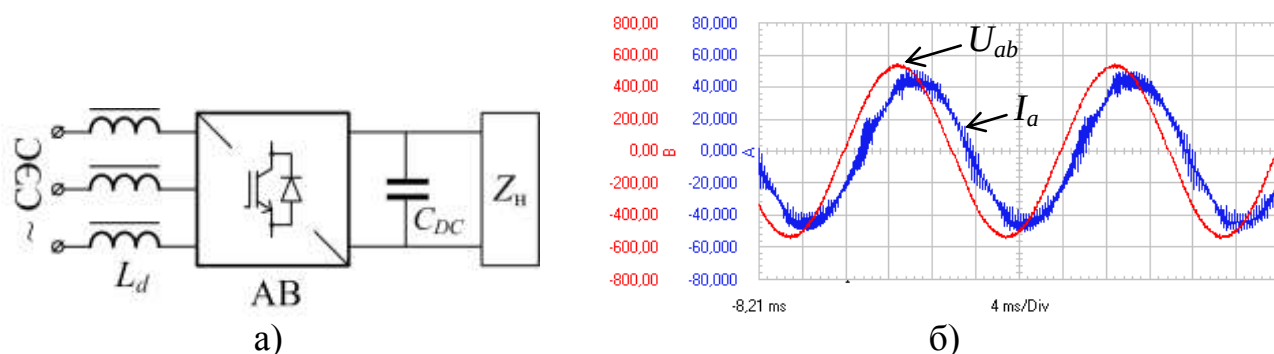


Рисунок 1.8 – Схема с активным выпрямителем (а) и осциллограммы линейного напряжения и фазного тока выпрямителя (б)

Применение АВ в структуре СПП обеспечивает синусоидальное потребление токов преобразователем с заданным коэффициентом мощности, что значительно повышает уровень электромагнитной совместимости преобразователя с сетью по сравнению с другими типами преобразователей. Однако при работе АВ во входных токах возникают повышенные высокочастотные пульсации, обусловленные коммутацией силовых ключей преобразователя. Высокочастотные пульсации входных токов приводят к дополнительным потерям в оборудовании и возникновению повышенного уровня шума дросселей АВ, буферных реакторов, трансформаторов и фильтров, устанавливаемых в одной линии питания с преобразователем [62]. О неблагоприятном воздействии уровня шума на организм человека хорошо известно [4, 88], кроме того, повышенный уровень шума является большим недостатком при использовании преобразователей, например, в специальных системах, требующих обеспечения малого уровня шума с целью обеспечения скрытности.

Системные методы

К системным методам обеспечения электромагнитной совместимости СПП с СЭС относят методы, основанные на коррекции структуры сети и использовании фильтрокомпенсирующих устройств (ФКУ) [2, 5, 29, 47, 59]. Реализация таких методов представлена на рисунках 1.9–1.11.

Метод, основанный на коррекции структуры сети, является наиболее эффективным в случае вновь строящихся или реконструируемых электроподстанций в связи с возможностью без особых затрат осуществить разделение линейных (ЛЭ) и нелинейных электроприемников (НЭ) в СЭС и исключить влияние НЭ на ЛЭ [29]. Для примера, на рисунке 1.10 (а) приведена схема реализации такого метода.

Применение ФКУ является одним из распространенных способов снижения уровня высших гармоник в токах и напряжениях СЭС, содержащей в своей структуре СПП [29, 47]. Схемы ФКУ, наиболее широко применяемые в промышленных сетях, представлены на рисунке 1.9. По условиям удобства, безопасности и надежности наибольшее распространение получила схема, изображенная на рисунке 1.9 (а) [3, 5].

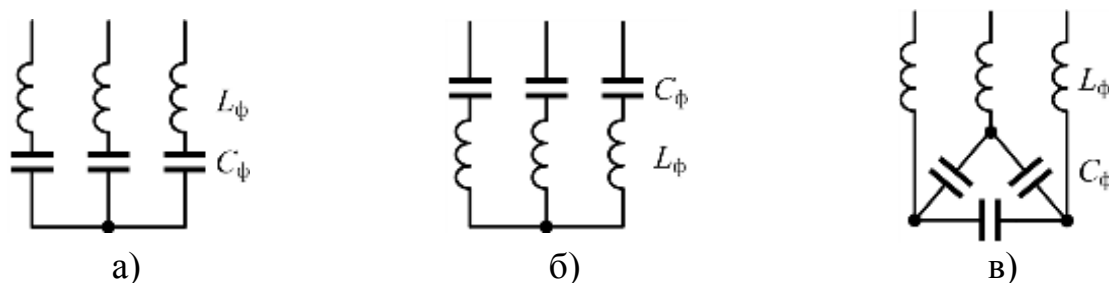


Рисунок 1.9 – Схемы ФКУ

Обычно на шинах трансформаторной подстанции, от которой запитаны нелинейные электроприемники, устанавливают несколько фильтров, каждый из которых настроен на свою резонансную частоту. Примером схемы такого включения фильтров может служить схема, приведенная на рисунке 1.10 (б).

Недостатком применения ФКУ является необходимость расчета уровня высших гармоник при каждом новом подключении нелинейной нагрузки, т.к. это может вызвать перегрузку фильтра. Еще одним недостатком применения ФКУ является сложность компенсации высших гармоник на высоких частотах [3].

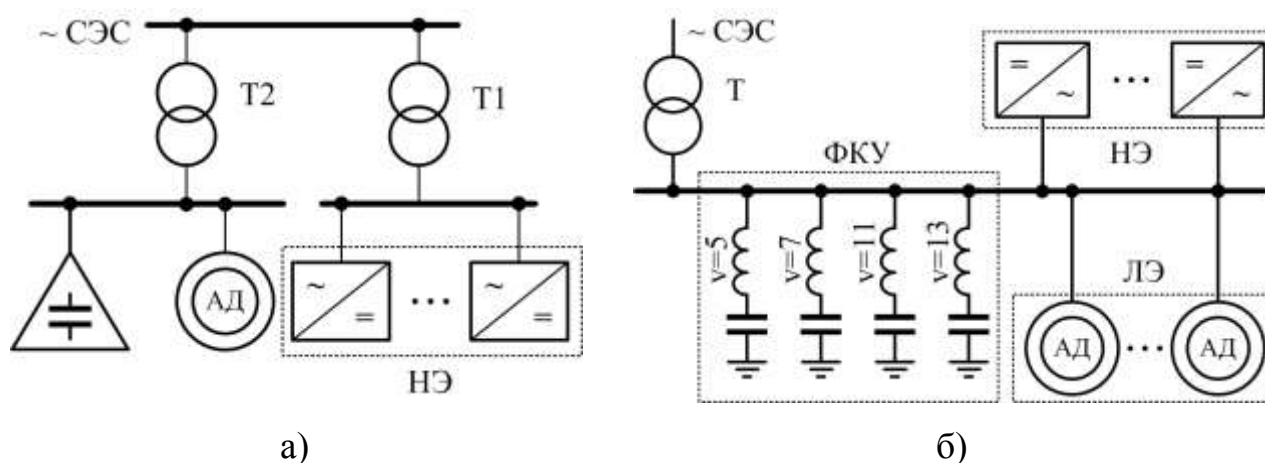


Рисунок 1.10 – Схема с разделением нагрузок (а) и схема с установленными ФКУ (б)

Существуют способы подавления высших гармоник в СЭС, основанные на применении активных и гибридных фильтров. Такие решения применяются в тех случаях, когда в сети содержится большое количество высших гармоник разного порядка. В отличие от резонансных фильтров, которые требуют точного анализа СЭС и осуществляют компенсацию только тех гармоник, на которые они настроены, активные фильтры позволяют компенсировать весь спектр нелинейных искажений в питающей сети и позволяют осуществить компенсацию реактивной мощности. Активные фильтры могут устанавливаться в любой точке распределительной сети и позволяют компенсировать высшие гармоники тока одновременно нескольких нелинейных нагрузок. Пример использования активного фильтра гармоник представлен на рисунке 1.11 (а) [3].

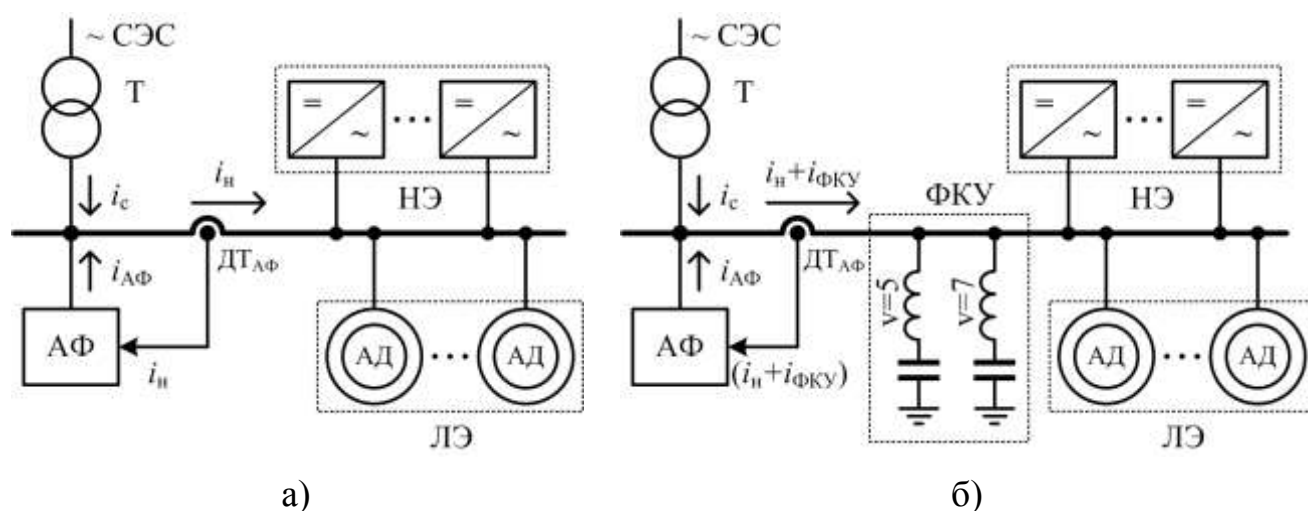


Рисунок 1.11 – Схема подключения активного фильтра (а) и гибридного фильтра (б)

Применение активных фильтров сдерживается достаточно высокими затратами на оборудование. Выходом из данной ситуации является применение гибридных фильтров, в которых установка активного фильтра осуществляется параллельно с резонансными фильтрами. Резонансные фильтры настраиваются на частоты наиболее значимых высших гармоник, а активный фильтр осуществляет дополнительную фильтрацию, при этом мощность устанавливаемого активного фильтра снижается. Схема включения гибридного фильтра приведена на рисунке 1.11 (б) [3, 58].

Представленный в данном параграфе обзор показывает большое разнообразие способов обеспечения электромагнитной совместимости СПП с СЭС. Применение того или иного способа зависит от конкретной электромагнитной обстановки в сети. Для индивидуального решения вопроса обеспечения электромагнитной совместимости асинхронного ЭП с СЭС целесообразным является применение в его структуре АВ, который позволяет обеспечить высокое значение коэффициента мощности ЭП, низкое значение коэффициента нелинейных искажений напряжения и рекуперацию электроэнергии в сеть. При этом вопросы, связанные с высокочастотными пульсациями входных токов АВ и их влиянием на уровень шума дросселей преобразователя и другого оборудования, включенного в одну линию питания с преобразователем, остаются не решенными.

1.4 ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ

О влиянии гармонического состава выходного напряжения ПЧ на показатели электромеханических систем хорошо известно [2, 14, 29, 43]. Особенности совместимости ПЧ с АД определяются величинами искажения формы токов и напряжений, потребляемых электродвигателями. В частотно-регулируемых ЭП переменного тока на основе АД с короткозамкнутым ротором напряжение питания двигателя заданной амплитуды и частоты формируется посредством переключения силовых ключей АИН. В спектре такого напряжения содержатся высшие гармонические составляющие, которые приводят к возникновению одной из основных проблем

электрохимической совместимости в ЭП - появлению пульсаций электромагнитного момента двигателя [5, 6, 9, 11, 14, 33, 39, 51, 66]. Классификация проблем электрохимической совместимости представлена на рисунке 1.12.

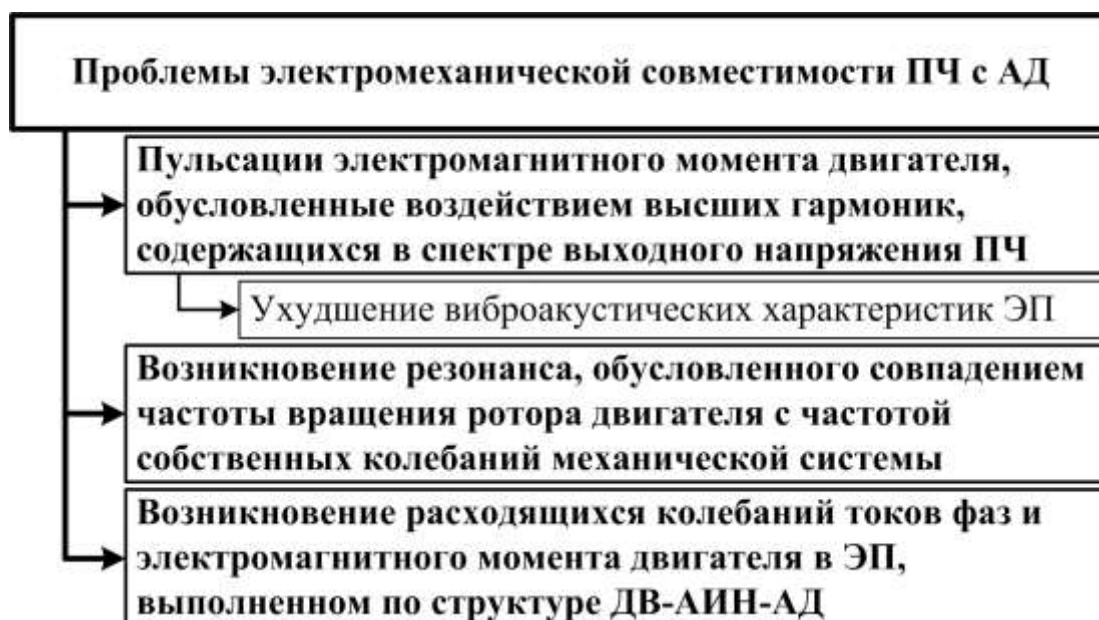


Рисунок 1.12 – Проблемы электрохимической совместимости в ЭП

Проблема электрохимической совместимости в ЭП является частью проблемы электромагнитной совместимости, относящейся к влиянию ПЧ на качество электрохимического преобразования энергии [11]. Под электрохимической совместимостью понимают способность электродвигателя, входящего в состав ЭП, нормально функционировать при питании от ПЧ, не обеспечивающего нормированное качество электроэнергии, и не оказывать недопустимого влияния на работу исполнительного механизма ЭП [14, 39].

Как уже было отмечено, основной причиной возникновения проблемы электрохимической совместимости в асинхронном ЭП является несинусоидальное напряжение на выходе инвертора, которое, в зависимости от режима его работы, может иметь различную форму и гармонический состав. Инвертор может работать в режиме фазной коммутации, либо в режиме широтно-импульсной модуляции (ШИМ) [13, 57].

При работе инвертора в режиме фазной коммутации идеализированная форма фазного напряжения двигателя имеет вид, представленный на рисунке 1.13 [13, 18].

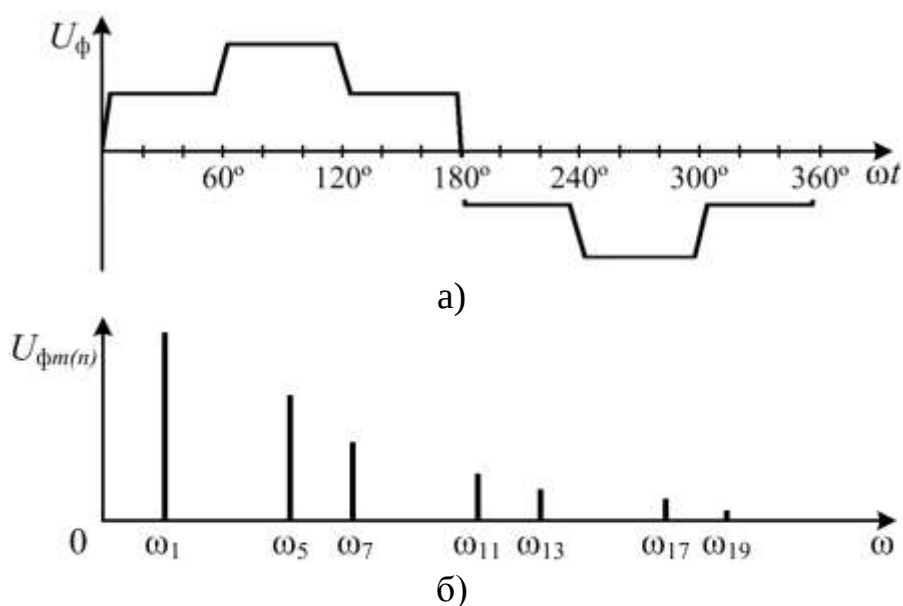


Рисунок 1.13 – Форма фазного напряжения двигателя (а) и его гармонический состав (б) в режиме фазной коммутации инвертора

Такая форма кривой напряжения может быть разложена в тригонометрический ряд Фурье, который содержит первую гармонику и некоторый набор высших гармонических составляющих, номера которых определяются выражением:

$$n = 6k \pm 1, \quad (1.19)$$

где $k = 1, 2, 3 \dots$ – числа натурального ряда.

Амплитудные значения основной и высших гармоник фазного напряжения двигателя в этом случае определяются выражениями [18]:

$$U_{\phi m(1)} = \frac{2U_{DC}}{\pi}, \quad (1.20)$$

$$U_{\phi m(n)} = \frac{2U_{DC}}{n\pi}, \quad (1.21)$$

где $U_{\phi m(1)}$ – амплитудное значение основной гармоники фазного напряжения, В; $U_{\phi m(n)}$ – амплитудные значения высших гармоник фазного напряжения, В; U_{DC} – напряжение в звене постоянного тока преобразователя, В; $n = 5, 7, 11, 13, 17 \dots$ – номера высших гармоник.

При работе инвертора в режиме ШИМ, его выходное напряжение представляет собой высокочастотную последовательность прямоугольных импульсов, длительность которых изменяется по синусоидальному закону, а гармонический состав определяется выражением [6, 11, 13]:

$$U_{\Phi A} = \frac{k_M U_{DC}}{2} \sin(\omega_1 t) + \sum_{m=1}^{m=\infty} U_{mM} \sin(m\omega_n t) + \sum_{m=1}^{m=\infty} \sum_{n=1}^{n=\infty} U_{nM} \sin(m\omega_n \pm n\omega_1)t \quad (1.22)$$

где k_M – коэффициент модуляции (его величина задается системой управления и может регулироваться в диапазоне от 0 до 1); U_{DC} – постоянное напряжение на входе инвертора, В; $\omega_1 = 2\pi f_1$ – частота основной гармоники напряжения на выходе инвертора, рад; $\omega_n = 2\pi f_n$ – несущая частота или частота ШИМ инвертора, рад.

Выходное фазное напряжение преобразователя содержит: основную гармонику напряжения с частотой ω_1 и амплитудой $k_M U_{DC} / 2$, В; гармоники напряжения с амплитудами U_{mM} (В), частоты которых кратны несущей частоте ω_n ; комбинационные гармоники с амплитудами U_{nM} (В), частоты которых равны сумме и разности несущей и основной частоты $m\omega_n \pm n\omega_1$. Форма фазного напряжения и спектр его гармонических составляющих при работе инвертора в режиме ШИМ приведены на рисунке 1.14.

Спектр выходного напряжения большинства используемых инверторов с широтно-импульсным модулированным напряжением содержит частоты:

$$f = m\omega_n \pm n\omega_1, \quad (1.23)$$

где $m = 1, 2, 3 \dots$ и $n = 1, 2, 4, 5, 7 \dots$ – кратности несущей ω_n и основной ω_1 частот.

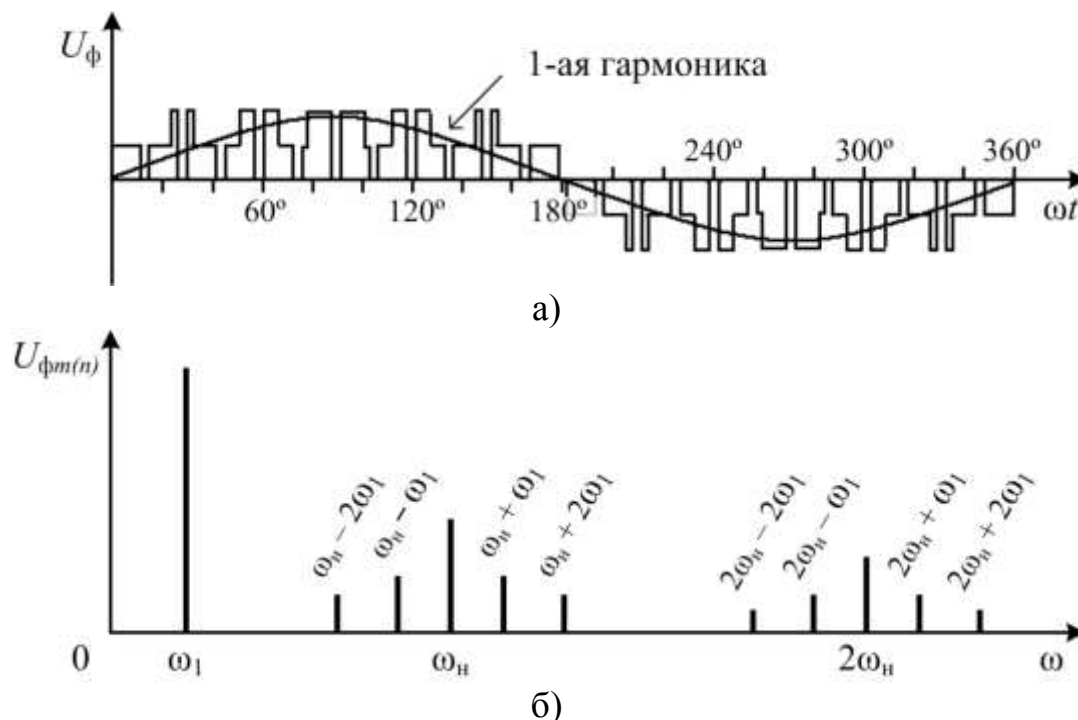


Рисунок 1.14 – Форма фазного напряжения преобразователя (а) и его гармонический состав (б) в режиме синусоидальной ШИМ

Как видно из представленной классификации (рисунок 1.12), существуют три основные проблемы электромеханической совместимости, возникающие при совместной работе ПЧ с АД.

1. Пульсации электромагнитного момента двигателя, обусловленные воздействием высших гармоник, содержащихся в спектре выходного напряжения ПЧ.

В асинхронных ЭП, получающих питание от инверторов напряжения, работающих в режиме фазной коммутации, выходное напряжение, кроме основной гармоники, содержит высшие гармонические составляющие, порядок и амплитуды которых определяются выражениями (1.19-1.21). Под воздействием такого не-синусоидального напряжения в статорной обмотке двигателя протекает ток, который кроме основной гармоники также содержит высшие гармонические составляющие, под воздействием которых в воздушном зазоре двигателя возникают движущиеся магнитные поля, скорости и направления которых определяются номерами этих гармоник. В результате этого в роторе двигателя образуются магнитные поля, которые также вращаются с соответствующими угловыми скоростями. При взаимодействии магнитных полей статора и ротора в воздушном зазоре двигателя появляются электромагнитные моменты двух видов: постоянные и пульсирующие, определяющиеся выражениями (1.27) и (1.28). В результате взаимодействия магнитодвижущей силы основной гармоники тока I_1 , вращающейся с частотой ω_1 , с высшими гармониками магнитного потока ротора, порядок которых определяется выражением (1.19), будут создаваться пульсации электромагнитного момента с частотами [9, 24, 33, 51]:

$$f = 6kf_1, \quad (1.24)$$

где $k = 1, 2, 3 \dots$ и т.д.

Наиболее значимыми пульсациями момента являются пульсации с частотами 6- и 12-кратной по отношению к рабочей частоте f_1 . Амплитуды пульсаций на этих частотах могут достигать значений 15 % и 5 %, соответственно. Кроме того, эти пульсации момента обусловлены гармониками пульсаций постоянного тока в

промежуточном звене преобразователя и имеют составляющие с частотами равными $6(f_1 - f_0)$ и $12(f_1 - f_0)$, где f_0 – частота сети. Совпадение одной из этих частот колебаний момента с резонансной частотой колебаний механической части ЭП может привести к возникновению резонанса [9, 24, 33].

В ЭП с инверторами напряжения, работающими в режиме ШИМ, гармонические составляющие напряжения статора (1.22) вызывают появление соответствующих гармоник тока и магнитного потока, которые можно представить выражениями [11]:

$$I_{\text{ст}} = I_m \sin(\omega_1 t + \varphi) + \sum_{m=1}^{m=\infty} I_{mM} \sin(m\omega_H t) + \sum_{m=1}^{m=\infty} \sum_{n=1}^{n=\infty} I_{nM} \sin(m\omega_H \pm n\omega_1)t; \quad (1.25)$$

$$\Psi_{\text{рот}} = \Psi_m \sin(\omega_1 t + \varphi_2) + \sum_{m=1}^{m=\infty} \Psi_{mM} \sin(m\omega_H t) + \sum_{m=1}^{m=\infty} \sum_{n=1}^{n=\infty} \Psi_{nM} \sin(m\omega_H \pm n\omega_1)t, \quad (1.26)$$

где I_m , Ψ_m – амплитудные значения основных гармоник тока статора и потокосцепления ротора, (А, Вб); I_{mM} , Ψ_{mM} – амплитудные значения гармоник тока статора и потокосцепления ротора, (А, Вб), кратные несущей частоте; I_{nM} , Ψ_{nM} – амплитудные значения комбинационных гармоник тока статора и потокосцепления ротора, (А, Вб), частоты которых равны сумме и разности несущей и основной частоты.

Взаимодействие гармоник тока статора и потока ротора одного порядка создает постоянные электромагнитные моменты. Уравнение момента, созданного гармониками тока и потока одного порядка, можно записать в следующем виде [9, 11]:

$$M_{(n)} = I_{\text{ст}(n)} \Psi_{\text{рот}(n)} \sin(\theta_{(n)}) \quad (1.27)$$

При взаимодействии гармоник тока статора и потока ротора разного порядка, частота вращения и угол между которыми разные по величине и изменяются во времени, создаются пульсирующие электромагнитные моменты, которые можно описать выражением [9, 11]:

$$M_{(ip)} = I_{\text{ст}(i)} \Psi_{\text{рот}(p)} \sin(\theta_{(ip)}), \quad (1.28)$$

где $M_{(ip)}$ – гармоническая составляющая электромагнитного момента, (Н·м), создаваемая в результате взаимодействия i -ой гармоники тока статора и p -ой гармо-

ники потокосцепления ротора; $I_{ст(i)}$, $\Psi_{рот(p)}$ – гармонические составляющие тока статора и потокосцепления ротора, (А, Вб); $\theta_{(ip)}$ – угол между i -ой гармоникой тока статора и p -ой гармоникой потокосцепления ротора, рад.

Таким образом в ЭП с инверторами напряжения, работающими в режиме ШИМ, частота основных пульсаций электромагнитного момента определяется частотой коммутации силовых ключей преобразователя, а амплитуда шириной импульсов. Амплитуда пульсаций электромагнитного момента может достигать величины 15 % от его номинального значения. При больших частотах коммутации силовых ключей инвертора (порядка $21f_1$) пульсации момента с частотами $6f_1$ и $12f_1$, аналогичные возникающим при работе инвертора в режиме фазной коммутации, не образуются. Кроме рассмотренных пульсаций электромагнитного момента, в ЭП с АИН возникают пульсации момента с двойной частотой коммутации, амплитуды которых имеют значительные уровни [24]. На рисунке 1.15, для примера, наглядно отражено влияние выходного напряжения инвертора на пульсации электромагнитного момента двигателя в сравнении с питанием от источника с синусоидальным напряжением.

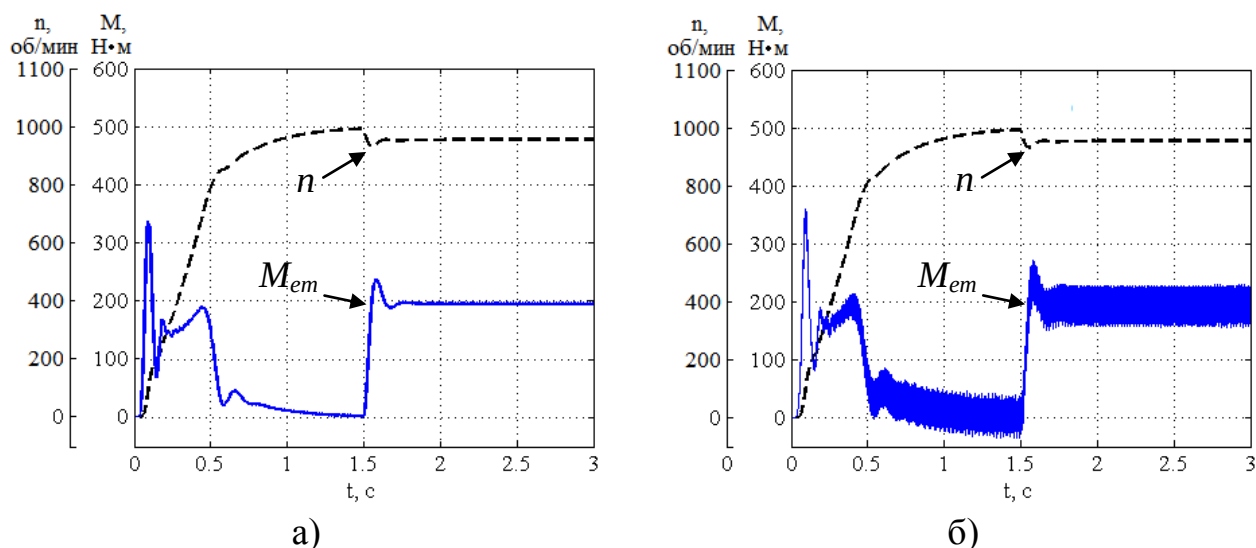


Рисунок 1.15 – Диаграммы электромагнитного момента и частоты вращения ротора АД при синусоидальном питании (а) и при питании от АИН (б)

Диаграммы, представленные на рисунке 1.15, были получены на имитационной модели в режиме пуска АД мощностью 19,5 кВт до номинальной частоты вращения с последующим набросом нагрузки в момент времени, равный 1,5 с.

В регулируемых ЭП, питаемых от АИН, особенно на низких рабочих скоростях, основными источниками шума могут быть электромагнитные шумы, обусловленные высшими гармониками напряжения, а вибрации обусловлены пульсациями электромагнитного момента двигателя [11, 24, 33, 51, 64].

Высшие гармоники в пульсирующем электромагнитном моменте АД подразделяются на временные и пространственные. Причиной возникновения временных гармоник является несинусоидальное напряжение питания АД, получаемое от АИН. Появление пространственных гармоник обусловлено конструктивным исполнением электродвигателя. К причинам появления пространственных гармоник в электромагнитном моменте относят следующие [1, 17]:

- статический и динамический эксцентриситет ротора;
- неравномерность воздушного зазора;
- неравномерное распределение обмоток в статоре и роторе двигателя;
- наличие пазов на статоре и роторе.

Пульсирующие составляющие электромагнитного момента приводят к ухудшению виброакустических характеристик ЭП, возникновению резонансных явлений и ухудшению прочностных характеристик ЭП [11, 14, 33, 51].

2. Возникновение резонанса, обусловленного совпадением частоты вращения ротора двигателя с частотой собственных колебаний механической системы двигатель-рабочий орган.

В ЭП при регулировании частоты вращения в широком диапазоне может возникнуть резонанс в элементах статора двигателя или в системе электродвигатель – рабочий орган, обусловленный совпадением частоты вращения двигателя и собственной частоты колебаний механической системы, сопровождающийся сильным увеличением вибрации [36].

На рисунке 1.16, для примера, приведены данные по вибрации АД типа ЗДМШН160МА4-ОМ5 мощностью 7,5 кВт в зависимости от частоты вращения в различных диапазонах контролируемых частот. Исследование, выполненное экспериментальным путем в режиме холостого хода АД, показывает значительное

увеличение вибрации двигателя на основной частоте вращения (зависимость - 1) в широком диапазоне частот (от 2,5 до 6 о.е.) из-за наличия резонанса в системе, а вибрация на высоких частотах (зависимости - 2, 3, 4) при снижении частоты вращения уменьшается. Данные, приведенные на рисунке 1.16, иллюстрируют физику влияния резонансных явлений на вибрационные процессы при регулировании частоты вращения АД. Таким образом, при проведении исследований различных систем с ЭП этот анализ необходимо выполнять с учетом предъявляемых требований по уровням вибрации на различных частотах [36].

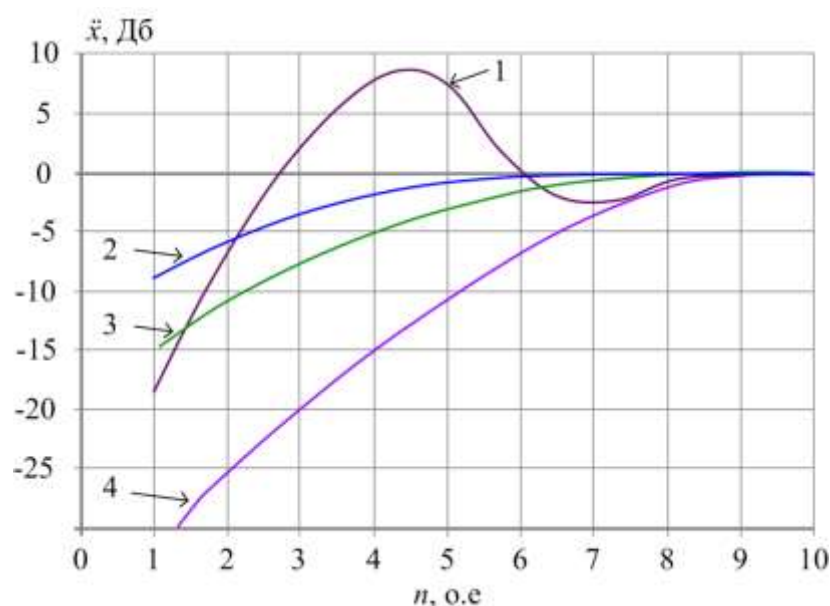


Рисунок 1.16 – Влияние частоты вращения на уровни вибрации двигателя

На рисунке 1.16 обозначено: 1 – вибрация на основной частоте вращения f_1 ; 2, 3, 4 – общие уровни вибрации в диапазонах частот $f_1 < f < 100$ Гц, $150 < f < 1000$ Гц, $1000 < f$ Гц.

3. Возникновение расходящихся колебаний токов фаз и электромагнитного момента двигателя в ЭП, выполненном по структуре ДВ-АИН-АД.

В асинхронных ЭП на основе ДВ-АИН-АД при пуске двигателя без нагрузки на валу могут возникнуть расходящиеся колебания токов фаз и электромагнитного момента двигателя, что может привести к срабатыванию аварийной защиты в ЭП. Такие явления наблюдались и описаны в [57].

На рисунке 1.17 приведен расчет процесса пуска двигателя при отсутствии нагрузки на валу. Расчеты выполнены для ЭП с транзисторным ПЧ типа ТПЧ-250-

380 мощностью 250 кВт, который разрабатывался для одной из насосных станций г. Санкт-Петербурга.

Как видно из рисунка 1.17 в процессе разгона двигателя ток i_d больше 0, и из сети потребляется энергия, которая запасается во вращающихся массах двигателя. Пока ускорение велико, низкочастотные колебания в системе незначительны. При выходе на заданную частоту вращения двигателя потребление энергии из сети уменьшается, и это приводит к уменьшению выпрямленного тока i_d диодного выпрямителя. При малом токе i_d даже небольшие колебания в системе приводят к периодическому запираанию выпрямителя. В этом случае энергия колебаний, возвращаемая двигателем в цепь выпрямленного напряжения, накапливается в конденсаторной батарее, что приводит к увеличению выпрямленного напряжения. Далее эта энергия вновь отдается двигателю. В повторяющемся колебательном процессе увеличивается амплитуда выпрямленного напряжения и амплитуда фазных токов. Колебательный процесс прерывается в результате срабатывания защиты преобразователя [57].

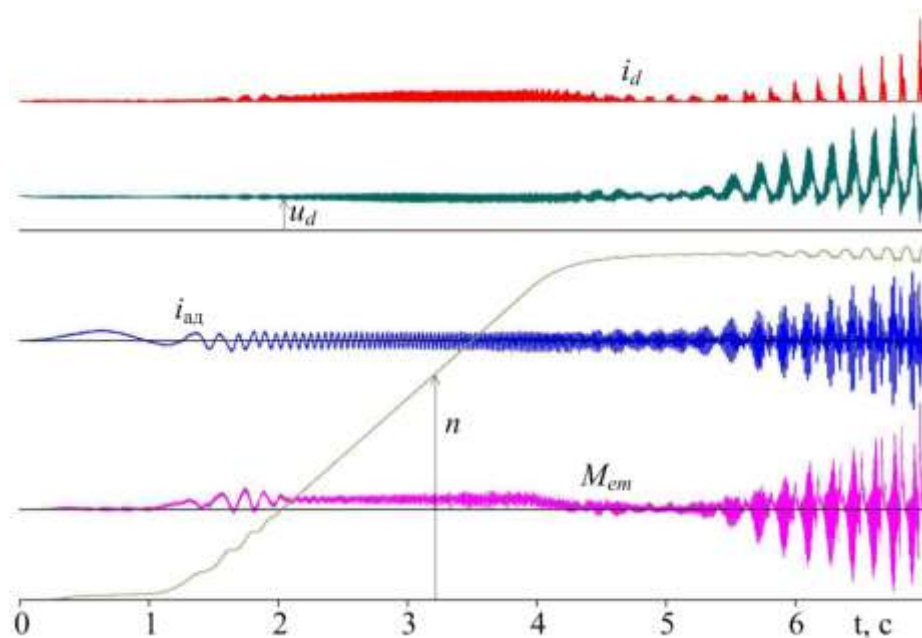


Рисунок 1.17 – Пуск двигателя на холостом ходу

На рисунке 1.17 обозначено: i_d – выпрямленный ток диодного выпрямителя; u_d – выпрямленное напряжение (напряжение на конденсаторе); $i_{ад}$ – фазный ток двигателя; $M_{ем}$ – электромагнитный момент двигателя; n – частота вращения двигателя.

В рассмотренном процессе основными элементами, между которыми происходит обмен энергией, являются емкость конденсаторной батареи в звене постоянного тока преобразователя и механические инерционные массы двигателя. Обычно запас механической энергии значительно превышает запас электрической энергии, и сравнительно небольшие колебания частоты вращения двигателя, не всегда заметные при измерениях в действующих установках, связаны с большими и даже аварийными колебаниями выпрямленного напряжения. Элемент системы, который способствует развитию аварийного процесса, – диодный выпрямитель. Его отрицательная роль проявляется при работе системы на холостом ходу. При наличии нагрузки диодный выпрямитель всегда открыт, выпрямленное напряжение жестко связано с напряжением сети, и рассмотренные колебания обычно отсутствуют [57].

Для оценки качества электромеханического преобразования энергии в системах с ЭП на основе ПЧ с АД могут быть использованы следующие показатели [11]:

Коэффициент пульсаций электромагнитного момента – определяет неравномерность электромагнитного момента и равен отношению среднеквадратичной суммы амплитуд высших гармонических составляющих, содержащихся в спектре электромагнитного момента, к его среднему значению:

$$k_{\Pi} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} M_n^2}}{M_{\text{cp}}} 100\%, \quad (1.29)$$

где M_n – амплитудное значение n -й гармонической составляющей электромагнитного момента, Н·м; M_{cp} – среднее значение электромагнитного момента АД, Н·м.

Амплитуда пульсаций электромагнитного момента – определяется отношением максимальной амплитуды n -й гармонической составляющей в спектре электромагнитного момента к его среднему значению:

$$M_m = \frac{M_{(n)\text{max}}}{M_{\text{cp}}} 100\%, \quad (1.30)$$

где $M_{(n)max}$ – максимальная амплитуда n -й гармонической составляющей в спектре электромагнитного момента.

Уровни шума и вибрации ЭП. Уровень шума характеризуется уровнем звукового давления и измеряется в соответствии с действующим нормативным документом ГОСТ Р ИСО 3744-2013 «Определение уровней звуковой мощности и звуковой энергии источников шума по звуковому давлению. Технический метод в существенно свободном звуковом поле над звукоотражающей плоскостью» [22]. Измерение и нормирование механической вибрации двигателя производится в соответствии с ГОСТ ИЕС 60034-14-2014 «Машины электрические вращающиеся. Механическая вибрация некоторых видов машин с высотами вала 56 мм и более. Измерение, оценка и пределы жесткости вибраций» [21].

Резонансные частоты. Резонансными частотами в ЭП называют частоты, при которых в системе могут наблюдаться резонансные явления, возникающие из-за совпадения частоты питающего напряжения или частоты вращения двигателя с собственной частотой колебаний механической системы, сопровождающиеся повышенным уровнем вибрации и шума оборудования. Резонансные частоты определяются опытным или расчетным путем.

В настоящем параграфе был произведен обзор проблем, возникающих при питании АД от ПЧ. Рассмотренные проблемы относятся к понятию электромеханической совместимости в ЭП, которая обеспечивается такими мероприятиями как применение схемных и конструктивных решений при проектировании ЭП, применение специальных законов управления ПЧ. Рассмотрим подробнее эти мероприятия.

1.5 МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Задача обеспечения электромеханической совместимости ПЧ с АД сводится к снижению пульсирующих электромагнитных моментов, обусловленных спецификой работы преобразователя, исключению резонансных явлений, возникающих при регулировании частоты вращения двигателя различными способами, которые могут включать в себя как схемотехнические и конструкторские решения при

проектировании преобразователей и двигателей, так и алгоритмические методы. Классификация способов обеспечения электромеханической совместимости в асинхронных ЭП приведена на рисунке 1.18.



Рисунок 1.18 – Классификация способов обеспечения электромеханической совместимости в асинхронных ЭП

Применение многоуровневых АИН (рисунок 1.19) позволяет значительно уменьшить амплитуды высших гармоник в спектре выходного напряжения преобразователя, питающего двигатель, на частотах переключения силовых ключей и кратных ей, тем самым уменьшая коэффициент нелинейных искажений напряжения. Улучшение качества выходного напряжения инвертора, при повышении количества уровней преобразователя, происходит за счет приближения формы напряжения инвертора к синусоидальному виду, при этом одновременно с уменьшением высших гармоник в спектре напряжения происходит снижение пульсаций электромагнитного момента двигателя [43, 53, 59].

Многоуровневые схемы преобразователей применяются в основном в высоковольтных ЭП. Увеличение количества уровней преобразователя требует пропорционального увеличения количества силовых ключей, что в свою очередь увеличивает стоимость и массогабаритные показатели оборудования [53].

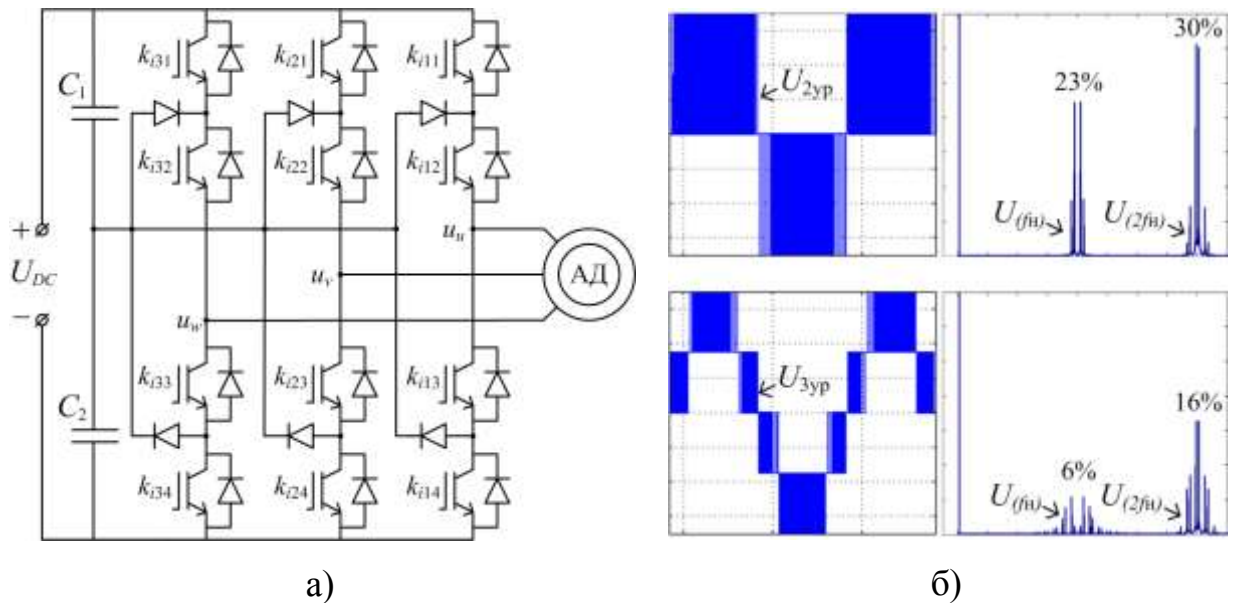


Рисунок 1.19 – Схема трехуровневого АИН (а) и форма выходного напряжения с гармоническим составом для двух- и трехуровневого варианта схемы (б)

Известны методы уменьшения пульсаций электромагнитного момента двигателя, основанные на установке частоты ШИМ преобразователя по возможности наиболее высокой. С увеличением частот гармонических составляющих напряжения, подводимого к обмотке статора двигателя, токи, создаваемые этими гармониками, уменьшаются, тем самым снижая пульсирующие электромагнитные моменты АД, что позволяет улучшить электромеханическую совместимость преобразователя с двигателем [10, 14].

Недостатком применения такого метода является увеличение динамических потерь энергии в преобразователе.

Известен алгоритм управления преобразователем с функцией пропуска резонансных частот, позволяющий задавать диапазоны частот, которые необходимо пропустить при работе привода во избежание возникновения резонансных явлений, сопровождающихся увеличением шума и вибраций ЭП, которые могут привести к повреждению оборудования [36].

Существует алгоритм управления инвертором на основе исключения гармоник, который может применяться в тех случаях, когда необходимо осуществить компенсацию высших пространственных гармоник, обусловленных конструкцией двигателя, которые могут влиять на пульсации электромагнитного момента, шум

и вызывать резонансные явления в механической системе [77, 80]. Суть такого алгоритма заключается в добавлении к основной гармонике управляющего напряжения дополнительной гармоники, имеющей большую частоту и меньшую амплитуду и находящуюся в противофазе с компенсируемой гармоникой, оказывающей негативное влияние на работу ЭП. Как показывает практика, использование такого алгоритма позволяет компенсировать только зубцовые гармоники двигателя, при этом должно соблюдаться необходимое соотношение между частотой работы преобразователя и частотой компенсируемой гармоники, иначе метод будет неработоспособен [80].

Применение алгоритма на основе исключения гармоник ограничивается возможностями ПЧ работать на повышенной частоте, т.к. для введения компенсирующей гармоники частота ШИМ преобразователя должна быть не менее, чем в шесть раз выше частоты компенсируемой гармоники, что при определенных соотношениях делает применение данного метода необоснованным [82].

Наиболее эффективным способом, позволяющим обеспечить электромеханическую совместимость преобразователя с двигателем, является установка синусного фильтра на выходе преобразователя (рисунок 1.20 а), который позволяет удалить высокочастотные составляющие токов и обеспечить синусоидальную форму напряжения питания двигателя, представленную на рисунке 1.20 (б) (U_1 , I_1 – напряжение и ток до фильтра, U_2 , I_2 – после фильтра). При таком питающем напряжении пульсации электромагнитного момента двигателя, обусловленные работой преобразователя, будут практически сведены к нулю [5, 14, 47].

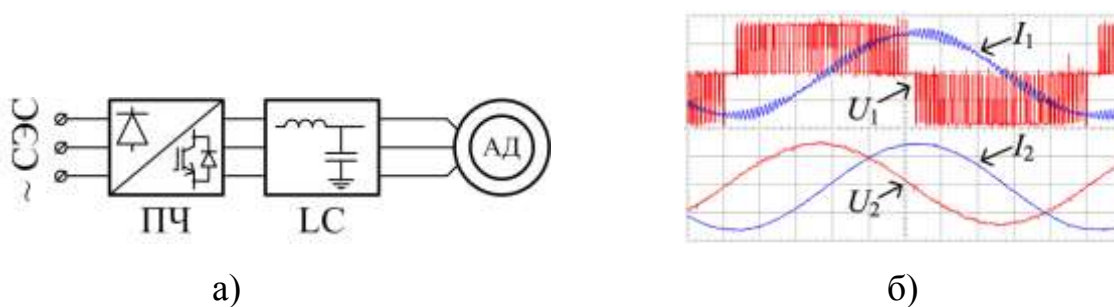


Рисунок 1.20 – Установка синусного фильтра на выходе преобразователя частоты (а) и формы напряжения с током до и после синусного фильтра (б)

К недостаткам применения синусного фильтра можно отнести высокую стоимость и ряд ограничений по применению [47, 70]:

- применение синусного фильтра увеличивает падение напряжения между преобразователем и двигателем, что отражается на коэффициенте полезного действия системы, а в случае питания инвертора от неуправляемого выпрямителя, напряжение на двигателе невозможно установить выше 90 % от напряжения питающей сети, что приводит к снижению его номинальных характеристик;
- синусный фильтр имеет ограничения по применению в ЭП с высокими требованиями к динамике.

Также необходимо отметить, что применение синусного фильтра на выходе преобразователя с одной стороны позволяет улучшить условия работы двигателя, но с другой стороны приводит к возникновению повышенного высокочастотного шума в самом фильтре [62].

Обеспечить необходимый уровень электромеханической совместимости преобразователя с двигателем возможно при проектировании комплектного ЭП, в котором двигатель проектируется специально под определенный тип преобразователя, поставляемого вместе с ним. В таких ЭП принимаются специальные конструкторские решения как при проектировании преобразователей, так и двигателей, направленные на снижение влияния несинусоидального напряжения преобразователя на качество электромеханического преобразования энергии. Среди конструктивных решений при проектировании двигателей, направленных на уменьшение пульсирующих электромагнитных моментов, обусловленных конструкцией двигателя, а также некачественным питающим напряжением преобразователя могут быть следующие [17]:

- увеличение воздушного зазора двигателя;
- использование скоса пазов статора и ротора;
- выбор определенной формы пазов статора и ротора;
- увеличение числа фаз обмотки статора;

- выбор благоприятного соотношения числа пазов статора и ротора;
- применение «демпфирующих» материалов.

Необходимо также отметить, что проектирование оптимального по уровню шума и вибрации двигателя, питаемого от ПЧ, необходимо выполнять совместно с разработчиками преобразователей, учитывая форму и качество выходного напряжения преобразователя в различных режимах работы. К недостаткам комплектных ЭП можно отнести высокую стоимость и долгие сроки проведения НИОКР.

Обзор способов обеспечения электромеханической совместимости в ЭП, в части снижения пульсаций электромагнитного момента, показал, что применение существующих методов и технических средств обеспечения электромеханической совместимости оборудования приводит к усложнению схем, уменьшению КПД, увеличению стоимости и массогабаритных показателей оборудования, в связи с чем вопросы обеспечения электромеханической совместимости в ЭП, в части снижения пульсаций электромагнитного момента, остаются актуальными.

1.6 ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ

В результате сравнительного анализа различных способов обеспечения электромагнитной и электромеханической совместимости установлено, что для решения вопроса повышения электромагнитной совместимости частотно-регулируемого асинхронного ЭП, целесообразно применение в его структуре АВ в качестве источника питания АИН. Однако при работе АВ в его входных токах возникают повышенные высокочастотные пульсации, обусловленные переключением силовых ключей, приводящие к возникновению повышенного уровня шума дросселей преобразователя и другого оборудования, установленного одной в линии питания с преобразователем. Воздействие АИН на двигатель проявляется в возникновении высокочастотных пульсаций электромагнитного момента и увеличении уровня вибрации. Для улучшения уровня электромеханической совместимости АИН с двигателем, в части снижения высокочастотных пульсаций электромагнитного момента, известны способы, основанные на применении много-

уровневых структур преобразователей и различного рода фильтров. Однако они приводят к усложнению схем, увеличению массогабаритных показателей и стоимости оборудования.

Это обуславливает необходимость исследования пульсаций входных токов АВ и электромагнитного момента АД, вызванных работой преобразователя, и разработки алгоритмов управления преобразователем, позволяющих улучшить показатели электромагнитной и электромеханической совместимости оборудования.

Целью данной диссертационной работы является разработка методов и технических средств обеспечения электромагнитной и электромеханической совместимости в частотно-регулируемом асинхронном ЭП в части снижения пульсаций электромагнитного момента двигателя и входных токов системы.

Для достижения поставленной цели необходимо выполнить ряд задач:

1. Разработать имитационную модель асинхронного ЭП, позволяющую исследовать влияние алгоритмов управления преобразователем на показатели электромагнитной и электромеханической совместимости оборудования в различных режимах работы ЭП.
2. Установить зависимости пульсаций электромагнитного момента двигателя и входных токов АВ от режима работы привода, алгоритмов управления преобразователем и их параметров.
3. Выполнить синтез системы управления асинхронным ЭП с усовершенствованными алгоритмами управления преобразователем, позволяющими снизить высокочастотные пульсации электромагнитного момента двигателя и входных токов АВ.
4. Провести экспериментальные исследования электромагнитной и электромеханической совместимости в асинхронном ЭП с усовершенствованными алгоритмами управления преобразователем.

ГЛАВА 2 СТРУКТУРА АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА И АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

В данной главе приведена структура асинхронного ЭП на основе ПЧ с АВ, а также произведен выбор систем управления АВ и АД с учетом электромагнитной и электромеханической совместимости в ЭП. Выполнен сравнительный анализ алгоритмов управления ПЧ по гармоническому составу напряжения.

2.1 АСИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД НА ОСНОВЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С АКТИВНЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ

Исследование электромагнитных и электромеханических процессов, протекающих в ЭП, на стадии проектирования выполняется на имитационных моделях. Объектом исследования является асинхронный ЭП с двухзвенным ПЧ на базе АВ и АИН. Для оценки влияния преобразователя на показатели электромагнитной и электромеханической совместимости, в части высокочастотных пульсаций входных токов системы и пульсаций электромагнитного момента двигателя, рассмотрим схему, приведенную на рисунке 2.1.

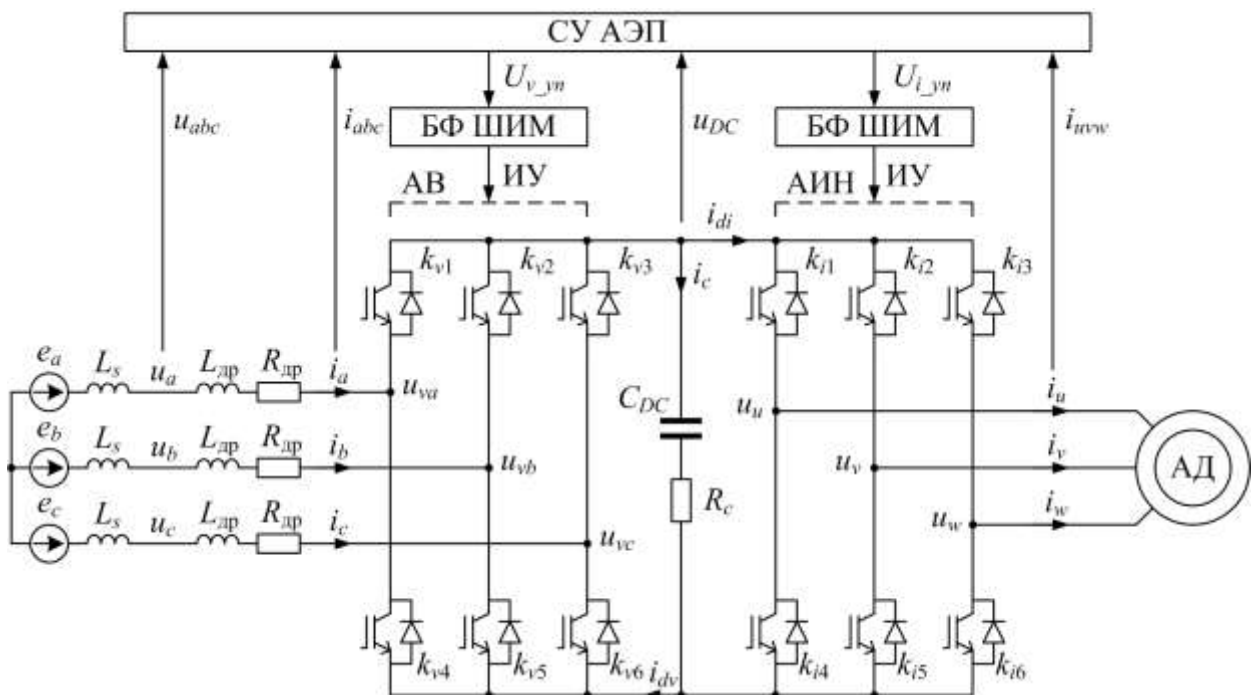


Рисунок 2.1 – Схема АЭП с двухзвенным ПЧ на базе АВ и АИН

В рассматриваемой схеме трехфазный источник питания содержит трехфазную систему ЭДС e_a, e_b, e_c и индуктивности L_s . Этот источник имеет фазные напряжения u_a, u_b, u_c и фазные токи i_a, i_b, i_c . Линейные напряжения источника u_{ab}, u_{bc} и u_{ca} . Между трехфазным источником напряжения и АВ включен трехфазный дроссель с индуктивностями фаз $L_{др}$ и активными сопротивлениями фаз $R_{др}$. В АВ u_{va}, u_{vb}, u_{vc} – фазные напряжения, u_{DC} – напряжение в звене постоянного тока преобразователя, i_{dv} – выпрямленный ток. В цепи выпрямленного напряжения C_{DC} , R_c , i_c – емкость, активное сопротивление и ток конденсаторного фильтра, i_{di} – входной ток инвертора, u_u, u_v, u_w , – напряжения фаз инвертора, i_u, i_v, i_w , – токи фаз инвертора и двигателя.

В выпрямителе состояние ключевых элементов в плечах моста описывается функциями k_{vn} ($n = 1, 2, 3$), в инверторе – функциями k_{in} ($n = 1, 2, 3$). Указанные функции принимают значения равные 1, если открыто верхнее плечо моста, и значения равные 0, если открыто нижнее плечо моста [56].

На схеме также представлена система управления автоматизированным ЭП (СУ АЭП), включающая в себя системы управления АВ и АД. На вход СУ АЭП поступают измеренные сигналы напряжений питающей сети u_a, u_b, u_c , токов фаз i_a, i_b, i_c , напряжения звена постоянного тока преобразователя u_{DC} , токов фаз АД i_u, i_v, i_w . На выходе СУ АЭП формируются управляющие напряжения U_{v_yn} и U_{i_yn} ($n = 1, 2, 3$ – номер фазы) в диапазоне от -1 до 1 о.е. и подаются в блоки формирования широтно-импульсной модуляции (БФ ШИМ), которые осуществляют формирование импульсов управления (ИУ) силовыми ключами выпрямительного и инверторного мостов преобразователя.

При моделировании выпрямителя и инвертора принимаются следующие допущения [56]:

- все вентили (транзисторы и диоды) считаются идеальными ключами, сопротивление которых в проводящем состоянии равно нулю, а в непроводящем – бесконечности;

- каждые два транзистора, подключенные к одной фазе нагрузки, работают в противофазе: если один транзистор открыт, другой закрыт и наоборот. Отсутствуют ситуации, когда оба транзистора одной фазы открыты или оба закрыты;
- время переключения транзисторов принимается равным нулю.

Высокочастотные пульсации входных токов системы и пульсации электромагнитного момента двигателя зависят от алгоритмов управления силовыми ключами преобразователя, которые определяются при выборе систем управления АВ и АД.

2.2 ВЫБОР СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АКТИВНЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ

Уравнения равновесия напряжений для трехфазного АВ, входящего в состав АЭП (рисунок 2.1), на основе анализа его принципиальной схемы могут быть представлены следующими выражениями [27, 28, 49, 56]:

$$\begin{cases} u_a = R_{\text{др}} i_a + L_{\text{др}} \frac{di_a}{dt} + u_{va}; \\ u_b = R_{\text{др}} i_b + L_{\text{др}} \frac{di_b}{dt} + u_{vb}; \\ u_c = R_{\text{др}} i_c + L_{\text{др}} \frac{di_c}{dt} + u_{vc}, \end{cases} \quad (2.1)$$

где u_a, u_b, u_c – мгновенные значения фазных напряжений сети, В; i_a, i_b, i_c – мгновенные значения фазных токов, А; $R_{\text{др}}, L_{\text{др}}$ – активное сопротивление и индуктивность дросселя выпрямителя, (Ом, Гн); u_{va}, u_{vb}, u_{vc} – мгновенные значения фазных напряжений АВ, В.

Уравнения равновесия (2.1) можно использовать для построения системы управления АВ. На сегодняшний день известно несколько подходов к управлению АВ напряжения [38, 56, 81, 83, 85]:

- векторное управление АВ по положению обобщенного вектора сетевого напряжения;
- релейно-токовый способ регулирования напряжения АВ;
- прямое управление мощностью АВ.

К существенным недостаткам второго и третьего методов относят необходимость применения высокочастотного обрабатывающего микропроцессора и ухудшение формы фазных токов из-за наличия в системе релейных регуляторов во втором методе и табличного алгоритма в третьем, что приводит к увеличению коэффициента нелинейных искажений напряжения в сети [87]. Поэтому для дальнейших исследований был выбран метод векторного управления АВ по положению обобщенного вектора сетевого напряжения.

Метод векторного управления АВ основан на координатном преобразовании токов, потребляемых из сети, между двухфазной неподвижной системой координат $\alpha\beta$ и синхронно вращающейся с обобщенным вектором напряжения сети системой координат dq . Такой подход позволяет сократить количество уравнений и осуществить возможность раздельного управления активной и реактивной составляющими тока АВ [48].

Для перехода к двухфазной системе координат перепишем уравнения равновесия напряжений АВ (2.1) в виде обобщенных векторов следующим образом [35, 48]:

$$\vec{U}_s = R_{\text{дп}} \vec{I}_s + L_{\text{дп}} \frac{d\vec{I}_s}{dt} + \vec{U}_v, \quad (2.2)$$

где $\vec{U}_s$ – вектор фазного напряжения сети; $\vec{I}_s$ – вектор тока фаз АВ; $\vec{U}_v$ – вектор фазного напряжения АВ.

Преобразуем уравнение (2.2) в систему координат dq , вращающуюся синхронно с вектором напряжения сети $\vec{U}_s$. Производную вектора тока сети в системе координат dq можно представить как сумму двух слагаемых [35]:

$$\left(\frac{d\vec{I}_s}{dt} \right)_{dq} = \left(\frac{d\vec{I}_s}{dt} \right)_{\alpha\beta} + \left(\frac{d\vec{I}_s}{dt} \right)_{\omega_s}, \quad (2.3)$$

где $\left(d\vec{I}_s / dt\right)_{\alpha\beta}$ – производная вектора тока сети в неподвижной системе координат; $\left(d\vec{I}_s / dt\right)_{\omega_s}$ – производная, возникающая вследствие вращения системы координат dq вокруг общего начала координат; ω_s – частота напряжения сети, рад/с.

Уравнение равновесия (2.2) с учетом (2.3) примет вид:

$$\vec{U}_s = R_{\text{дп}} \vec{I}_s + L_{\text{дп}} \left(\frac{d\vec{I}_s}{dt} \right)_{\alpha\beta} + \vec{U}_v = R_{\text{дп}} \vec{I}_s + L_{\text{дп}} \left(\frac{d\vec{I}_s}{dt} \right)_{dq} - L_{\text{дп}} \left(\frac{d\vec{I}_s}{dt} \right)_{\omega_s} + \vec{U}_v \quad (2.4)$$

или

$$\vec{U}_s = R_{\text{дп}} \vec{I}_s + L_{\text{дп}} \left(\frac{d\vec{I}_s}{dt} \right)_{dq} - L_{\text{дп}} \left(\frac{d\vec{I}_s}{dt} \right)_{\omega_s} + \vec{U}_v. \quad (2.5)$$

Уравнение (2.5) представляет собой уравнение равновесия напряжений АВ в системе координат dq .

Перепишем уравнение равновесия (2.5) в проекциях на оси d и q :

$$\begin{cases} U_{sm} = R_{\text{дп}} I_d + L_{\text{дп}} \frac{dI_d}{dt} - \omega_s L_{\text{дп}} I_q + U_{vd}; \\ 0 = R_{\text{дп}} I_q + L_{\text{дп}} \frac{dI_q}{dt} + \omega_s L_{\text{дп}} I_d + U_{vq}, \end{cases} \quad (2.6)$$

где U_{sm} – амплитудное значение вектора напряжения сети, В; I_d, I_q – проекции вектора тока сети на оси d и q , А; U_{vd}, U_{vq} – проекции вектора напряжения АВ на оси d и q , В.

Таким образом, из выражений (2.6) следует, что для того чтобы управлять АВ необходимо управлять проекциями U_{vd} и U_{vq} вектора напряжения $\vec{U}_v$ (см. рисунок 2.2).

Регулирование напряжения в звене постоянного тока преобразователя осуществляется ПИ-регулятором напряжения (ПИ-РН), на входе которого производится сравнение заданного напряжения U_z с величиной выпрямленного напряжения u_{DC} , а на выходе формируется амплитуда заданного тока фазы I_{dz} в соответствии с выражениями [56]:

$$\begin{cases} I_{dz} = k_{Up}(U_z - u_{DC}) + I_{di}; \\ \text{если } I_{dz} > I_{max}, \text{ то } I_{dz} = I_{max}, \\ \text{если } I_{dz} < I_{min}, \text{ то } I_{dz} = I_{min}, \\ \text{иначе } I_{di} = k_{Ui} \int (U_z - u_{DC}) dt, \end{cases} \quad (2.7)$$

где I_{max} , I_{min} – ограничения заданного тока выпрямителя «сверху» и «снизу», А; k_{Up} , k_{Ui} – пропорциональный и интегральный коэффициенты регулятора напряжения; I_{di} – интегральная составляющая заданного тока; t – время, с.

Для регулирования других переменных необходимо вычисление фазы φ_u и модуля U_{sm} вектора трехфазной системы напряжений сети. При вычислении этих параметров необходимо учитывать неидеальный характер напряжений питающей сети. В связи с этим, для достижения энергетической эффективности работы системы с АВ, в информационной системе преобразователя необходимо обеспечивать фазовую автоподстройку частоты (ФАПЧ) для синхронизации с фазой и частотой первой гармоники напряжения сети:

$$\begin{cases} U_\alpha = (2u_{ab} + u_{bc}) / 3; \\ U_\beta = u_{bc} / \sqrt{3}; \\ U_{sm} = \sqrt{U_\alpha^2 + U_\beta^2}; \\ \text{если } U_\beta < 0, \text{ то } \varphi_u = 2\pi - \arccos(U_\alpha / U_{sm}), \\ \text{иначе } \varphi_u = \arccos(U_\alpha / U_{sm}), \end{cases} \quad (2.8)$$

где u_{ab} , u_{bc} – линейные напряжения сети, измеренные на входе АВ, В; U_α , U_β – проекции вектора напряжения сети на оси неподвижной системы координат $\alpha\beta$, В; φ_u – мгновенное угловое положение вектора напряжения сети, рад.

Угловая частота напряжения сети ω_s определяется по изменению фазы трехфазной системы напряжений φ_u в следующем алгоритме вычислений [56]:

$$\begin{cases} \text{если } \varphi_u - \varphi_1 < -\pi, \text{ то } \varphi_1 = \varphi_u - 2\pi; \\ \text{если } \varphi_u - \varphi_1 > \pi, \text{ то } \varphi_1 = \varphi_u + 2\pi; \\ \omega_u = (\varphi_u - \varphi_1) / \Delta t_y; \\ \omega_s = \omega_s + (\omega_u - \omega_s) \Delta t_y / T_\omega; \\ \varphi_s = (\omega_s - \omega_1) \Delta t_y; \\ \omega_1 = \omega_s; \varphi_1 = \varphi_u, \end{cases} \quad (2.9)$$

где φ_u , φ_s – мгновенное значение углового положения вектора напряжения сети и его отфильтрованное значение, рад; ω_u , ω_s – мгновенное значение угловой частоты напряжения сети и ее отфильтрованное значение, рад/с; φ_1 , ω_1 – угловое положение и частота вращения вектора напряжения сети на предыдущем цикле, (рад, рад/с); T_ω – постоянная времени фильтра, с; Δt_y – время цикла работы системы управления, с.

Определив угловое положение вектора напряжения сети в (2.9), воспользуемся фазными и координатными преобразованиями для вычисления проекций I_d и I_q вектора входного тока АВ на оси d и q [35]:

$$\begin{cases} I_\alpha = i_a; \\ I_\beta = (i_b - i_c) / \sqrt{3}; \\ I_d = I_\alpha \cos(\varphi_s) + I_\beta \sin(\varphi_s); \\ I_q = I_\beta \cos(\varphi_s) - I_\alpha \sin(\varphi_s), \end{cases} \quad (2.10)$$

где I_α , I_β – проекции вектора входного тока АВ на оси неподвижной системы координат $\alpha\beta$, А;

Определим составляющие вектора напряжения по осям d и q на индуктивном сопротивлении дросселей АВ в уравнении (2.6), введя регуляторы активного I_d и реактивного I_q токов [49]:

$$\begin{cases} U_{d \text{ дп}} = k_{Idp}(I_{dz} - I_d) + k_{Idi} \int (I_{dz} - I_d) dt; \\ U_{q \text{ дп}} = k_{Iqp}(I_{qz} - I_q) + k_{Iqi} \int (I_{qz} - I_q) dt, \end{cases} \quad (2.11)$$

где $U_{d \text{ дп}}$, $U_{q \text{ дп}}$ – проекции вектора напряжения на дросселях АВ в системе координат dq , В; k_{Idp} , k_{Idi} – пропорциональный и интегральный коэффициенты регулятора тока I_d ; k_{Iqp} , k_{Iqi} – пропорциональный и интегральный коэффициенты регулятора тока I_q .

Проекции вектора напряжения АВ U_{vd} и U_{vq} получим из уравнения (2.6) с учетом (2.11):

$$\begin{cases} U_{vd} = U_{sm} - R_{\text{дп}} I_d - U_{d \text{ дп}} + \omega_s L_{\text{дп}} I_q; \\ U_{vq} = -R_{\text{дп}} I_q - U_{q \text{ дп}} - \omega_s L_{\text{дп}} I_d, \end{cases} \quad (2.12)$$

Далее напряжения АВ, полученные в (2.12), преобразуются в напряжения управления трехфазной системы координат следующим образом:

$$\begin{cases} U_{v\alpha} = U_{vd} \cos(\varphi_s) - U_{vq} \sin(\varphi_s); \\ U_{v\beta} = U_{vq} \cos(\varphi_s) + U_{vd} \sin(\varphi_s); \\ U_{v-y1} = U_{v\alpha} / u_{DC}; \\ U_{v-y2} = ((\sqrt{3}U_{v\beta} - U_{v\alpha}) / 2) / u_{DC}; \\ U_{v-y3} = ((\sqrt{3}U_{v\beta} + U_{v\alpha}) / 2) / u_{DC}, \end{cases} \quad (2.13)$$

где U_{v_y1} , U_{v_y2} , U_{v_y3} – напряжения управления, полученные на выходе системы управления АВ, о.е.

Функциональная схема описанной системы управления АВ представлена на рисунке 2.2.

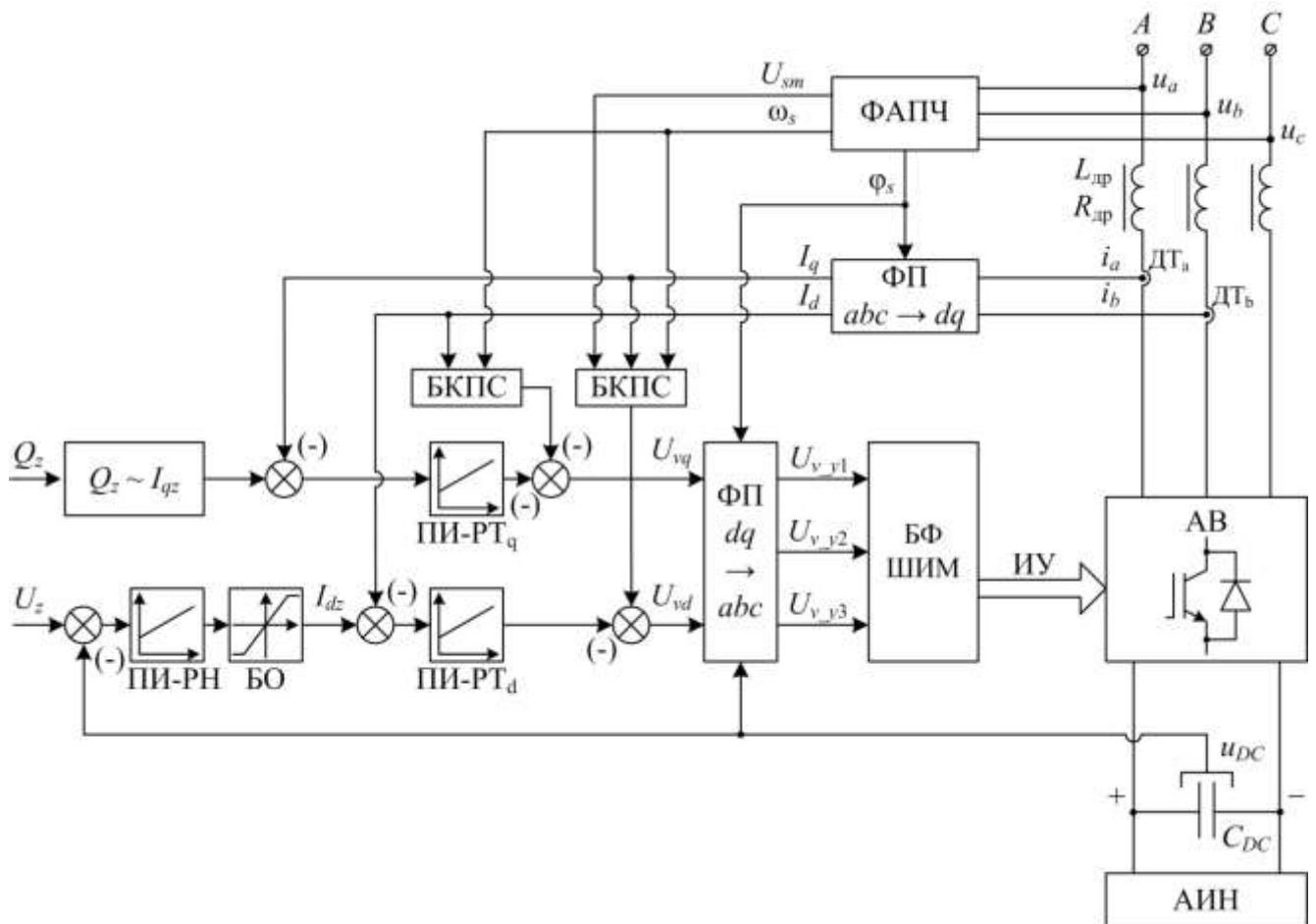


Рисунок 2.2 – Функциональная схема системы управления АВ

На рисунке 2.2 обозначено: АВ – активный выпрямитель; А, В, С – выводы подключения АВ к сети; ДТ_а, ДТ_б – датчики тока; ФАПЧ – блок фазовой автоподстройки частоты; ФП – фазный преобразователь координат; ПИ-РН, ПИ-РТ – пропорционально-интегральные регуляторы напряжения и тока; БО – блок ограничения заданного значения активной составляющей тока; БКПС – блок компенсации перекрестных связей; БФ ШИМ – блок формирования широтно-импульсной модуляции; ИУ – импульсы управления транзисторами АВ; АИН – автономный инвертор напряжения.

Система управления АВ работает следующим образом. Непосредственно перед запуском регуляторов тока и напряжения, в блоке ФАПЧ осуществляется вычисление амплитуды и углового положения вектора сетевого напряжения по измеренным значениям напряжений сети u_{ab} и u_{bc} . После выполнения синхронизации с сетью запускается система управления выпрямителем. Внутренний контур регулирования активной составляющей тока выпрямителя I_d подчинен внешнему контуру регулирования напряжения звена постоянного тока u_{DC} с регулятором ПИ-РН, на выходе которого формируется заданное значение активной составляющей тока выпрямителя I_{dz} . Сигнал задания на регулятор реактивного тока I_{qz} определяется генерацией или потреблением реактивной мощности, либо обменом с сетью только активной мощностью. Сигналы рассогласования заданных и фактических значений токов преобразуются регуляторами ПИ-РТ и дополняются сигналами с блоков БКПС в соответствии с выражениями (2.12), после чего преобразуются блоком ФП в соответствии с (2.13) и подаются в блок БФ ШИМ, осуществляющий формирование импульсов управления транзисторами выпрямительного моста.

2.3 ВЫБОР СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Известно большое разнообразие систем частотного управления асинхронным ЭП, которые можно разделить на скалярные и векторные [13, 16, 55, 69, 71, 74]. В случае применения простейших скалярных систем управления приводу свойственны значительные колебания токов фаз, магнитного потока, вращающего

момента, частоты вращения, что ухудшает уровень электромеханической совместимости преобразователя с двигателем. Особенно значительными могут быть колебания в установках сравнительно большой мощности, в которых двигатели обладают относительно малыми активными сопротивлениями. В этих случаях апериодические токи, возникающие в переходных режимах, затухают сравнительно медленно. В некоторых приводах при определенных условиях работы указанные колебания оказываются столь значительными, что работоспособность привода при простейшем частотном управлении обеспечить не удастся, и необходим переход к более сложным методам управления [57]. Указанные недостатки не свойственны векторным системам управления асинхронным ЭП, к которым относят полеориентированное управление (ПОУ) и прямое управление моментом (ПУМ). Недостатками систем ПУМ являются высокие пульсации электромагнитного момента и тока двигателя, обусловленные дискретностью переключения выходного вектора напряжения преобразователя по базовым векторам из-за наличия в системе релейных (гистерезисных) регуляторов. В системах ПОУ выходное напряжение преобразователя формируется посредством ШИМ. В таких системах вектор выходного напряжения преобразователя между базовыми векторами перемещается плавно, поэтому системам с ПОУ не свойственны недостатки систем с ПУМ, что позволяет обосновать выбор системы ПОУ, как системы, обеспечивающей лучшие показатели электромеханической совместимости преобразователя с двигателем по сравнению с другими системами управления.

Система ПОУ работает с обобщенными векторами и их проекциями на ортогональные оси. Обобщенные вектора позволяют упростить систему уравнений АД и производить вычисления с проекциями векторов как со скалярными величинами [13, 57]. В системе ПОУ используются тригонометрические и фазные преобразователи, которые позволяют преобразовывать проекции обобщенных векторов между системами координат. Как правило, в таких системах управления используются две системы координат, одна из которых неподвижна и связана со статором двигателя, а другая вращается синхронно с одним из векторов, определяющих магнитное состояние машины [13, 16].

Уравнения динамического равновесия для обобщенных векторов статора и ротора АД можно записать следующим образом [8, 13, 35, 44, 57]:

$$\begin{cases} \vec{U}_S = \frac{d\vec{\Psi}_S}{dt} + \vec{I}_S R_S; \\ 0 = \frac{d\vec{\Psi}_R}{dt} + \vec{I}_R R_R, \end{cases} \quad (2.14)$$

где $\vec{U}_S$ – вектор напряжения статора; $\vec{\Psi}_S, \vec{\Psi}_R, \vec{I}_S, \vec{I}_R, R_S, R_R$ – потокосцепления, токи и сопротивления статора и ротора АД.

Потокосцепления статора и ротора в (2.14) определяются выражениями [37]:

$$\begin{cases} \vec{\Psi}_S = L_S \vec{I}_S + L_m \vec{I}_R; \\ \vec{\Psi}_R = L_R \vec{I}_R + L_m \vec{I}_S; \\ L_S = L_m + L_{\sigma S}; \\ L_R = L_m + L_{\sigma R}, \end{cases} \quad (2.15)$$

где L_S, L_R – собственные индуктивности статора и ротора АД, Гн; $L_{\sigma S}, L_{\sigma R}$ – индуктивности рассеяния статора и ротора, Гн; L_m – индуктивность намагничивания, Гн.

Уравнения электрического равновесия АД во вращающейся системе координат, ориентированной по вектору потокосцепления ротора, имеют вид [35, 57, 76]:

$$\begin{cases} U_{Sd} = \frac{d\Psi_{Sd}}{dt} + I_{Sd} R_S - \omega_1 \Psi_{Sq}; \\ U_{Sq} = \frac{d\Psi_{Sq}}{dt} + I_{Sq} R_S + \omega_1 \Psi_{Sd}; \\ 0 = \frac{d\Psi_{Rd}}{dt} + I_{Rd} R_R - (\omega_1 - Z_p \omega_R) \Psi_{Rq}; \\ 0 = \frac{d\Psi_{Rq}}{dt} + I_{Rq} R_R + (\omega_1 - Z_p \omega_R) \Psi_{Rd}, \end{cases} \quad (2.16)$$

где ω_1 – угловая частота вращения поля (частота вращения системы координат), рад/с; Z_p – число пар полюсов двигателя; ω_R – частота вращения ротора, рад/с; $Z_p \omega_R$ – электрическая частота вращения ротора, рад/с; U_{Sd}, U_{Sq} – проекции вектора напряжения статора на оси системы координат dq , В; $I_{Sd}, I_{Sq}, I_{Rd}, I_{Rq}$ – проекции токов статора и ротора на оси системы координат dq , А; $\Psi_{Sd}, \Psi_{Sq}, \Psi_{Rd}, \Psi_{Rq}$ – проекции векторов потокосцеплений статора и ротора на оси системы координат dq , Вб; L_S, L_R, L_m – собственные индуктивности статора, ротора и индуктивность намагничивания, Гн.

Электромагнитный момент через токи статора и потокосцепления ротора определяется выражением:

$$M = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_R} (I_{Sq} \Psi_{Rd} - I_{Sd} \Psi_{Rq}). \quad (2.17)$$

Выразим токи ротора через потокосцепления из (2.15) и подставим в уравнения ротора из системы (2.16) с учетом замены $(\omega_1 - Z_p \omega_R) = \omega_2$ и $\Psi_{Rq} = 0$. Получим:

$$\begin{cases} 0 = \frac{d\Psi_{Rd}}{dt} + R_R \frac{\Psi_{Rd} - L_m I_{Sd}}{L_R}; \\ 0 = -R_R \frac{L_m I_{Sq}}{L_R} + \omega_2 \Psi_{Rd}, \end{cases} \quad (2.18)$$

где ω_2 – частота вращения поля статора относительно поля ротора АД, рад/с.

Выразим потокосцепление ротора из первого уравнения системы (2.18), заменив оператор дифференцирования на оператор Лапласа, а частоту ω_2 из второго уравнения системы (2.18):

$$\begin{cases} \Psi_{Rd} = \frac{I_{Sd} L_m}{(1 + p T_R)}; \\ \omega_2 = \frac{I_{Sq} L_m}{T_R \Psi_{Rd}}, \end{cases} \quad (2.19)$$

где $T_R = \frac{R_R}{L_m}$ – постоянная времени ротора, с.

Второе уравнение системы (2.19) можно использовать для полеориентирования. Угол полеориентирования θ_Ψ определяется выражением:

$$\theta_\Psi = \int \omega_1 dt = \int (\omega_2 + Z_p \omega_R) dt. \quad (2.20)$$

При ПОУ задание по току статора АД формируется, исходя из заданных значений электромагнитного момента и потокосцепления ротора, вычисленных из уравнений (2.17 и 2.19):

$$I_{Sdz} = \frac{1}{L_m} \Psi_{Rdz}; \quad (2.21)$$

$$I_{Sqz} = M_{emz} \frac{2L_R}{3Z_p L_m \Psi_{Rdz}}, \quad (2.22)$$

где I_{Sdz} , I_{Sqz} – проекции заданного вектора тока статора в системе координат dq , А;
 Ψ_{Rdz} – заданное значение потокосцепления ротора в системе координат dq , Вб;
 M_{emz} – заданное значение электромагнитного момента, Н·м.

Заданное значение электромагнитного момента M_{emz} определяется на выходе регулятора скорости следующими выражениями:

$$\begin{cases} M_{emz} = k_{\omega p} (\omega_{Rz} - \omega_R) + M_{emi}; \\ \text{если } M_{emz} > M_{max}, \text{ то } M_{emz} = M_{max}, \\ \text{иначе } M_{emi} = k_{\omega i} \int (\omega_{Rz} - \omega_R) dt, \end{cases} \quad (2.23)$$

где $k_{\omega p}$, $k_{\omega i}$ – пропорциональный и интегральный коэффициенты регулятора скорости двигателя; ω_{Rz} , ω_R – заданное и текущее значение частоты вращения ротора, рад/с; M_{emi} – интегральная составляющая заданного электромагнитного момента; M_{max} – ограничение максимального значения электромагнитного момента, Н·м.

Проекции заданного вектора напряжения статора формируются на выходе ПИ-регуляторов тока:

$$\begin{cases} U_{Sd} = k_{Idp} (I_{Sdz} - I_{Sd}) + k_{Idi} \int (I_{Sdz} - I_{Sd}) dt; \\ U_{Sq} = k_{Iqp} (I_{Sqz} - I_{Sq}) + k_{Iqi} \int (I_{Sqz} - I_{Sq}) dt, \end{cases} \quad (2.24)$$

где k_{Idp} , k_{Idi} , k_{Iqp} , k_{Iqi} – пропорциональные и интегральные коэффициенты регуляторов тока статора.

Токи статора I_{Sd} , I_{Sq} в выражениях (2.24) получаются путем фазных преобразований токов I_u , I_v , I_w , из трехфазной системы координат в двухфазную $\alpha\beta$, затем в dq :

$$\begin{cases} I_{S\alpha} = i_u; \\ I_{S\beta} = (i_v - i_w) / \sqrt{3}; \\ I_{Sd} = I_{S\alpha} \cos(\theta_\Psi) + I_{S\beta} \sin(\theta_\Psi); \\ I_{Sq} = I_{S\beta} \cos(\theta_\Psi) - I_{S\alpha} \sin(\theta_\Psi), \end{cases} \quad (2.25)$$

где $I_w = -(I_u + I_v)$ – ток третьей фазы двигателя, А.

Далее напряжения АД, полученные в (2.24), преобразуются в управляющие напряжения трехфазной системы координат при помощи координатных и фазных преобразований следующим образом:

$$\begin{cases} U_{S\alpha} = U_{Sd} \cos(\theta_\Psi) - U_{Sq} \sin(\theta_\Psi); \\ U_{S\beta} = U_{Sq} \cos(\theta_\Psi) + U_{Sd} \sin(\theta_\Psi); \\ U_{i_{y1}} = \sqrt{3}U_{S\alpha} / u_{DC}; \\ U_{i_{y2}} = \sqrt{3}((\sqrt{3}U_{S\beta} - U_{S\alpha}) / 2) / u_{DC}; \\ U_{i_{y3}} = \sqrt{3}((\sqrt{3}U_{S\beta} - U_{S\alpha}) / 2) / u_{DC}. \end{cases} \quad (2.26)$$

где $U_{i_{y1}}$, $U_{i_{y2}}$, $U_{i_{y3}}$ – управляющие напряжения, полученные на выходе системы управления АД, о.е.

Функциональная схема описанной системы управления АД представлена на рисунке 2.3 [67].

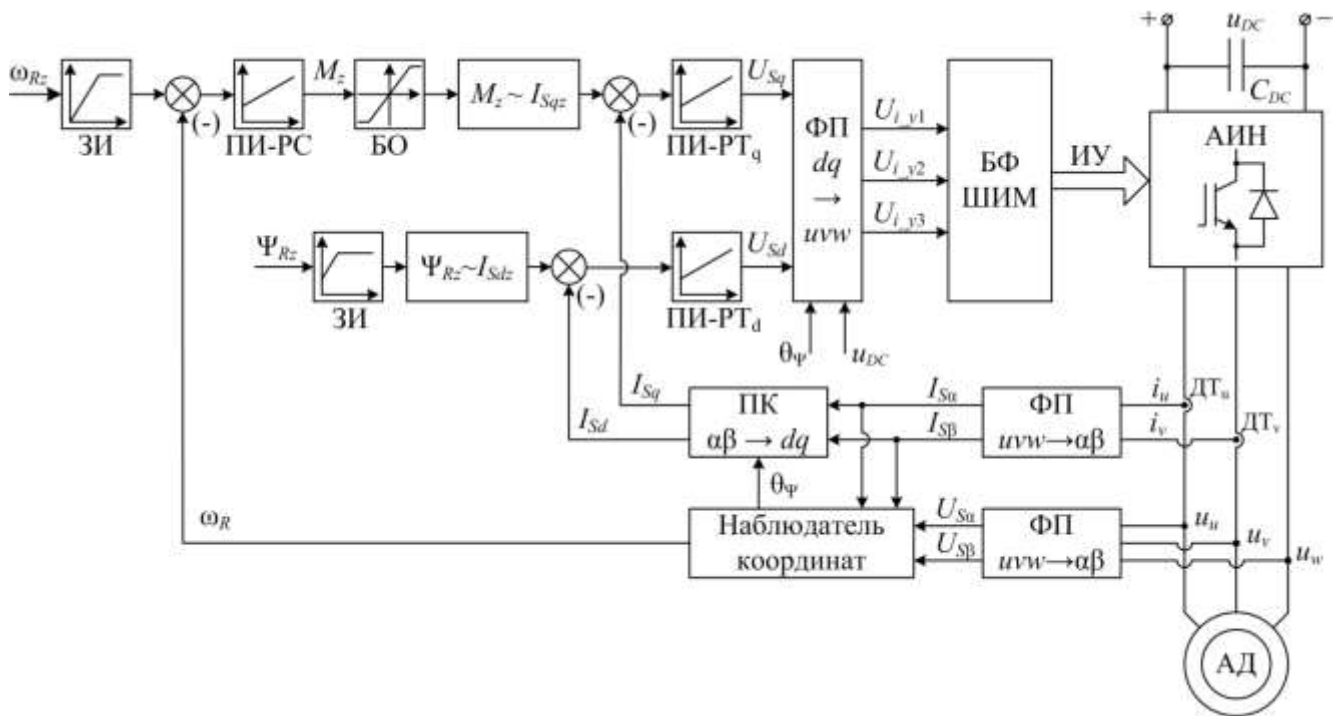


Рисунок 2.3 – Функциональная схема ПОУ АД

На рисунке 2.3 обозначено: АИН – автономный инвертор напряжения; u_{DC} – напряжение питания инвертора; ДТ_u, ДТ_v – датчики фазных токов двигателя; ФП – фазный преобразователь координат; ПК – преобразователь систем координат; ПИ-РС, ПИ-РТ – пропорционально-интегральные регуляторы скорости и тока; БО – блок ограничения заданного электромагнитного момента; ЗИ – задатчик интенсивности; БФ ШИМ – блок формирования широтно-импульсной модуляции; ИУ – импульсы управления транзисторами АИН.

Система управления АД, представленная на рисунке 2.3, включает в себя контур регулирования скорости и два контура регулирования тока. Внутренний контур регулирования тока I_{Sq} с регулятором ПИ-РТ_q подчинен внешнему контуру регулирования скорости с регулятором ПИ-РС, задающим необходимый ток I_{Sqz} в соответствии с (2.22). Заданное значение намагничивающего тока I_{Sdz} определяется из (2.21). Проекция вектора напряжения статора двигателя U_{sd} и U_{sq} определяются на выходе регуляторов тока ПИ-РТ_d и ПИ-РТ_q в соответствии с (2.24). В контурах регулирования тока в качестве обратной связи используется измеренный и преобразованный в систему dq реальный вектор статорного тока в соответствии с (2.25). Проекция вектора напряжения статора двигателя U_{sd} и U_{sq} , полученные на выходе регуляторов тока, преобразуются блоком ФП и подаются в блок БФ ШИМ, осуществляющий формирование импульсов управления транзисторами инвертора [57, 69].

В описанной системе ПОУ реализован бездатчиковый алгоритм определения скорости вращения АД. Косвенная оценка скорости в АД базируется на математическом описании двигателя в неподвижной системе координат $\alpha\beta$. Уравнения потока ротора в неподвижной системе координат в соответствии с (2.15) могут быть записаны выражениями [35]:

$$\begin{cases} \Psi_{R\alpha} = L_R I_{R\alpha} + L_m I_{S\alpha}; \\ \Psi_{R\beta} = L_R I_{R\beta} + L_m I_{S\beta}, \end{cases} \quad (2.27)$$

Согласно выражениям (2.27) токи ротора могут быть выражены следующим образом:

$$\begin{cases} I_{R\alpha} = \frac{1}{L_R} (\Psi_{R\alpha} - L_m I_{S\alpha}); \\ I_{R\beta} = \frac{1}{L_R} (\Psi_{R\beta} - L_m I_{S\beta}). \end{cases} \quad (2.28)$$

Представим уравнения ротора из (2.14) для неподвижной системы координат $\alpha\beta$:

$$\begin{cases} 0 = \frac{d\Psi_{R\alpha}}{dt} + I_{R\alpha} R_R + Z_p \omega_R \Psi_{R\beta}; \\ 0 = \frac{d\Psi_{R\beta}}{dt} + I_{R\beta} R_R - Z_p \omega_R \Psi_{R\alpha}, \end{cases} \quad (2.29)$$

Подставив токи ротора из (2.28) в уравнения динамического равновесия ротора (2.29), выразим производные потокосцепления ротора:

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{R\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_R} \Psi_{R\alpha} + \frac{L_m}{T_R} I_{R\alpha} - Z_p \omega_R \Psi_{R\beta}; \\ \frac{d\Psi_{R\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_R} \Psi_{R\beta} + \frac{L_m}{T_R} I_{R\beta} + Z_p \omega_R \Psi_{R\alpha}. \end{cases} \quad (2.30)$$

Амплитудное значение и угловое положение вектора потокосцепления ротора определяется следующим образом:

$$\begin{cases} \Psi_{Rm} = \sqrt{\Psi_{R\alpha}^2 + \Psi_{R\beta}^2}; \\ \theta_{\Psi_R} = \arctan\left(\frac{\Psi_{R\beta}}{\Psi_{R\alpha}}\right). \end{cases} \quad (2.31)$$

Синхронная частота вращения поля определяется через производную углового положения потока ротора из (2.31):

$$\omega_1 = \frac{d\theta_{\Psi_R}}{dt} = \frac{d\left(\arctan\left(\frac{\Psi_{R\beta}}{\Psi_{R\alpha}}\right)\right)}{dt}. \quad (2.32)$$

Упростим выражение (2.32), воспользовавшись таблицей производных [26]:

$$\frac{d \arctan(u)}{dt} = \frac{1}{1+u^2} \frac{du}{dt}. \quad (2.33)$$

где $u = \frac{\Psi_{R\beta}}{\Psi_{R\alpha}}$, получим:

$$\omega_1 = \frac{d\theta_{\Psi_R}}{dt} = \left(\frac{\Psi_{R\alpha}}{\Psi_{Rm}}\right)^2 \left(\frac{\Psi_{R\alpha} \frac{d\Psi_{R\beta}}{dt} - \Psi_{R\beta} \frac{d\Psi_{R\alpha}}{dt}}{\Psi_{R\alpha}^2} \right). \quad (2.34)$$

Подставив уравнения (2.30) в (2.34), выразим частоту вращения ротора:

$$\omega_R = \left[\omega_1 - \frac{1}{\Psi_{Rm}^2} \frac{L_m}{T_R} (\Psi_{R\alpha} I_{S\beta} - \Psi_{R\beta} I_{S\alpha}) \right] / Z_p, \quad (2.35)$$

Частота вращения ротора ω_R , определенная в выражении (2.35), может использоваться в качестве обратной связи в системе ПОУ АД.

2.4 АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

Алгоритмы управления преобразователем, реализуемые в блоках БФ ШИМ (рисунок 2.1), предназначены для преобразования управляющих сигналов с выхода СУ АЭП в импульсы управления силовыми ключами АВ и АИН. Выбор алгоритмов управления преобразователем определяет гармонический состав токов и напряжений, и, соответственно, показатели электромагнитной и электромеханической совместимости в ЭП. Известно большое разнообразие алгоритмов управления преобразователем, формирующих импульсы управления силовыми ключами методами ШИМ. Классификация наиболее распространенных алгоритмов управления приведена на рисунке 2.4 [11, 12].

На рисунке 2.5 представлена функциональная схема алгоритма управления преобразователем с синусоидальной ШИМ (С-ШИМ). С-ШИМ подразделяется на классическую без предмодуляции, с синусоидальной и треугольной предмодуляцией 3-й гармоникой [11].



Рисунок 2.4 – Классификация алгоритмов управления преобразователем

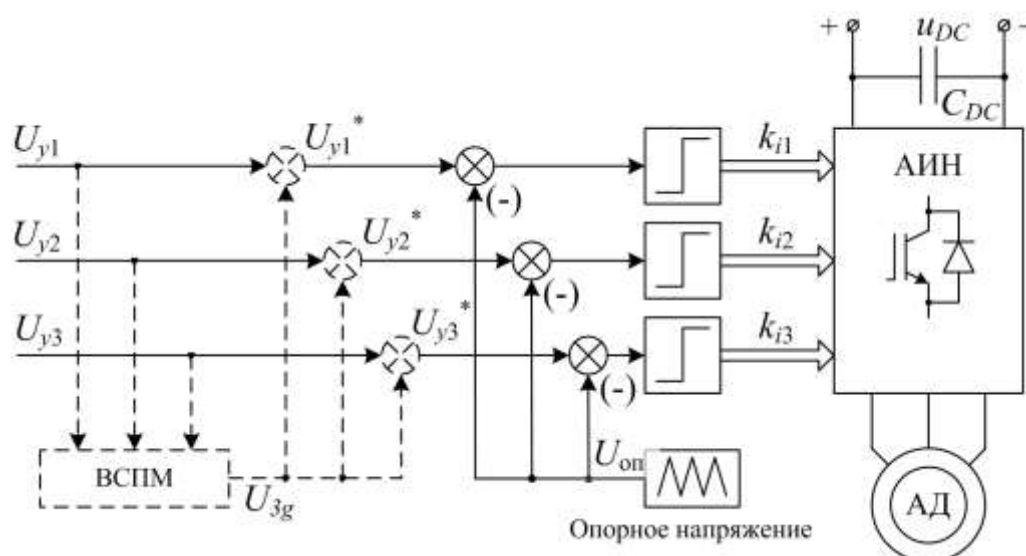


Рисунок 2.5 – Функциональная схема алгоритма С-ШИМ

На рисунке 2.5 обозначено: сплошными линиями – алгоритм классической С-ШИМ без предмодуляции; сплошными линиями с учетом пунктирных – алгоритм С-ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой; U_{y1} , U_{y2} , U_{y3} – напряжения управления, о.е.; ВСПМ – блок вычисления сигнала предмодуляции; U_{3g} – сигнал предмодуляции, о.е.; U_{y1}^* , U_{y2}^* , U_{y3}^* – напряжения управления с учетом сигнала предмодуляции, о.е.; $U_{оп}$ – опорное напряжение, о.е.; k_{in} ($n = 1, 2, 3$) – коммутационная функция управления соответствующей фазой инвертора.

Принцип работы алгоритма управления преобразователем с С-ШИМ пояснен на рисунке 2.6, на котором изображены опорное напряжение $U_{оп}$, напряжение управления U_{y1} транзисторами одной фазы моста, а также функции состояния двух транзисторов первой фазы k_{i1} и $1-k_{i1}$ (для рассматриваемых идеальных ключей эти функции эквивалентны импульсам управления). Напряжения управления транзисторами других фаз на рисунке 2.6 не изображены. Однако в симметричном режиме работы они имеют ту же амплитуду и взаимно сдвинуты по фазе на 120 эл. град [57].

В реальных установках, вследствие дискретности микропроцессорных устройств управления, напряжения управления имеют ступенчатую форму с «гладкими» составляющими, близкими по форме к синусоиде. Длительность цикла работы микропроцессорных систем управления Δt_y во многих случаях принимается равной периоду $T_{ШИМ}$ пилообразного напряжения.

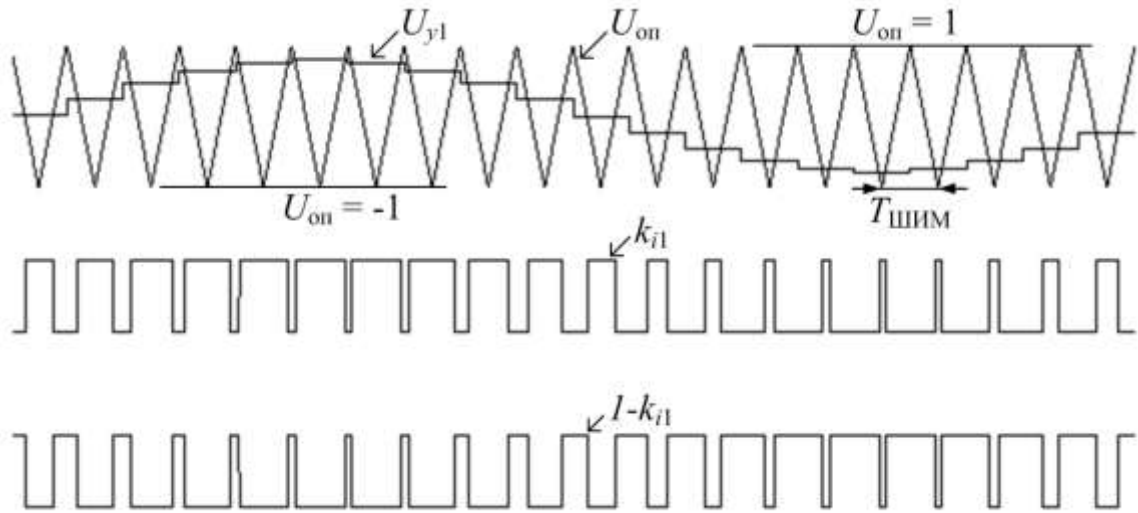


Рисунок 2.6 – Опорное напряжение, напряжение управления и функции состояния транзисторов фазы АИН

При моделировании схемы (рисунок 2.5) пилообразное напряжение описывается выражениями:

$$\begin{cases} \tau_{\text{ШИМ}} = \tau_{\text{ШИМ}} + f_{\text{ШИМ}} \Delta t; \\ \text{если } \tau_{\text{ШИМ}} > 0,5, \text{ то } \tau_{\text{ШИМ}} = -1; \\ U_{\text{оп}} = 4|\tau_{\text{ШИМ}}| - 1, \end{cases} \quad (2.36)$$

где $f_{\text{ШИМ}}$ – частота опорного напряжения, Гц; $\tau_{\text{ШИМ}}$ – промежуточная переменная; Δt – шаг расчета, с.

Напряжения управления, формируемые системой управления, описываются выражениями:

$$\begin{cases} t = t + \Delta t_y; \\ U_{y1} = U_m \sin(\omega_0 t); \\ U_{y2} = U_m \sin(\omega_0 t - 2\pi / 3); \\ U_{y3} = U_m \sin(\omega_0 t + 2\pi / 3); \end{cases} \quad (2.37)$$

где t – время, с; Δt_y – шаг работы системы управления, с; U_m – амплитуда напряжений управления, о.е.; ω_0 – угловая частота напряжений управления, рад/с.

При указанном определении опорного напряжения (2.36) и напряжений управления (2.37) состояния шести ключей моста (рисунок 2.1) определяются выражениями:

$$\begin{cases} \text{если } U_{yn} > U_{оп}, \text{ то } k_{in} = 1, k_{in+3} = 0, \\ \text{иначе } k_{in} = 0, k_{in+3} = 1; \end{cases} \quad (2.38)$$

где n – номер фазы; k_{in} – функция состояния ключевых элементов в плече.

Классическая С-ШИМ имеет один основной недостаток – это низкий коэффициент использования по напряжению звена постоянного тока преобразователя, который определяется из соотношения [12]:

$$U_{л\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{DC}, \quad (2.39)$$

где $U_{л\max}$ – максимальное амплитудное значение линейного напряжения инвертора, В; U_{DC} – напряжение в звене постоянного тока преобразователя, В.

При единичном напряжении в звене постоянного тока преобразователя, максимальная амплитуда линейных напряжений составит 0,866 о.е. т.е. применение классического алгоритма С-ШИМ приводит к недоиспользованию напряжения звена постоянного тока преобразователя ориентировочно на $\approx 13,4\%$ [52].

Для увеличения амплитуды вектора выходного напряжения и коэффициента использования напряжения звена постоянного тока преобразователя применяют алгоритмы С-ШИМ с предмодуляцией 3-й гармоникой. Для этого к управляющим напряжениям U_{y1} , U_{y2} , U_{y3} добавляют сигнал предмодуляции U_{3g} специальной формы и частоты, который рассчитывается в блоке ВСПМ в зависимости от параметров управляющих напряжений. Схема управления инвертором с учетом добавления сигнала предмодуляции изображена на рисунке 2.5 с учетом пунктирных линий [11, 12].

В алгоритме С-ШИМ с синусоидальной предмодуляцией 3-й гармоникой, сигнал предмодуляции рассчитывается следующим образом:

$$U_{3g} = 0,13 \sin(3\omega_0 t) \quad (2.40)$$

Система управляющих напряжений (2.37) с учетом (2.40) преобразуется к виду:

$$\begin{cases} t = t + \Delta t_y; \\ U_{y1}^* = U_m (\sin(\omega_0 t) + 0,13 \sin(3\omega_0 t)); \\ U_{y2}^* = U_m (\sin(\omega_0 t - 2\pi/3) + 0,13 \sin(3\omega_0 t)); \\ U_{y3}^* = U_m (\sin(\omega_0 t + 2\pi/3) + 0,13 \sin(3\omega_0 t)); \end{cases} \quad (2.41)$$

В алгоритме С-ШИМ с треугольной предмодуляцией 3-й гармоникой, сигнал предмодуляции рассчитывается как полусумма положительных и отрицательных огибающих полуволн управляющих напряжений U_{y1} , U_{y2} , U_{y3} в соответствии с выражениями:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{ypos} = 0; U_{yneg} = 0; n = 0; \\ \text{пока } n < 3 \\ \left(\begin{array}{l} n = n + 1, \\ \text{если } U_{yn} > U_{ypos}, \text{ то } U_{ypos} = |U_{yn}|, \\ \text{если } U_{yn} < U_{yneg}, \text{ то } U_{yneg} = -|U_{yn}|, \end{array} \right) \\ U_{3g} = -(U_{ypos} + U_{yneg}) / 2, \end{array} \right. \quad (2.42)$$

где U_{ypos} , U_{yneg} – положительная и отрицательная огибающие управляющих напряжений преобразователя, о.е.; n – номер фазы; U_{yn} ($n = 1, 2, 3$) – управляющие напряжения, о.е.

Система управляющих напряжений для алгоритма С-ШИМ с треугольной предмодуляцией 3-й гармоникой получается так же как и для алгоритма С-ШИМ с синусоидальной предмодуляцией 3-й гармоникой.

Таким образом, использование модифицированных алгоритмов С-ШИМ с предмодуляцией 3-й гармоникой позволяет повысить коэффициент использования напряжения звена постоянного тока преобразователя до значения близкого к 1.

Общим недостатком алгоритмов С-ШИМ является недостаточная гибкость для синтеза оптимальных (с точки зрения уменьшения потерь и повышения коэффициента использования источника питания по напряжению) законов коммутации ключей инвертора в различных режимах работы привода [16].

В современных ЭП для управления преобразователем могут применяться алгоритмы пространственно-векторного формирования выходного напряжения инвертора (ПВ-ШИМ) [10, 11, 16, 35]. Функциональная схема алгоритма ПВ-ШИМ приведена на рисунке 2.7.

Суть алгоритма ПВ-ШИМ заключается в расчете временных промежутков подключения соответствующей фазы инвертора к положительному полюсу источника питания внутри периода модуляции.

Алгоритм ПВ-ШИМ реализуется следующим образом. Компоненты вектора заданного напряжения U_{y1} , U_{y2} , U_{y3} на первом шаге вычисления преобразуются из трехфазной системы координат в двухфазную $\alpha\beta$ в блоке фазных преобразований (ФП), после чего производится вычисление его амплитудного значения и углового положения в соответствии с выражениями [16, 35]:

$$\begin{cases} |\vec{U}_s| = \sqrt{U_{s\alpha}^2 + U_{s\beta}^2}; \\ \varphi_U = \arctan\left(\frac{U_{s\beta}}{U_{s\alpha}}\right), \end{cases} \quad (2.43)$$

где $|\vec{U}_s|$ – амплитудное значение заданного вектора напряжения, о.е.; φ_U – угловое положение вектора напряжения, рад.

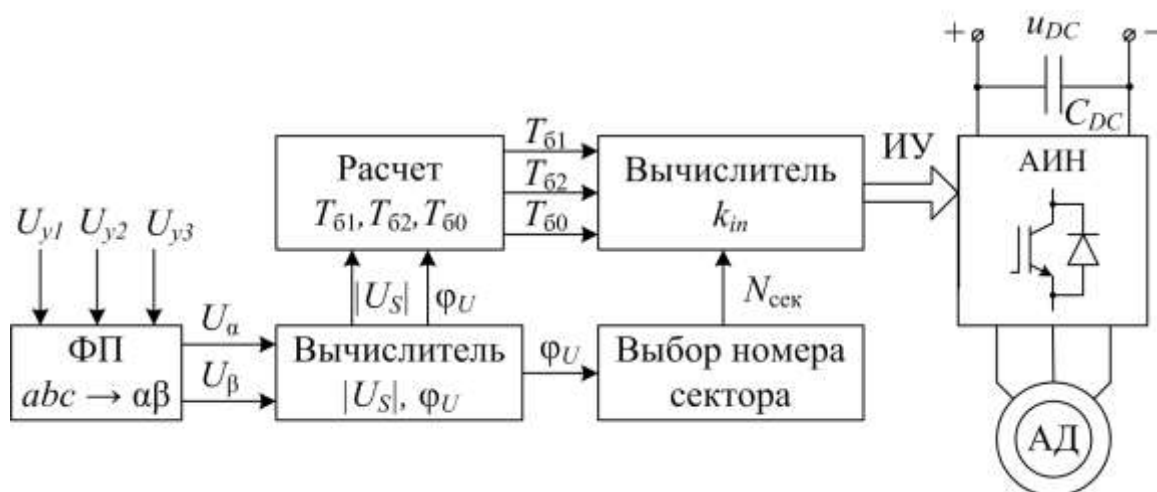


Рисунок 2.7 – Функциональная схема алгоритма ПВ-ШИМ

На рисунке 2.7 обозначено: ФП – фазный преобразователь; k_{in} – коммутационная функция; $N_{сек}$ – номер сектора; ИУ – импульсы управления.

В блоке расчета времени включенного состояния базовых векторов, заданный вектор напряжения $\vec{U}_s$ раскладывается на базовые векторы (рисунок 2.8) внутри соответствующего ему сектора в соответствии с выражениями:

$$\begin{cases} |\vec{u}_{61}| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{U}_s| \sin(\frac{\pi}{3} - \beta); \\ |\vec{u}_{62}| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{U}_s| \sin(\beta); \\ \beta = \varphi_U - \frac{\pi}{3}(n-1), \end{cases} \quad (2.44)$$

где $|\vec{u}_{61}|, |\vec{u}_{62}|$ – величины базовых составляющих заданного вектора напряжения, о.е; β – угловое положение вектора напряжения внутри соответствующего ему сектора, рад; φ_U – угловое положение вектора напряжения на круговой диаграмме базовых векторов, рад; n – номер сектора.

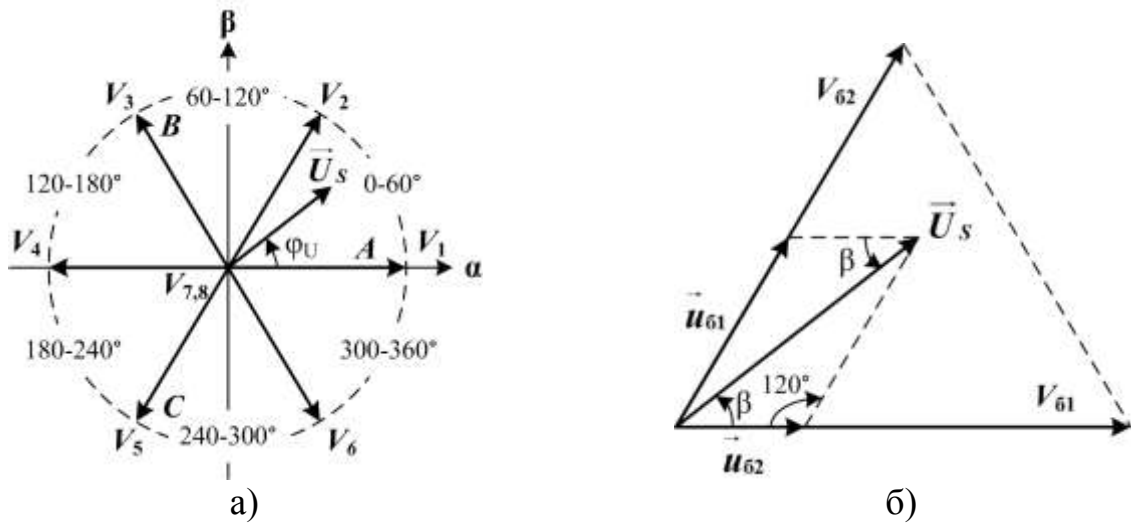


Рисунок 2.8 – Векторная диаграмма базовых векторов (а) и разложение вектора напряжения по базовым векторам внутри сектора (б)

Учитывая соотношения (2.44) и амплитуду базовых векторов, равную $2/3$ о.е., рассчитываются длительности включения базовых векторов внутри периода ШИМ:

$$\begin{cases} T_{61} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{3T_{\text{ШИМ}}}{2} |\vec{U}_s| \sin(\frac{\pi}{3} - \beta); \\ T_{62} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{3T_{\text{ШИМ}}}{2} |\vec{U}_s| \sin(\beta); \\ T_0 = T_{\text{ШИМ}} - T_{61} - T_{62}, \end{cases} \quad (2.45)$$

где T_{61} , T_{62} , T_0 – временные интервалы включенного состояния базовых векторов, с; $T_{\text{ШИМ}}$ – период ШИМ, с.

Известны разные алгоритмы ПВ-ШИМ, отличающиеся количеством базовых векторов и алгоритмом их активации внутри периода модуляции, такие как симметричный, в котором нулевые вектора расположены в начале, середине и конце модуляционного периода, несимметричный с передним или задним фронтом, в котором нулевые вектора включаются в начале и конце модуляционного периода, модифицированные алгоритмы с уменьшенным количеством переключений на периоде ШИМ [11, 15]. Комбинация включения базовых векторов для реализации одного и того же вектора напряжения внутри периода ШИМ может быть различной, при этом алгоритмы могут отличаться друг от друга такими показателями как [16]:

- величина пульсаций тока в фазах;
- коэффициент использования источника напряжения;
- число переключений силовых ключей преобразователя за период модуляции;
- коэффициент использования нагрузочной способности ключей инвертора;
- степень симметрии управления фазами инвертора.

Наилучшими показателями по гармоническому составу напряжения обладают алгоритмы симметричной ПВ-ШИМ [73]. Симметричная ПВ-ШИМ подразделяется на семивекторную и пятивекторную (7-ПВ-ШИМ и 5-ПВ-ШИМ), последовательности включения базовых векторов которых приведены на рисунке 2.9 для первого сектора [11, 15]. Для остальных секторов последовательности включения базовых векторов получаются аналогичным образом.

На рисунке 2.9 показано, что алгоритм 7-ПВ-ШИМ имеет шесть переключений на модуляционном периоде, а алгоритм 5-ПВ-ШИМ – четыре переключения, что на 33 % меньше по сравнению с алгоритмом 7-ПВ-ШИМ. Это значит, что в случае применения алгоритма 5-ПВ-ШИМ динамические потери в преобразователе будут меньше, а коэффициент полезного действия выше [11].

В блоке вычисления коммутационной функции k_{in} (рисунок 2.7), по данным временных интервалов включенного состояния базовых векторов и номера сектора, рассчитываются времена подключения фаз инвертора к положительному полюсу источника питания в соответствии с таблицей 2.1 и реализуется в каждой фазе преобразователя в соответствии с временной диаграммой, представленной на рисунке 2.10 на примере алгоритма 7-ПВ-ШИМ. Для алгоритма 5-ПВ-ШИМ времена подключения фаз инвертора к положительному полюсу источника питания рассчитываются по данным рисунка 2.9 (б).

Основными показателями, предъявляемыми к преобразователям с ШИМ в рамках данной работы, являются коэффициенты гармоник и коэффициент нелинейного искажения напряжения.

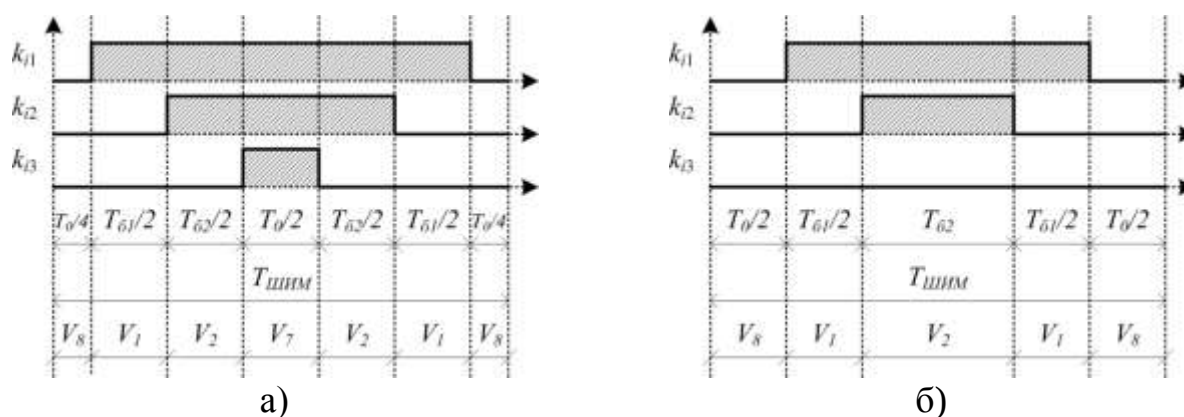


Рисунок 2.9 – Формирование коммутационной функции в алгоритме 7-ПВ-ШИМ (а) и 5-ПВ-ШИМ (б)

Таблица 2.1 – Времена подключения фаз преобразователя к положительному полюсу источника питания для алгоритма 7-ПВ-ШИМ

Сектор, град	T_{+1}	T_{+2}	T_{+3}
0...60	$T_{61} + T_{62} + (T_0 / 2)$	$T_{62} + (T_0 / 2)$	$(T_0 / 2)$
60...120	$T_{61} + (T_0 / 2)$	$T_{61} + T_{62} + (T_0 / 2)$	$(T_0 / 2)$
120...180	$(T_0 / 2)$	$T_{61} + T_{62} + (T_0 / 2)$	$T_{62} + (T_0 / 2)$
180...240	$(T_0 / 2)$	$T_{61} + (T_0 / 2)$	$T_{61} + T_{62} + (T_0 / 2)$
240...300	$T_{62} + (T_0 / 2)$	$(T_0 / 2)$	$T_{61} + T_{62} + (T_0 / 2)$
300...360	$T_{61} + T_{62} + (T_0 / 2)$	$(T_0 / 2)$	$T_{61} + (T_0 / 2)$

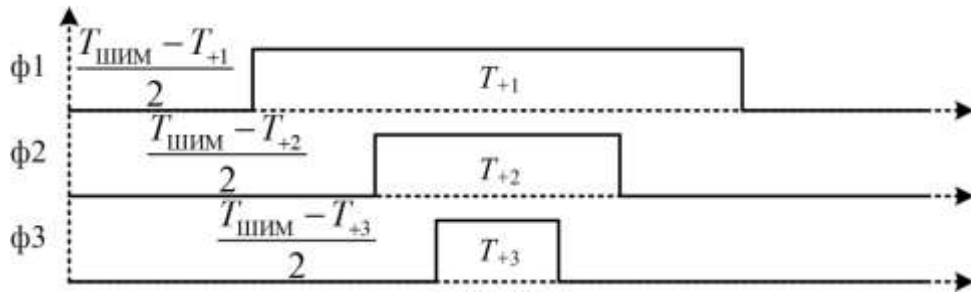


Рисунок 2.10 – Временная диаграмма подключения фаз преобразователя к плюсу источника питания для алгоритма 7-ПВ-ШИМ

Сравнение алгоритмов управления преобразователем

Сравнение алгоритмов управления инвертором в настоящем параграфе производится по управляющим напряжениям U_{y1}^* , U_{y2}^* , U_{y3}^* (рисунок 2.5), а также по коэффициентам нелинейного искажения и коэффициентам гармоник выходного напряжения инвертора при разных значениях коэффициента модуляции [52]. Основанием для сравнения алгоритмов является одинаковая величина напряжения на выходе инвертора.

В соответствии с приведенным выше описанием алгоритмов управления инвертором была разработана программа расчета электромагнитных процессов на ЭВМ. Расчетная схема с двухуровневым АИН представлена на рисунке 2.11. Исходными данными для расчета являются: $u_{DC} = 600$ В; $L_d = 0,2$ мГн; $R_d = 0,01$ Ом; $C_{DC} = 30$ мФ; $R_c = 0,01$ Ом; $L_H = 8,74$ мГн; $R_H = 1,223$ Ом; $f_{ШИМ} = 2000$ Гц.

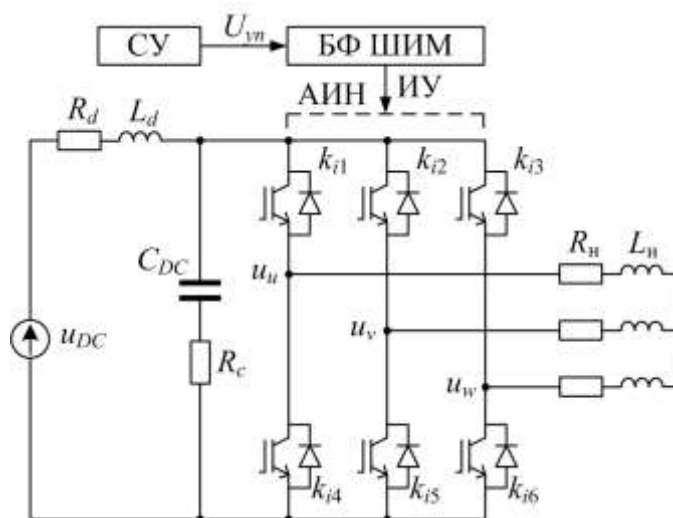


Рисунок 2.11 – Расчетная схема с двухуровневым АИН

Для сравнения алгоритмов ПВ-ШИМ с алгоритмами С-ШИМ пересчитаем времена (T_{+1} , T_{+2} , T_{+3}) подключения фаз инвертора к положительному полюсу источника питания в эквивалентные управляющие напряжения, аналогичные алгоритмам С-ШИМ, воспользовавшись свойством подобия треугольников и поясняющим рисунком 2.12.

Для преобразования времени T_{+n} ($n = 1, 2, 3$) подключения фазы инвертора к положительному полюсу источника питания в эквивалентное управляющее напряжение U_{yn}^* ($n = 1, 2, 3$) рассмотрим подобные треугольники AOB и FOC . Расстояние между стороной FC треугольника FOC , фактически равной времени подключения фазы инвертора к положительному полюсу источника питания на одном модуляционном периоде, и стороной AB треугольника AOB , является уровнем искомого управляющего напряжения U_{yn}^* , соответствующего времени T_{+n} , для нахождения которого запишем следующие соотношения:

$$\begin{cases} \frac{h}{H} = \frac{FC}{AB} = \frac{T_{+n}}{T_{\text{ШИМ}}}; \\ h = \frac{T_{+n}H}{T_{\text{ШИМ}}}; \\ U_{yn}^* = H - h = H - \frac{T_{+n}H}{T_{\text{ШИМ}}}, \end{cases} \quad (2.46)$$

где H – размах амплитуды опорного напряжения, о.е.; U_{yn}^* – уровень управляющего напряжения, (о.е.), соответствующий времени T_{+n} .

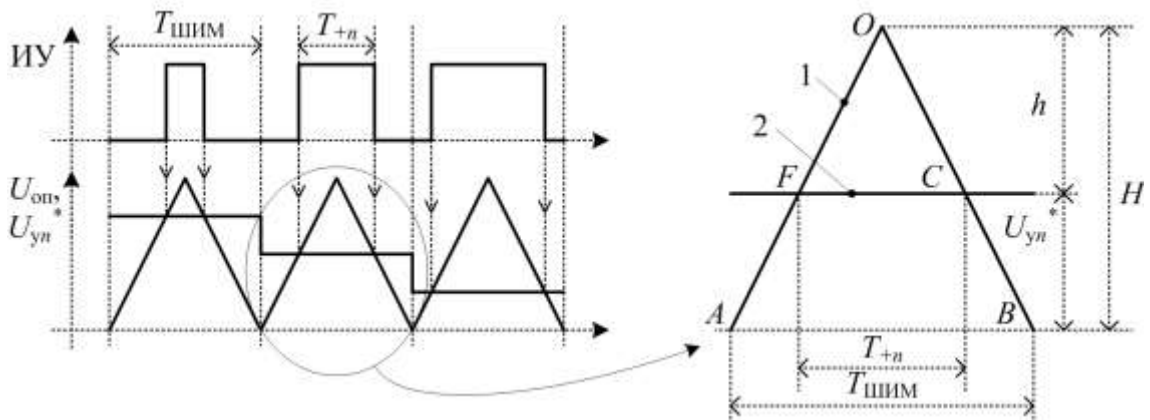


Рисунок 2.12 – Опорное напряжение на одном модуляционном периоде (1) и уровень эквивалентного управляющего напряжения (2), соответствующий времени T_{+n} включенного состояния транзистора

Таким образом, эквивалентные управляющие напряжения для рассмотренных алгоритмов управления: С-ШИМ, С-ШИМ с синусоидальной и треугольной предмодуляцией третьей гармоникой, ПВ-ШИМ, при которых на выходе преобразователя формируются одинаковые напряжения, изображены на рисунке 2.13.

Управляющие напряжения в алгоритмах С-ШИМ с предмодуляцией 3-й гармоникой и алгоритмах ПВ-ШИМ, представленные на рисунке 2.13, очень близки по форме друг к другу и имеют незначительные отличия, за исключением алгоритма 5-ПВ-ШИМ, в котором в течение трети периода управляющего напряжения не осуществляется коммутация ключей в фазе.

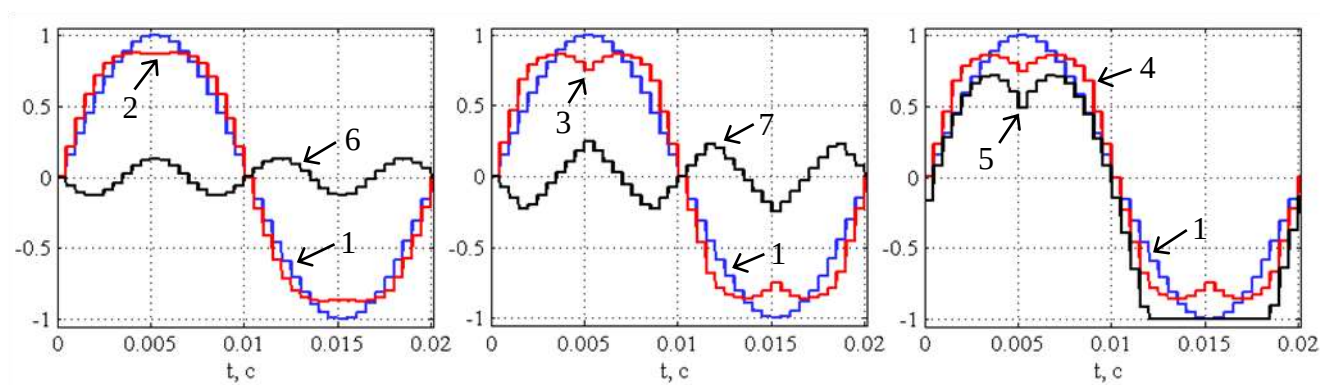


Рисунок 2.13 – Эквивалентные управляющие напряжения

На рисунке 2.13 приняты следующие обозначения для управляющих напряжений: 1 – С-ШИМ; 2 – С-ШИМ с синусоидальной предмодуляцией 3-й гармоникой 13 %; 3 – С-ШИМ с треугольной предмодуляцией 3-й гармоникой; 4, 5 – 7-ПВ-ШИМ и 5-ПВ-ШИМ; 6, 7, – синусоидальный и треугольный сигналы предмодуляции.

Сравнение показателей качества выходного напряжения инвертора при использовании рассмотренных алгоритмов управления производится по коэффициентам нелинейного искажения напряжения (1.9) и коэффициентам гармоник (2.47, 2.48) при различных значениях коэффициента модуляции напряжения.

Коэффициенты гармоник, характеризующие интенсивность высших гармонических составляющих в спектре напряжения, определяются выражениями [52]:

$$k_{г.к} = \frac{\sqrt{\sum_{k=A-w}^{k=A+w} U_k^2}}{U_1}, \quad (2.47)$$

$$k_{г.2к} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2A-w}^{k=2A+w} U_k^2}}{U_1}, \quad (2.48)$$

где $k_{г.к}$, $k_{г.2к}$ – коэффициенты первой и второй гармоник частоты коммутации в спектре напряжения; U_k – амплитуда k -ой гармоники в спектре напряжения, В; A – порядковый номер гармоники; w – постоянное число, ограничивающее область спектра вблизи частоты коммутации, в которой содержатся существенные нелинейные искажения; U_1 – амплитуда основной гармоники выходного напряжения, В.

В таблице 2.2 приведены результаты расчетов коэффициентов нелинейного искажения напряжения и коэффициентов гармоник для рассмотренных алгоритмов управления инвертором, выполненные в программной среде имитационного моделирования *Matlab* для схемы, представленной на рисунке 2.11.

Таблица 2.2 – Результаты расчетов показателей качества алгоритмов управления преобразователем

Алгоритм		Коэффициент модуляции k_M , %				
		1,0	0,8	0,6	0,4	0,2
С-ШИМ	k_U , %	70,18	93,05	121,95	165,31	254,3
	$k_{г.к}$, %	28,3	26,4	21,3	13,3	5,86
	$k_{г.2к}$, %	13	37,8	55,6	72,8	93,2
С-ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой 13%	k_U , %	56,11	78,2	101,41	154	236
	$k_{г.к}$, %	21,5	18,5	12	8,3	4,1
	$k_{г.2к}$, %	10,6	31,7	48,1	61,6	85,6
С-ШИМ с треугольной предмодуляцией третьей гармоникой	k_U , %	55,29	77,39	108,3	151,24	234,8
	$k_{г.к}$, %	19	17,3	12	7,63	3,7
	$k_{г.2к}$, %	10,2	29	49,3	63,2	86,5
7-ПВ-ШИМ	k_U , %	55,8	78	107	149	233
	$k_{г.к}$, %	20,5	17,8	13	7,11	3,12
	$k_{г.2к}$, %	10,2	29	47,9	62,4	84,8
5-ПВ-ШИМ	k_U , %	52,5	77,1	106	147,75	231,5
	$k_{г.к}$, %	17,5	29,2	49,8	68,9	74,4
	$k_{г.2к}$, %	10,2	18,4	28,6	40	60,4

Исследования, представленные на рисунке 2.13 и в таблице 2.2, показывают, что применение алгоритмов управления инвертором с предмодуляцией 3-й гармоникой и алгоритмов ПВ-ШИМ позволяет повысить коэффициент использования источника питания по напряжению на 13 %, и, соответственно, уменьшить коэффициенты нелинейного искажения напряжения k_U и коэффициенты гармоник $k_{г.к}$, $k_{г.2к}$ в сравнении с классическим алгоритмом С-ШИМ за исключением алгоритма 5-ПВ-ШИМ, в котором при снижении коэффициента модуляции происходит изменение характера спектра: коэффициент первой гармоники частоты коммутации ($k_{г.к}$) в спектре напряжения значительно возрастает, а коэффициент второй гармоники частоты коммутации ($k_{г.2к}$) снижается, при этом коэффициент нелинейного искажения напряжения практически не изменяется в сравнении с другими алгоритмами т.к. энергия искажения перераспределяется между частотами, кратными частоте ШИМ, и в сумме остается неизменной.

Изменение характера спектра может повлиять на гармонический состав тока нагрузки, что в свою очередь может отразиться на показателях электромеханической совместимости преобразователя с двигателем в части высокочастотных пульсаций электромагнитного момента, для оценки которых необходимо проведение дополнительных исследований совместной работы преобразователя с двигателем в различных режимах.

Исследования, представленные в таблице 2.2 и на рисунке 2.13, показывают, что алгоритмы С-ШИМ с предмодуляцией 3-й гармоникой и алгоритмы ПВ-ШИМ очень похожи как по форме управляющих напряжений, так и по гармоническому составу выходного напряжения преобразователя, при этом алгоритмы ПВ-ШИМ обладают преимуществом над алгоритмами С-ШИМ, в связи с возможностью повышения энергетической эффективности работы привода, поэтому дальнейшие исследования совместимости преобразователя с оборудованием целесообразно выполнять при использовании алгоритмов 7-ПВ-ШИМ и 5-ПВ-ШИМ.

2.5 ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 2

1. Произведен выбор систем управления АВ и АД с учетом электромагнитной и электромеханической совместимости в ЭП и представлено их математическое описание.

2. Анализ рассмотренных алгоритмов управления преобразователем по гармоническому составу напряжения показал, что коэффициент нелинейного искажения напряжения преобразователя зависит как от используемого алгоритма управления преобразователем, так и от коэффициента модуляции.

3. Показано, что алгоритмы управления преобразователем с предмодуляцией третьей гармоникой и алгоритмы ПВ-ШИМ имеют сопоставимые показатели качества по коэффициенту нелинейного искажения напряжения. При этом алгоритмы ПВ-ШИМ обладают преимуществом по энергетической эффективности за счет уменьшенного количества переключений силовых ключей на периоде ШИМ на 33 %. Указанное преимущество обосновывает выбор алгоритмов 7-ПВ-ШИМ (с шестью переключениями на периоде ШИМ) и 5-ПВ-ШИМ (с четырьмя переключениями на периоде ШИМ) для их исследования в составе асинхронного ЭП.

ГЛАВА 3 СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С УЛУЧШЕННЫМИ ПОКАЗАТЕЛЯМИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ОБОРУДОВАНИЯ

Данная глава посвящена синтезу системы управления АЭП, позволяющей улучшить показатели электромагнитной и электромеханической совместимости оборудования. В ходе решения поставленной задачи разработана имитационная модель АЭП, на которой выполнено исследование влияния алгоритмов управления преобразователем на уровень высокочастотных пульсаций электромагнитного момента двигателя и входных токов АВ в различных режимах работы привода. Исследование на модели позволило установить зависимости пульсаций электромагнитного момента двигателя и сконфигурировать алгоритмы управления преобразователем, позволяющие повысить уровень электромагнитной и электромеханической совместимости в ЭП.

3.1 ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Имитационная модель АЭП, разработанная в программной среде *Matlab*, представлена на рисунке 3.1.

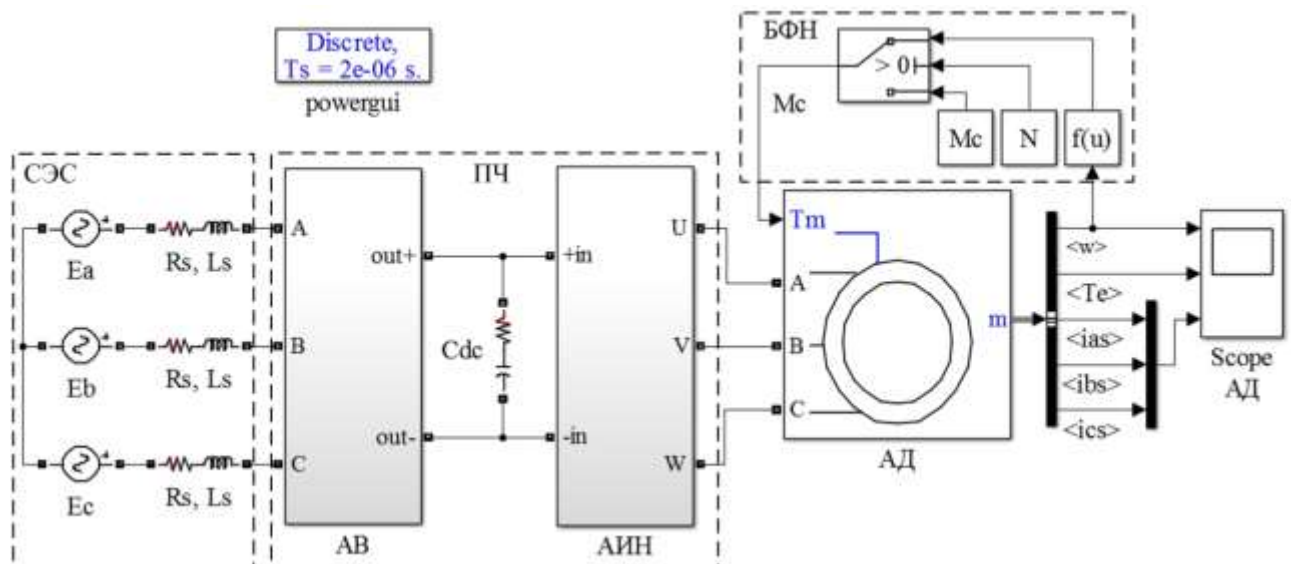


Рисунок 3.1 – Имитационная модель АЭП

Имитационная модель АЭП содержит следующие элементы: сеть электропитания (СЭС); преобразователь частоты (ПЧ), состоящий из блока активного

выпрямителя (АВ), автономного инвертора напряжения (АИН) и конденсаторного фильтра C_{dc} в звене постоянного тока; асинхронный двигатель (АД); блок формирования нагрузки (БФН), который, в зависимости от параметра N , позволяет реализовать постоянный M_c , либо зависящий от частоты вращения момент сопротивления $M_c=f(\omega)$ на валу АД.

Модель СЭС представлена тремя источниками ЭДС (E_a, E_b, E_c), соединенными в звезду, и эквивалентным сопротивлением сети, которое представлено элементами R_s и L_s .

Модель блока АВ, разработанная в соответствии с функциональной схемой, приведенной на рисунке 2.2, представлена на рисунке 3.2.

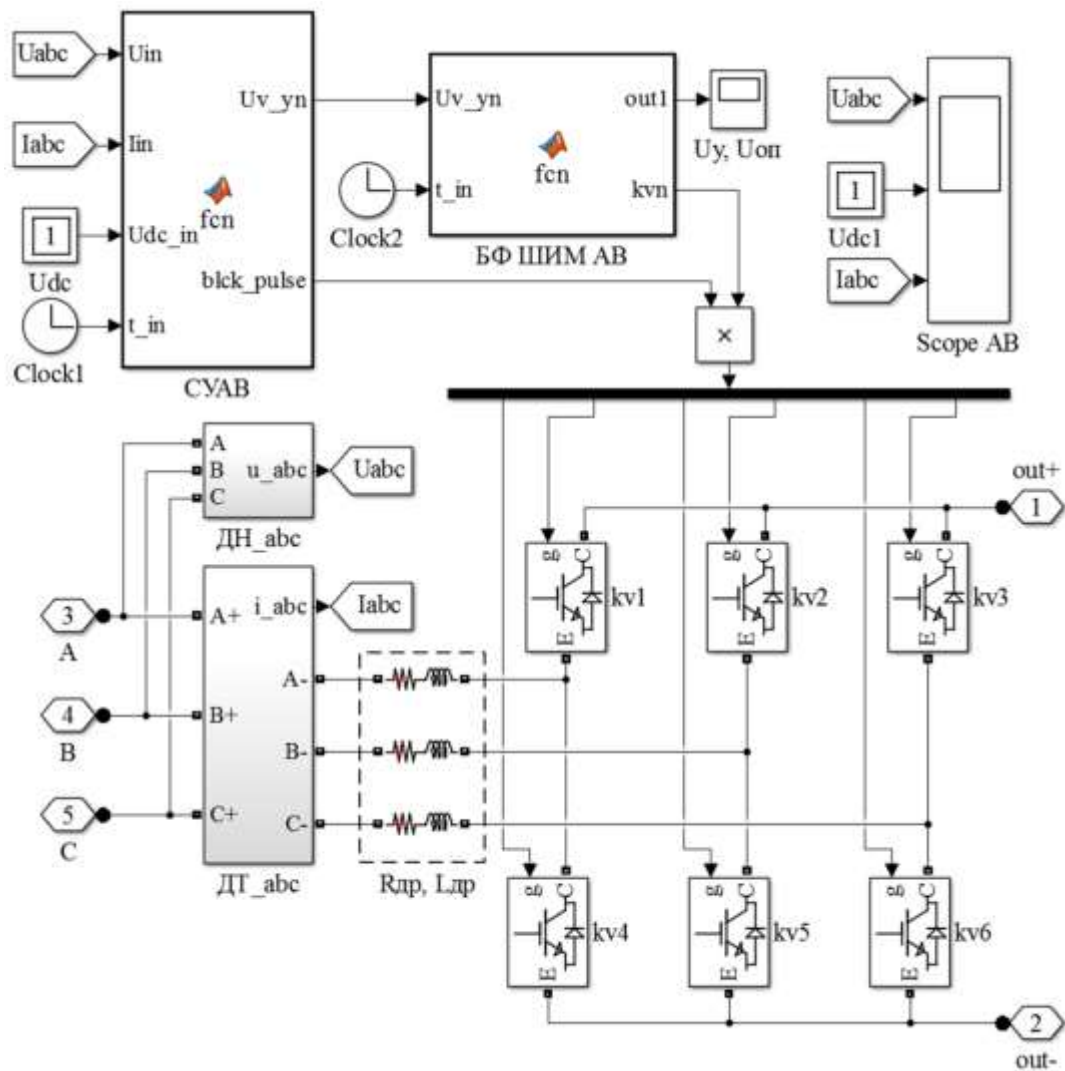


Рисунок 3.2 – Модель блока АВ

Модель блока АВ включает в себя следующие элементы: входные накопительные дроссели с активным сопротивлением $R_{др}$ и индуктивностью $L_{др}$; трехфазный мост по схеме Ларионова на IGBT-транзисторах (kv1-kv6); блок формирования ШИМ (БФ ШИМ АВ), предназначенный для формирования импульсов управления транзисторами (kv1-kv6); систему управления активным выпрямителем (СУАВ), обеспечивающую стабилизацию выпрямленного напряжения на заданном уровне, работу выпрямителя с синусоидальными токами, а также регулирование коэффициента мощности ЭП; часы реального времени (Clock1, Clock2); датчики напряжения и тока (ДН_abc и ДТ_abc), модели которых представлены на рисунке 3.3. Модели блоков СУАВ и БФ ШИМ АВ написаны на языке *Matlab*, листинги программ прилагаются в приложении А.

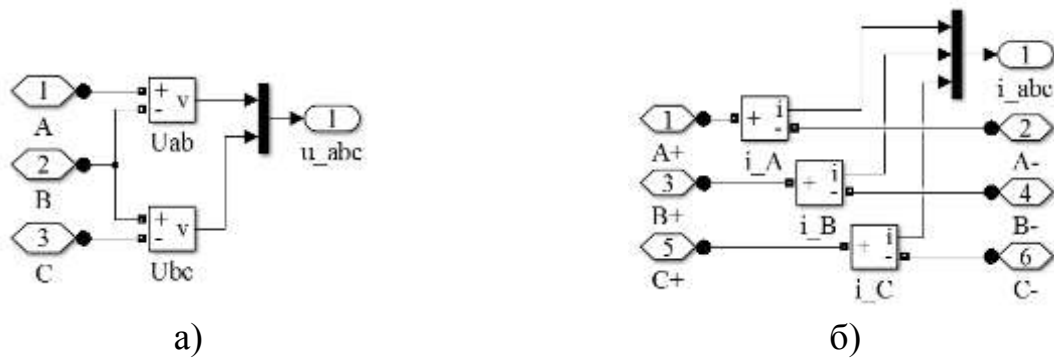


Рисунок 3.3 – Модели датчиков напряжения (а) и тока (б)

Модель блока АИН, разработанная в соответствии с функциональной схемой, приведенной на рисунке 2.3, представлена на рисунке 3.4. Модель содержит: трехфазный мост по схеме Ларионова на IGBT-транзисторах (ki1-ki6); блок формирования ШИМ (БФ ШИМ АИН), предназначенный для формирования импульсов управления транзисторами (ki1-ki6); систему управления ЭП (СУЭП), реализующую ПОУ АД путем формирования управляющих напряжений $U_{i_уп}$; наблюдатель скорости (Speed_looker); датчики напряжения и тока (ДН_uvw, ДТ_uvw), модели которых аналогичны представленным на рисунке 3.3; часы реального времени (Clock1, Clock2, Clock3). Модели блоков СУЭП, Speed_looker и БФ ШИМ АИН написаны на языке *Matlab*, листинги программ прилагаются в приложении А.

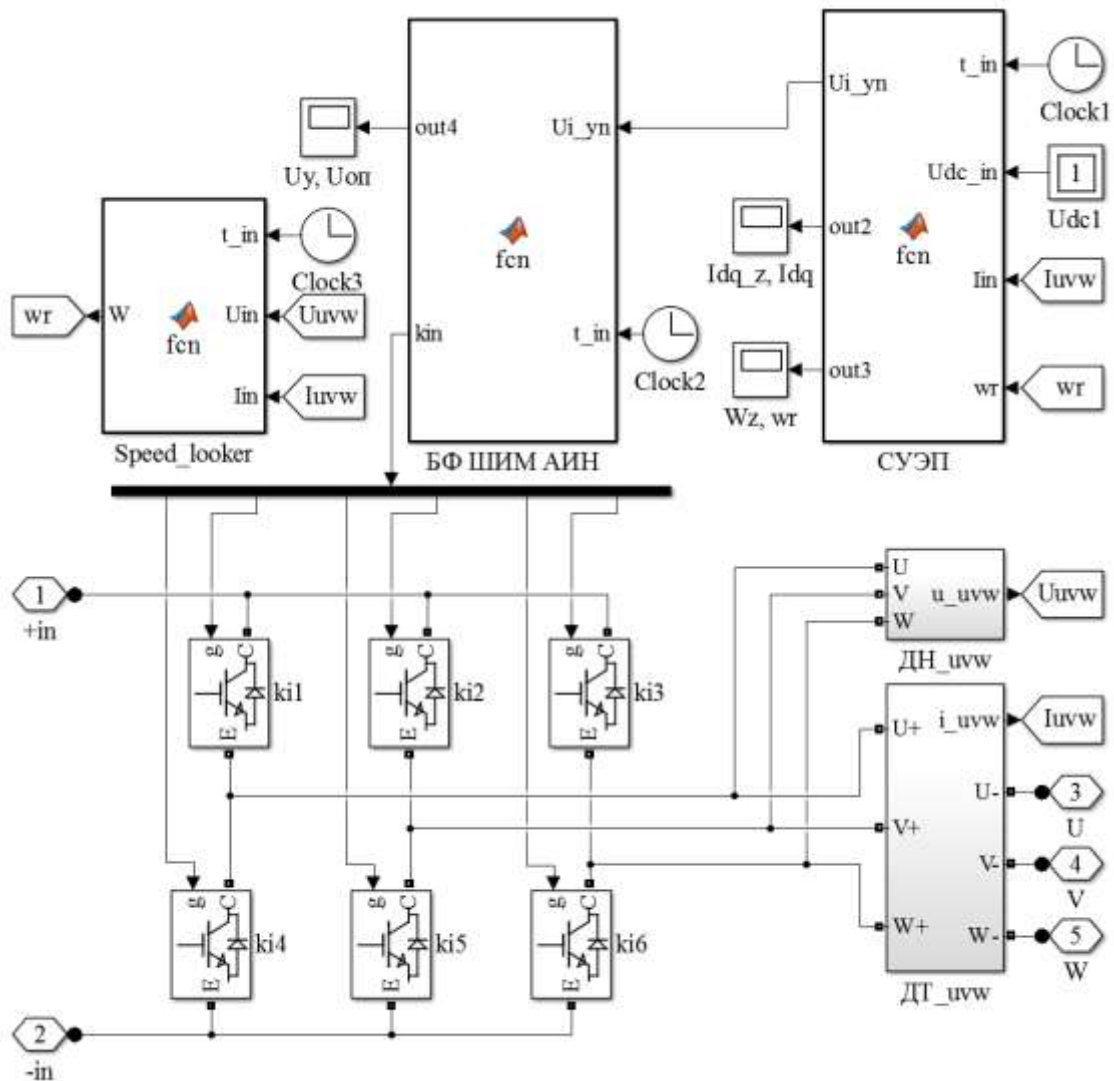


Рисунок 3.4 – Модель блока АИН

Модель блока АД, представленная стандартным блоком *Asynchronous Machine* библиотеки *SimPowerSystems* программной среды *Matlab*, имеет Т-образную схему замещения. Моделирование электрохимических процессов, протекающих в АД, осуществляется в предположении выполнения ряда допущений: изменение параметров Т-образной схемы замещения АД не учитывается; сопротивления обмоток приняты для нагретого состояния двигателя; статор и ротор имеют трехфазные симметричные обмотки; не учитывается неоднородность магнитной проводимости, обусловленная наличием пазов и неравномерностью воздушного зазора; не учитывается гистерезис, насыщение и вихревые токи в магнитопроводе [16, 61]. Представленные допущения обусловлены тем, что в работе не ставится целью исследование влияния конструктивных особенностей двигателя на уровень пульсаций электромагнитного момента. Исследованию подвергаются только пульса-

ции момента, обусловленные основным полем от высших временных гармоник напряжения питания статора.

При исследовании электромагнитных и электромеханических процессов, протекающих в АЭП, на имитационной модели производится расчет следующих величин: фазных значений напряжений и токов АВ; активной и реактивной мощности, потребляемой ЭП из СЭС; частоты вращения ротора АД; фазных токов статора и электромагнитного момента АД.

На рисунках 3.5 и 3.6 представлен расчет процесса пуска АЭП. При выполнении расчета использовались следующие данные: питание ПЧ осуществлялось от СЭС с линейным напряжением 380 В, частотой 50 Гц, активными сопротивлениями $0,8 \cdot 10^{-3}$ Ом и индуктивностями фаз $38 \cdot 10^{-6}$ Гн, соответственно. Емкость конденсаторного фильтра в звене постоянного тока преобразователя 30 мФ. АД, на примере которого выполняются исследования в настоящей главе, имеет специальную конструкцию и применяется в герметичном насосе, поэтому его параметры несколько отличаются от стандартных. Двигатель имеет следующие параметры: номинальное напряжение 380 В, 50 Гц, мощность 19,553 кВт, коэффициент мощности 0,407, скольжение 4,29 %, активные сопротивления статора и ротора 0,0721 Ом и 0,1184 Ом, индуктивности рассеяния статора и ротора 3,45 мГн и 2,31 мГн, индуктивность намагничивания 8,58 мГн, коэффициент полезного действия 76,7 %.

Моделирование выполняется следующим образом. В момент времени, равный $t = 0$ с, подается напряжение питания на вход АВ, при этом конденсатор в звене постоянного тока заряжен до напряжения, равного сетевому. В период времени t от 0 до 0,03 с выполняется синхронизация АВ с питающей сетью. В момент времени, равный $t = 0,03$ с, включается в работу система управления активным выпрямителем (СУАВ) и осуществляет дозаряд конденсатора C_{dc} в звене постоянного тока до заданного напряжения. Система управления ЭП (СУЭП) работает следующим образом. В момент времени, равный $t = 0$ с, подается задание на потокосцепление ротора, равное $\Psi_R = 0,5545$ Вб. Затем, после установления потокосцепления на заданном уровне, происходит пуск АД до номинальной частоты вращения под нагрузкой, линейно зависящей от скорости.

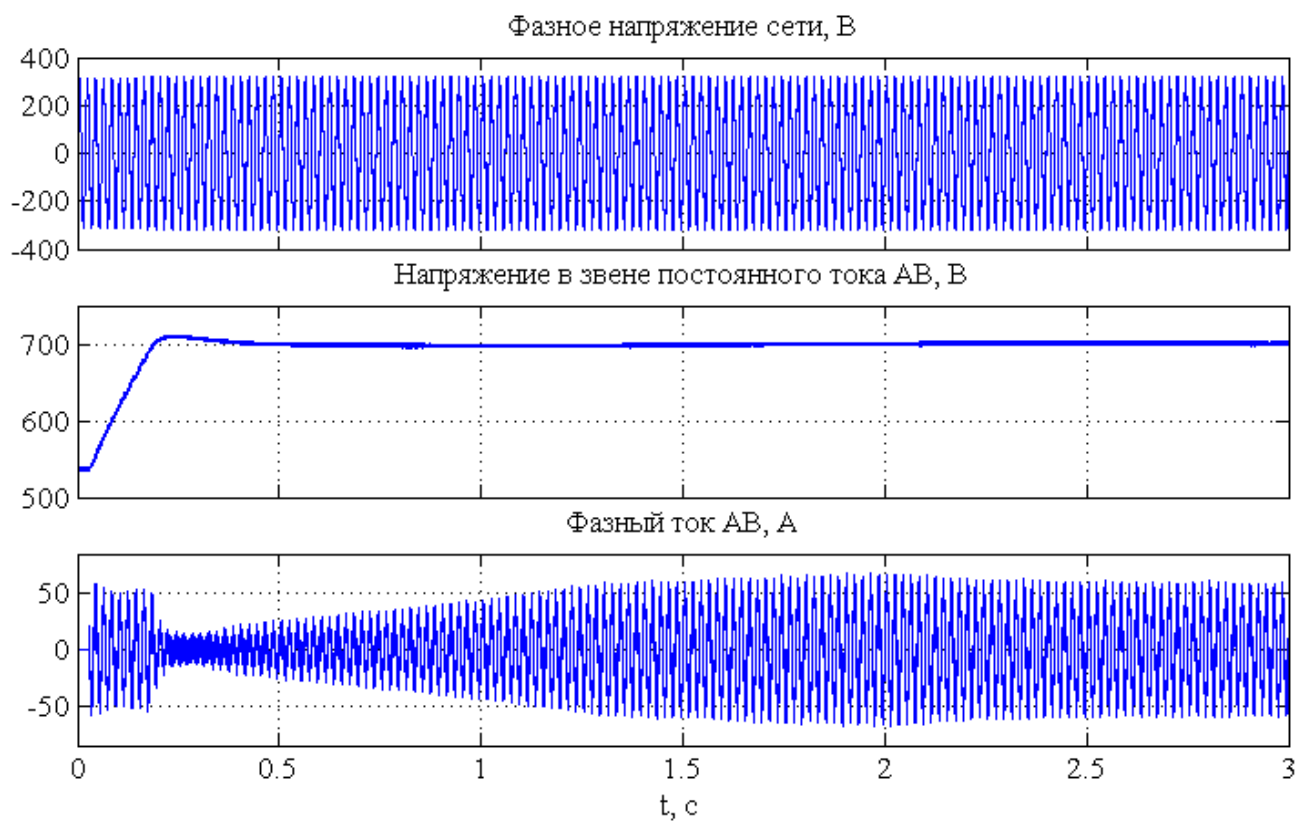


Рисунок 3.5 – Переходные процессы в АВ при пуске АД

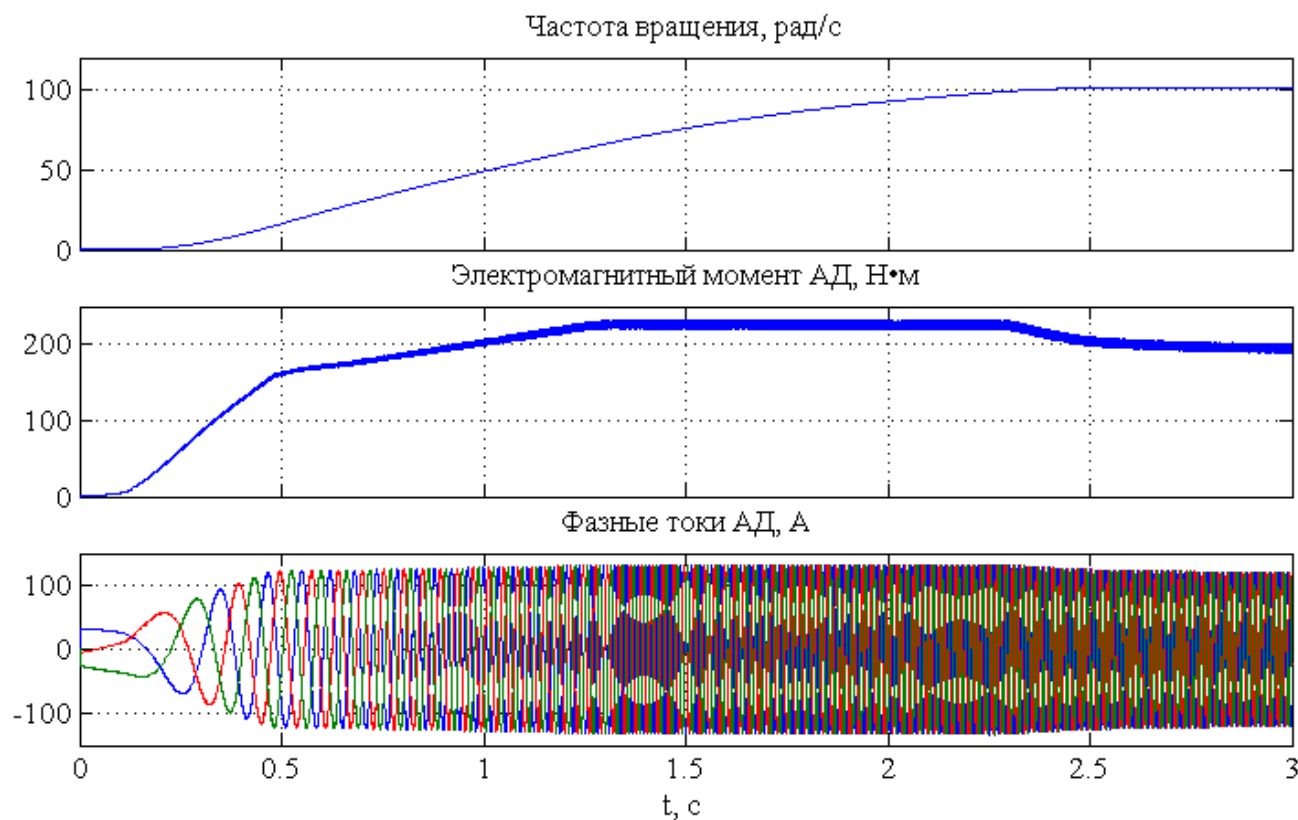


Рисунок 3.6 – Переходные процессы в АД при пуске

Экспериментальная проверка адекватности имитационной модели реальному объекту производится в параграфе 4.3. Исследование электромагнитной и электромеханической совместимости в АЭП, согласно поставленной задаче, производится в установившемся режиме работы привода.

3.2 ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ И РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ЕЕ ОБЕСПЕЧЕНИЮ

Электромеханическая совместимость преобразователя с двигателем в части высокочастотных пульсаций электромагнитного момента оценивается в установившемся режиме работы привода. В таком режиме работы напряжение в звене постоянного тока преобразователя неизменно, в связи с чем, для упрощения расчетов на имитационной модели, первичный преобразователь не рассматривается и представлен источником постоянного напряжения (ИПН). Таким образом, упрощенная имитационная модель ЭП, позволяющая исследовать влияние алгоритмов управления преобразователем на показатели электромеханической совместимости оборудования, представлена на рисунке 3.7 [67]. Внутренняя схема блока АИН аналогична приведенной на рисунке 3.4.

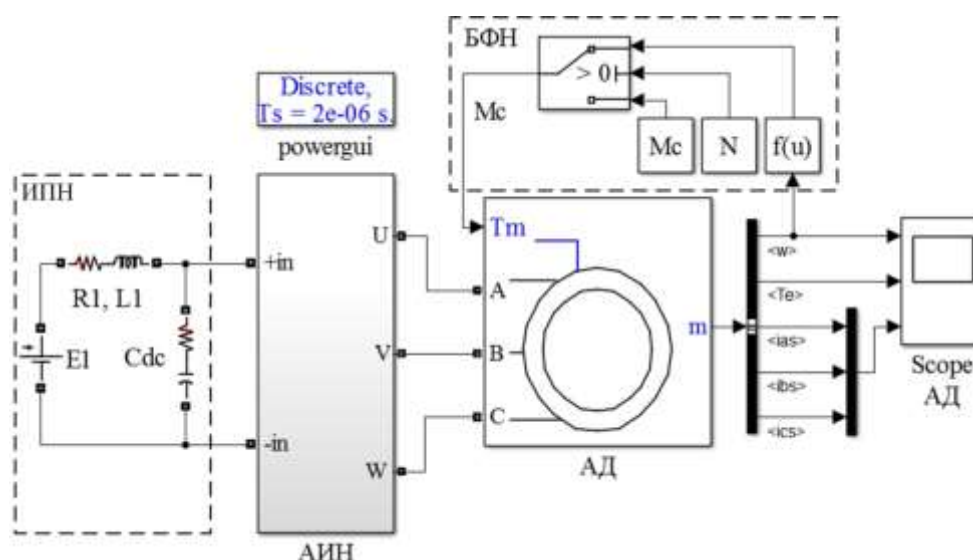


Рисунок 3.7 – Имитационная модель привода с АИН и АД

На имитационной модели привода был выполнен ряд численных экспериментов, в результате которых рассчитаны пульсации электромагнитного момента

АД. Исследование электромеханической совместимости преобразователя с двигателем производилось для алгоритмов с шестью переключениями на периоде ШИМ (алгоритм 7-ПВ-ШИМ) и с четырьмя переключениями на периоде ШИМ (алгоритм 5-ПВ-ШИМ). Оценка влияния алгоритмов управления инвертором на пульсации электромагнитного момента двигателя производилась в следующих режимах работы [63]:

1. при разных значениях момента сопротивления (M_c) и номинальной частоте вращения двигателя;
2. при разных значениях частоты вращения и моменте сопротивления вентиляторного типа.

Пульсации электромагнитного момента в указанных режимах работы привода были рассчитаны для нескольких значений $f_{\text{ШИМ}}$ инвертора напряжения.

Расчет установившегося номинального режима работы ЭП с алгоритмом 7-ПВ-ШИМ приведен на рисунке 3.8.

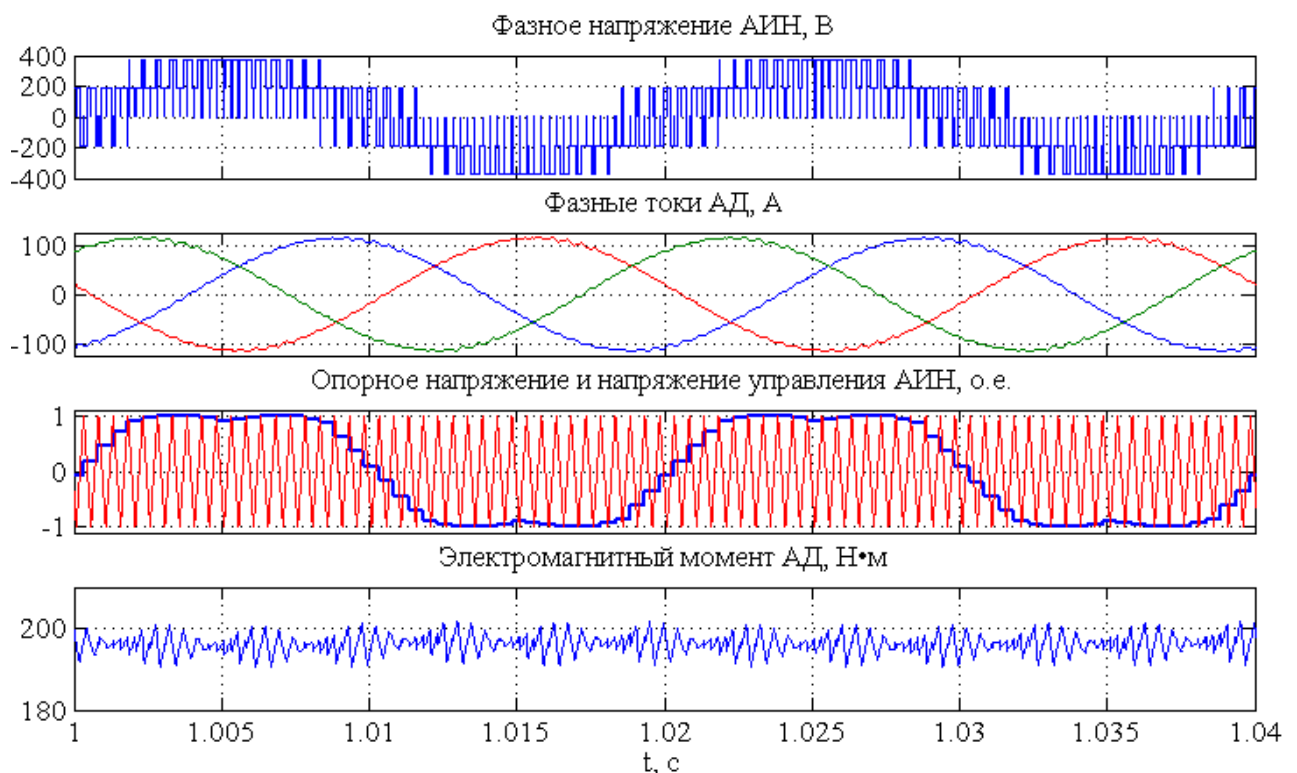


Рисунок 3.8 – Результат моделирования работы привода в номинальном режиме с алгоритмом 7-ПВ-ШИМ

Результаты расчета пульсаций электромагнитного момента в режиме работы № 1, представленные на рисунке 3.9 и сведенные в таблицу 3.1 для $f_{\text{ШИМ}} = 2 \text{ кГц}$, показывают значительное увеличение коэффициента пульсаций ($k_{\text{п}}$) и амплитуды пульсаций (M_m) при снижении величины нагрузки на валу по отношению к величине пульсаций при номинальном моменте сопротивления. При этом на более высоких частотах ШИМ пульсации момента меньше, что позволяет определить диапазон вариации частоты $f_{\text{ШИМ}}$ в зависимости от величины нагрузки, при котором величина пульсаций момента будет поддерживаться на одном уровне в широком диапазоне изменения нагрузок.

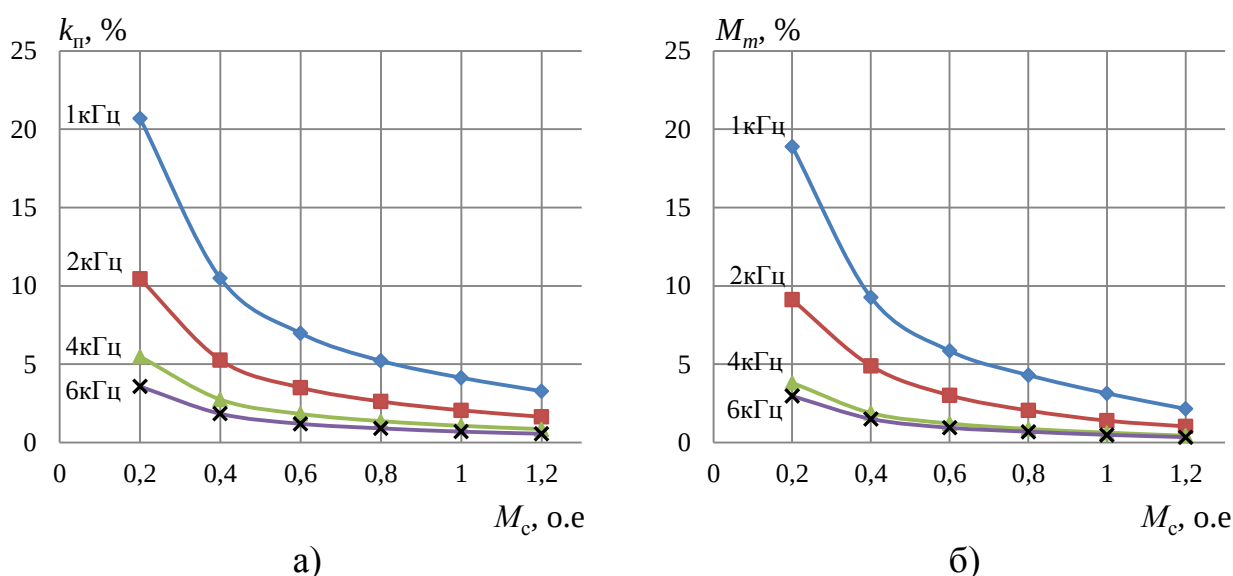


Рисунок 3.9 – Зависимости коэффициента пульсаций электромагнитного момента (а) и амплитуды пульсаций (б) от нагрузки на валу в ЭП с алгоритмом 7-ПВ-ШИМ

Таблица 3.1 – Результаты расчета пульсаций электромагнитного момента в зависимости от M_c при $f_{\text{ШИМ}} = 2 \text{ кГц}$

Алгоритм 7-ПВ-ШИМ				
ω_r , о.е.	M_c , о.е.	K_M	$k_{\text{п}}$, %	M_m , %
1	0,2	1	10,46	9,12
	0,4		5,26	4,9
	0,6		3,41	3,02
	0,8		2,27	2,05
	1		1,48	1,41
	1,2		1,23	0,8

Так, например, для поддержания величины пульсаций момента в пределах $2 \div 4$ % при изменении нагрузки в диапазоне $(0,2 \div 1)M_n$ необходимо регулировать частоту $f_{\text{ШИМ}}$ в пределах $6 \div 2$ кГц. При этом суммарные потери в преобразователе изменятся незначительно, т.к. ток, протекающий через ключи при снижении нагрузки, уменьшится [63].

Результаты расчета пульсаций электромагнитного момента в режиме работы № 2, представленные на рисунке 3.10 и сведенные в таблицу 3.2 для $f_{\text{ШИМ}} = 2$ кГц, показывают аналогичное режиму № 1 увеличение коэффициента пульсаций (k_p) и амплитуды пульсаций (M_m) при снижении частоты вращения по отношению к величине пульсаций в номинальном режиме работы, что отражено на зависимостях, полученных для $f_{\text{ШИМ}}$ равной 1, 2, 4 и 6 кГц. При этом на более высоких частотах ШИМ пульсации момента меньше, что позволяет использовать тот же способ поддержания величины пульсаций момента в заданных пределах за счет регулирования частоты ШИМ, что и в режиме № 1.

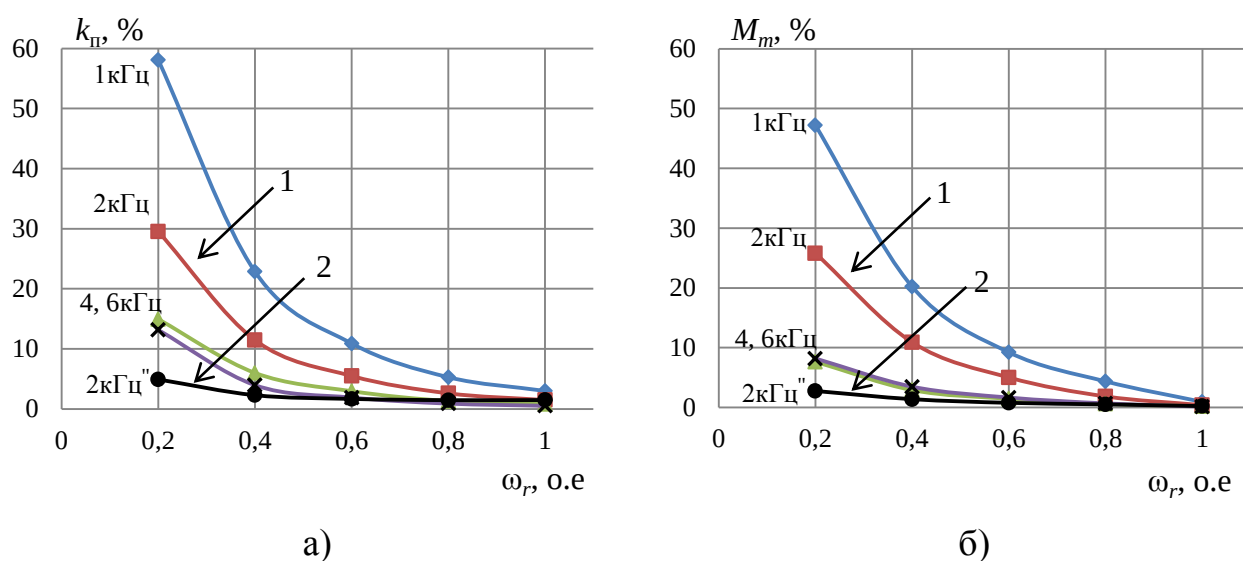


Рисунок 3.10 – Зависимости коэффициента пульсаций электромагнитного момента (а) и амплитуды пульсаций (б) от частоты вращения в ЭП с алгоритмом 7-ПВ-ШИМ (где 1 – при $U_{DC} = const$; 2 – при $U_{DC} = var.$)

Однако необходимо отметить, что в режиме работы № 2 возможен еще один способ уменьшения пульсаций момента, основанный на улучшении гармонического состава выходного напряжения инвертора за счет регулирования напряжения в звене постоянного тока преобразователя с целью поддержания постоянства коэф-

коэффициента модуляции на одном уровне $K_m = U_{ab} / U_{DC} = \text{const}$ при снижении частоты вращения двигателя (см. таблицу 3.2). Пульсации электромагнитного момента (зависимости №2 на рисунке 3.10) рассчитаны при поддержании постоянства коэффициента модуляции для $f_{\text{ШИМ}} = 2 \text{ кГц}$. Как видно из представленных зависимостей, это позволяет существенно снизить пульсации электромагнитного момента по отношению к зависимостям №1 для той же частоты ШИМ, что отражается и в его спектрах, приведенных на рисунке 3.11 для частоты вращения $\omega_r = 0,6 \text{ о.е.}$ и коэффициентов модуляции $K_m = 0,6$ (а) и $K_m = 1$ (б), соответственно [63].

Таблица 3.2 – Результаты расчета пульсаций электромагнитного момента в зависимости от частоты вращения при $f_{\text{ШИМ}} = 2 \text{ кГц}$

Алгоритм 7-ПВ-ШИМ							
$\omega_r, \text{ о.е.}$	$M_c, \text{ о.е.}$	$U_{DC} = \text{const}$			$U_{DC} = \text{var.}$		
		K_m	$k_p, \%$	$M_m, \%$	K_m	$k_p, \%$	$M_m, \%$
0,2	0,043	0,2	29,24	25,8	1	4,98	3,46
0,4	0,17	0,4	11,47	10,9		2,29	1,89
0,6	0,38	0,6	5,49	5,02		1,67	1,55
0,8	0,66	0,8	2,61	1,85		1,54	1,37
1	1	1	1,48	1,41		1,48	1,41

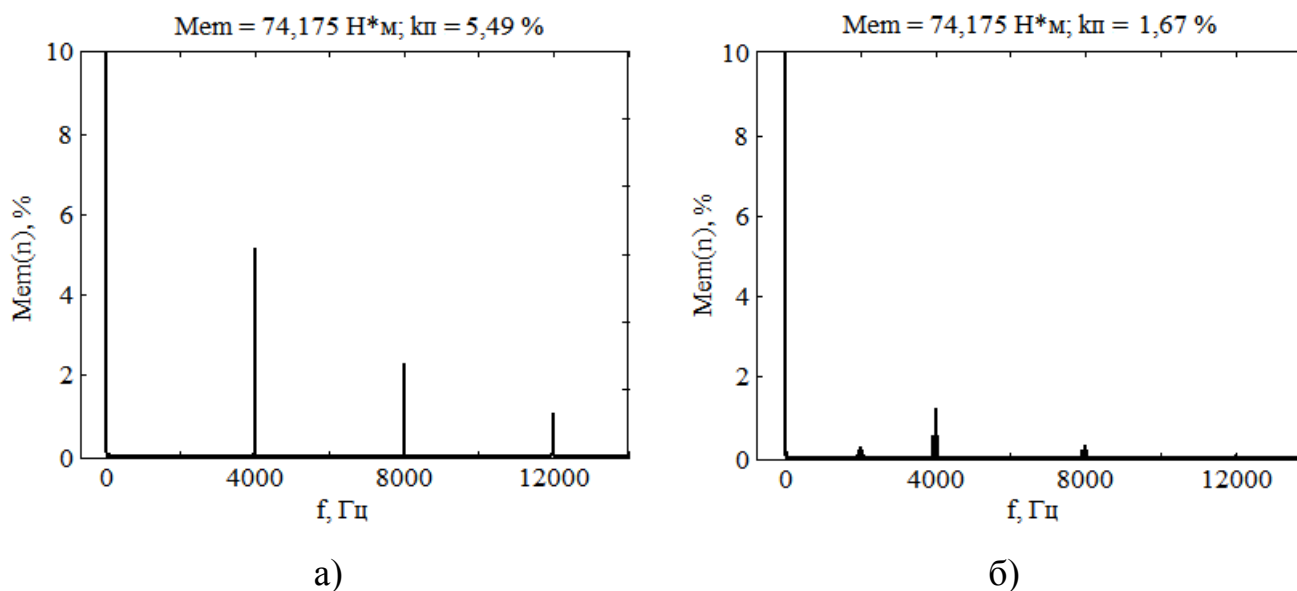


Рисунок 3.11 – Спектры электромагнитного момента при $\omega_r = 0,6 \text{ о.е.}$ и коэффициентах $K_m = 0,6$ (а) и $K_m = 1$ (б)

Поддержание постоянства коэффициента модуляции при работе привода на частотах вращения ниже номинальной позволяет поддерживать величину пульсаций

момента на одном уровне в широком диапазоне регулирования, аналогично способу, основанному на регулировании частоты ШИМ [63]. Однако применение такого способа уменьшения величины пульсаций электромагнитного момента двигателя обуславливает необходимость регулирования выходного напряжения инвертора за счет регулирования напряжения в звене постоянного тока преобразователя, а это возможно при использовании в качестве источника питания инвертора, например, тиристорного преобразователя. Таким образом, возможность применения такого способа уменьшения пульсаций электромагнитного момента зависит от топологии построения ПЧ, выбор которой осуществляется с учетом требований по электромагнитной совместимости ЭП с питающей сетью.

Произведем аналогичные исследования пульсаций электромагнитного момента в режимах работы привода № 1 и № 2 для алгоритма 5-ПВ-ШИМ в сравнении с алгоритмом 7-ПВ-ШИМ при $f_{\text{ШИМ}} = 2$ кГц. Результаты расчета установившегося номинального режима работы ЭП с алгоритмом 5-ПВ-ШИМ приведены на рисунке 3.12.

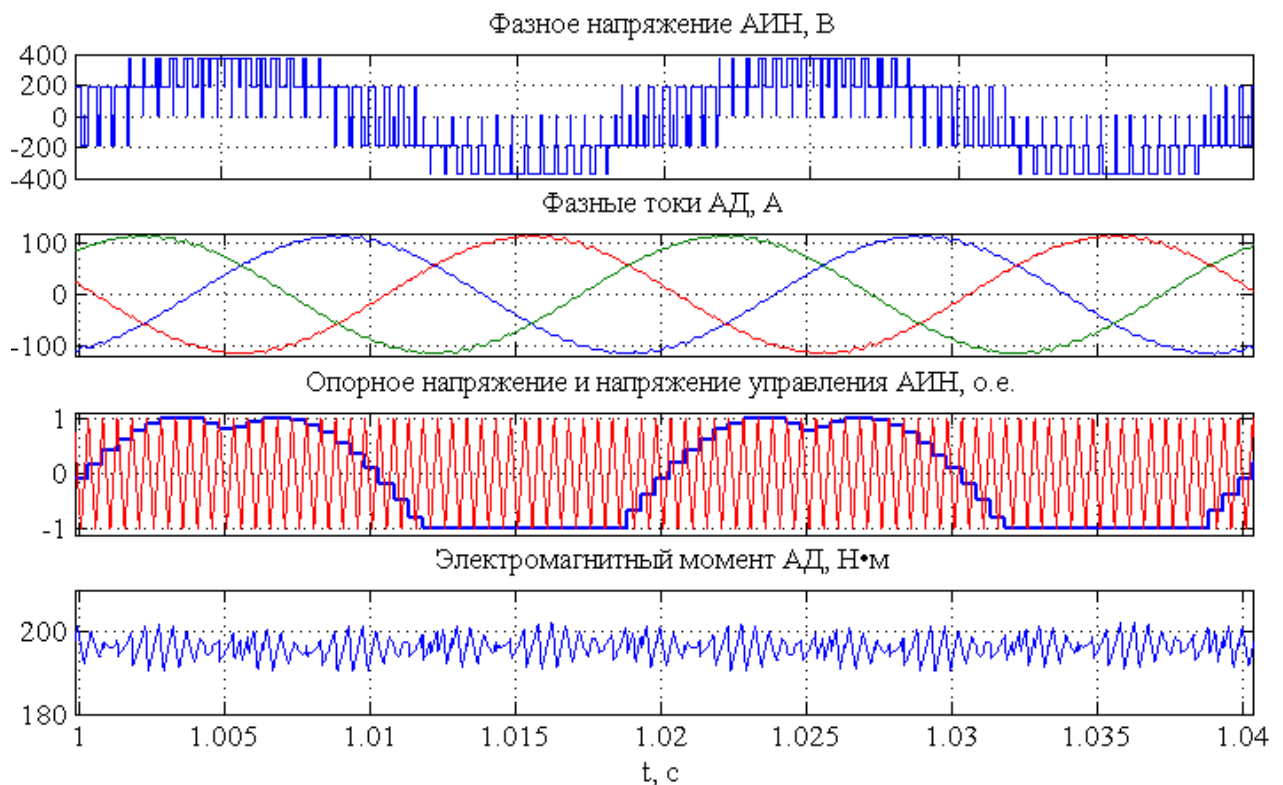


Рисунок 3.12 – Результат моделирования работы привода в номинальном режиме с алгоритмом 5-ПВ-ШИМ

Результаты расчета пульсаций электромагнитного момента приведены на рисунках 3.13-3.15 и сведены в таблицы 3.3 и 3.4.

Сравнение результатов моделирования, приведенных на рисунке 3.12 для алгоритма 5-ПВ-ШИМ и на рисунке 3.8 для алгоритма 7-ПВ-ШИМ, показало, что применение алгоритма 5-ПВ-ШИМ в номинальном режиме работы привода не оказывает влияние на изменение величины пульсаций электромагнитного момента по отношению к алгоритму 7-ПВ-ШИМ.

На рисунке 3.13 приведено сравнение зависимостей пульсаций электромагнитного момента, полученных с использованием алгоритмов управления инвертором 5-ПВ-ШИМ и 7-ПВ-ШИМ в режиме работы привода № 1 при $f_{\text{ШИМ}} = 2\text{ кГц}$, из которых видно, что уровни пульсаций момента во всем диапазоне изменения нагрузки отличаются на величину не более 5 %. В связи с тем, что алгоритм управления инвертором 5-ПВ-ШИМ обладает преимуществом по энергетической эффективности по отношению к алгоритму 7-ПВ-ШИМ за счет меньшего количества переключений силовых ключей на периоде ШИМ, его целесообразно использовать в режиме работы привода № 1.

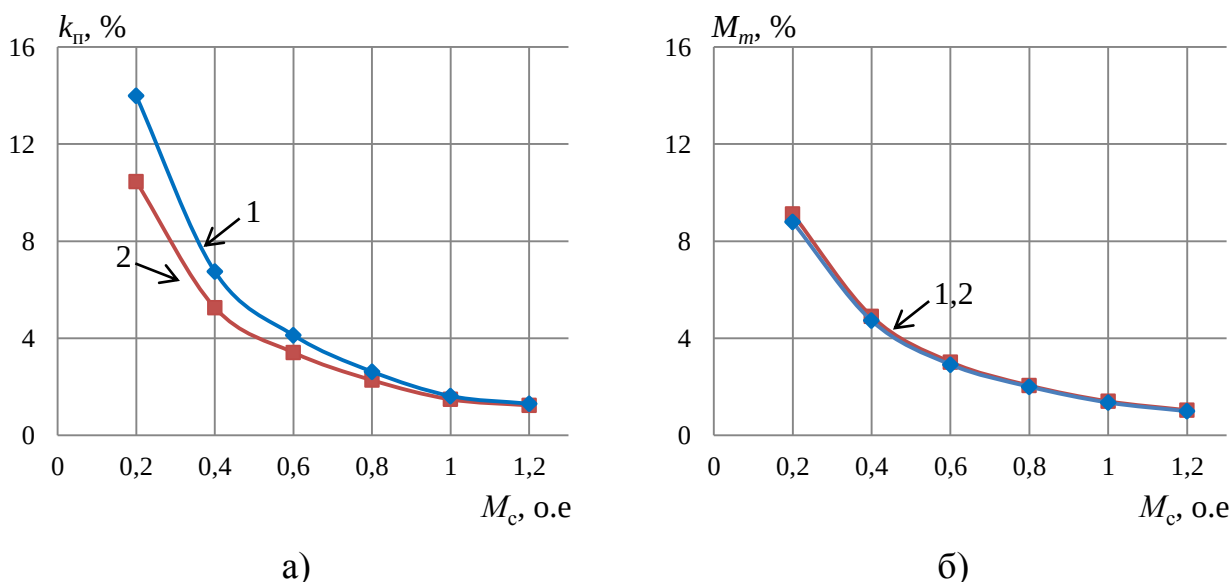


Рисунок 3.13 – Зависимости коэффициента пульсаций электромагнитного момента (а) и амплитуды пульсаций (б) от нагрузки на валу (где 1 – алгоритм 5-ПВ-ШИМ; 2 – алгоритм 7-ПВ-ШИМ)

Таблица 3.3 – Результаты расчета пульсаций электромагнитного момента
в зависимости от M_c при $f_{\text{ШИМ}} = 2$ кГц

Алгоритм 5-ПВ-ШИМ				
ω_r , о.е.	M_c , о.е.	K_M	$k_{\text{п}}$, %	M_m , %
1	0,2	1	13,98	8,79
	0,4		6,74	4,72
	0,6		4,12	2,91
	0,8		2,62	2,00
	1		1,63	1,47
	1,2		1,31	0,99

Зависимости пульсаций электромагнитного момента двигателя, представленные на рисунке 3.14 (зависимости 1 и 2), получены с использованием алгоритмов управления инвертором 5-ПВ-ШИМ и 7-ПВ-ШИМ в режиме работы привода № 2 при $f_{\text{ШИМ}} = 2$ кГц. Сравнение представленных зависимостей показало, что применение алгоритма 5-ПВ-ШИМ при снижении частоты вращения вызывает пульсации момента значительно большие, по сравнению с применением алгоритма 7-ПВ-ШИМ.

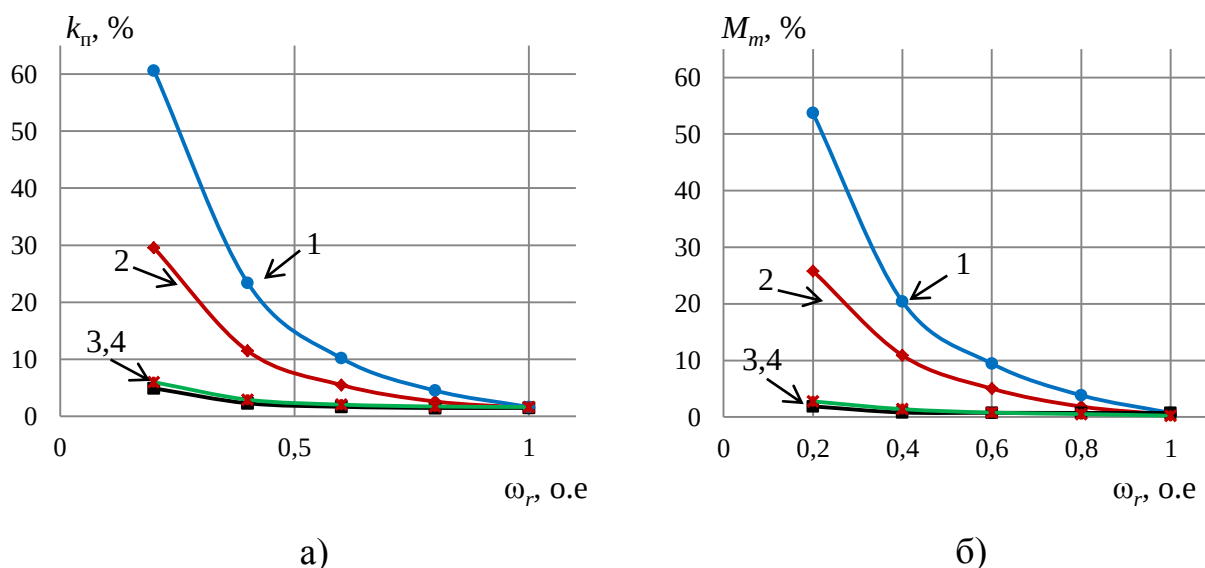


Рисунок 3.14 – Зависимости коэффициента пульсаций электромагнитного момента (а) и амплитуды пульсаций (б) от частоты вращения

(где 1,2 – алгоритмы 5-ПВ-ШИМ и 7-ПВ-ШИМ при $U_{DC} = \text{const}$; 3,4 – алгоритмы 5-ПВ-ШИМ и 7-ПВ-ШИМ при $U_{DC} = \text{var}$)

Связано это с тем, что при снижении частоты вращения двигателя и соответствующем снижении коэффициента модуляции напряжения (см. таблицу 3.4) происходит перераспределение гармоник в спектре выходного напряжения инвертора (см. таблицу 2.2): в алгоритме 5-ПВ-ШИМ при коэффициенте искажения напряжения, сравнимом с алгоритмом 7-ПВ-ШИМ, коэффициент первой гармоники частоты коммутации ($k_{г.к}$) возрастает в несколько раз, а коэффициент второй гармоники частоты коммутации ($k_{г.2к}$) снижается. Гармоники тока, создаваемые гармониками напряжения на более низких частотах в спектре, оказывают большее влияние на пульсации электромагнитного момента, что можно увидеть при сравнении спектров электромагнитного момента, представленных на рисунке 3.15 (а) для алгоритма 5-ПВ-ШИМ и на рисунке 3.11 (а) для алгоритма 7-ПВ-ШИМ. Из этих спектров, а также из рисунков 3.16 и 3.17 видно, что основной вклад в пульсации электромагнитного момента при использовании алгоритма 5-ПВ-ШИМ вносит первая гармоника частоты коммутации ($k_{г.к}$) и создает большие пульсации момента, а при использовании алгоритма 7-ПВ-ШИМ вторая гармоника частоты коммутации ($k_{г.2к}$) и создает меньшие пульсации электромагнитного момента. При этом необходимо отметить, что поддержание постоянства коэффициента модуляции $K_m = U_{ab} / U_{DC} = const$ в ЭП с алгоритмом 5-ПВ-ШИМ при работе на частотах вращения ниже номинальной позволяет снизить величину пульсаций электромагнитного момента до тех же значений, что и в ЭП с алгоритмом 7-ПВ-ШИМ (зависимости 3 и 4 на рисунке 3.14). Это отражается и в спектре электромагнитного момента АД, представленном на рисунке 3.15 (б), для алгоритма 5-ПВ-ШИМ.

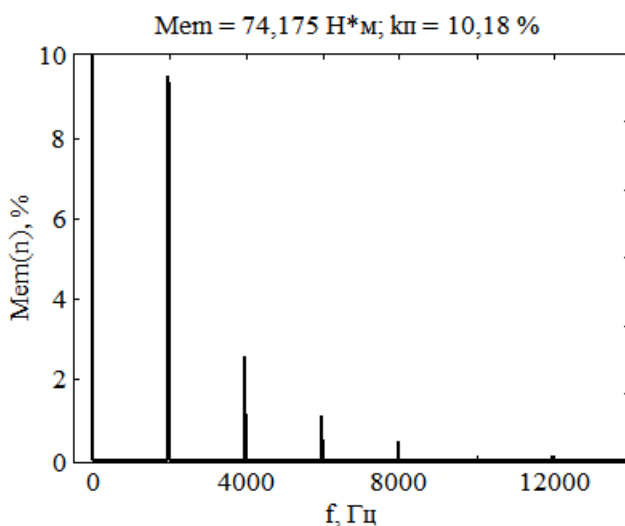
Для поддержания постоянства коэффициента модуляции выходного напряжения инвертора на одном уровне, как было отмечено ранее, необходимо регулирование выходного напряжения инвертора за счет регулирования напряжения в звене постоянного тока преобразователя.

При отсутствии возможности регулирования напряжения в звене постоянного тока преобразователя в широком диапазоне, применение алгоритма управления инвертором 5-ПВ-ШИМ, с точки зрения обеспечения электромеханической совместимости оборудования, целесообразно в ограниченном диапазоне частот

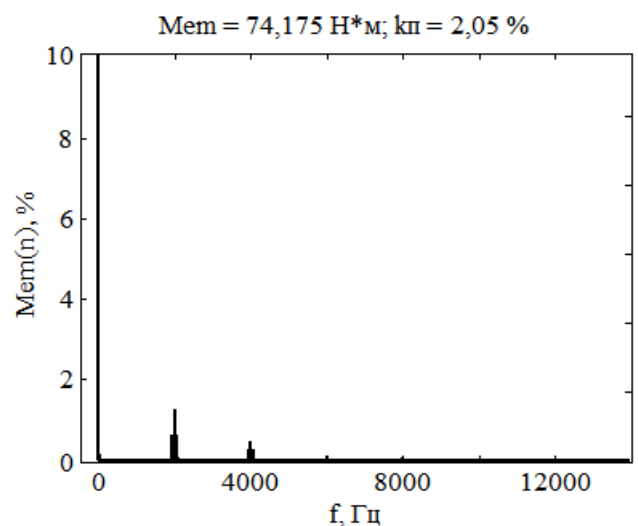
вращения двигателя. Зависимости пульсаций электромагнитного момента в режиме работы № 2 для алгоритма 5-ПВ-ШИМ (рисунок 3.14) позволяют определить диапазон частот вращения, при котором применение алгоритма управления 5-ПВ-ШИМ не приведет к значительному возрастанию пульсаций момента. Например, в диапазоне частот вращения $\omega_r = (0,7 \div 1)\omega_n$ пульсации момента, обусловленные применением исследуемых алгоритмов управления (5-ПВ-ШИМ и 7-ПВ-ШИМ), имеют сопоставимые значения и не превышают 5 %, поэтому алгоритм управления инвертором 5-ПВ-ШИМ целесообразно применять в указанном диапазоне частот вращения ротора двигателя.

Таблица 3.4 – Результаты расчета пульсаций электромагнитного момента в зависимости от частоты вращения при $f_{\text{ШИМ}} = 2 \text{ кГц}$

Алгоритм 5-ПВ-ШИМ							
ω_r , о.е.	M_c , о.е.	$U_{DC} = const$			$U_{DC} = var.$		
		K_M	k_{Π} , %	M_m , %	K_M	k_{Π} , %	M_m , %
0,2	0,043	0,2	60,61	53,7	1	5,98	3,8
0,4	0,17	0,4	23,4	20,4		2,92	2,1
0,6	0,38	0,6	10,18	9,45		2,05	1,75
0,8	0,66	0,8	4,51	3,84		1,72	1,53
1	1	1	1,63	1,47		1,63	1,47



а)



б)

Рисунок 3.15 – Спектры электромагнитного момента

при $\omega_r = 0,6$ о.е и коэффициентах $K_M = 0,6$ (а) и $K_M = 1$ (б)

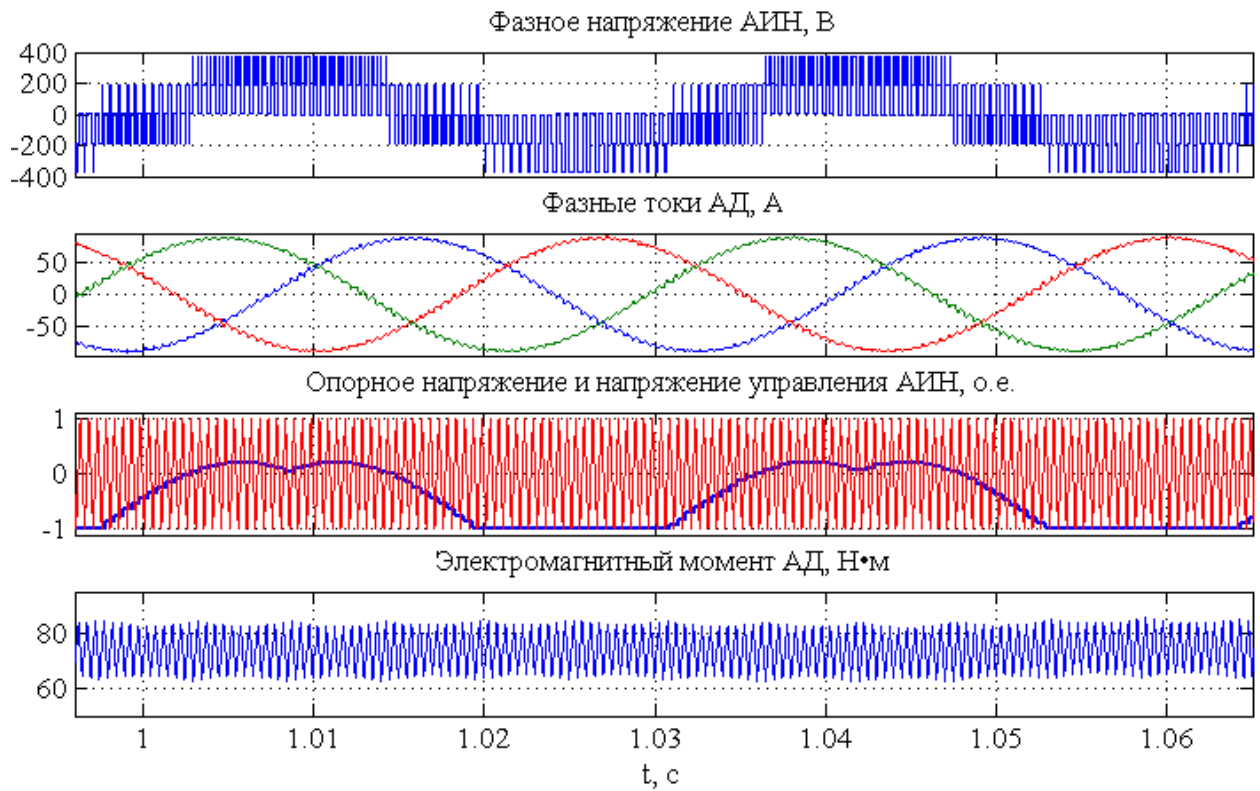


Рисунок 3.16 – Результат моделирования работы привода с алгоритмом 5-ПВ-ШИМ при частоте вращения $\omega_r=0,6$ о.е

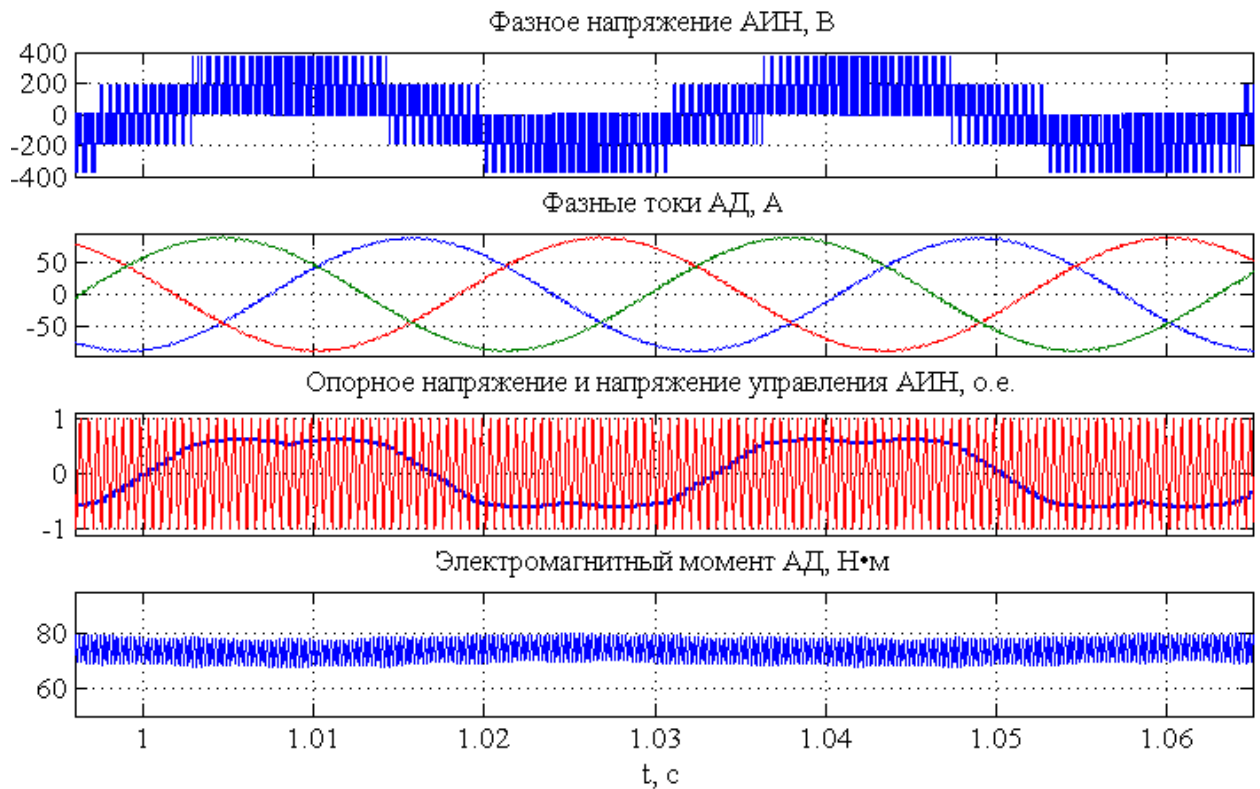


Рисунок 3.17 – Результат моделирования работы привода с алгоритмом 7-ПВ-ШИМ при частоте вращения $\omega_r=0,6$ о.е

Рассмотренные алгоритмы управления преобразователем (7-ПВ-ШИМ и 5-ПВ-ШИМ) имеют свои достоинства и недостатки, проявляющиеся в различных режимах работы привода. Применять рассмотренные алгоритмы управления преобразователем и предложенные рекомендации по обеспечению электрохимической совместимости оборудования необходимо в зависимости от режима работы привода и топологии построения преобразователя.

Предложенные рекомендации по обеспечению электрохимической совместимости оборудования позволяют улучшить условия работы привода в режимах № 1 и № 2 путем поддержания величины пульсаций момента на одном уровне в широком диапазоне регулирования, однако предложенные рекомендации не позволяют обеспечить снижение амплитуды пульсаций момента в номинальном режиме работы привода, что обуславливает необходимость разработки усовершенствованных алгоритмов управления преобразователем, позволяющих уменьшить величину пульсаций момента как в номинальном режиме работы так и в режимах № 1 и № 2.

Электрохимическая совместимость в электроприводе с алгоритмом 7-ПВ-ШИМ и переменной частотой коммутации

Структурная схема способа управления АИН, особенностью реализации которого является использование в алгоритме управления силовыми ключами переменной частоты коммутации, представлена на рисунке 3.18 [54]. Способ управления АИН реализован в блоке БФ ШИМ АИН (см. рисунок 3.4).

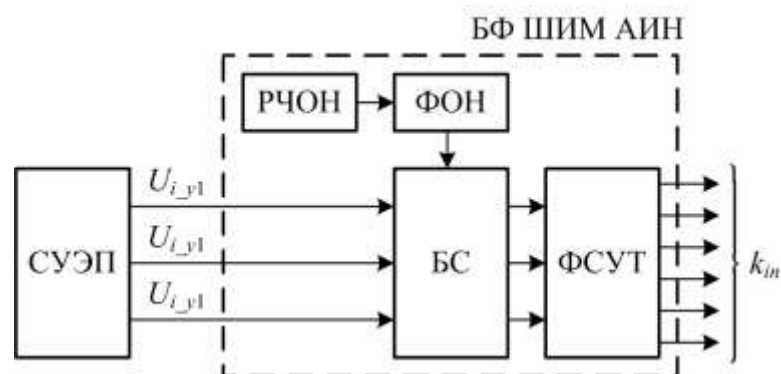


Рисунок 3.18 – Структурная схема способа управления АИН
с переменной частотой коммутации

На рисунке 3.18 обозначено: СУЭП – система управления ЭП, формирующая управляющие напряжения U_{i_yn} ; РЧОН – регулятор частоты опорного напряжения; ФОН – формирователь опорного напряжения; БС – блок сравнения; ФСУТ – формирователь сигналов управления силовыми ключами инвертора; k_{in} ($n = 1...6$) – сигналы управления ключами инвертора.

Способ управления АИН реализуется следующим образом. Формирование широтно-импульсных сигналов управления силовыми ключами АИН производится при помощи трехканального блока БС, на входы которого с одной стороны поступают управляющие напряжения U_{i_yn} с выхода блока СУЭП, а с другой стороны опорное напряжение треугольной формы, формируемое блоком ФОН. Выходные сигналы блока БС поступают в блок ФСУТ, где производится формирование для каждой фазы пар комплиментарных сигналов $k_{i1}, k_{i4}, k_{i2}, k_{i5}, k_{i3}, k_{i6}$ управления верхним и нижним ключами инвертора. Частота опорного напряжения, формируемого блоком ФОН, регулируется блоком РЧОН в соответствии с выражениями [54, 65]:

$$\begin{cases} \text{если } f_{\text{ШИМ}} < f_{\min}, \text{ то } k = 1; \\ \text{если } f_{\text{ШИМ}} > f_{\max}, \text{ то } k = -1; \\ f' = 2D/T_{\text{var}}; \quad T_{\text{var}} = 1/f_{\text{var}}; \\ f_{\text{ШИМ}} = f_{\text{ШИМ},t} + k \cdot f' \cdot \Delta t, \\ f_{\min} = f_{\text{ШИМ_cp}} - \Delta f_{\max}, \\ f_{\max} = f_{\text{ШИМ_cp}} + \Delta f_{\max}, \end{cases} \quad (3.1)$$

где k – коэффициент, определяющий знак приращения частоты ШИМ; $f_{\text{ШИМ}}$ – частота ШИМ на текущем шаге расчетов, Гц; $f_{\text{ШИМ},t}$ – частота ШИМ на предыдущем шаге, Гц; $f_{\text{ШИМ_cp}}$ – средняя частота ШИМ, Гц; $\Delta f_{\max}$ – максимальное отклонение частоты от среднего значения, Гц; f' – приращение частоты ШИМ, Гц/с; D – диапазон изменения частоты, Гц; T_{var} – период изменения частоты ШИМ в диапазоне D , с; Δt – шаг расчета, с.

На имитационной модели привода, представленной на рисунке 3.7, было произведено сравнительное исследование влияния алгоритмов управления инвертором с постоянной и переменной частотой коммутации на уровень амплитуд высокочастотных пульсаций электромагнитного момента двигателя на примере ал-

горитма 7-ПВ-ШИМ. Расчеты выполнялись при постоянной частоте $f_{\text{ШИМ}} = 2 \text{ кГц}$, а также при переменной частоте ШИМ, изменяющейся в диапазоне $D = 1,5 \div 2,5 \text{ кГц}$ при разных значениях периода ($T_{\text{var}} = 1 / f_{\text{var}}$) изменения частоты ШИМ в указанном диапазоне.

На рисунке 3.19 представлены осциллограммы установившегося номинального режима работы привода при использовании алгоритма управления инвертором с переменной частотой ШИМ, изменяющейся в диапазоне $D = 1,5 \div 2,5 \text{ кГц}$ с периодичностью $T_{\text{var}} = 1/f_{\text{var}} = 0,02 \text{ с}$. Представленные осциллограммы показывают, что частота опорного напряжения на каждом шаге работы системы линейно возрастает, а при достижении уровня $2,5 \text{ кГц}$ происходит ее постепенное снижение до уровня $1,5 \text{ кГц}$, что отражается на форме опорного напряжения, а также на амплитуде высокочастотных пульсаций электромагнитного момента двигателя. Изменение частоты опорного напряжения не влияет на форму основной гармоники напряжения, тока и электромагнитного момента двигателя [65].

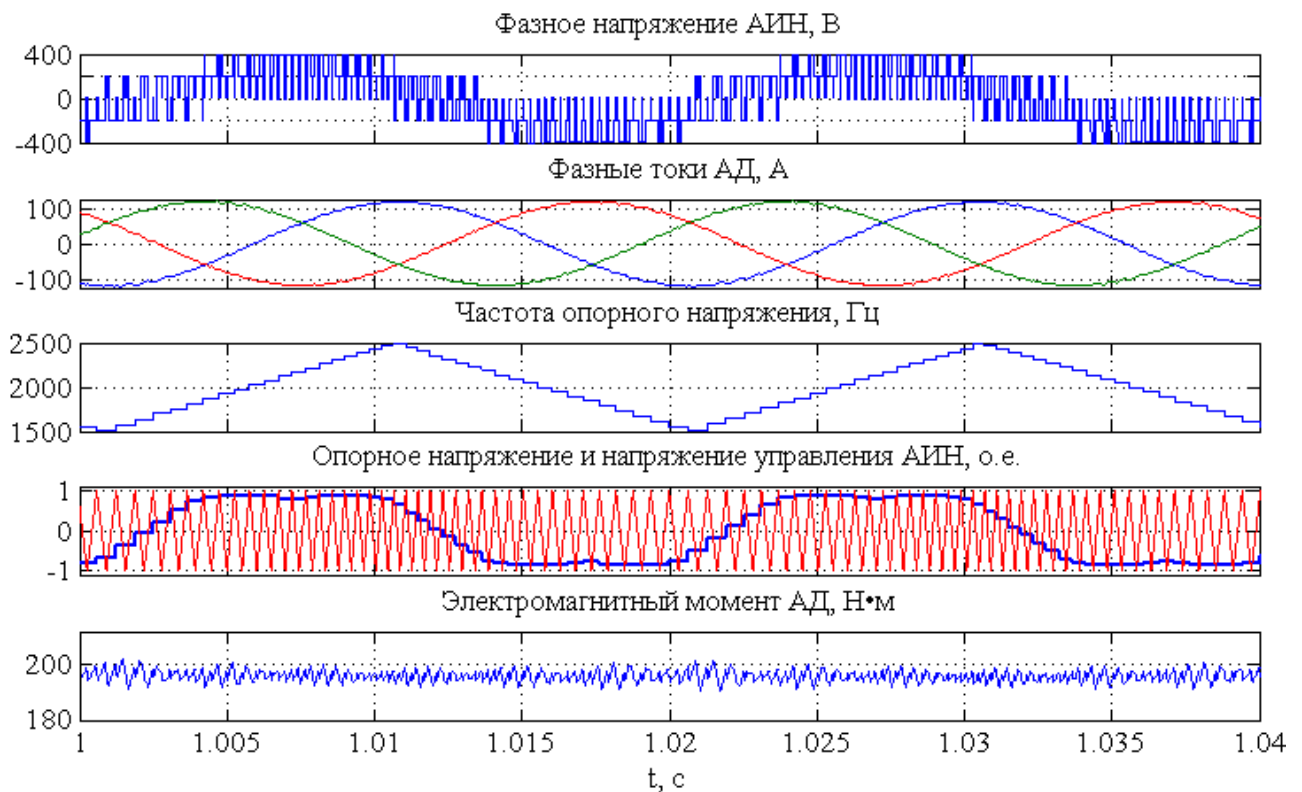


Рисунок 3.19 – Результат моделирования работы привода в номинальном режиме работы с алгоритмом 7-ПВ-ШИМ и переменной частотой коммутации

Спектральные составы электромагнитного момента двигателя, полученные при постоянной и переменной частотах ШИМ (рисунок 3.20), показывают снижение амплитуд высокочастотных пульсаций момента ориентировочно в 10 раз при использовании в алгоритмах управления инвертором переменной частоты ШИМ по сравнению с использованием постоянной частоты ШИМ.

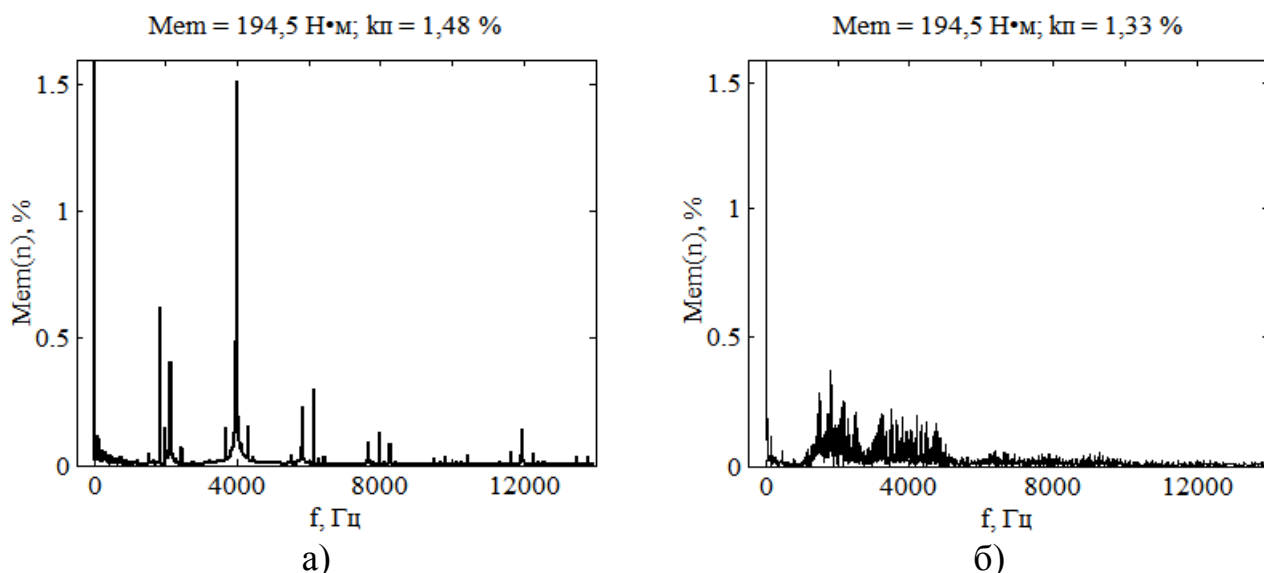


Рисунок 3.20 – Спектры электромагнитного момента АД при постоянной (а) и переменной (б) частотах ШИМ в алгоритме 7-ПВ-ШИМ

По результатам проведенных исследований на модели установлено, что величина диапазона вариации частоты опорного напряжения влияет на уровень амплитуд высших гармонических составляющих в электромагнитном моменте на частотах ШИМ и кратных ей. Увеличение диапазона частот, в котором изменяется частота опорного напряжения, приводит к уменьшению уровня амплитуд высших гармоник в электромагнитном моменте двигателя в связи с их непрерывным распределением по частотам в заданном диапазоне с меньшим уровнем [65]. Диапазон изменения частоты опорного напряжения следует выбирать с учетом требований по электромеханической совместимости оборудования и величины динамических потерь энергии на переключениях при помощи компьютерного моделирования.

Также необходимо отметить, что величина периодичности ($T_{var} = 1 / f_{var}$) изменения частоты опорного напряжения в АИН, при использовании алгоритма с переменной частотой ШИМ совместно с системой векторного ПОУ, не оказывает

существенного влияния на амплитуды высокочастотных пульсаций электромагнитного момента двигателя и может задаваться на уровне любого значения, что является дополнительным преимуществом по сравнению, например, со способом в котором изменение частоты опорного напряжения осуществляется по случайному закону [32], при использовании которого в системе возникают дополнительные шумы, похожие на шумы, возникающие при неисправности подшипника двигателя.

Алгоритм управления инвертором с переменной частотой коммутации силовых ключей возможно применять совместно с другими алгоритмами и рекомендациями по обеспечению электромеханической совместимости оборудования, которые были рассмотрены ранее, что позволит обеспечить более эффективное снижение величины пульсаций электромагнитного момента двигателя.

3.3 ОСОБЕННОСТИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ АКТИВНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ С СЕТЬЮ В ЧАСТИ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПУЛЬСАЦИЙ ВХОДНЫХ ТОКОВ СИСТЕМЫ

При работе ПЧ с АВ во входных токах системы возникают повышенные высокочастотные пульсации, которые приводят к дополнительным потерям в оборудовании, возникновению повышенного уровня шума дросселей АВ, трансформаторов и фильтров, работающих в одной линии питания с преобразователем. Шум дросселей АВ зависит от амплитуды высокочастотных пульсаций тока в них, соответственно, уменьшение величины пульсаций приведет к снижению уровня шума дросселей.

Величина пульсаций входных токов АВ зависит от индуктивности дросселей, частоты ШИМ и алгоритмов управления силовыми ключами выпрямителя. Для оценки влияния указанных параметров на величину пульсаций входных токов преобразователя были проведены исследования на модели (рисунок 3.1), результаты которых представлены далее.

Результаты моделирования электромагнитных процессов в номинальном установившемся режиме работы АВ с алгоритмом С-ШИМ при постоянной частоте коммутации $f_{\text{ШИМ}} = 4000$ Гц, представленные на рисунке 3.21, показывают,

что АВ работает с коэффициентом мощности, близким к единице, а во входных токах присутствуют высокочастотные пульсации, обусловленные коммутацией силовых ключей выпрямителя, амплитуда которых достигает 7 % от номинального значения амплитуды основной гармоники входного тока (рисунок 3.25 а).

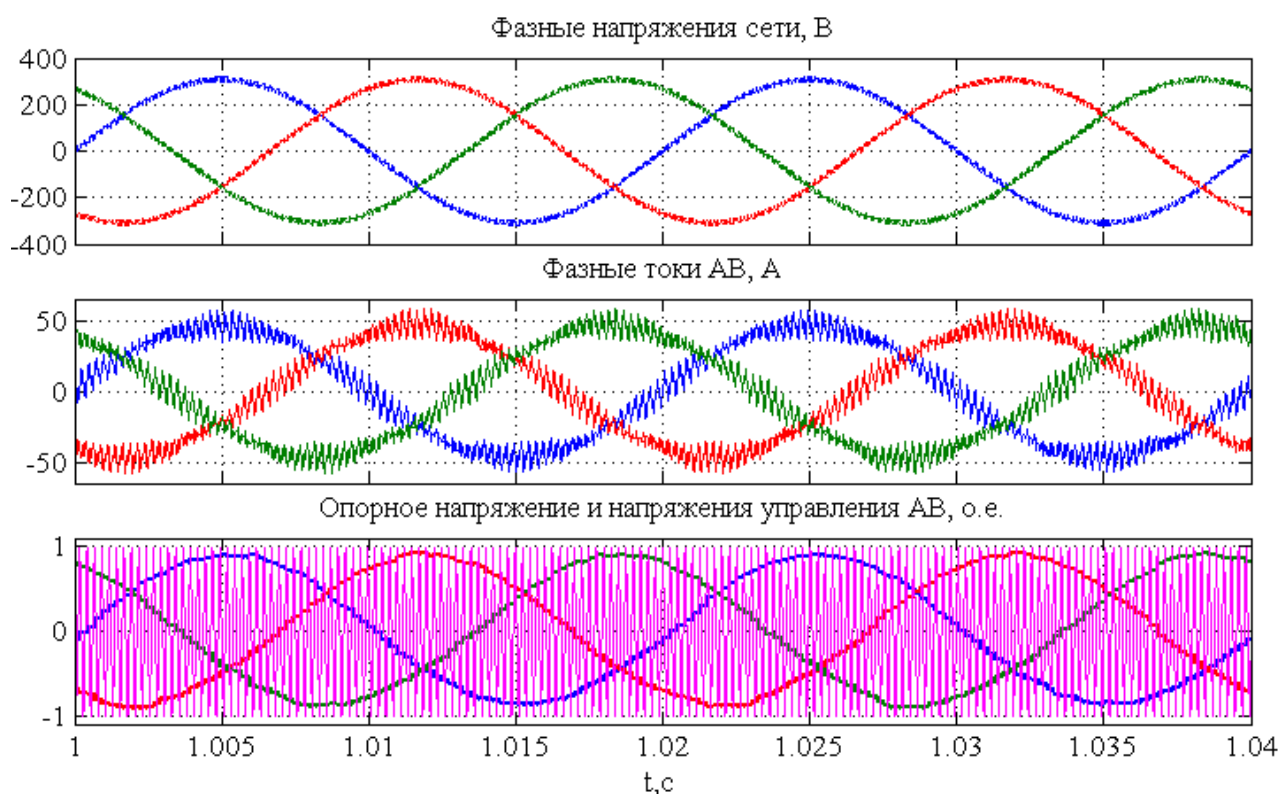


Рисунок 3.21 – Результат моделирования работы АВ в номинальном установившемся режиме при постоянной частоте ШИМ

Исследование влияния частоты ШИМ и величины индуктивностей входных дросселей АВ на амплитуды высокочастотных пульсаций входных токов, приведено на рисунке 3.22 (где $L1 = 0,95$ мГн; $L2 = 1,425$ мГн; $L3 = 2$ мГн).

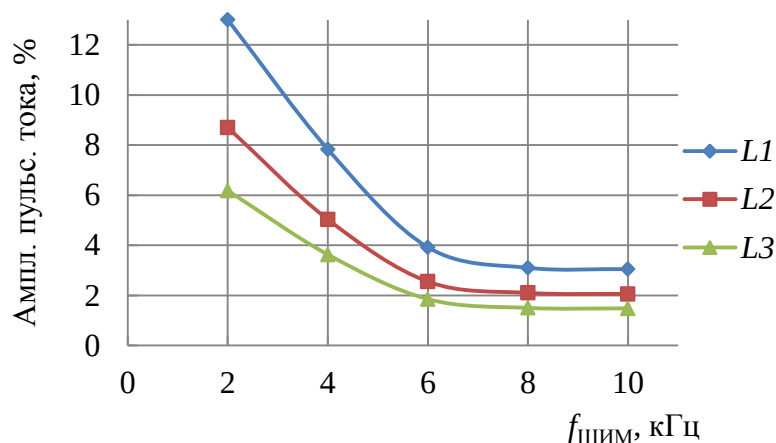


Рисунок 3.22 – Зависимости амплитуд пульсаций токов АВ от частоты ШИМ

Зависимости, представленные на рисунке 3.22, показывают возможность снижения величины пульсаций входных токов АВ за счет увеличения частоты ШИМ, однако это приводит к значительному возрастанию динамических потерь энергии в преобразователе, которые были рассчитаны следующим образом:

Потери в IGBT-транзисторе при переключении:

$$P_{sw} = (E_{sw(on)} + E_{sw(off)}) \cdot f_{ШИМ}, \quad (3.2)$$

где $E_{sw(on)}$ – энергия включения IGBT-транзистора, Дж; $E_{sw(off)}$ – энергия выключения IGBT-транзистора, Дж; $f_{ШИМ}$ – частота ШИМ, Гц.

Потери в обратном диоде транзистора при восстановлении запирающих свойств:

$$P_{rec} = E_{rec} \cdot f_{ШИМ}, \quad (3.3)$$

где E_{rec} – энергия восстановления запирающих свойств диода, Дж.

Динамические потери в IGBT-транзисторе составят:

$$P_{дин} = P_{sw} + P_{rec}. \quad (3.4)$$

Суммарные потери в транзисторе составят:

$$P_{сумм} = P_{дин} + P_{ст}, \quad (3.5)$$

где $P_{ст} = P_{ss} + P_D$ – статические потери в транзисторе, состоящие из потерь P_{ss} в открытом состоянии транзистора и P_D в открытом состоянии диода.

Зависимость, представленная на рисунке 3.23, показывает значительное увеличение доли динамических потерь энергии в преобразователе при увеличении частоты ШИМ, что ограничивает применение такого способа уменьшения величины пульсаций входных токов АВ в связи с ухудшением энергетических характеристик преобразователя.

Снижение величины пульсаций входных токов АВ возможно за счет увеличения индуктивности входных дросселей преобразователя (рисунок 3.22), однако это приводит к увеличению потерь энергии в преобразователе, увеличению массогабаритных показателей и стоимости оборудования.

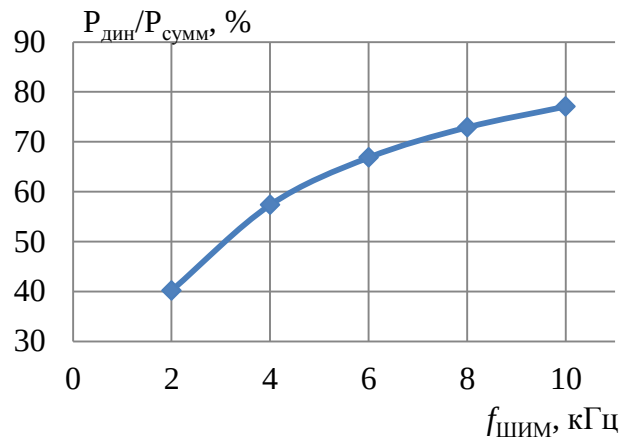


Рисунок 3.23 – Зависимость динамических потерь энергии в преобразователе от частоты ШИМ

Еще одним способом уменьшения величины пульсаций входных токов АВ является модификация алгоритмов управления силовыми ключами выпрямителя. Было произведено исследование влияния алгоритма управления АВ с переменной частотой коммутации силовых ключей на величину пульсаций входных токов системы, который был исследован в параграфе 3.2 и позволил повысить уровень электромагнитной совместимости в ЭП в части снижения высокочастотных пульсаций электромагнитного момента двигателя.

Расчет электромагнитных процессов в номинальном установившемся режиме работы АВ представлен на рисунке 3.24 для алгоритма управления выпрямителем с переменной частотой ШИМ, изменение которой осуществляется в соответствии с выражениями (3.1) в диапазоне $D = 3,5 \div 4,5$ кГц. Представленные осциллограммы показывают, что изменение частоты ШИМ не влияет на форму основной гармоники тока и напряжения, при этом анализ спектрального состава входных токов АВ, представленный на рисунке 3.25 (б), показал уменьшение амплитуд высокочастотных пульсаций в 7 раз по отношению к алгоритму с постоянной частотой ШИМ (рисунок 3.25 а).

Применение переменной частоты ШИМ в алгоритмах управления АВ позволяет снизить амплитуды высокочастотных пульсации тока в дросселях более эффективно по сравнению с методами, основанными на увеличении частоты ШИМ и индуктивности дросселей, одновременно с обеспечением высокого значения коэффициента мощности ЭП и низкого значения коэффициента искажения

синусоидальности напряжения сети в переходных и установившихся режимах работы, что отражается на зависимостях, представленных на рисунке 3.26. Исследование влияния пульсаций входных токов АВ на уровень шума дросселей рассмотрено в параграфе 4.4.

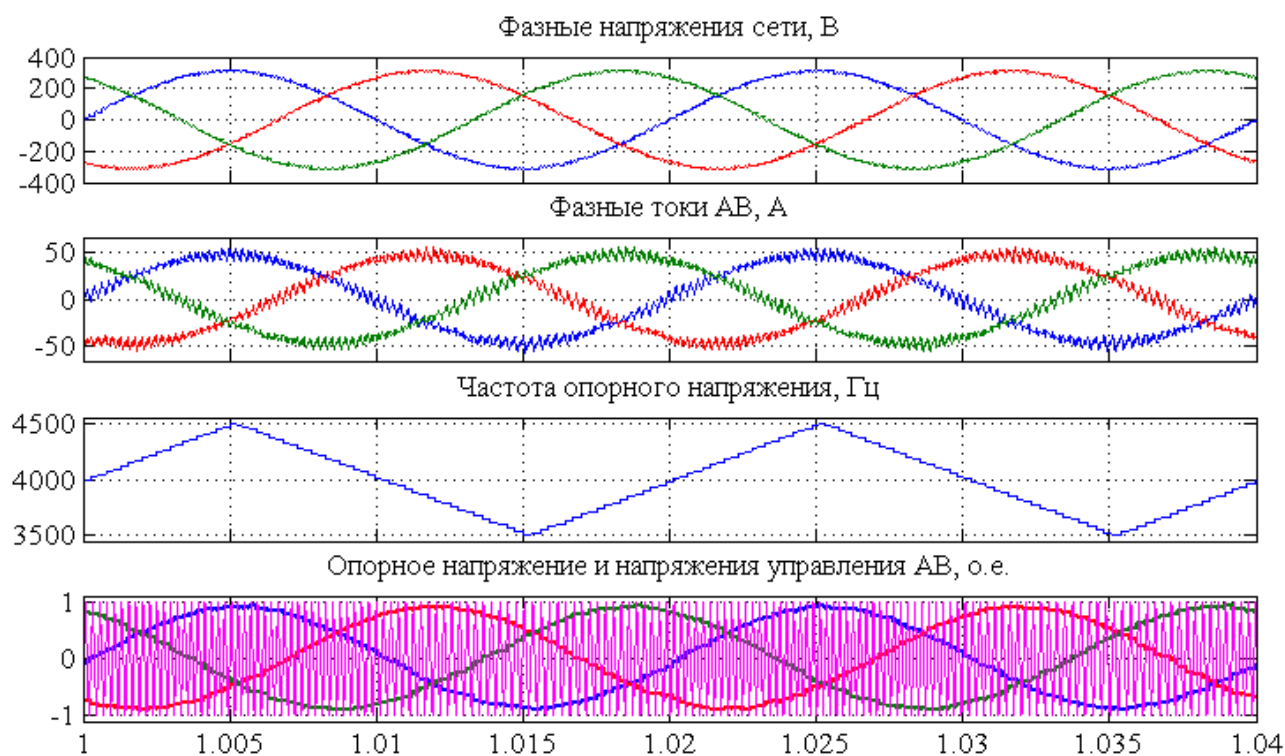


Рисунок 3.24 – Результат моделирования работы АВ в номинальном установившемся режиме при переменной частоте ШИМ

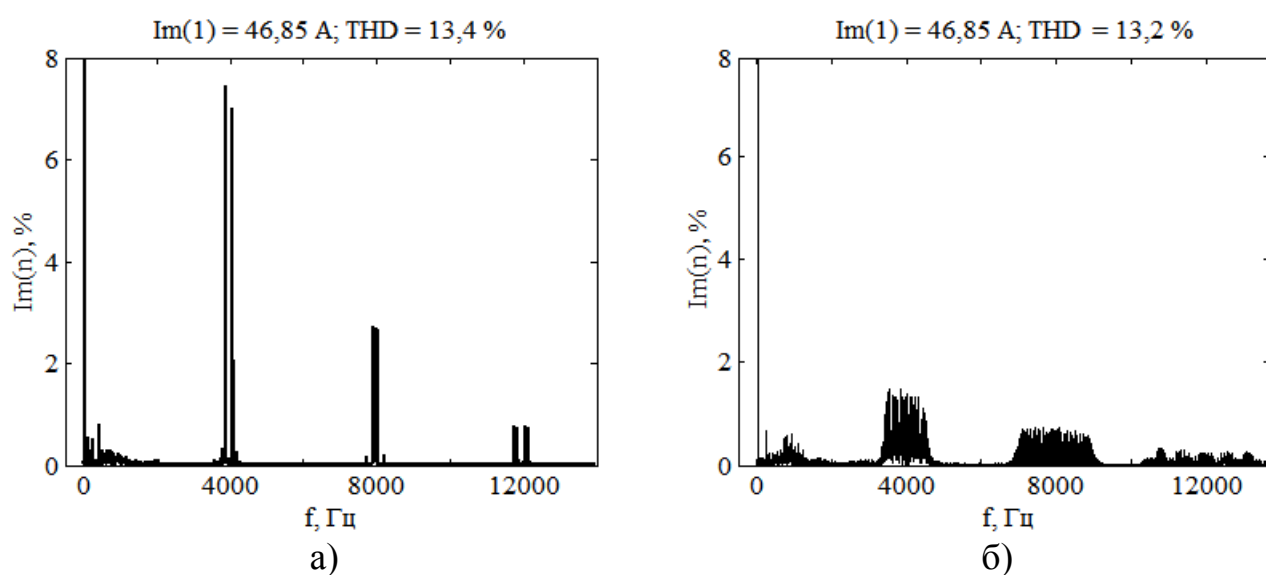


Рисунок 3.25 – Спектры тока АВ при алгоритме управления с постоянной частотой ШИМ (а) и переменной частотой ШИМ (б)

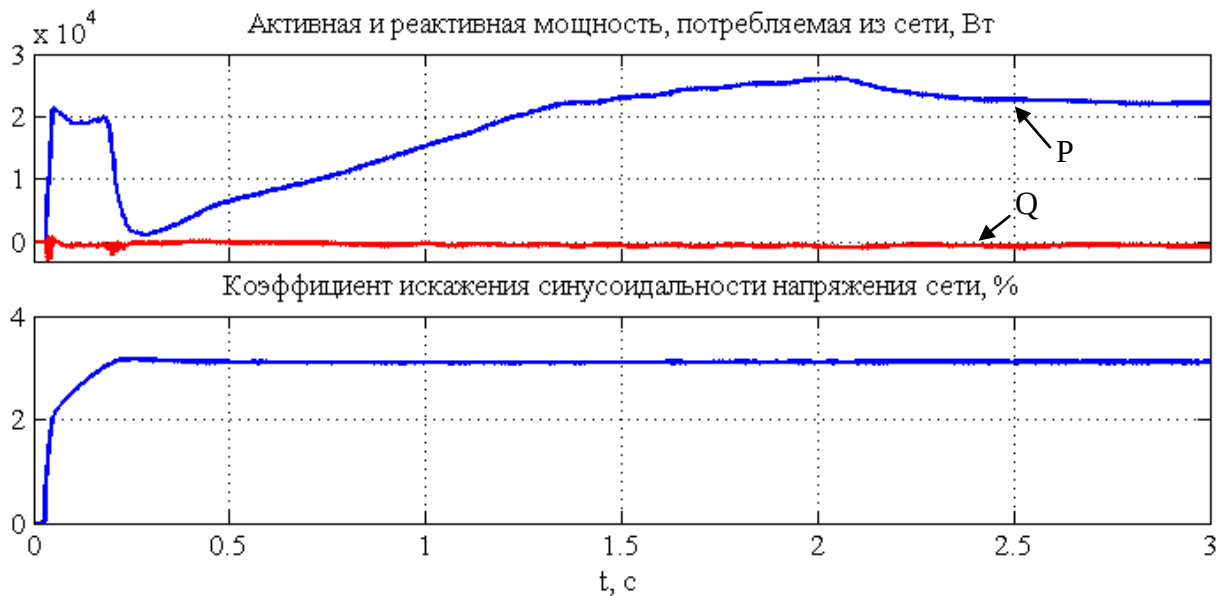


Рисунок 3.26 – Энергетические показатели ЭП в режиме пуска при алгоритме управления АВ с переменной частотой ШИМ и нагрузкой на валу, линейно зависящей от скорости

3.4 РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С УЛУЧШЕННЫМИ ПОКАЗАТЕЛЯМИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Исследование электромагнитной и электромеханической совместимости в асинхронном ЭП в части высокочастотных пульсаций электромагнитного момента двигателя и входных токов системы, представленное в параграфах 3.2. и 3.3 показало, что уровни пульсаций момента двигателя и входных токов АВ в значительной мере зависят от режима работы привода и параметров алгоритмов управления преобразователем. В связи с этим синтез системы управления асинхронным ЭП с улучшенными показателями электромагнитной и электромеханической совместимости должен выполняться с учетом предложенных в параграфах 3.2 и 3.3 рекомендаций и способов обеспечения совместимости оборудования.

Таким образом, для обеспечения электромеханической совместимости преобразователя с двигателем в части снижения высокочастотных пульсаций электромагнитного момента предлагается использовать алгоритм управления силовыми ключами АИН с ПВ-ШИМ адаптивной структуры, предусматривающий автоматическое регулирование средней частоты ШИМ в зависимости от величины нагрузки и осуществляющий непрерывное изменение частоты ШИМ относительно среднего значе-

ния в заданном диапазоне с заданной периодичностью, позволяющий снизить уровень пульсаций электромагнитного момента, а также обеспечить снижение динамических потерь энергии в инверторе до 30 % за счет выбора алгоритма управления инвертором с уменьшенным количеством переключений силовых ключей на периоде ШИМ в диапазоне частот вращения $(0,7 \div 1)\omega_n$ (см. рисунок 3.14). Суть адаптивной структуры алгоритма управления инвертором заключается в переключении между двумя алгоритмами векторной ШИМ (7-ПВ-ШИМ и 5-ПВ-ШИМ) в зависимости от текущей частоты вращения с целью обеспечения энергоэффективного режима работы привода с учетом заданных требований по электромеханической совместимости оборудования. Результат расчета потерь энергии в инверторе при использовании алгоритма управления адаптивной структуры, представленный на рисунке 3.27, показывает снижение динамических потерь на 30 % за счет переключения на алгоритм управления инвертором 5-ПВ-ШИМ в момент времени, равный $t = 4$ с.

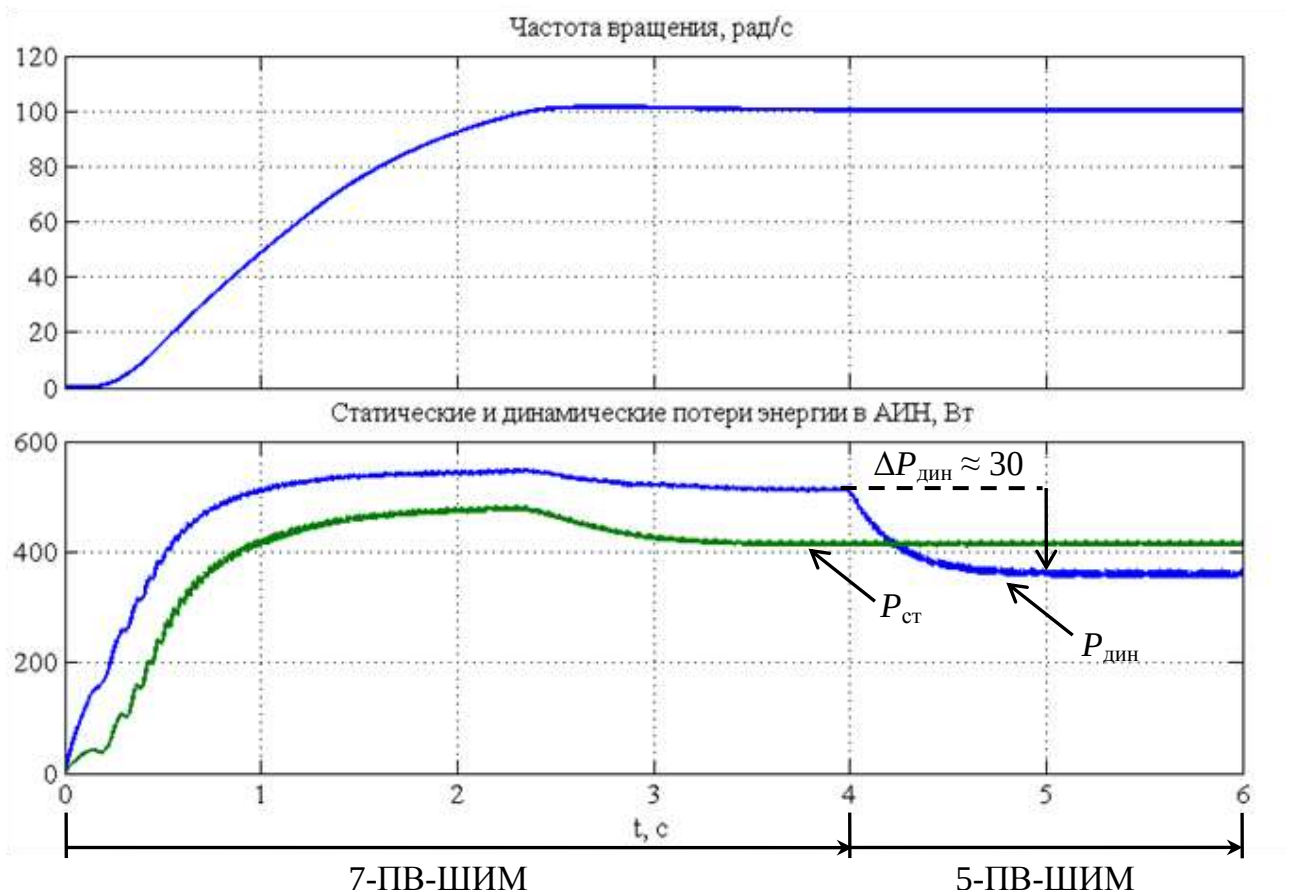


Рисунок 3.27 – Статические и динамические потери энергии в преобразователе при использовании алгоритма управления адаптивной структуры в режиме пуска асинхронного ЭП

Для повышения уровня электромагнитной совместимости преобразователя с сетью в части снижения высокочастотных пульсаций входных токов АВ предлагается использовать алгоритм управления силовыми ключами выпрямителя, осуществляющий непрерывное изменение частоты ШИМ относительно среднего значения в заданном диапазоне с заданной периодичностью, исследование которого было выполнено в параграфе 3.3.

Функциональная схема системы управления АЭП с улучшенными показателями электромагнитной и электромеханической совместимости оборудования, включающая в себя усовершенствованные алгоритмы управления силовыми ключами выпрямителя и инвертора, приведена на рисунке 3.28.

Схема системы управления АЭП, представленная на рисунке 3.28, отличается от описанных во второй главе работы систем управления АВ и АД тем, что в нее введены дополнительные блоки, выполняющие функции выбора алгоритмов управления преобразователем и задания их параметров с учетом текущего режима работы привода и заданных показателей совместимости оборудования.

На рисунке 3.28 обозначено: БЗП ШИМ АВ, БЗП ШИМ АИН – блоки задания параметров ШИМ активного выпрямителя и автономного инвертора напряжения; БВА ШИМ – блок выбора алгоритма ШИМ.

В блоке БЗП ШИМ АИН выполняется расчет периода $T_{\text{ШИМ}}$ на текущем шаге работы системы управления в зависимости от активного тока двигателя, а также от заданных на входе блока значений диапазона (D) и периодичности (T_{var}) изменения частоты ШИМ в соответствии с выражениями (3.1).

В блоке БВА ШИМ производится выбор алгоритма управления силовыми ключами инвертора (7-ПВ-ШИМ или 5-ПВ-ШИМ) в зависимости от текущего значения частоты вращения с учетом заданных требований по электромеханической совместимости оборудования с целью обеспечения энергоэффективного режима работы привода.

В блоке БЗП ШИМ АВ осуществляется расчет периода $T_{\text{ШИМ}}$ в зависимости от заданных на входе блока значений диапазона (D) и периодичности (T_{var}) изме-

нения частоты ШИМ в соответствии с выражениями (3.1), аналогично блоку БЗП ШИМ АИН.

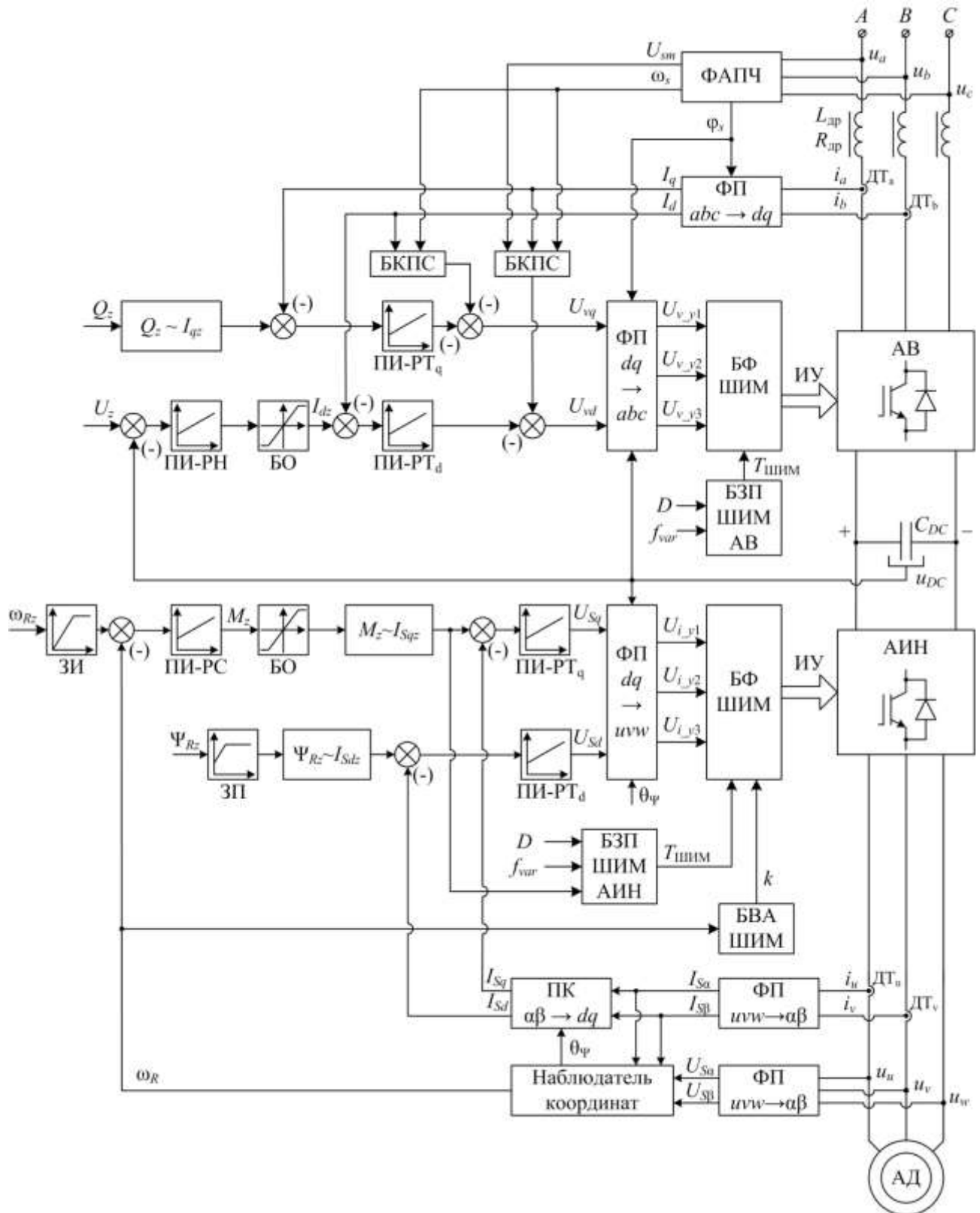


Рисунок 3.28 – Функциональная схема системы управления АЭП с улучшенными показателями электромагнитной и электромеханической совместимости

Таким образом, система управления АЭП с усовершенствованными алгоритмами управления преобразователем, представленная на рисунке 3.28, позволяет обеспечить снижение пульсаций входных токов системы и пульсаций электромагнитного момента двигателя до заданных значений за счет оптимально выбранных параметров алгоритмов управления преобразователем в соответствии с методикой, приведенной в параграфе 3.5.

3.5 РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ОЦЕНКИ УРОВНЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

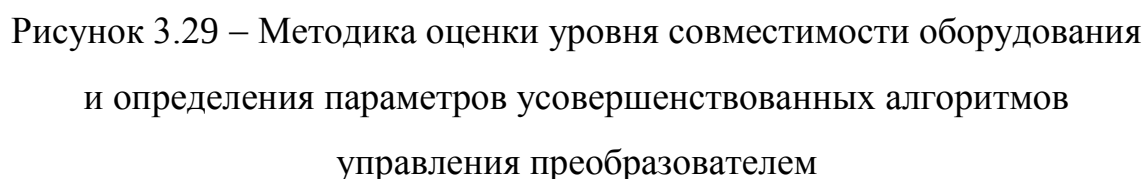
Оценка уровня электромагнитной и электромеханической совместимости в АЭП является неотъемлемой частью согласования условий совместной работы ПЧ с питающей сетью и АД и должна осуществляться для характерных режимов работы привода.

Методика оценки уровня совместимости оборудования и определения параметров алгоритмов управления преобразователем, при которых обеспечиваются желаемые уровни пульсаций входных токов АВ и электромагнитного момента двигателя, представлена на рисунке 3.29. В основу методики оценки уровня совместимости оборудования заложено компьютерное моделирование.

Определение параметров алгоритмов управления преобразователем в асинхронном ЭП предполагает задание желаемых показателей совместимости оборудования, для обеспечения которых производится исследование работы ЭП на компьютерной модели в следующем порядке:

1. производится расчет зависимостей пульсаций электромагнитного момента двигателя от величины нагрузки на валу для разных значений частоты ШИМ инвертора. По полученным зависимостям определяется диапазон вариации частоты ШИМ в зависимости от величины нагрузки, при котором обеспечивается поддержание коэффициента пульсаций электромагнитного момента двигателя на одном уровне в широком диапазоне изменения нагрузок;

2. для минимального значения частоты ШИМ, определенного из диапазона в п.1, производится расчет зависимости пульсаций электромагнитного момента от



3. производится определение диапазона вариации частоты ШИМ относительно среднего значения, при котором обеспечивается желаемая амплитуда пульсаций момента в номинальном режиме работы привода;

4. данные полученные в пп.1-3 используются в алгоритме управления АИН с ПВ-ШИМ адаптивной структуры, обеспечивающем желаемый уровень электро-механической совместимости преобразователя с двигателем в части высокочастотных пульсаций электромагнитного момента двигателя;

5. производится расчет величины пульсаций входных токов АВ и определяется диапазон вариации частоты ШИМ относительно среднего значения, при котором величина пульсаций не превышает установленного значения.

6. данные полученные в п.5 используются в усовершенствованном алгоритме управления АВ, обеспечивающем желаемый уровень электромагнитной совместимости преобразователя с питающей сетью в части высокочастотных пульсаций входных токов системы.

3.6 ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 3

1. Разработана модель асинхронного ЭП в программной среде имитационного моделирования *Matlab*, включающая модели АВ, АИН, АД и их системы управления, позволяющая оценивать уровни пульсаций электромагнитного момента двигателя и входных токов системы в различных режимах работы привода при различных алгоритмах управления преобразователем.

2. Установлены зависимости пульсаций электромагнитного момента АД от нагрузки и частоты вращения для разных значений $f_{\text{ШИМ}}$ инвертора при использовании алгоритмов управления инвертором на основе ПВ-ШИМ, позволяющие оценить уровень электро-механической совместимости в ЭП.

3. Зависимости пульсаций электромагнитного момента от величины нагрузки, полученные для разных значениях $f_{\text{ШИМ}}$ инвертора по п.2, позволяют определить диапазон вариации частоты $f_{\text{ШИМ}}$, при котором коэффициент пульсаций электромагнитного момента поддерживается на необходимом уровне в широком диапазоне изменения нагрузок.

4. Выявлено, что при снижении частоты вращения ротора двигателя (при уменьшении коэффициента модуляции напряжения k_M) пульсации электромагнитного момента, обусловленные использованием алгоритма 5-ПВ-ШИМ значительно возрастают, по сравнению с применением алгоритма 7-ПВ-ШИМ. При этом в диапазоне частот вращения $(0,7 \div 1)\omega_n$ пульсации электромагнитного момента, обусловленные исследуемыми алгоритмами управления, имеют сопоставимые значения, поэтому в указанном диапазоне частот вращения для обеспечения энергетической эффективности работы привода целесообразно использование алгоритма управления инвертором с уменьшенным количеством переключений на периоде ШИМ (5-ПВ-ШИМ).

5. Установлено, что использование в алгоритмах управления преобразователем переменной частоты ШИМ позволяет снизить уровень амплитуд высокочастотных пульсаций электромагнитного момента двигателя ориентировочно в 10 раз и входных токов АВ в 7 раз по отношению к использованию алгоритмов с постоянной частотой ШИМ.

6. На основе результатов, полученных в пп. 3, 4, 5 выводов, выполнен синтез системы управления асинхронным ЭП с усовершенствованными алгоритмами управления преобразователем, включающей в себя: 1) алгоритм управления силовыми ключами АИН с ПВ-ШИМ адаптивной структуры, предусматривающий автоматическое регулирование средней частоты ШИМ в зависимости от величины нагрузки и осуществляющий непрерывное изменение частоты ШИМ относительно среднего значения в заданном диапазоне с заданной периодичностью, позволяющий снизить уровень пульсаций электромагнитного момента, а также обеспечить снижение динамических потерь энергии в инверторе до 30 % за счет выбора алгоритма управления инвертором с уменьшенным количеством переключений силовых ключей на периоде ШИМ в диапазоне частот вращения $(0,7 \div 1)\omega_n$; 2) алгоритм управления силовыми ключами АВ, осуществляющий непрерывное изменение частоты ШИМ относительно среднего значения в заданном диапазоне с заданной периодичностью, позволяющий снизить высокочастотные пульсации входных токов системы. На способ управления АИН с переменной частотой

ШИМ, позволяющий улучшить показатели электромагнитной и электромеханической совместимости в ЭП, получен патент на изобретение (Приложение В).

7. Разработана методика оценки уровня электромагнитной и электромеханической совместимости в ЭП, позволяющая определить параметры усовершенствованных алгоритмов управления силовыми ключами АВ и АИН, при которых обеспечивается желаемый уровень совместимости оборудования.

ГЛАВА 4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫМИ АЛГОРИТМАМИ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

В данной главе приведены результаты экспериментальных исследований асинхронного ЭП в ходе которых проверялась адекватность имитационной модели, исследовалась электромагнитная и электромеханическая совместимость в ЭП путем оценки гармонического состава токов и напряжений, а также путем измерения уровней шума дросселей АВ и вибрации двигателя при различных алгоритмах управления преобразователем. Экспериментальные исследования асинхронного ЭП проводились на электротехническом стенде завода «Электросила» ПАО «Силовые Машины».

4.1 МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Адекватность имитационной модели ЭП, на которой проводились исследования в третьей главе работы, необходимо проверять путем сравнения осциллограмм электрических и механических переменных двигателя, полученных на модели и экспериментальной установке в режиме пуска и в установившемся режиме работы привода.

Экспериментальное подтверждение разработанных рекомендаций и способов обеспечения электромагнитной и электромеханической совместимости в асинхронном ЭП в части снижения высокочастотных пульсаций электромагнитного момента необходимо выполнять путем измерения и оценки уровней вибрации на подшипниках двигателя, а в части снижения высокочастотных пульсаций входных токов АВ путем измерения и оценки гармонического состава токов и уровней шума дросселей выпрямителя, обусловленных пульсациями тока в них.

Измерение вибрации АД должно производиться по ГОСТ IEC 60034-14-2014 [21] в контрольных точках, указанных на рисунке 4.1. В качестве чувствительного элемента, преобразующего вибрационные колебания в электрический сигнал, используется пьезоэлектрический вибропреобразователь. Крепление чувствительного элемента к исследуемому объекту, согласно ГОСТ Р ИСО 5348-2002 «Вибрация и удар. Механическое крепление акселерометров» [23], может осу-

ществляться при помощи шпильки, цианакрилового клея, пчелиного воска, магнита, двусторонней липкой ленты. Выбор способа крепления производится, исходя из условий проведения эксперимента и необходимого частотного диапазона измерений. Наиболее простым и подходящим способом крепления является применение пчелиного воска либо магнита. Резонансная частота при креплении датчиков вибрации таким образом находится выше 20 кГц, что удовлетворяет условиям проведения эксперимента. При проведении эксперимента крепление датчика осуществлялось на магните. Для оценки влияния алгоритмов управления автономным инвертором на АД измерение уровней вибрационного ускорения должно производиться в третьоктавных полосах частот в диапазоне со среднегеометрическими частотами от 5 до 10000 Гц.

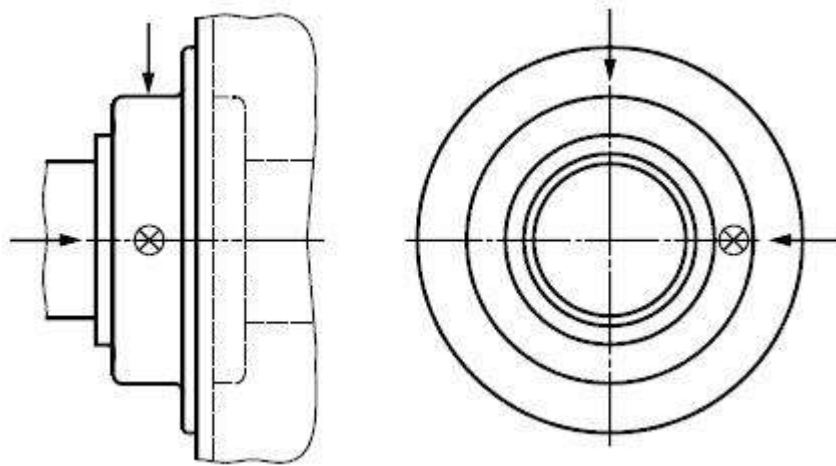


Рисунок 4.1 – Схема расположения точек измерения вибрации двигателя

Измерение уровней воздушного шума дросселей АВ должно производиться по методике, изложенной в ГОСТ Р ИСО 3744-2013 [22], в пяти контрольных точках на расстоянии одного метра в соответствии со схемой, представленной на рисунке 4.2. Для оценки влияния алгоритмов управления силовыми ключами АВ на уровни воздушного шума его дросселей измерения должны производиться в третьоктавных полосах частот в диапазоне со среднегеометрическими частотами от 31,5 до 10000 Гц.

Уровни вибрации измеряются в децибелах по эффективному значению виброускорения при нулевом уровне $3 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}^2$ [60]. Уровни воздушного шума измеряются в децибелах по эффективному значению звукового давления при нулевом уровне $2 \cdot 10^{-5} \text{ Па}$ [19].

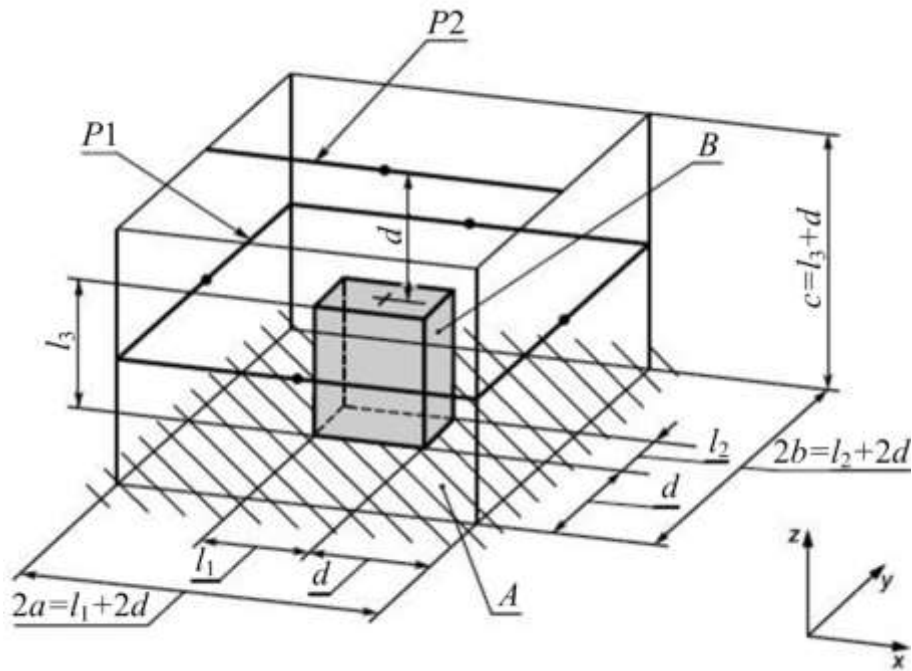


Рисунок 4.2 – Схема расположения точек измерения воздушного шума исследуемого объекта

На рисунке 4.2 обозначено: • – измерительные точки (места установки микрофонов); A – звукоотражающая плоскость; B – исследуемый объект; $2a$ – длина параллелепипеда измерительной поверхности; $2b$ – ширина параллелепипеда измерительной поверхности; c – высота параллелепипеда измерительной поверхности; d – измерительное расстояние (расстояние от поверхности объекта B до точки установки микрофона); l_1 , l_2 , l_3 – габаритные размеры исследуемого объекта; $P1$, $P2$ – траектории сканирования.

Программа испытаний включает в себя следующие пункты:

- проверка адекватности имитационной модели ЭП, построенной в программной среде *Matlab*, на соответствие реальному объекту;
- исследование электромеханической совместимости преобразователя с двигателем в части высокочастотных пульсаций электромагнитного момента путем измерения уровней вибрации на подшипниках двигателя;
- исследование электромагнитной совместимости преобразователя с питающей сетью в части высокочастотных пульсаций входных токов и оценка их влияния на уровни шума дросселей АВ.

4.2 ОПИСАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ УСТАНОВКИ

Экспериментальная установка, используемая при исследовании электромагнитной и электромеханической совместимости в ЭП, изображена на рисунке 4.3. Электрическая схема испытательного стенда представлена на рисунке 4.4.

Установка состоит из преобразователя частоты (ПЧ), асинхронного двигателя ($M1$), спаренного с генератором постоянного тока независимого возбуждения, используемым в качестве нагрузочной машины (G_n), а также контрольно-измерительной аппаратуры (вольтметры ($PV1$, $PV2$) и амперметры ($PA1$ - $PA6$) с трансформаторами тока ($TA1$ - $TA6$)). Автоматический выключатель $QF1$ предназначен для подключения ПЧ к сети переменного тока напряжением 380 В, $QF2$ для подключения выхода преобразователя к двигателю $M1$, $QF3$ для подключения нагрузочного резистора R_n к обмотке якоря генератора постоянного тока независимого возбуждения G_n .

Дроссели $L1$, $L2$, $L3$, подключенные параллельно к макетному двигателю $M1$, предназначены для увеличения индуктивностей в фазах до значений эквивалентных двигателю насоса, исследование которого производилось в третьей главе работы на имитационной модели.

В качестве аппаратуры, используемой для регистрации формы токов и напряжений, применяются осциллографы *ScopeMeter Fluke 190 series II* и *Tektronix DPO 4104B*. Для исследования уровней вибрации двигателя и уровней шума дросселей АВ при различных алгоритмах управления преобразователем применяются приборы: виброметр *Svan 946* и шумомер *Larson Davis System 824*.

На персональном компьютере (ПК), используемом в экспериментальной установке, выполняются следующие операции:

- пуск, стоп, задание частоты вращения и редактирование параметров ЭП;
- визуальное отображение переменных состояния ЭП;
- выбор алгоритмов управления преобразователем;
- запись и просмотр регулировочных массивов ЭП;
- обработка результатов экспериментальных исследований.

Пульт дистанционного управления (ПДУ) предназначен для пуска, задания частоты вращения, останова и сигнализации о состоянии работы или аварии ЭП.

Технические данные оборудования, входящего в состав экспериментальной установки (рисунок 4.4), приведены в таблицах 4.1-4.3.



а)



б)



в)



г)

Рисунок 4.3 – Макет экспериментальной установки (а – ПК с осциллографом; б – лицевая панель ПЧ; в – измерительная аппаратура; г – асинхронный двигатель)

Таблица 4.1 – Технические данные ПЧ

Наименование параметра	Значение
Номинальное входное линейное напряжение переменного тока, В	3×380
Номинальная частота входного напряжения переменного тока, Гц	50
Номинальная потребляемая активная мощность, кВт	21,5
Номинальная потребляемая полная мощность, кВт	22
Номинальное выходное линейное напряжение питания двигателя, В	3×380
Номинальная частота напряжения питания двигателя, Гц	50

Таблица 4.2 – Технические данные АД А180М6У3

Наименование параметра	Значение
Номинальное входное линейное напряжение переменного тока, В	3×380
Номинальная частота вращения ротора, об/мин.	970
Номинальная активная мощность, кВт	18,5
Номинальный коэффициент мощности	0,86
Номинальный ток, А	37
Момент инерции ротора, кг×м ²	0,09

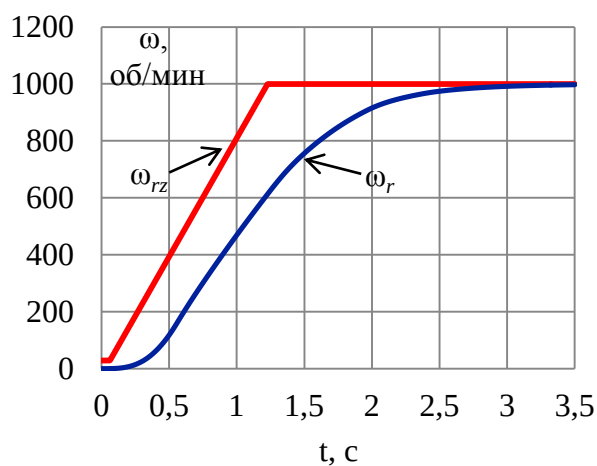
Таблица 4.3 – Технические данные нагрузочной машины П101 У4

Наименование параметра	Значение
Номинальная мощность, кВт	55
Напряжение якоря, В	115
Ток якоря, А	478
Номинальная частота вращения, об/мин	980
Напряжение обмотки независимого возбуждения, В	230
Коэффициент полезного действия, %	86

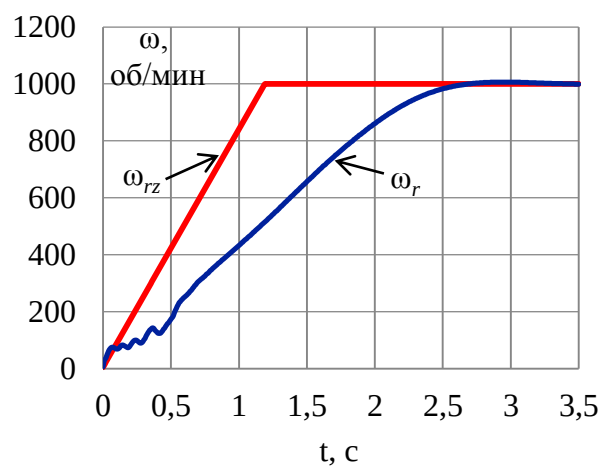
4.3 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ПОДТВЕРЖДЕНИЕ АДЕКВАТНОСТИ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Адекватность имитационной модели асинхронного ЭП, исследуемой в третьей главе работы, была проверена путем сравнения расчетных и экспериментальных данных, полученных при помощи макета экспериментальной установки (рисунок 4.3). Результаты сравнения переходных процессов, полученных расчетным путем и экспериментально, приведены на рисунках 4.5-4.8 [67].

Осциллограммы, представленные на рисунках 4.5-4.8, показывают, что разница между частотами вращения ротора и амплитудами тока статора, полученными на экспериментальной установке и имитационной модели в установившемся режиме работы незначительна и составляет 0,3 % и 4 %. Отклонения в переходных режимах работы обусловлены допущениями, принятыми в ходе составления модели ЭП [67]. Таким образом, исследования, выполненные на имитационной модели ЭП в третьей главе работы, адекватно отражают полученные результаты.

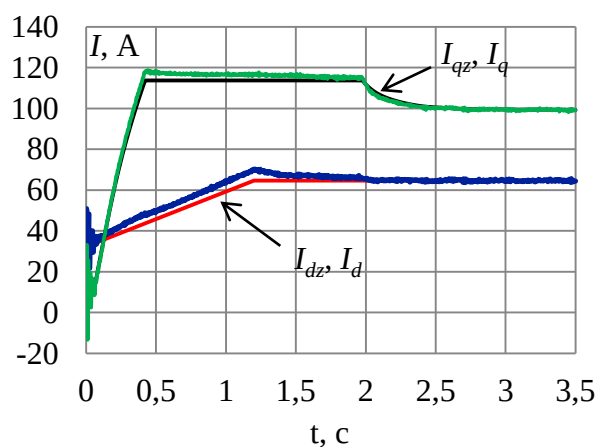


а)

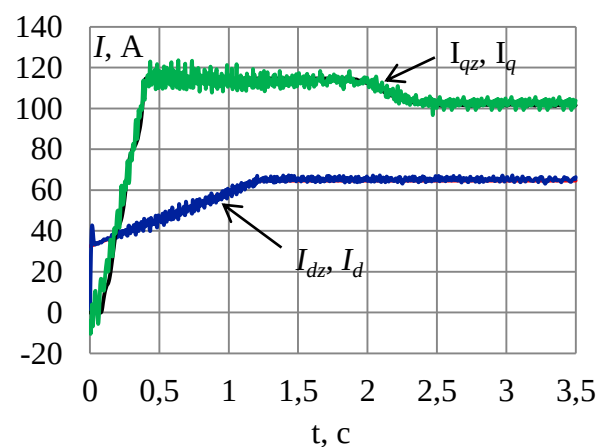


б)

Рисунок 4.5 – Переходные процессы по скорости при пуске двигателя, полученные при помощи имитационной модели (а) и экспериментальной установки (б)

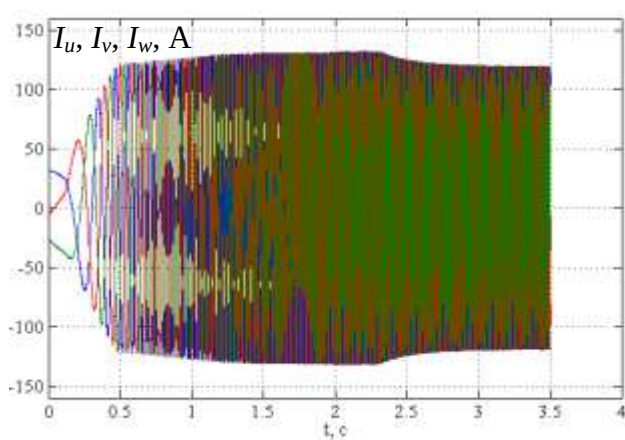


а)

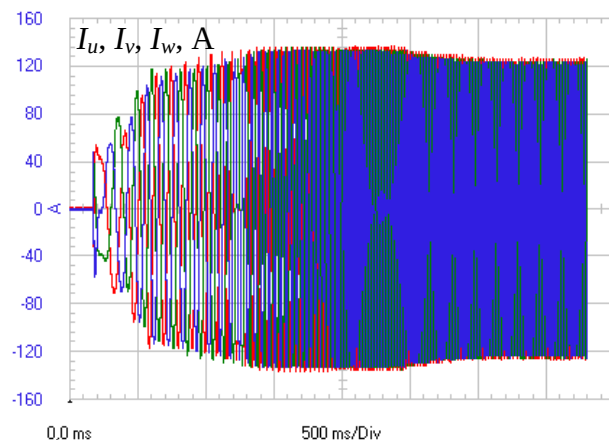


б)

Рисунок 4.6 – Переходные процессы по току при пуске двигателя, полученные при помощи имитационной модели (а) и экспериментальной установки (б)



а)



б)

Рисунок 4.7 – Фазные токи при пуске двигателя, полученные при помощи имитационной модели (а) и экспериментальной установки (б)

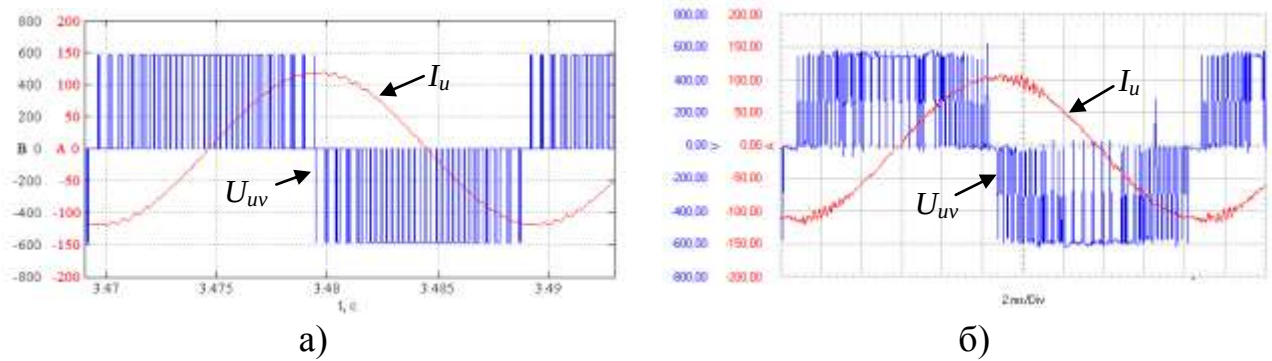


Рисунок 4.8 – Линейное напряжение инвертора и фазный ток двигателя в установленном режиме работы, полученные при помощи имитационной модели (а) и экспериментальной установки (б)

На рисунках 4.5-4.8 обозначено: ω_{rz} , ω_r – заданная и текущая частота вращения ротора, об/мин.; I_{dz} , I_d – заданный и текущий ток намагничивания двигателя, А; I_{qz} , I_q – заданный и текущий активный (мометообразующий) ток двигателя, А; U_{uv} – линейное напряжение на выходе инвертора, В; I_u , I_v , I_w – фазные токи двигателя, А.

4.4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ НА ПОКАЗАТЕЛИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ОБОРУДОВАНИЯ

Оценка электромеханической совместимости инвертора с двигателем

В параграфе 3.2 производилось исследование влияния алгоритмов управления автономным инвертором ПЧ на уровень высокочастотных пульсаций электромагнитного момента двигателя. Так же было отмечено, что снижение высокочастотных пульсаций электромагнитного момента должно отразиться на уровне вибрации двигателя. Для проверки предложенных рекомендаций и способов обеспечения электромеханической совместимости преобразователя с двигателем было проведено экспериментальное исследование, в результате которого производилась оценка уровней вибрации на подшипниках двигателя для двух алгоритмов управления инвертором в номинальном режиме работы привода. Исследование выполнялось для алгоритмов управления инвертором с постоянной и переменной частотой коммутации.

При исследовании алгоритмов управления производилось осциллографирование линейного напряжения, тока фазы статора, а также расчет спектра линейного напряжения. Результаты исследования приведены на рисунках 4.9 и 4.10.

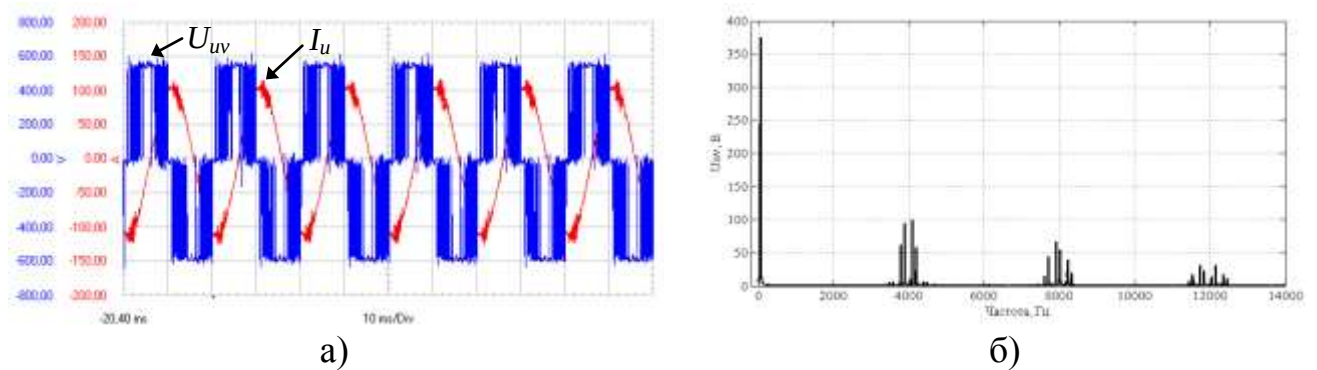


Рисунок 4.9 – Напряжение и ток статора (а), спектр напряжения (б) в ЭП с алгоритмом 7-ПВ-ШИМ и постоянной частотой коммутации

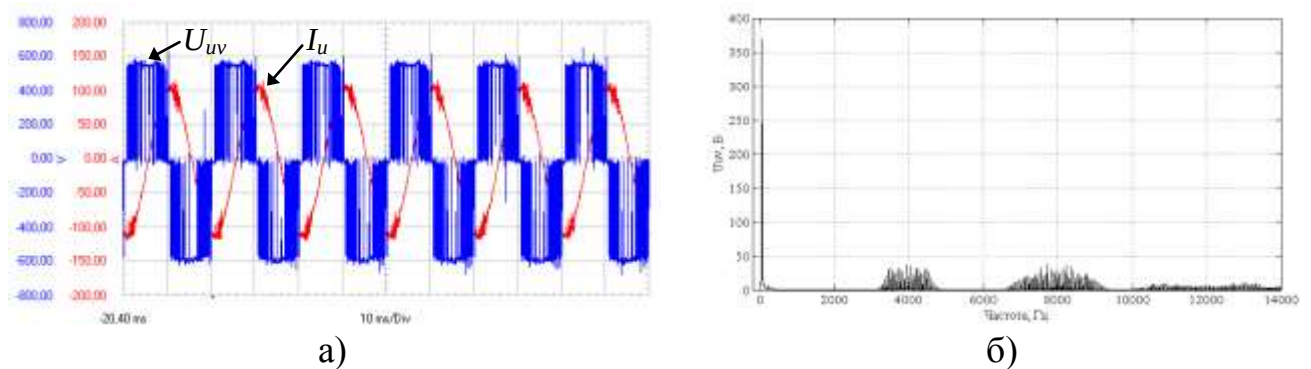


Рисунок 4.10 – Напряжение и ток статора (а), спектр напряжения (б) в ЭП с алгоритмом 7-ПВ-ШИМ и переменной частотой коммутации

Осциллограммы, представленные на рисунках 4.9 и 4.10, показывают, что применение алгоритма управления инвертором 7-ПВ-ШИМ с переменной частотой коммутации позволяет снизить амплитуды высших гармоник в спектре выходного напряжения инвертора в 4 раза по отношению к алгоритму 7-ПВ-ШИМ с постоянной частотой коммутации, распределяя их по спектру в диапазоне вариации частоты коммутации с меньшим уровнем.

Сравнительное исследование влияния алгоритмов управления автономным инвертором с постоянной и переменной частотой коммутации на уровни вибрации АД по третьоктавным спектрам виброускорений, измеренным на его подшипнике, представлено на рисунке 4.11.

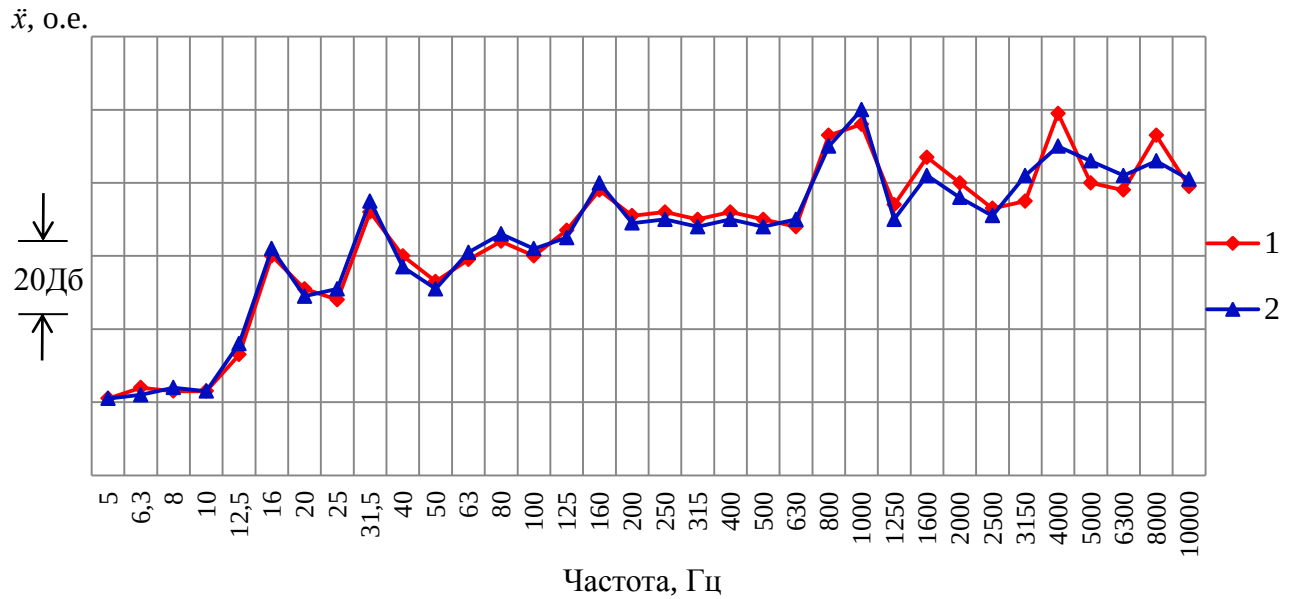


Рисунок 4.11 – Третьооктавные спектры виброускорений двигателя

На рисунке 4.11 обозначено: 1 – третьооктавный спектр виброускорений двигателя при использовании алгоритма 7-ПВ-ШИМ с постоянной частотой коммутации; 2 – третьооктавный спектр виброускорений двигателя при использовании алгоритма 7-ПВ-ШИМ с переменной частотой коммутации.

Результаты исследования, представленные на рисунке 4.11, показывают уменьшение уровней вибрации АД при использовании алгоритма 7-ПВ-ШИМ с переменной частотой коммутации (кривая №2) по отношению к алгоритму 7-ПВ-ШИМ с постоянной частотой коммутации (кривая №1) на 8 Дб в диапазоне вариации частоты коммутации (см. диапазон 3–8 кГц), что позволяет улучшить уровень электромеханической совместимости в ЭП.

Также был произведен расчет общего уровня вибрационного ускорения двигателя в соответствии с выражением:

$$\ddot{x} = 10 \lg \sum_{i=5}^{i=10000} 10^{0,1\ddot{x}_i},$$

где $\ddot{x}_i$ – вибрационное ускорение на i -ой частоте в третьооктавном спектре, о.е.

Оценка общего уровня вибрационного ускорения двигателя для алгоритмов управления инвертором с постоянной и переменной частотой коммутации показала отличие между исследуемыми алгоритмами в 1 дБ.

Оценка электромагнитной совместимости АВ в части высокочастотных пульсаций входных токов системы и уровней шума дросселей

В параграфе 3.3 производилось исследование влияния алгоритмов управления АВ и их параметров на уровень высокочастотных пульсаций входных токов преобразователя. Также было отмечено, что снижение пульсаций токов дросселей приведет к снижению их уровня шума. Для проверки рекомендаций по повышению электромагнитной совместимости АВ с питающей сетью было произведено экспериментальное исследование, в результате которого оценивалось влияние алгоритмов управления АВ на уровни высокочастотных пульсаций входных токов и шума дросселей преобразователя. Исследование проводилось для алгоритмов управления выпрямителем с постоянной и переменной частотой коммутации.

При исследовании алгоритмов управления АВ производилось осциллографирование линейного напряжения сети, фазного тока выпрямителя, а также расчет спектрального состава тока. Результаты исследования, приведенные на рисунках 4.12 и 4.13, показывают, что применение алгоритма управления АВ с переменной частотой коммутации позволяет снизить уровень пульсаций входных токов выпрямителя в 5 раз по отношению к использованию алгоритма с постоянной частотой коммутации.

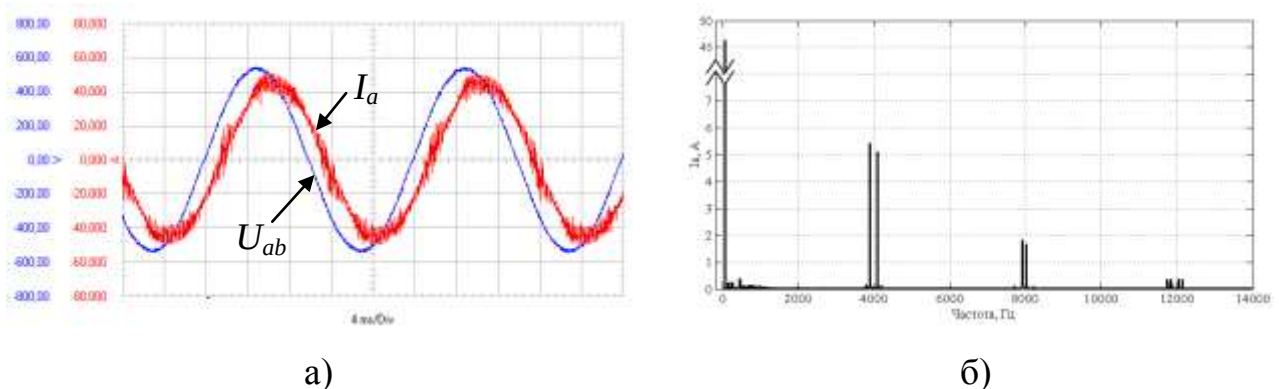


Рисунок 4.12 – Линейное напряжение и ток АВ (а), спектр тока (б) при использовании алгоритма управления с постоянной частотой коммутации

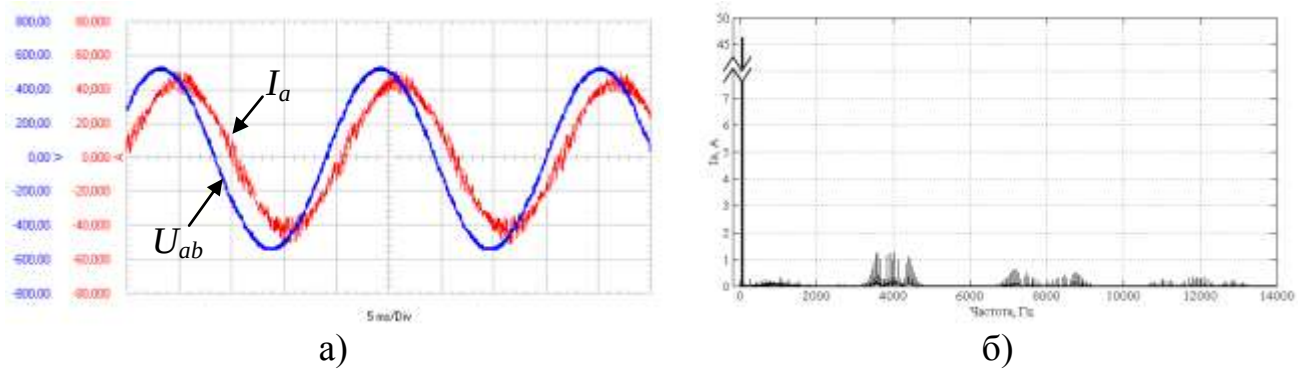


Рисунок 4.13 – Линейное напряжение и ток АВ (а), спектр тока (б) при использовании алгоритма управления с переменной частотой коммутации

Сравнительное исследование влияния алгоритмов управления АВ на уровни шума его дросселей в третьоктавных полосах частот приведено на рисунке 4.14.

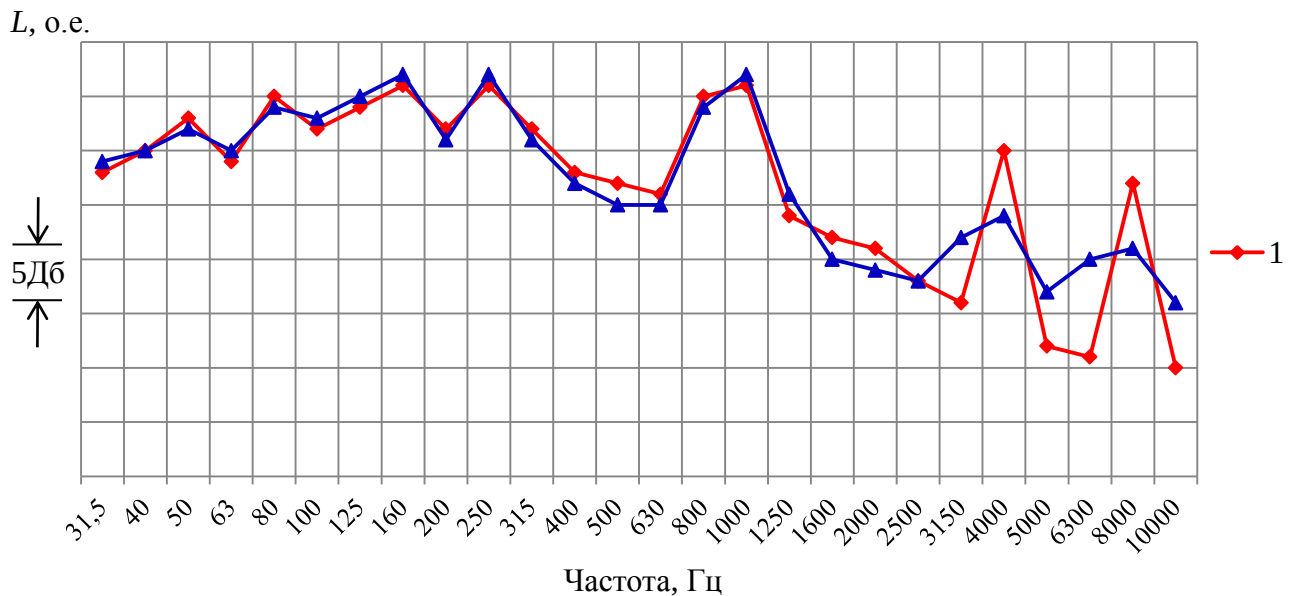


Рисунок 4.14 – Третьоктавные спектры воздушного шума дросселей АВ

На рисунке 4.14 обозначено: 1 – третьоктавный спектр звукового давления при использовании алгоритма С-ШИМ с постоянной частотой коммутации; 2 – третьоктавный спектр звукового давления при использовании алгоритма С-ШИМ с переменной частотой коммутации.

Результаты исследования, приведенные на рисунке 4.14, показывают снижение высокочастотного шума дросселей АВ в диапазоне частоты коммутации (см. диапазон 3–8 кГц) при использовании алгоритма С-ШИМ с переменной частотой коммутации (кривая № 2) по отношению к алгоритму С-ШИМ с постоянной частотой коммутации (кривая № 1). При этом необходимо отметить, что ха-

рактер шума дросселей АВ преобразовался из тонального в широкополосный с уменьшением уровня звукового давления ориентировочно на 6 дБ.

4.5 АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В СИСТЕМАХ С ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

В параграфах 3.2 и 4.4 были предложены и экспериментально подтверждены рекомендации по обеспечению электромеханической совместимости преобразователя с двигателем в части снижения высокочастотных пульсаций электромагнитного момента на примере ЭП малой мощности.

Для проверки разработанных рекомендаций и способов обеспечения электромеханической совместимости в системах с ЭП большой мощности было произведено исследование влияния алгоритма управления АИН с переменной частотой коммутации на пульсации электромагнитного момента тягового ЭП самосвала БелАЗ грузоподъемностью 136 т [65].

На рисунке 4.15 представлена схема исследуемого ЭП, содержащая АИН и АД с короткозамкнутым ротором ТАД-5.

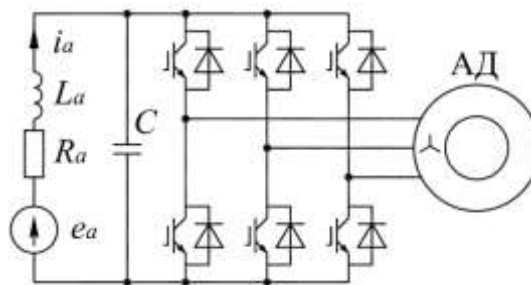


Рисунок 4.15 – Схема АИН с АД

Инвертор питается от источника постоянного напряжения e_a с индуктивностью L_a , активным сопротивлением R_a и током i_a . Напряжение питания АИН 1000 В. Исследования выполнялись при номинальных параметрах двигателя, указанных в [65, 86]: напряжение питания 660 В, 29 Гц, мощность 625 кВт, коэффициент мощности 0,839, скольжение 1,25 %, индуктивность рассеяния статора 0,2139 мГн, индуктивность намагничивания 6,4215 мГн, индуктивность рассеяния ротора 0,0963 мГн, активное сопротивление статора 9,6484 мОм, активное сопро-

тивление ротора 5,8475 мОм, КПД = 0,94, индуктивность сглаживающего дросселя 220 мкГн, емкость фильтрового конденсатора 20 мФ.

Для исследуемой схемы преобразователя с двигателем использовалась имитационная модель ЭП, аналогичная разработанной в третьей главе работы.

На рисунке 4.16 приведены осциллограммы установившегося номинального режима работы тягового ЭП самосвала БелАз при использовании алгоритма управления инвертором 7-ПВ-ШИМ с переменной частотой коммутации. Представленные осциллограммы показывают, что изменение частоты опорного напряжения происходит по периодическому закону в диапазоне 1,5...2,5 кГц, что отражается на форме опорного напряжения, а также на амплитуде высокочастотных пульсаций токов фаз и электромагнитного момента двигателя. Изменение частоты опорного напряжения производилось в соответствии с выражениями (3.1).

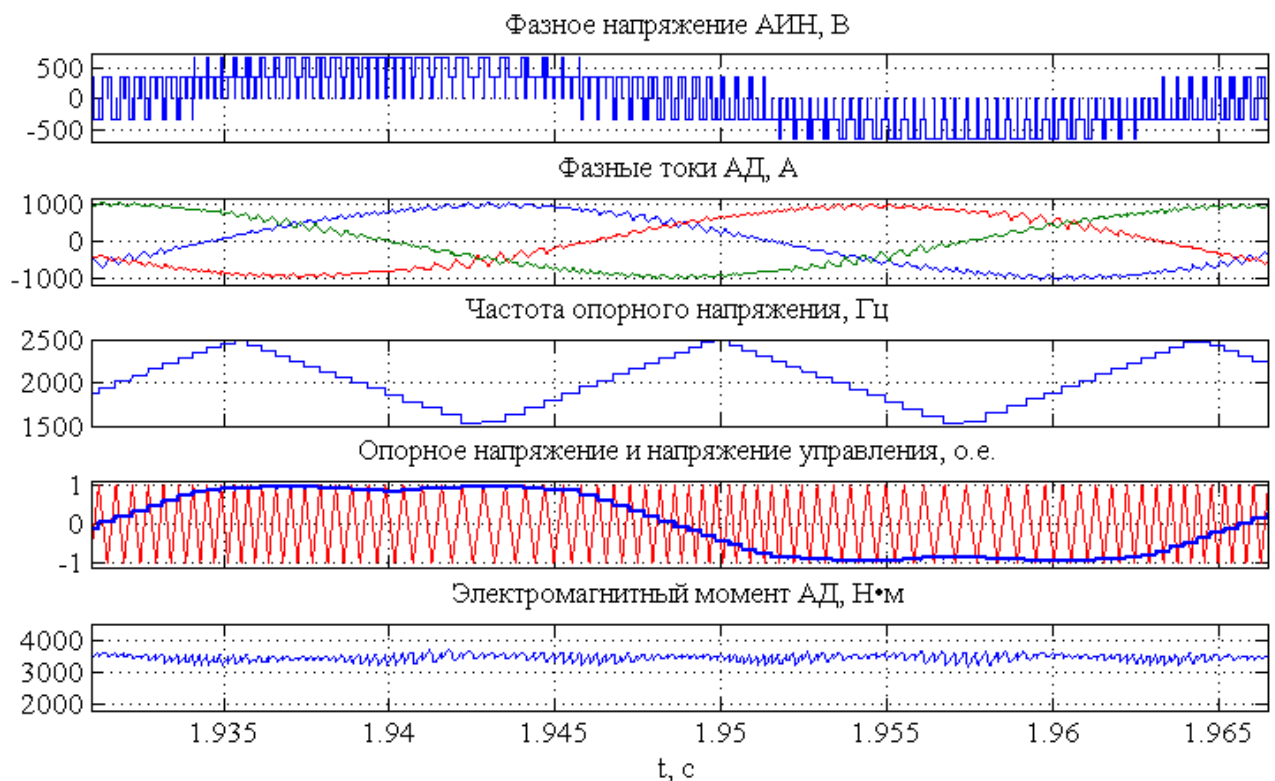


Рисунок 4.16 – Результат моделирования работы привода в номинальном режиме работы с алгоритмом 7-ПВ-ШИМ и переменной частотой коммутации

Оценка эффективности обеспечения электромагнитической совместимости в системе преобразователь–двигатель проводилась на основании сравнения спектральных составов электромагнитного момента (рисунок 4.17), полученных при

использовании алгоритмов 7-ПВ-ШИМ с постоянной и переменной частотой коммутации.

Спектральные составы электромагнитного момента двигателя, представленные на рисунке 4.17, показывают, что применение алгоритма 7-ПВ-ШИМ с переменной частотой коммутации позволяет снизить амплитуды пульсаций электромагнитного момента двигателя в 4,5 раза, распределяя их по спектру в заданном диапазоне изменения частоты с меньшим уровнем.

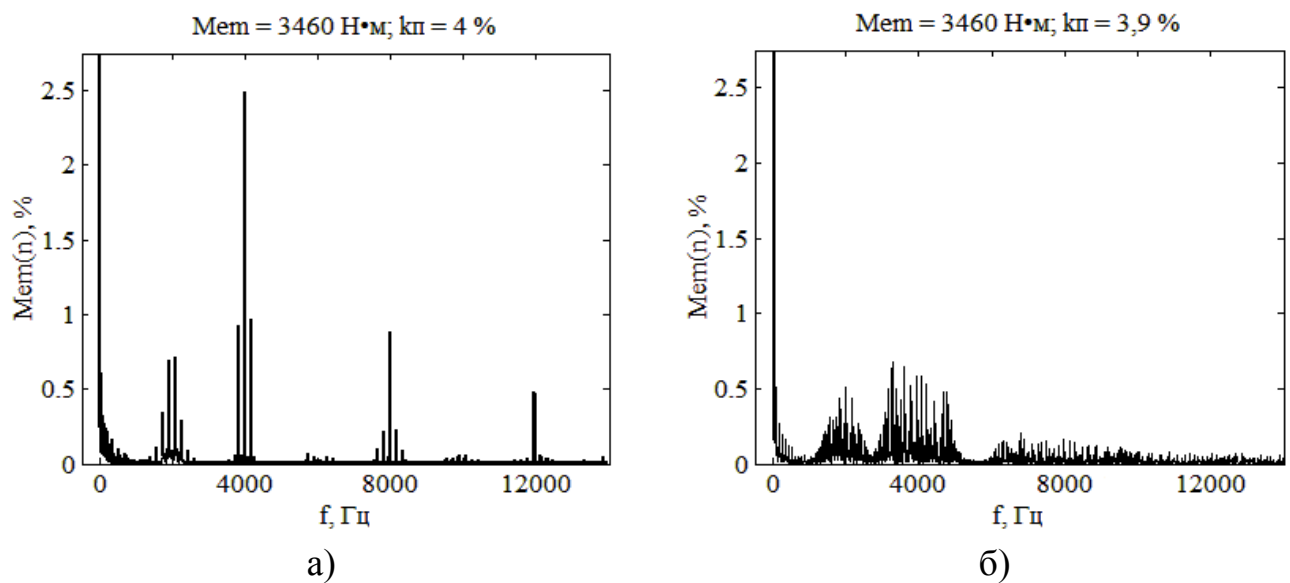


Рисунок 4.17 – Спектры электромагнитного момента при постоянной (а) и переменной (б) частотах ШИМ

Таким образом, предложенные в третьей главе способы и рекомендации по обеспечению электромеханической совместимости преобразователя с двигателем могут быть применены как в системах с ЭП малой, так и большой мощности.

4.6 ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 4

1. Исследование асинхронного ЭП с векторной системой управления на экспериментальной установке подтвердило адекватность результатов, полученных на имитационной модели привода. Разница между частотами вращения ротора и амплитудами тока статора в установившемся режиме работы не превышает 5 %, что позволяет использовать разработанную модель для анализа электромагнитных и электромеханических процессов, протекающих в ЭП.

2. Экспериментальное исследование электромеханической совместимости показало, что применение в алгоритме управления инвертором переменной частоты ШИМ позволяет снизить уровень вибрации двигателя (диапазон $3 \div 8$ кГц) до 8 дБ по сравнению с применением в алгоритме управления постоянной частоты ШИМ.

3. Экспериментальное исследование электромагнитной совместимости в части высокочастотных пульсаций входных токов АВ подтвердило результаты, полученные на имитационной модели, и показало снижение амплитуды пульсаций токов в 5 раз при использовании алгоритма с переменной частотой ШИМ, при этом уровень шума дросселей АВ преобразовался из тонального в широкополосный с уменьшением уровня звукового давления ориентировочно на 6 дБ.

4. Показано, что применение алгоритмов управления инвертором с переменной частотой коммутации силовых ключей в системах с ЭП большой мощности (на примере тягового электродвигателя ТАД-5 самосвала БелАЗ) позволяет улучшить уровень электромеханической совместимости преобразователя с двигателем, позволяя снизить уровень высокочастотных пульсаций электромагнитного момента в 4,5 раза.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты работы заключаются в следующем:

1. Разработана модель асинхронного ЭП в программной среде имитационного моделирования *Matlab*, включающая модели АВ, АИН, АД и их системы управления, позволяющая оценивать уровни пульсаций электромагнитного момента двигателя и входных токов системы в различных режимах работы привода при различных алгоритмах управления преобразователем.

2. Получены зависимости пульсаций электромагнитного момента АД от нагрузки и частоты вращения для разных значений $f_{\text{ШИМ}}$ при использовании алгоритмов управления инвертором на основе ПВ-ШИМ, позволяющие определить диапазон вариации частоты $f_{\text{ШИМ}}$, при котором коэффициент пульсаций электромагнитного момента поддерживается на необходимом уровне в широком диапазоне изменения нагрузок и определить диапазон частот вращения, при котором обеспечивается энергетически эффективный режим работы за счет выбора алгоритма управления инвертором с уменьшенным количеством переключений силовых ключей на периоде ШИМ.

3. Установлено, что использование в алгоритмах управления преобразователем переменной частоты ШИМ позволяет снизить уровень амплитуд высокочастотных пульсаций электромагнитного момента двигателя и входных токов АВ.

4. Выполнен синтез системы управления асинхронным ЭП с усовершенствованными алгоритмами управления преобразователем, включающей в себя: 1) алгоритм управления силовыми ключами АИН с ПВ-ШИМ адаптивной структуры, предусматривающий автоматическое регулирование средней частоты ШИМ в зависимости от величины нагрузки и осуществляющий непрерывное изменение частоты ШИМ относительно среднего значения в заданном диапазоне с заданной периодичностью, позволяющий снизить уровень пульсаций электромагнитного момента, а также обеспечить снижение динамических потерь энергии в инверторе до 30 % за счет выбора алгоритма управления инвертором с уменьшенным количеством переключений силовых ключей на периоде ШИМ; 2) алгоритм управле-

ния силовыми ключами АВ, осуществляющий непрерывное изменение частоты ШИМ относительно среднего значения в заданном диапазоне с заданной периодичностью, позволяющий снизить высокочастотные пульсации входных токов системы.

5. Разработана методика оценки уровня электромагнитной и электромеханической совместимости в ЭП, позволяющая определить параметры усовершенствованных алгоритмов управления силовыми ключами АВ и АИН, при которых обеспечивается желаемый уровень совместимости оборудования.

6. Экспериментальное исследование электромеханической совместимости показало, что применение в алгоритме управления инвертором переменной частоты ШИМ позволяет снизить уровень вибрации двигателя (диапазон 3÷8 кГц) до 8 дБ по сравнению с применением в алгоритме управления постоянной частоты ШИМ.

7. Экспериментальное исследование электромагнитной совместимости в части высокочастотных пульсаций входных токов АВ подтвердило результаты, полученные на имитационной модели, и показало снижение амплитуды пульсаций токов в 5 раз при использовании алгоритма с переменной частотой ШИМ, при этом уровень шума дросселей АВ преобразовался из тонального в широкополосный с уменьшением уровня звукового давления ориентировочно на 6 дБ.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АВ – активный выпрямитель;

АД – асинхронный двигатель;

АИН – автономный инвертор напряжения;

АЭП – автоматизированный электропривод;

ДВ – диодный выпрямитель;

КПД – коэффициент полезного действия;

НИОКР – научно-исследовательская и опытно-конструкторская работа;

ПВ-ШИМ – пространственно-векторная ШИМ;

ПОУ – полеориентированное управление;

ПУМ – прямое управление моментом;

ПЧ – преобразователь частоты;

СПП – силовой полупроводниковый преобразователь;

С-ШИМ – алгоритм синусоидальной ШИМ;

СЭС – сеть электроснабжения;

ТП – тиристорный преобразователь;

ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты;

ФКУ – фильтрокомпенсирующее устройство;

ШИМ – широтно-импульсная модуляция;

ЭВМ – электронная вычислительная машина;

ЭП – электропривод;

ЭТК – электротехнический комплекс;

7-ПВ-ШИМ – алгоритм семивекторной пространственно-векторной ШИМ;

5-ПВ-ШИМ – алгоритм пятивекторной пространственно-векторной ШИМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Адкинс, Б. Общая теория электрических машин / Б. Адкинс. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1960. – 268 с.
2. Анисимов, Я.Ф. Электромагнитная совместимость полупроводниковых преобразователей и судовых электроустановок / Я.Ф. Анисимов, Е.П. Васильев. – Л.: Судостроение, 1990. – 264 с.
3. Артюхов, И.И. Электромагнитная совместимость и качество электроэнергии: учеб. пособие / И.И. Артюхов, А.Г. Сошитов, И.И. Бочкарева. – Волгоград: ИУНЛ ВолгГТУ, 2015. – 124 с.
4. Барановский, В.В. Защита от вибраций и шума на производстве – учебное пособие / В.В. Барановский, Ю.В. Колосов. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2011. – 38 с.
5. Белов, М.П. Инжиниринг электроприводов и систем автоматизации: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / М.П. Белов, О.И. Зементов, А.Е. Козярук и др. / под ред. В.А. Новикова, Л.М. Чернигова. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 368 с.
6. Бернштейн, А.Я. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе / А.Я. Бернштейн, Ю.М. Гусяцкий, А.В. Кудрявцев, Р.С. Сарбатов / под ред. Р.С. Сарбатова. – М.: Энергия, 1980. – 328 с.
7. Болдырев, В.Г. Электротехническая совместимость электрооборудования автономных систем / В.Г. Болдырев, В.В. Бочаров, В.П. Булеков, С.Б. Резников / под ред. В.П. Булекова. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 351 с.
8. Браславский, И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод: учебное пособие для вузов / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков / под ред. И.Я. Браславского. – М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 256 с.
9. Брускин, Д.Э. Электрические машины. Ч. 2: [учебник для электротехнических специальностей вузов] / Д.Э. Брускин, А.Е. Зорохович, В.С. Хвостов – [2-е изд., перераб. и доп.] // М.: Высшая школа, 1987.
10. Васильев, Б.Ю. Повышение эффективности преобразования электрической энергии в полупроводниковых преобразователях электроприводов перемен-

ного тока / Б.Ю. Васильев // Вестник Череповецкого государственного университета. – 2015. – № 4 – С. 9-13.

11. Васильев, Б.Ю. Электропривод. Энергетика электропривода / Б.Ю. Васильев. – М.: СОЛОН-Пресс, 2015. – 268 с.

12. Васильев, Б.Ю. Эффективные алгоритмы управления полупроводниковыми преобразователями в асинхронных электроприводах / Б.Ю. Васильев, В.С. Добуш // Электричество. – 2014. – № 4. – С. 54-61.

13. Вершинин, В.И. Современные принципы построения систем управления электроприводами: Учеб. пособие / В.И. Вершинин / под. ред. А.Е. Козярук. – СПб.: Национальный минерально-сырьевой университет «Горный», 2013. – 120 с.

14. Вершинин, В.И. Электромагнитная и электромеханическая совместимость в электротехнических системах с полупроводниковыми преобразователями / В.И. Вершинин, Э.А. Загривный, А.Е. Козярук. – СПб.: Санкт-Петербургский горный институт, 2000. – 67 с.

15. Виноградов, А.Б. Анализ энергетических показателей и методика выбора оптимальных алгоритмов широтно-импульсной модуляции для управления трехфазным инвертором напряжения / А.Б. Виноградов, Д.Б. Изосимов // Электричество. – 2009. – № 5. – С. 37-41.

16. Виноградов, А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А.Б. Виноградов. – Иваново: Изд-во ГОУВПО «ИГЭУ им. В.И. Ленина», 2008. – 298 с.

17. Вольдек, А.И. Электрические машины / А.И. Вольдек. – Л.: Энергия. – 1978. – 832 с.

18. Гельман, М.В. Преобразовательная техника: учебное пособие / М.В. Гельман, М.М. Дудкин, К.А. Преображенский. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2009. – 424 с.

19. ГОСТ 12.1.003-2014. Система стандартов безопасности труда (ССБТ). Шум. Общие требования безопасности.

20. ГОСТ 32144-2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Норма качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Стандартинформ, 2014. – 15 с.

21. ГОСТ ИЕС 60034-14-2014. Машины электрические вращающиеся. Часть 14. Механическая вибрация некоторых видов машин с высотами вала 56 мм и более. Измерение, оценка и пределы жесткости вибраций. – М.: Стандартинформ, 2011. – 15 с.
22. ГОСТ Р ИСО 3744-2013. Акустика. Определение уровней звуковой мощности и звуковой энергии источников шума по звуковому давлению. Технический метод в существенно свободном звуковом поле над звукоотражающей плоскостью. – М.: Стандартинформ, 2014.
23. ГОСТ Р ИСО 5348-2002. Вибрация и удар. Механическое крепление акселерометров. – М.: Стандартинформ, 2007.
24. ГОСТ Р МЭК/ТС 60034-17-2009. Машины электрические вращающиеся. Часть 17. Руководство по применению асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором при питании от преобразователей. – М.: Стандартинформ, 2011. – 15 с.
25. Григорьев, О.А. Высшие гармоники в сетях электроснабжения 0,4 кВ / О.А. Григорьев, В.С. Петухов, В.А. Соколов, И.А. Красилов // Ж. «Новости электротехники». – 2002. – № 6 (18).
26. Двайт, Г.Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы / Г.Б. Двайт / под ред. К.А. Семендяева. – М.: Издательство «Наука», 1969. – 228 с.
27. Ефимов, А.А. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока / А.А. Ефимов, Р.Т. Шрейнер / под ред. Р.Т. Шрейнера. – Новоуральск: НГТИ, 2001. – 250 с.
28. Ефимов, А.А. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока. Теория, математическое моделирование, управление: дис. докт. техн. наук / А.А. Ефимов. – Новоуральск: НГТИ, 2002. – 426 с.
29. Жежеленко, И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий. - 4-е изд., перераб. и доп. / И.В. Жежеленко. – М.: Энергоатомиздат, 2000. – 331 с.
30. Жемеров, Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью / Г.Г. Жемеров. – М.: Энергия, 1977. – 280 с.
31. Забродин, Ю.С. Промышленная электроника / Ю.С. Забродин. – М.: Высшая школа, 1982. – 496 с.

32. Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники / Г.С. Зиновьев. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. – 199 с.
33. Иванов, М.Н. Гармоническое воздействие на электромеханические преобразователи / М.Н. Иванов, С.М. Спирев, Ю.Н. Смыков, В.В. Рыжаков, А.А. Шемшурин // Эффективное и качественное снабжение и использование электроэнергии. Екатеринбург. – 2016. – С. 205-208.
34. Каганов, И.Л. Промышленная электроника: общий курс / И.Л. Каганов. – М.: Высш. шк., 1968. – 560 с.
35. Калачев, Ю. Н. Векторное регулирование (заметки практика): методическое пособие / Ю.Н. Калачев. – Компания «ЭФО», 2013. – 72 с.
36. Каплин, А.И. Эффективность применения регулирования частоты вращения для снижения вибраций электродвигателей и электромеханизмов / А.И. Каплин // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – 2010. – Т. 118. – № 5. – С. 3-8.
37. Ключев, В.И. Теория электропривода: учеб. для вузов 3-е изд. перераб. и доп. / В.И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.
38. Козлов, М.Д. Векторное управление активным выпрямителем напряжения / М.Д. Козлов // Молодой ученый. – 2016. – № 9. – С. 184-189.
39. Козырев, С.К. Электрический привод. Термины и определения / С.К. Козырев, А.С. Анучин, А.Е. Козярук, А.Н. Ладыгин, Ю.И. Прудникова, Ю.Н. Сергиевский / под ред. С.К. Козырева. – М.: Изд-во МЭИ, 2015. – 96 с.
40. Козярук, А.Е. Автономная система энергоснабжения на базе роторно лопастного двигателя с внешним подводом теплоты и вентильного двигателя с постоянными магнитами / А.Е. Козярук, А.А. Хитров // Электротехника. – 2011. – № 12. – С. 17–22.
41. Козярук, А.Е. Прямое управление моментом в электроприводе переменного тока машин и механизмов горного производства: учебное пособие / А.Е. Козярук, В.В. Рудаков. – СПб.: Санкт-Петербургский гос. горный ин-т им. Г.В. Плеханова, 2008. – 98 с.
42. Козярук, А.Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / А.Е. Козярук, В.В. Рудаков,

А.Г. Народицкий (ред.). – СПб.: Санкт-Петербургская электротехническая компания, 2004. – 127 с.

43. Колпахчян, П.Г. Особенности создания асинхронного тягового электропривода магистральных электровозов / П.Г. Колпахчян, А.А. Зарифьян // Известия Петербургского университета путей сообщения. – 2007. – № 2.

44. Копылов, И.П. Математическое моделирование электрических машин: учеб. для вузов / И.П. Копылов. – М.: Высш. шк., 2001. – 327 с.

45. Кулик, В.Д. Силовая электроника. Автономные инверторы, активные преобразователи: учебное пособие / В.Д. Кулик. – СПб.: ГОУ ВПО «СПб ГТУРП», 2010. – 90 с.

46. Лихошерст, В.И. Полупроводниковые преобразователи электрической энергии с импульсным регулированием: учеб. пособие / В.И. Лихошерст. – Екатеринбург: ГОУ УГТУ–УПИ, 2002. – 166 с.

47. Лукутин, Б.В. Силовые преобразователи в электроснабжении: учебное пособие / Б.В. Лукутин, С.Г. Обухов. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2013. – 154 с.

48. Маклаков, А.С. Анализ работы активного выпрямителя напряжения в режимах компенсации реактивной мощности / А.С. Маклаков // Машиностроение: сетевой электронный научный журнал. – 2013. – № 1. – С. 43-50.

49. Маклаков, А.С. Влияние на сеть трехфазного мостового двухуровневого активного выпрямителя напряжения при различных видах ШИМ / А.С. Маклаков, А.А. Радионов // Машиностроение: сетевой электронный научный журнал. – 2013. – № 2. – С. 40-47.

50. Мануковский, Ю.М. Широтно-регулируемые автономные транзисторные преобразователи частоты / Ю.М. Мануковский, А.В. Пузаков. – Кишинев: Штинца, 1990. – 150 с.

51. Немцев, Г.А. Влияние высших гармонических составляющих на работу асинхронных двигателей / Г.А. Немцев, Е.А. Селезнев, Л.А. Шестакова // Вестник Чувашского университета. – 2014. – № 2. – С. 46-51.

52. Обухов, С.Г. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения / С.Г. Обухов, Е.Е. Чаплыгин, Д.Е. Кондратьев // Электричество. – 2008. – № 7. – С. 23–31.
53. Павленко, В. Сравнительный анализ электромагнитных процессов в структурах электроприводов нефтедобывающей промышленности / В. Павленко, В. Климов, И. Климов // Силовая электроника. – 2010. – № 3. – С. 30-35.
54. Пат. 2620129 Российская федерация. МПК H02M 7/5395. Способ управления автономным инвертором напряжения / А.Е. Козярук, Д.Е. Татаринов, Б.Ю. Васильев // заявитель и патентообладатель Санкт-Петербургский горный университет. – № 2016116345; заявл. 26.04.2016; опубл. 23.05.2017, Бюл. № 15. – 12 с.
55. Перельмутер, В.М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока / В.М. Перельмутер. – Харьков: Основа, 2004. – 210 с.
56. Пронин, М.В. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет) / М.В. Пронин, А.Г. Воронцов / под ред. Е.А. Крутякова. – СПб.: «Электросила», 2003. – 172 с.
57. Пронин, М.В. Электроприводы и системы с электрическими машинами и полупроводниковыми преобразователями (моделирование, расчет, применение) / М.В. Пронин, А.Г. Воронцов, П.Н. Калачиков, А.П. Емельянов / под ред. Е.А. Крутякова. – СПб.: ОАО «Силовые машины» «Электросила», 2004. – 252 с.
58. Розанов, Ю.К. Гибридные фильтры для снижения несинусоидальности тока и напряжения в системах электроснабжения / Ю.К. Розанов, Р.П. Гринберг // Электротехника. – 2006. – № 10. – С. 55-60.
59. Садиков, Д.Г. Анализ гармонического состава тока и напряжения, потребляемого преобразователями частоты / Д.Г. Садиков, В.Г. Титов // Вестник Чувашского университета. – 2015. – № 1. – С. 116-121.
60. СН 2.5.2.048-96. Уровни вибрации на морских судах. Санитарные нормы.
61. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для вузов / Г.Г. Соколовский. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 272 с.

62. Строганов, Ю. Снижение шума и вибрации трансформаторов и реакторов в эксплуатации / Ю. Строганов // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. – М.: МЭИ. – 2008. – № 10. – С. 9-20.
63. Татаринов, Д.Е. Алгоритмические методы обеспечения электромеханической совместимости асинхронных электроприводов при питании от преобразователей частоты / Д.Е. Татаринов, А.Е. Козярук // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2016. – Т. 16, № 4. – С. 77-83. DOI: 10.14529/power160410
64. Татаринов, Д.Е. Анализ и методы обеспечения электромеханической совместимости электроприводов переменного тока // Труды VIII Международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014, Саранск. – 2014. – С. 244-247.
65. Татаринов, Д.Е. Обеспечение электромеханической совместимости в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах при регулировании частоты ШИМ / Д.Е. Татаринов, А.С. Григорян, И.А. Пименова // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. – 2016. – Т. 16. – № 1. – С. 80-86. DOI: 10.14529/power160112
66. Татаринов, Д.Е. Обеспечение электромеханической совместимости в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах / Д.Е. Татаринов // Сборник тезисов докладов Юбилейной 70-ой Международной молодежной научной конференции «Нефть и Газ 2016». Том II. – Москва: РГУ нефти и газа имени И.М. Губкина, 2016. – С. 392.
67. Татаринов, Д.Е. Обоснование метода оценки адекватности модели асинхронного электропривода с векторной системой управления / Д.Е. Татаринов, Б.А. Чуркин // Естественные технические науки. – 2016. – № 12. – С. 310-317.
68. Терехов, В.М. Системы управления электроприводов: учебник для вузов / В.М. Терехов, О.И. Осипов / под ред. В.М. Терехова. – 2-е изд., стер. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 304 с.
69. Усольцев, А.А. Частотное управление асинхронными двигателями: учеб. пособие / А.А. Усольцев. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2006. – 94 с.
70. Федоров, А.С. Электромагнитная совместимость при использовании преобразователя частоты / А.С. Федоров, К.Г. Сергеев, Ю.В. Фоминых // Моло-

дѣжь и наука: Сборник материалов VI Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных. – Красноярск: Сибирский федеральный ун-т, 2011.

71. Фираго, Б.И. Регулируемые электроприводы переменного тока / Б.И. Фираго, Л.Б. Павлячик. – Минск: Техноперспектива, 2006. – 363 с.

72. Харлов, Н.Н. Электромагнитная совместимость в электроэнергетике: учеб. пособие / Н.Н. Харлов. – Томск: Изд-во ТПУ, 2007. – 207 с.

73. Чаплыгин, Е.Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией. Учебное пособие по курсу «Моделирование электронных устройств и систем» / Е.Е. Чаплыгин. – М.: Изд-во МЭИ, 2009. – 56 с.

74. Чернышев, А.Ю. Электропривод переменного тока: учебное пособие / А.Ю. Чернышев, Ю.Н. Дементьев, И.А. Чернышев. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2011. – 213 с.

75. Шрейнер, Р.Т. Электроприводы переменного тока на базе непосредственных преобразователей частоты с ШИМ: монография / Р.Т. Шрейнер, А.И. Колыгин, В.К. Кривовяз / под ред. Р.Т. Шрейнера. – Екатеринбург: ФГАОУ ВПО «РГППУ», 2012. – 223 с.

76. Akin, B. Sensored Field Oriented Control of 3-Phase Induction Motors / B. Akin, M. Bhardwaj // Texas Instruments Incorporated, 2013.

77. Belkhatat, D. Active reduction of magnetic noise in asynchronous machine controlled by stator current harmonics / D. Belkhatat, D. Roger, J.F. Brudny // Electrical Machines and Drives, 1997 Eighth International Conference on. – 1997. – Sep.

78. Bose, B.K. Modern power electronics and AC drives / B.K. Bose. – New York: Prentice-Hall, 2002, 711 p.

79. Bose, B.K. Power electronics and variable frequency drives / B.K. Bose. – New York: IEEE Press, 1996.

80. Cassoret, B. Magnetic noise reduction of induction machines / B. Cassoret, R. Corton, D. Roger, J.F. Brudny // Power Electronics, IEEE Transactions on (Volume:18, Issue: 2). – 2003. – Mar.

81. Kaźmierkowski, M.P. Control in power electronics: selected problems / M.P. Kaźmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg (ed.). – New York: Academic press, 2002.
82. Le Besnerais, J. Reduction of magnetic noise in PWM-supplied induction machines – low-noise design rules and multi-objective optimization: PhD thesis / J.Le Besnerais. – Laboratoire d'Electricit'eet d'Electronique de Puissance de Lille Ecole Centrale de Lille, 2008. – 178 p.
83. Lechat, S.S. Voltage oriented control of three-phase boost PWM converters. Design, simulation and implementation of a 3-phase boost battery charger / S.S. Lechat. – Department of Energy and Environment. Division of Electric Power Engineering. Chalmers University of Technology. Göteborg, Sweden, 2010. – 105 p.
84. Mondal, S.K. A neural-network-based space-vector PWM controller for a three-level voltage-fed inverter induction motor drive / S.K. Mondal, J.O.P. Pinto, B.K. Bose // IEEE Trans. On Industry Applications, 2002, vol. 38, no. 3, PP. 660-669.
85. Noguchi, T. Direct Power Control of PWM Converter Without Power-Source Voltage Sensor / T. Noguchi, H. Tomini, S. Kondo // IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, vol. 34, no. 3, PP. 473-479.
86. Pronin, M. Computer model-based evaluation of energy losses components in the systems with asynchronous machines and transistor converters / M. Pronin, O. Shonin, A. Vorontsov, V. Tereschenkov // The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2007. Taipei, Taiwan.
87. Rashid, M.H. Power electronics handbook: devices, circuits and applications / M.H. Rashid. – New York: Academic press, 2010.
88. Serikov, Y.A. Solutions problems of acoustic comfort in the zone of exploited electric power equipment / Y.A. Serikov, A.S. Dolgoplova // Construction, materials science, mechanical engineering. – 2015. – № 83. – C. 170-175.

ТЕКСТ ПРОГРАММЫ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Текст программы блока СУАВ:

```

function [Uv_yn, blk_pulse] = fcn(Uin, Iin, Udc_in, t_in)
%% Константы
sqrt3 = 1.732;

%% Инициал. переменных
persistent t2;           % Промежут. перем.
if isempty(t2)
    t2 = 0;
end
persistent U;           % Напр. измер.
if isempty(U)
    U = zeros(1, 2);
end
persistent I;           % Ток измер.
if isempty(I)
    I = zeros(1, 3);
end
persistent TMRCNT;
if isempty(TMRCNT)
    TMRCNT = 0;
end
persistent TMRCNT2;
if isempty(TMRCNT2)
    TMRCNT2 = 0;
end
persistent Usm;
if isempty(Usm)
    Usm = 0;
end
persistent tau;
if isempty(tau)
    tau = 0;
end
persistent tau_int;
if isempty(tau_int)
    tau_int = 0;
end
persistent tau_corr;
if isempty(tau_corr)
    tau_corr = 0;
end
persistent sin_int;
if isempty(sin_int)
    sin_int = 0;
end
persistent cos_int;
if isempty(cos_int)

```

```

        cos_int = 0;
    end
    persistent Id;
    if isempty(Id)
        Id = 0;
    end
    persistent Iq;
    if isempty(Iq)
        Iq = 0;
    end
    persistent diffU;
    if isempty(diffU)
        diffU = 0;
    end
    persistent Udzf;
    if isempty(Udzf)
        Udzf = 700/0.371;
    end
    persistent out_n;
    if isempty(out_n)
        out_n = 0;
    end
    persistent Su;
    if isempty(Su)
        Su = 0;
    end
    persistent diffId;
    if isempty(diffId)
        diffId = 0;
    end
    persistent diffIq;
    if isempty(diffIq)
        diffIq = 0;
    end
    persistent Sid;
    if isempty(Sid)
        Sid = 0;
    end
    persistent Siq;
    if isempty(Siq)
        Siq = 0;
    end
    persistent Udvf;
    if isempty(Udvf)
        Udvf = 0;
    end
    persistent Uqvf;
    if isempty(Uqvf)
        Uqvf = 0;
    end
    persistent Uabc;
    if isempty(Uabc)

```

```

    Uabc = zeros(3,1);
end

%% Начальные условия
Tcomp = 222,2e-6;          % Период цикла работы СУ
fnom = 50;
op = 2*pi/(1/(fnom*Tcomp));
Udz = 700/0.371;           % Зад. напр.
Kui = 40;                  % Интегр. коэф. рег. напр.
Kup = 6;                   % Пропорц. коэф. рег. напр.
Kidi = 200;                % Интегр. коэф. рег. тока Id
Kidp = 3;                  % Пропорц. коэф. рег. тока Id
Kiqi = 200;                % Интегр. коэф. рег. тока Iq
Kiqp = 4;                  % Пропорц. коэф. рег. тока Iq
SuMAX = 80/0.1342;         % Огран. зад. актив. тока
SuMIN = -SuMAX;
Iqz = 0;                   % Зад. реакт. тока
Tf = 2000;                 % Пост. врем. фильтра

%% Опред. шага расч.
dt=(t_in-t2);
t2=t_in;

%% Сигн. с датч. напр. и тока
U(1) = Uin(1)/0.4141;
U(2) = Uin(2)/0.4141;
I(1) = Iin(1)/0.1342;
I(2) = Iin(2)/0.1342;
I(3) = Iin(3)/0.1342;
Udc = Udc_in/0.371;

%% Цикл прогн.
TMRCNT = TMRCNT+1;
TMRCNT2 = TMRCNT2+1;
if TMRCNT >= fix(Tcomp/dt)
    TMRCNT = 0;
    %% Фазн. преобр.
    % Вычисл. напр.
    Ua = (2*U(1)+U(2))/3;
    Ub = U(2)/sqrt3;
    Usm = sqrt(Ua^2+Ub^2);
    cosA = Ua/Usm;
    sinA = Ub/Usm;
    if Ub < 0
        tau = 2*pi-acos(Ua/Usm);
    else
        tau = acos(Ua/Usm);
    end

    % Вычисл. токов
    Ia = (2*I(1)-I(2)-I(3))/3;
    Ib = (I(2)-I(3))/sqrt3;

```

```

%% Постр. внутр. развертки
tau_int = tau_int+op;
if tau_int > 2*pi
    tau_int = 0;
end

%% Корр. внутр. развертки
tau_ = tau_int-tau_corr;
sin_int = sin(tau_);
cos_int = cos(tau_);
tau_corr = tau_corr+100*(cosA*sin_int-sinA*cos_int)*Tcomp;
if tau_corr > 2*pi
    tau_corr = tau_corr-2*pi;
end
if tau_corr < -2*pi
    tau_corr = tau_corr+2*pi;
end

%% Опред. проекций токов на оси dq
Id = Ia*cos_int+Ib*sin_int;
Iq = Ib*cos_int-Ia*sin_int;
end

if TMRCNT2 >= fix(Tcomp/dt)
    TMRCNT2 = 0;
    %% Пер. нагр.
    diffU_ = diffU;
    if Udc < 0.9*Udzf
        Udzf = Udc;
    end
    diffU = Udzf-Udc;
    if (t_in < 0.03)
        diffU = 0;
        out_n = 0;
    else
        out_n = 1;
    end
    if Usm < 100/0.4141
        diffU = diffU_;
        Udzf = Udc;
    end
    Su = Su+diffU*Tcomp*Kui;
    if Su > SuMAX
        Su = SuMAX;
    end
    if Su < SuMIN
        Su = SuMIN;
    end
    Idz = Su+diffU*Kup;
    if Idz > SuMAX
        Idz = SuMAX;

```

```

end
if Idz < SuMIN
    Idz = SuMIN;
end
Udzf = Udzf+2400*Tcomp;
if Udzf > Udz
    Udzf = Udz;
end

%% Пер. тока Id
diffId_ = diffId;
diffId = Idz-(Id);
if Usm < 100/0.4141
    diffId = diffId_;
end
Sid = Sid+diffId*Tcomp*Kidi;
Idreg = Sid+diffId*Kidp;

%% Пер. тока Iq
diffIq_ = diffIq;
diffIq = Iqz-(Iq);
if Usm < 100/0.4141
    diffIq = diffIq_;
end
Siq = Siq+diffIq*Tcomp*Kiqi;
Iqreg = Siq+diffIq*Kiqp;

%% Форм. упр. напр.
udv = Usm-Idreg+Iq*0.00095*2*pi*50;
uqv = -Iqreg+Id*0.00095*2*pi*50;

%% Фильтр. упр. напр.
Udvf = Udvf+(udv-Udvf)*Tcomp*Tf;
Uqvf = Uqvf+(uqv-Uqvf)*Tcomp*Tf;

%% Коорд. преобр. упр. напр. dq-ab
Uva = Udvf*cos_int-Uqvf*sin_int;
Uvb = Udvf*sin_int+Uqvf*cos_int;

%% Фазн. преобр. упр. напр. 2-3
Uv1 = ((Uva))/Usm;
Uv2 = ((sqrt3*Uvb-Uva)/2)/Usm;
Uv3 = ((-sqrt3*Uvb-Uva)/2)/Usm;
Uabc = [Uv1; Uv2; Uv3];
end

%% Выходные переменные
blk_pulse = out_n;
Uv_yn = [Uabc];

```


Текст программы блока БФ ШИМ АВ:

```

function [out1, kvn] = fcn(Uv_yn, t_in)
%% Конст. по зад. част. опорн. напр.
oop = 4000;           % f_ШИМ для алг. с пост. част. ШИМ
gr = 360;
df_max = 500;         % Макс. откл. част.
f_pr = 2000/(1/50); % Приращ. част. на 1 шаге расч.
f_sr = 4000;          % Ср. зн. част.

%% Инициал. вн. перемен.
persistent t2;        % Промежут. перемен.
if isempty(t2)
    t2 = 0;
end
persistent f_Tpwm1;    % Текущ. зн. f_ШИМ
if isempty(f_Tpwm1)
    f_Tpwm1 = 4000;
end
persistent f_op;       % f_ШИМ в алг. с перемен. частотой
if isempty(f_op)
    f_op = 4000;
end
persistent flag;
if isempty(flag)
    flag = 0;
end
persistent otop_1;     % Интегр. пины 1
if isempty(otop_1)
    otop_1 = 180;
end
persistent otop_05;    % Интегр. пины 0,5
if isempty(otop_05)
    otop_05 = 0;
end
persistent t_cycl_pila_1; % Прерыв. по периоду ШИМ
if isempty(t_cycl_pila_1)
    t_cycl_pila_1 = 0;
end
persistent t_cycl_pila_05; % Прерыв. по 0,5 периода ШИМ
if isempty(t_cycl_pila_05)
    t_cycl_pila_05 = 0;
end
persistent F_upr;      % Импульс. упр. тр-ми
if isempty(F_upr)
    F_upr = zeros(3,2);
end
persistent Uy;         % Напр. упр.
if isempty(Uy)
    Uy = zeros(3,1);
end
end

```

```

%% Опред. шага расч.
dt = (t_in-t2);
t2 = t_in;

%% Измен. част. опорн. напр.
if flag == 0;
    f_op = f_op+dt*f_pr;
else
    f_op = f_op-dt*f_pr;
end
if f_op > (f_sr+df_max)
    f_op = (f_sr+df_max);
    flag = 1;
end
if f_op < (f_sr-df_max)
    f_op = (f_sr-df_max);
    flag = 0;
end

%% Наблюдатель периода
if (t_cycl_pila_1==1) || (t_cycl_pila_05==1)
    t_cycl_pila_1=0;
    t_cycl_pila_05=0;
end

%% Форм. пилы
% Дискр. по осн. периоду пилы
отор_1 = отор_1+(dt*f_Tpwm1*gr);
if отор_1 > 180
    f_Tpwm1 = f_op;          % =оор - пост. f_ШИМ; =f_op - перем. f_ШИМ
    отор_1 = -180;
    t_cycl_pila_1 = 1;
end
% Разв. пилы + дискр. по 0,5 периода пилы
отор_05 = отор_05+(dt*f_Tpwm1*gr);
опорн = отор_05;
if отор_05 > 180
    опорн = 180;
    отор_05 = -180;
    t_cycl_pila_05 = 1;
end
опорн = -(abs(опорн/90)-1);    % Формир. треуг. симметр. разв. и ее
сдвиг

%% Формирование ИУ
Uy(1,1) = Uv_yn(1);
Uy(2,1) = Uv_yn(2);
Uy(3,1) = Uv_yn(3);
for n = 1:1:3
    if Uy(n,1) > опорн
        F_upr(n,1) = 1;
        F_upr(n,2) = 0;
    end
end

```

```

else
    F_upr(n,1) = 0;
    F_upr(n,2) = 1;
end
end

%% Выходные переменные
kvn = [F_upr(1,2), F_upr(1,1), F_upr(2,2), F_upr(2,1), F_upr(3,2),
F_upr(3,1)];
out1=[oporn, Uy(1,1)];

```

Текст программы блока СУЭП:

```

function [Ui_yn, out2, out3] = fcn(t_in, Udc_in, Iin, wr)
%% Конст.
sqrt3 = 1.73205;

% Парам. двиг.
Zp = 3;
Rs = 0.0721;
Rr = 0.1184;
Lds = 0.00345;           % инд. расс. стат.
Ldr = 0.00231;           % инд. расс. рот.
Lm = 0.00858;           % инд. намагн.
Ls = Lds+Lm;             % собств. инд. стат.
Lr = Ldr+Lm;             % собств. инд. рот.
Tr = Lr/Rr;              % пост. врем. рот.
Wn = 100.17;             % ном. скорость двиг. рад/с
Mem_n = 195.198;

%% Инициал. рег.
persistent Flux_rz;
if isempty(Flux_rz)
    Flux_rz = 0.5545/2;
end
persistent Phi_rd_f;
if isempty(Phi_rd_f)
    Phi_rd_f = 0;
end
persistent Phi_rd_f1;
if isempty(Phi_rd_f1)
    Phi_rd_f1 = 0;
end
persistent S_id;
if isempty(S_id)
    S_id = 0;
end
persistent flag;
if isempty(flag)
    flag = 0;
end
persistent Wz;

```

```

if isempty(Wz)
    Wz = 0;
end
persistent S_w;
if isempty(S_w)
    S_w = 0;
end
persistent S_iq;
if isempty(S_iq)
    S_iq = 0;
end

%% Инициал. внутр. перемен.
persistent t2;
if isempty(t2)
    t2 = 0;
end
persistent Phi_rd;
if isempty(Phi_rd)
    Phi_rd = 0;
end
persistent ThetaFlux;
if isempty(ThetaFlux)
    ThetaFlux = 0;
end

%% Опред. шага расч.
dt = (t_in-t2);
t2 = t_in;

%% Фазн. преобр. Iавс(phaze)->Iab
Ia = (2*Iin(1)-Iin(2)-Iin(3))/3;
Ib = (Iin(2)-Iin(3))/(3^0.5);

%% Коорд. преобр. Iав->Idq
Id = Ia*cos(ThetaFlux)+Ib*sin(ThetaFlux);
Iq = Ib*cos(ThetaFlux)-Ia*sin(ThetaFlux);

%% Вычисл. потока ротора по оси dq
Phi_rd = Phi_rd+(Lm*Id-Phi_rd)*Tr;

% Огр. по мин. зн. потока
Phi_rd1 = Phi_rd;
if Phi_rd1 <= 1e-3
    Phi_rd1 = 1e-3;
end

% Фильтр. потока от шума
Tf_phir1 = 0.005;
Phi_rd_f1 = Phi_rd_f1+(Phi_rd1-Phi_rd_f1)*Tf_phir1;

```

```

%% Вычисл. угла полеориентир.
% Вычисл. скольжения
w2 = Lm*Iq/(Tr*Phi_rd_f1);

% Вычисл. угла
ThetaFlux = ThetaFlux+(w2+wr*Zp)*dt;
if ThetaFlux > 2*pi
    ThetaFlux = ThetaFlux-2*pi;
end

%% Парам. рег.
% Коэф. рег. Id
kp_id = 5;
ki_id = 50;

% Коэф. рег. W
kp_w = 7.5;
ki_w = 16;

% Коэф. рег. Iq
kp_iq = 5;
ki_iq = 50;

%% Задание потока
Phi_rdn = 0.5545;
% Задатчик интенсив. потока
Flux_rz = Flux_rz+(Phi_rdn/2)*dt/1.2;
if Flux_rz >= Phi_rdn
    Flux_rz = Phi_rdn;
end

%% Рег_Id
Idz = Flux_rz/Lm;
diff_Id = Idz-Id;
S_id = S_id+ki_id*diff_Id*dt;
Ud = S_id+kp_id*diff_Id;

%% Рег_W
% Фильтр потока
Tf_phir = 0.00005;
Phi_rd_f = Phi_rd_f+(Phi_rdl-Phi_rd_f)*Tf_phir;

% Разр. пуска
if Phi_rd_f >= Phi_rdn*0.5/1
    flag = 1;
end
Wz = Wz+Wn*dt/1.2;
if flag < 0.5
    Wz = 3;
end
if Wz >= Wn
    Wz = Wn;

```

```

end
diff_W = Wz-wr;
S_w = S_w+ki_w*diff_W*dt;
Memz = S_w+kp_w*diff_W;

% Огран. зад. зн. электромагн. момента
if S_w > Mem_n*1.1
    S_w = Mem_n*1.1;
end
if S_w < -Mem_n*1.1
    S_w = -Mem_n*1.1;
end
if Memz > Mem_n*1.145
    Memz = Mem_n*1.145;
end
if Memz < -Mem_n*1.145
    Memz = -Mem_n*1.145;
end

%% Per_Iq
Iqz = 2*Memz*Lr/(3*Zp*Lm*0.5545);
diff_Iq = Iqz-Iq;
S_iq = S_iq+ki_iq*diff_Iq*dt;
Uq = S_iq+kp_iq*diff_Iq;

%% Преобр. коорд.
Ua1 = Ud*cos(ThetaFlux)-Uq*sin(ThetaFlux);
Ub1 = Ud*sin(ThetaFlux)+Uq*cos(ThetaFlux);

%% Форм. упр. напр.
UA = sqrt3*Ua1/Udc_in;
UB = sqrt3*((3^0.5)*Ub1-Ua1)/(2*Udc_in);
UC = sqrt3*(-(3^0.5)*Ub1-Ua1)/(2*Udc_in);

%% Выходные данные
Ui_yn = [UA; UB; UC];
out2 = [Idz, Id, Iqz, Iq];
out3 = [Wz, wr];

```

Текст программы блока БФ ШИМ АИН:

```

function [out4, kin] = fcn(Ui_yn, t_in)
%% Конст. по зад. част. опорн. напр.
sqrt3 = 1.73205;
oor = 4000; % f_ШИМ для алг. с пост. част. ШИМ
gr = 360;
df_max = 500; % Макс. откл. част.
f_pr = 2000/(1/50); % Приращ. част. на 1 шаге расч.
f_sr = 4000; % Ср. зн. част.

%% Инициал. вн. перемен.
persistent t2; % Промежут. перемен.

```

```

if isempty(t2)
    t2 = 0;
end
persistent f_Tpwm1;           % Текущ. зн. f_ШИМ
if isempty(f_Tpwm1)
    f_Tpwm1 = 4000;
end
persistent f_op;              % f_ШИМ в алг. с перем. частотой
if isempty(f_op)
    f_op = 4000;
end
persistent flag;
if isempty(flag)
    flag = 0;
end
persistent otop_1;            % Интегр. пилы 1
if isempty(otop_1)
    otop_1 = 180;
end
persistent otop_05;           % Интегр. пилы 0,5
if isempty(otop_05)
    otop_05 = 0;
end
persistent t_cycl_pila_1;      % Прерыв. по периоду ШИМ
if isempty(t_cycl_pila_1)
    t_cycl_pila_1 = 0;
end
persistent t_cycl_pila_05;     % Прерыв. по 0,5 периода ШИМ
if isempty(t_cycl_pila_05)
    t_cycl_pila_05 = 0;
end
persistent F_upr;              % Имп. упр. тр-ми
if isempty(F_upr)
    F_upr = zeros(3,2);
end
persistent Uy;                 % Напр. упр.
if isempty(Uy)
    Uy = zeros(3,1);
end

%% Инициал. перем. алг. ПВ-ШИМ
ALGORITHM = 1;
persistent TA;                 % Время подкл. фазы А к +
if isempty(TA)
    TA = 0;
end
persistent TB;                 % Время подкл. фазы В к +
if isempty(TB)
    TB = 0;
end
persistent TC;                 % Время подкл. фазы С к +
if isempty(TC)

```

```

    TC = 0;
end
persistent t_pwm;    % Текущ. период ШИМ
if isempty(t_pwm)
    t_pwm = 0;
end

%% Опред. шага расч.
dt = (t_in-t2);
t2 = t_in;

%% Коорд. преобр. авс(фазн)->ab
Ua = (2*Ui_yn(1)-Ui_yn(2)-Ui_yn(3))/3;
Ub = (Ui_yn(2)-Ui_yn(3))/sqrt3;

% Ампл. и угл. полож. вект. напр.
Usm = sqrt(Ua^2+Ub^2); % Ампл. знач. напряж.
cosA = Ua/Usm;

if Ub < 0
    tau = 2*pi-acos(cosA);
else
    tau = acos(cosA);
end

%% Измен. част. опорн. напр.
if flag == 0;
    f_op = f_op+dt*f_pr;
else
    f_op = f_op-dt*f_pr;
end
if f_op > (f_sr+df_max)
    f_op = (f_sr+df_max);
    flag = 1;
end
if f_op < (f_sr-df_max)
    f_op = (f_sr-df_max);
    flag = 0;
end

%% Алг. 7-ПВ-ШИМ
if ALGORITHM == 1
    %% Вычисл. вр. подкл. фазы к +DC
    Us = Usm; % Ампл. зад. напр.
    if t_cycl_pila_1 == 1;

        t_pwm = 1/f_Tpwm1; % Период ШИМ
        % 1-сектор
        if (0 < tau) && (tau <= pi/3)
            teta = tau;
            tb11 = Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);
            tb22 = Us*t_pwm*sin(teta);

```



```

    t00 = t_pwm-tb11-tb22;
    TA = tb11+tb22+t00/2;
    TB =          tb22+t00/2;
    TC =          t00/2;
end
% 2-сектор
if (pi/3 < tau) && (tau <= 2*pi/3)
    teta = tau-pi/3;
    tb11 = Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);
    tb22 = Us*t_pwm*sin(teta);
    t00 = t_pwm-tb11-tb22;
    TA = tb11          +t00/2;
    TB = tb11+tb22+t00/2;
    TC =          t00/2;
end
% 3-сектор
if (2*pi/3 < tau) && (tau <= pi)
    teta = tau-2*pi/3;
    tb11 = Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);
    tb22 = Us*t_pwm*sin(teta);
    t00 = t_pwm-tb11-tb22;
    TA =          t00/2;
    TB = tb11+tb22+t00/2;
    TC =          tb22+t00/2;
end
% 4-сектор
if (pi < tau) && (tau <= 4*pi/3)
    teta = tau-pi;
    tb11 = Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);
    tb22 = Us*t_pwm*sin(teta);
    t00 = t_pwm-tb11-tb22;
    TA =          t00/2;
    TB = tb11          +t00/2;
    TC = tb11+tb22+t00/2;
end
% 5-сектор
if (4*pi/3 < tau) && (tau <= 5*pi/3)
    teta = tau-4*pi/3;
    tb11 = Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);
    tb22 = Us*t_pwm*sin(teta);
    t00 = t_pwm-tb11-tb22;
    TA =          tb22+t00/2;
    TB =          t00/2;
    TC = tb11+tb22+t00/2;
end
% 6-сектор
if (5*pi/3 < tau) && (tau <= 2*pi)
    teta = tau-5*pi/3;
    tb11 = Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);
    tb22 = Us*t_pwm*sin(teta);
    t00 = t_pwm-tb11-tb22;
    TA = tb11+tb22+t00/2;

```

```

        TB =          t00/2;
        TC = tb11      +t00/2;
    end
end
end

%% Алг. 5-ПВ-ШИМ
if ALGORITM == 2
    %% Вычисл. вр. подкл. фазы к +DC
    Us = Usm; % Ампл. зад. напр.
    if t_cycl_pila_1 == 1;
        t_pwm = 1/f_Tpwm1; %Период ШИМ
        % 1-сектор
        if (0 < tau) && (tau <= pi/3)
            teta = tau;
            tb11 = Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);
            tb22 = Us*t_pwm*sin(teta);
            TA = tb11+tb22;
            TB =      tb22;
            TC = 0;
        end
        % 2-сектор
        if (pi/3 < tau) && (tau <= 2*pi/3)
            teta = tau-pi/3;
            tb11 = Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);
            tb22 = Us*t_pwm*sin(teta);
            TA = tb11;
            TB = tb11+tb22;
            TC = 0;
        end
        % 3-сектор
        if (2*pi/3 < tau) && (tau <= pi)
            teta = tau-2*pi/3;
            tb11 = Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);
            tb22 = Us*t_pwm*sin(teta);
            TA = 0;
            TB = tb11+tb22;
            TC =      tb22;
        end
        % 4-сектор
        if (pi < tau) && (tau <= 4*pi/3)
            teta = tau-pi;
            tb11 = Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);
            tb22 = Us*t_pwm*sin(teta);
            TA = 0;
            TB = tb11;
            TC = tb11+tb22;
        end
        % 5-сектор
        if (4*pi/3 < tau) && (tau <= 5*pi/3)
            teta = tau-4*pi/3;
            tb11 = Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);

```

```

        tb22 = Us*t_pwm*sin(teta);
        TA = tb22;
        TB = 0;
        TC = tb11+tb22;
    end
    % 6-сектор
    if (5*pi/3 < tau) && (tau <= 2*pi)
        teta = tau-5*pi/3;
        tb11 = Us*t_pwm*sin(pi/3-teta);
        tb22 = Us*t_pwm*sin(teta);
        TA = tb11+tb22;
        TB = 0;
        TC = tb11;
    end
end
end

%% Форм. упр. напр. для алг. ПВ-ШИМ
UA1 = -(1-2*TA/t_pwm);
UB1 = -(1-2*TB/t_pwm);
UC1 = -(1-2*TC/t_pwm);

%% Наблюдатель периода
if (t_cycl_pila_1 == 1) || (t_cycl_pila_05 == 1)
    t_cycl_pila_1 = 0;
    t_cycl_pila_05 = 0;
end

%% Форм. пины
% Дискр. по осн. периоду пины
отор_1 = отор_1+(dt*f_Трwm1*gr);
if отор_1 > 180
    f_Трwm1 = f_ор; % =оор - пост. f_ШИМ; =f_ор - перем. f_ШИМ
    отор_1 = -180;
    t_cycl_pila_1 = 1;
end
% Разв. пины + дискр. по 0,5 периода пины
отор_05 = отор_05+(dt*f_Трwm1*gr);
орорн = отор_05;
if отор_05 > 180
    орорн = 180;
    отор_05 = -180;
    t_cycl_pila_05 = 1;
end
орорн = -(abs(орорн/90)-1); % Формир. треуг. симметр. разв. и ее
сдвиг

%% Формирование ИУ
Uy(1,1) = UA1;
Uy(2,1) = UB1;
Uy(3,1) = UC1;
for n = 1:1:3

```

```

    if Uy(n,1) > oporn
        F_upr(n,1) = 1;
        F_upr(n,2) = 0;
    else
        F_upr(n,1) = 0;
        F_upr(n,2) = 1;
    end
end

%% Выходные переменные
kin = [F_upr(1,2), F_upr(1,1), F_upr(2,2), F_upr(2,1), F_upr(3,2),
F_upr(3,1)];
out4 = [oporn, Uy(1,1)];

```

Текст программы блока **Speed_looker**:

```

function W = fcn(t_in, Uin, Iin)
%% Конст.
% Парам. двиг.
Zp = 3;
Rs = 0.0721;
Rr = 0.1184;
Lds = 0.00345;           % инд. расс. стат.
Ldr = 0.00231;           % инд. расс. рот.
Lm = 0.00858;           % инд. намагничивания
Ls = Lds+Lm;             % собств. инд. стат.
Lr = Ldr+Lm;             % собств. инд. рот.
Tr = Lr/Rr;              % пост. врем. рот.

%% Инициал. внутр. перем.
persistent t2;
if isempty(t2)
    t2 = 0;
end
persistent Phi_sa;
if isempty(Phi_sa)
    Phi_sa = 0;
end
persistent Phi_sb;
if isempty(Phi_sb)
    Phi_sb = 0;
end
persistent Phi_ral;
if isempty(Phi_ral)
    Phi_ral = 0;
end
persistent Phi_rbl;
if isempty(Phi_rbl)
    Phi_rbl = 0;
end
persistent wr_f;
if isempty(wr_f)
    wr_f = 0;
end

```

```

end
persistent t;
if isempty(t)
    t = 0;
end

%% Опред. шага расч.
dt = (t_in-t2);
t2 = t_in;

%% Коорд. преобр. Uавс(line)->Uab
Ua = (2*Uin(1)+Uin(2))/3;
Ub = Uin(2)/1.732;

%% Коорд. преобр. Iавс(phaze)->Iab
Ia = (2*Iin(1)-Iin(2)-Iin(3))/3;
Ib = (Iin(2)-Iin(3))/(3^0.5);

%% Вычисл. потока стат. в ab
Phi_sa = Phi_sa+(Ua-Ia*Rs)*dt;
Phi_sb = Phi_sb+(Ub-Ib*Rs)*dt;

%% Вычисл. потока ротора в ab
Phi_ra = Phi_sa*Lr/Lm-Ia*(Ls*Lr/Lm-Lm);
Phi_rb = Phi_sb*Lr/Lm-Ib*(Ls*Lr/Lm-Lm);
% Ампл. потока ротора
Phi_rm = sqrt(Phi_ra^2+Phi_rb^2);

%% Произв. потока рот. в ab
dPhi_ral = (Phi_ra-Phi_ral)/dt;
Phi_ral = Phi_ra;
dPhi_rbl = (Phi_rb-Phi_rbl)/dt;
Phi_rbl = Phi_rb;

%% Част. вращ. поля стат.
we = (Phi_ra*Phi_ra)/(Phi_rm*Phi_rm)*((Phi_ra*dPhi_rbl-
Phi_rb*dPhi_ral)/(Phi_ra*Phi_ra));

%% Част. вращ. рот.
wr = (we-1/(Phi_rm*Phi_rm)*Lm/Tr*(Phi_ra*Ib-Phi_rb*Ia))/Zp;
Tf_wr = 0.00009;
if t > 1
    wr_f = wr_f+(wr-wr_f)*Tf_wr;
end
t = t+1;

%% Выходные данные
W = wr_f;

```

АКТ ВНЕДРЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ

Публичное акционерное общество «Силовые машины - ЗТЛ, ЛМЗ, Электросила, Энергомашэкспорт»
(ПАО «Силовые машины»)

ул. Ватутина, д. 3, лит. А, Санкт-Петербург, Россия, 195009, тел. +7 (812) 346-70-37, факс +7 (812) 346-70-35
mail@power-m.ru; www.power-m.ru

**АКТ ВНЕДРЕНИЯ
РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ
на соискание ученой степени кандидата технических наук
«ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ
СОВМЕСТИМОСТИ В ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСАХ
С АСИНХРОННЫМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ»
ТАТАРИНОВА ДЕНИСА ЕВГЕНЬЕВИЧА**

В рамках диссертационной работы Татаринова Д.Е. разработаны методика оценки уровня электромагнитной и электромеханической совместимости в асинхронном электроприводе и специальные алгоритмы управления силовым преобразователем. Разработанная методика позволяет осуществить выбор параметров и структуры алгоритмов управления с точки зрения обеспечения электромагнитной и электромеханической совместимости оборудования и энергетической эффективности его работы. Применение усовершенствованных алгоритмов управления силовым преобразователем в асинхронном электроприводе позволяет улучшить электромагнитную и электромеханическую совместимость электропривода в части снижения уровня высокочастотных пульсаций электромагнитного момента двигателя и входных токов системы, тем самым уменьшив уровень вибрации и шума оборудования. Выполненное экспериментальное исследование подтвердило основные научные результаты, полученные в работе.

Диссертационная работа представляет научный и практический интерес для энергомашиностроительного предприятия ПАО «Силовые машины». В ПАО «Силовые машины» при разработке и модернизации электротехнических комплексов с асинхронными электроприводами предполагается использование разработанных рекомендаций и алгоритмов, полученных в диссертации Татаринова Д.Е.

Директор завода «Электросила»



В.Н. Рабченя

ПАТЕНТ НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2620129

**СПОСОБ УПРАВЛЕНИЯ АВТОНОМНЫМ ИНВЕРТОРОМ
НАПРЯЖЕНИЯ**

Патентообладатель: *федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Санкт-Петербургский горный университет" (RU)*

Авторы: *Козярук Анатолий Евтихиевич (RU), Татаринов Денис Евгеньевич (RU), Васильев Богдан Юрьевич (RU)*

Заявка № 2016116345

Приоритет изобретения 26 апреля 2016 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 23 мая 2017 г.

Срок действия исключительного права
на изобретение истекает 26 апреля 2036 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ(19) **RU** (11) **2 620 129** (13) **C1**
(51) МПК
H02M 7/5395 (2006.01)

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21)(22) Заявка: 2016116345, 26.04.2016

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
26.04.2016Дата регистрации:
23.05.2017

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 26.04.2016

(45) Опубликовано: 23.05.2017 Бюл. № 15

Адрес для переписки:

199106, Санкт-Петербург, В.О., 21 линия, 2,
ФГБОУ ВО "Санкт-Петербургский горный
университет", отдел интеллектуальной
собственности и трансфера технологий (отдел
ИС и ТТ)

(72) Автор(ы):

Козярук Анатолий Евтихиевич (RU),
Татаринев Денис Евгеньевич (RU),
Васильев Богдан Юрьевич (RU)

(73) Патентообладатель(и):

федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего
образования "Санкт-Петербургский горный
университет" (RU)(56) Список документов, цитированных в отчете
о поиске: RU2326486C1,10.06.2008.

RU2482595C1,20.05.2013.

US7420824B2,02.09.2008.

WO1990001826A1,22.02.1990.

RU2326486C1,10.06.2008.

RU2482595C1,20.05.2013.

US7420824B2,02.09.2008.

WO1990001826A1,22.02.1990.

(54) СПОСОБ УПРАВЛЕНИЯ АВТОНОМНЫМ ИНВЕРТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ

(57) Реферат:

Изобретение относится к области электротехники и может быть использовано в системах управления автономными инверторами напряжения с широтно-импульсной модуляцией для преобразователей частоты, входящих в состав систем электроприводов переменного тока с жесткими требованиями по электромагнитной и электромеханической совместимости. Техническим результатом изобретения является улучшение виброшумовых и массогабаритных показателей электропривода переменного тока при одновременном повышении его электромагнитной и электромеханической совместимости. В способе управления автономным инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) осуществляют изменение частоты опорного сигнала треугольной формы в заданном диапазоне частот таким

образом, что длительность каждого последующего периода ШИМ отличается от предыдущего периода. В результате обеспечивается «размазывание» высокочастотного спектра выходного напряжения преобразователя частоты, т.е. происходит уменьшение амплитуд отдельно взятых высокочастотных гармоник. Аналогичный эффект наблюдается в токах, потребляемых асинхронным двигателем, и его электромагнитном моменте. Вследствие уменьшения амплитуд гармоник тока и электромагнитного момента двигателя происходит снижение шума и вибраций электропривода, уменьшаются габариты выходного фильтра преобразователя в случае его наличия. 4 ил.