

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«Национальный исследовательский институт «МЭИ»

На правах рукописи

ШПАК ДМИТРИЙ МИХАЙЛОВИЧ

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ
ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ШПИНДЕЛЕЙ СТАНКОВ НА БАЗЕ
АСИНХРОННЫХ И СИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ**

Специальность 05.09.03 – электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, доцент
Анучин А. С.

Москва – 2019

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	5
Глава 1 Структуры векторного управления для электроприводов переменного тока с ослаблением поля.....	13
1.1 Структура системы векторного управления синхронным электродвигателем.....	15
1.1.1 Структура системы векторного управления	15
1.1.2 Реализация максимального момента для заданного тока	17
1.1.3 Компенсация перекрестных связей осей d и q	18
1.1.4 Ослабление поля синхронной машины в условиях ограничения напряжения	20
1.2 Моделирование системы управления синхронным двигателем	24
1.2.1 Общая характеристика модели электропривода.....	24
1.2.2 Модель инвертора и генератора ШИМ-сигналов	26
1.2.3 Математическое описание синхронной машины	29
1.2.4 Результаты моделирования	31
1.3 Структура системы векторного управления асинхронным электродвигателем.....	34
1.3.1 Структура системы векторного управления	34
1.3.2 Наблюдатель потокосцепления ротора электродвигателя с коррекцией параметров в процессе работы.....	36
1.4 Моделирование системы управления асинхронным двигателем	42
1.4.1 Математическое описание асинхронной машины с нелинейной взаимной индуктивностью	42
1.4.2 Результаты моделирования	45
1.5 Результаты экспериментов.....	52

1.5.1	Испытания системы управления асинхронным электродвигателем .	52
1.5.2	Испытания системы управления синхронным электродвигателем ...	57
1.6	Выводы по главе.....	62
Глава 2		
Оптимизация широтно-импульсной модуляции в электроприводах переменного тока.....		64
2.1	Методы снижения потерь в инверторах при использовании динамической смены привязок.....	64
2.2	Перераспределение потерь между силовыми модулями при разных условиях теплоотвода.....	76
2.3	Методы снижения потерь и балансировки конденсаторов звена постоянного тока в трёхуровневых инверторах.....	86
2.4	Выводы по главе.....	100
Глава 3		
Измерение скорости в высокоскоростных электроприводах		101
3.1	Синусно-косинусный инкрементальный датчик положения ротора	101
3.2	Измерение скорости на низких скоростях вращения по аналоговым сигналам и автоматическая калибровка сигналов АЦП	104
3.3	Синхронизированный метод измерения скорости по цифровым сигналам ДПР	115
3.4	Выводы по главе.....	127
Глава 4		
Автоматическая настройка регуляторов системы управления... 128		
4.1	Зависимость коэффициентов регуляторов тока векторной системы управления от параметров двигателей	128
4.2	Идентификация параметров двигателя.....	131
4.2.1	Идентификация сопротивления обмотки статора	131
4.2.2	Идентификация индуктивности продольной оси синхронной машины	

4.2.3	Идентификация индуктивности поперечной оси синхронной машины	139
4.2.4	Расчёт дифференциальной индуктивности	141
4.3	Сравнение статических и динамических коэффициентов регуляторов	144
4.4	Выводы по главе.....	146
Глава 5	Система контроля состояния изоляции электроприводов для TN-сетей	147
5.1	Принцип работы системы контроля изоляции.....	148
5.2	Результаты испытаний.....	152
5.3	Обработка сигнала датчика тока утечки для вычисления сопротивления изоляции	154
5.4	Выводы по главе.....	156
	Заключение.....	157
	Библиографический список.....	159

Введение

Многокоординатные станки с числовым программным управлением являются в настоящее время продуктом, попадающим под пристальный экспортный контроль странами-производителями данного оборудования. Так, например, экспорт из Германии в Тайвань 5-координатных станков запрещен, хотя сам Тайвань такие станки производит. При закупках подобного оборудования требуется раскрывать цели закупки и номенклатуру предполагаемых к производству гражданских изделий. На станки устанавливаются системы GPS для отслеживания координат станков, которые блокируют их работу при перемещении. Декларируется, что это делается для сохранения гарантии и отслеживания точности установки, на практике это исключает возможность эвакуации производств, например, в случае начала военных действий. По этим, а также экономическим причинам, развитые страны стараются освоить собственное производство станков и всех компонент, входящих в их состав.

В России отсутствует собственное производство современных станков по полному циклу. Так, группа компаний СТАН выпускает станки с ЧПУ, укомплектованные в основном импортными компонентами. Рассмотренные в настоящем исследовании электроприводы переменного тока для шпинделей в России разрабатывались и выпускались начиная с 1980-х годов на базе асинхронного электродвигателя. Это системы с векторным управлением «Размер-2М» с аналоговой системой управления. В настоящее время разработки ведутся в Новосибирске, и ООО НПКФ «Машсервисприбор» выпускает приводы главного движения с асинхронными электродвигателями «Размер-6М» с мощностями до 15 кВт и скоростями вращения до 5100 об/мин, что совершенно не удовлетворяет современным требованиям для этого диапазона мощностей в 30000 об/мин и более. Нет решений для синхронных электродвигателей с возбуждением от постоянных магнитов, которые обладают лучшей динамикой и характеристиками по сравнению с асинхронными электродвигателями и повсеместно заменяют их в электроприводах шпинделей.

Ведущая машиностроительная компания Тайваня HIWIN начала производство станков из готовых компонент, однако довольно скоро оказалось, что с таким подходом конкурировать на рынке сложно. Возник ряд проблем — производители завышают цены отдельных компонент, конкурирующие компании специально снижают характеристики клиентских решений и остаются в лидерах по качеству и производительности, и др. Тогда компания HIWIN освоила сначала разработку и производство собственных шариковинтовых пар, а затем, получив положительную рыночную динамику, стала осваивать производство остальных компонент.

В 2015 году компания HIWIN заключила контракт с МЭИ на разработку систем управления сразу для двух типов электроприводов шпинделей. Первый электропривод на базе асинхронного электродвигателя для бюджетных применений, второй — на базе синхронного электродвигателя с инкорпорированными постоянными магнитами в роторе. В рамках контракта были поставлены задачи обеспечить работу систем управления в широком диапазоне скоростей в режимах с глубоким ослаблением поля до 30000 об/мин при номинальной частоте вращения до 8000 об/мин, достичь статической точности поддержания скорости не хуже ± 3 об/мин и динамической — ± 30 об/мин для обеспечения необходимой чистоты обработанной поверхности и возможности обработки деталей в режиме скайвинга (зуботочения).

Проектирование 3-уровневого преобразователя частоты выполнено научной группой В.Н. Остриова (кафедра АЭП «НИУ «МЭИ», ООО «НПП ЦИКЛ ПЛЮС», гор. Москва), проектирование контроллера и системы управления выполнено научной группой А. С. Анучина (кафедра АЭП «НИУ «МЭИ», ООО «НПФ ВЕКТОР», гор. Москва) при непосредственном участии автора. Испытательная база в части стендов разработана ООО «НПФ ВЕКТОР» с установленными электродвигателями, предоставленными компанией HIWIN (Тайвань).

Разработка и исследование системы управления, удовлетворяющей современным требованиям, обеспечивающей работу в широком диапазоне скоростей в режимах с глубоким ослаблением поля и обладающей высокими

статической и динамической точностями для обеспечения необходимой чистоты обработанной поверхности и возможности обработки деталей в режиме скайвинга, является актуальным для машиностроительной отрасли.

Объектом исследования являются системы управления электроприводов шпинделей переменного тока на базе асинхронного электродвигателя и синхронного электродвигателя с инкорпорированными постоянными магнитами в роторе, питаемые от 2- и 3-уровневых инверторов напряжения с микроконтроллерной системой управления.

Предметом исследования являются структуры систем векторного управления асинхронных и синхронных машин, включая элементы систем управления, обеспечивающие повышение характеристик электроприводов за счет усовершенствованных алгоритмов работы в режиме ослабления поля, методы широтно-импульсной модуляции, методы измерения скорости и способ контроля изоляции электродвигателей.

Методы и средства исследования базируются на теории электропривода и теории автоматического управления. Применено компьютерное моделирование в визуальных средах и на языке Си. Реализованные на языке Си системы управления и отдельные элементы проверялись в составе испытательных стендов на электроприводах.

Целью диссертационной работы является развитие систем векторного управления, функционирующих в широком диапазоне скоростей, в части повышения показателей работы электроприводов шпинделей. Поставленная цель достигается **решением следующих задач:**

- Адаптация структур систем векторного управления для работы в зоне глубокого ослабления поля для асинхронных и синхронных электроприводов при отношениях максимальной скорости вращения к номинальной до 4:1.
- Разработка алгоритмов ШИМ для 2- и 3-уровневых инверторов с одновременной компенсацией нелинейностей инвертора, снижением коммутационных потерь и балансировкой заряда конденсаторов звена постоянного тока (для 3-уровневого инвертора).

- Разработка методов обработки сигналов синусно-косинусного инкрементального датчика положения для широкого диапазона скоростей вращения, обеспечивающих требуемую точность и время измерения.
- Разработка алгоритмов автоматического определения параметров электродвигателя с учетом кривых намагничивания и автоматической настройки регуляторов тока системы управления в функции рабочего тока.
- Разработка метода контроля изоляции электродвигателя средствами преобразователя частоты.
- Программная реализация систем управления электроприводов и их испытания в составе испытательных стендов для асинхронных и синхронных электродвигателей шпинделей.

Научная новизна работы заключается в следующем:

- Разработан метод автоматической подстройки параметров наблюдателя потокосцепления ротора асинхронного электропривода в режиме реального времени, основанный на сравнении работы наблюдателей, восстанавливающих потокосцепление ротора по токам статора и скорости, а также токам статора и напряжению питания, отличающийся низкими требованиями к вычислительным ресурсам.
- Предложены алгоритмы ШИМ для двухуровневых и трехуровневых инверторов напряжения, обеспечивающие снижение коммутационных потерь при одновременной компенсации нелинейностей инвертора и балансировку заряда конденсаторов звена постоянного тока (для трёхуровневых инверторов).
- Разработан комплексный метод измерения скорости вращения электродвигателя с помощью синусно-косинусного инкрементального датчика положения ротора, основанный на переключающейся структуре, обеспечивающий минимальную задержку измерения скорости в широком диапазоне скоростей при заданной точности измерения.

- Разработан метод автоматического определения параметров электродвигателя и настройки регуляторов тока, отличающийся учетом кривых намагничивания для коррекции коэффициентов регулятора в функции рабочего тока.

Ниже перечислены **основные практические результаты** работы:

- Разработаны системы векторного управления асинхронного и синхронного электропривода, обеспечивающие устойчивую работу в режиме глубокого ослабления поля с отношением максимальной скорости к номинальной до 4:1.
- Реализован метод измерения скорости, который позволил получить расчетную точность $\pm 1,2$ об/мин в диапазоне от 0 до 30000 об/мин при максимальной задержке в канале измерения скорости 1/8000 секунды.
- Реализованы методы ШИМ с одновременной компенсацией нелинейностей инвертора, снижением коммутационных потерь и балансировкой заряда конденсаторов звена постоянного тока (для 3-уровневых инверторов), обеспечивающие до 10% снижения потерь в инверторе по сравнению с классическими алгоритмами.
- Реализовано автоматическое определение параметров электродвигателя с учетом кривых намагничивания, а также система автоматической настройки регуляторов тока с переменными коэффициентами в функции рабочего тока.
- Разработана система контроля изоляции электродвигателя, детектирующая снижение сопротивления изоляции электродвигателя до 5 МОм для превентивной диагностики его состояния (подана заявка на международный патент).
- Системы управления реализованы и испытаны в составе стендов с асинхронными электродвигателями при питании от двухуровневых инверторов в России, на стенде на базе двух трёхуровневых инверторов напряжения и синхронных машин типа IPM мощностью 20 кВт в России и в

составе испытательных стендов и металлообрабатывающего станка в Тайване.

Обоснованность и достоверность научных положений и выводов подтверждена результатами моделирования и экспериментальных исследований на физических объектах с использованием оборудования ООО «НПФ ВЕКТОР», ООО «НПП «ЦИКЛ ПЛЮС» и компании HIWIN (Тайвань).

Внедрение результатов работы. В настоящее время разработанные решения проходят испытания в условиях 5-координатного станка с числовым программным управлением в Тайване. Предложенные системы управления будут применяться в серийных преобразователях частоты высокоскоростных шпинделей фирмы HIWIN.

Апробация работы. Основные результаты работы обсуждались на заседании кафедры «Автоматизированного электропривода» ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ», на международных конференциях IEEE: SIBCON2015, Омск; RTUCON2016, Рига, Латвия; Industrial Electronics Conference IECON2016, Флоренция, Италия; Mechatronika 2016, Прага, Чехия; Modern Power Systems 2017, Ключ-Напока, Румыния; Electrical Machines and Drives Conference IEMDC2017, Майами, США; RTUCON2017, Рига, Латвия; EPE17 ECCE Europe, Варшава, Польша; International Symposium on Power Electronics EE2017, Новый Сад, Сербия; International Workshop on Electric Drives IWED2018, Москва, Россия; International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference ESARS-ITEC2018, Ноттингем, Великобритания; Industrial Electronics Conference IECON2018, Вашингтон, США; Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность темы исследования, сформулирована цель и поставлены задачи диссертационной работы, раскрыта научная новизна и практическая ценность работы и перечислены методы исследования, а также приведена структура диссертационной работы.

В первой главе рассмотрены структуры систем векторного управления для асинхронного электродвигателя и синхронного электродвигателя с возбуждением от постоянных магнитов на роторе, а также особенности структур при работе электродвигателей на высоких скоростях вращения. Рассмотрены способы ослабления поля электродвигателей. Для электропривода на базе асинхронного электродвигателя разработан наблюдатель потокосцепления ротора с автоматической подстройкой параметров сопротивления ротора и взаимоиндуктивности. Рассмотрены способы компенсации внутренних взаимосвязей электрических параметров электродвигателей при регулировании токов. Разработаны методы управления электродвигателями при максимальном использовании напряжения звена постоянного тока инвертора напряжения. Приведены результаты моделирования и экспериментальных исследований, подтверждающие работоспособность разработанных решений.

Во второй главе синтезированы алгоритмы ШИМ для двухуровневых и трёхуровневых инверторов, направленные на снижение потерь при переключении силовых ключей с одновременной компенсацией нелинейностей инвертора напряжения, таких как мёртвое время и падение напряжения на силовых полупроводниках. Разработан алгоритм ШИМ, позволяющий перераспределить потери между силовыми модулями преобразователя, что даёт возможность более полно использовать инвертор по выходной мощности. Для трёхуровневых инверторов напряжения с топологией с Т-образным полумостом предложен алгоритм ШИМ со снижением потерь при переключениях и одновременной балансировкой напряжений конденсаторов звена постоянного тока. Приведены результаты моделирования алгоритмов управления, а также результаты экспериментальных исследований.

В третьей главе рассмотрены методы измерения скорости вращения электродвигателя при помощи синусно-косинусного инкрементального датчика положения ротора в диапазоне низких и высоких скоростей. Проанализировано влияние различных факторов (таких как механические погрешности и дискретность по времени) на точность измерения скорости электропривода.

Разработан алгоритм автоматической коррекции смещения нуля и усиления аналоговых сигналов инкрементального датчика для повышения точности измерения скорости вращения в диапазоне низких скоростей. В свою очередь для диапазона высоких скоростей вращения разработан способ измерения скорости по квадратурным сигналам датчика, позволяющий минимизировать задержку измерения относительно момента расчёта контура скорости, что даёт возможность поднять полосу пропускания контура скорости. Приведены результаты моделирования, а также экспериментально полученные результаты, подтверждающие эффективность предложенных методов.

В четвёртой главе предложены алгоритмы автоматического определения сопротивления и индуктивности электродвигателя. Для синхронных машин отдельно измеряется индуктивность по осям d и q , с учётом зависимости от величины токов осей d и q . Показан способ настройки регуляторов токов на технический оптимум по полученным данным и динамическое изменение параметров регуляторов в функции амплитуды тока электродвигателя. Приведены экспериментальные результаты работы предложенных алгоритмов.

В пятой главе разработан метод контроля состояния изоляции электроприводов, работающих в сетях с глухозаземлённой нейтралью. Предложенный метод позволяет определить ухудшение изоляции до 5 МОм. Приведены экспериментальные результаты определения состояния изоляции электродвигателя при имитации её ухудшения.

В заключении обобщены результаты работы.

Глава 1 Структуры векторного управления для электроприводов переменного тока с ослаблением поля

Существуют различные способы управления асинхронными электродвигателями и синхронными электродвигателями с возбуждением от постоянных магнитов на роторе при их питании от инверторов напряжения:

- разомкнутая (скалярная) система управления асинхронным электродвигателем используется при решении простых задач, где не требуется точного поддержания координат (положения, скорости, момента), а для работы электродвигателя достаточно соблюдения определённого соотношения $\frac{U}{f}$ и обеспечения плавного пуска.

Примером может служить система управления двигателя воздушного компрессора или вентилятора.

- для синхронных электродвигателей самой простой системой управления является автокоммутация, когда состояние ключей инвертора определяется положением электродвигателя. Для такой системы характерна сильная пульсация момента.
- система векторного управления (ВУ) используется для синхронных и асинхронных электродвигателей и позволяет отдельно контролировать поле и момент машины за счёт регулирования составляющих тока статора, отвечающих за создание поля и момента соответственно. В таких системах можно использовать принцип подчинённого регулирования координат и ввести контура регулирования момента, скорости и положения при необходимости.
- система прямого управления моментом (ПУМ) предполагает управление моментом электродвигателя с использованием информации только о статорных величинах (ток и потокосцепление). В такой системе прикладываемый к двигателю вектор напряжения рассчитывается специальным блоком коммутации ключей, исходя из ошибки в регулируемых величинах. Само регулирование тока и

потокосцепления обеспечивается релейными регуляторами, из-за чего в моменте двигателя присутствуют пульсации.

- управление с прогнозирующей моделью (predictive control) использует математическую модель двигателя и целевую функцию управления [50] для расчёта вектора напряжения, который нужно приложить к машине, чтобы добиться желаемых скорости и момента, а обратные связи используются для коррекции модели. Такая система управления имеет свои преимущества – улучшенная динамика, возможность простого учёта нелинейности параметров машины, однако для нее требуются значительные вычислительные ресурсы, она сильно зависит от точности знания параметров, заложенных в опорную модель двигателя.

В электроприводах шпинделей станков требуется точное поддержание скорости вращения инструмента, так как от этого зависит чистота обрабатываемой поверхности; также нужно иметь возможность контролировать положение ротора во время смены фрезы. Немаловажную роль играет и скорость разгона и торможения двигателя – чем быстрее происходит торможение двигателя для смены инструмента и последующий разгон до требуемой скорости, тем меньше простаивает станок и выше его производительность.

Среди перечисленных способов управления, удовлетворяющих указанным требованиям, предпочтительным на данный момент является векторное управление. По сравнению с системой прямого управления моментом, векторное управление обеспечивает меньшую пульсацию момента за счет фиксированной частоты переключений. Кроме того, в электроприводах станков предъявляются требования к синхронизированной работе группы электроприводов, поэтому частоты ШИМ строго фиксированы могут быть равны 4, 8 или 16 кГц. Системы управления с прогнозирующей моделью очень требовательны к вычислительным ресурсам микроконтроллера, особенно если рассматривать варианты, использующие ШИМ для реализации управляющего напряжения.

В этой главе будут рассмотрены структуры систем ВУ для асинхронного электродвигателя и синхронного электродвигателя типа IPM с возбуждением от постоянных магнитов в роторе, а также их особенности при работе на высоких скоростях вращения в области ослабления поля и при максимальном использовании напряжения звена постоянного тока (ЗПТ) инвертора. Будут приведены результаты моделирования и экспериментальных исследований, подтверждающие работоспособность разработанных решений.

1.1 Структура системы векторного управления синхронным электродвигателем

1.1.1 Структура системы векторного управления

Структура системы векторного управления синхронным электродвигателем с контурами регулирования скорости и тока представлена на рисунке 1.1. Система работает в координатах dq , связанных с положением ротора. Это удобно, так как поле создаётся постоянными магнитами, которые жестко закреплены в роторе. Ось d сонаправлена с потокоцеплением машины, соответственно ток i_{sd} отвечает за поле, а ось q расположена под углом 90 электрических градусов к оси d – ток i_{sq} является моментобразующим.

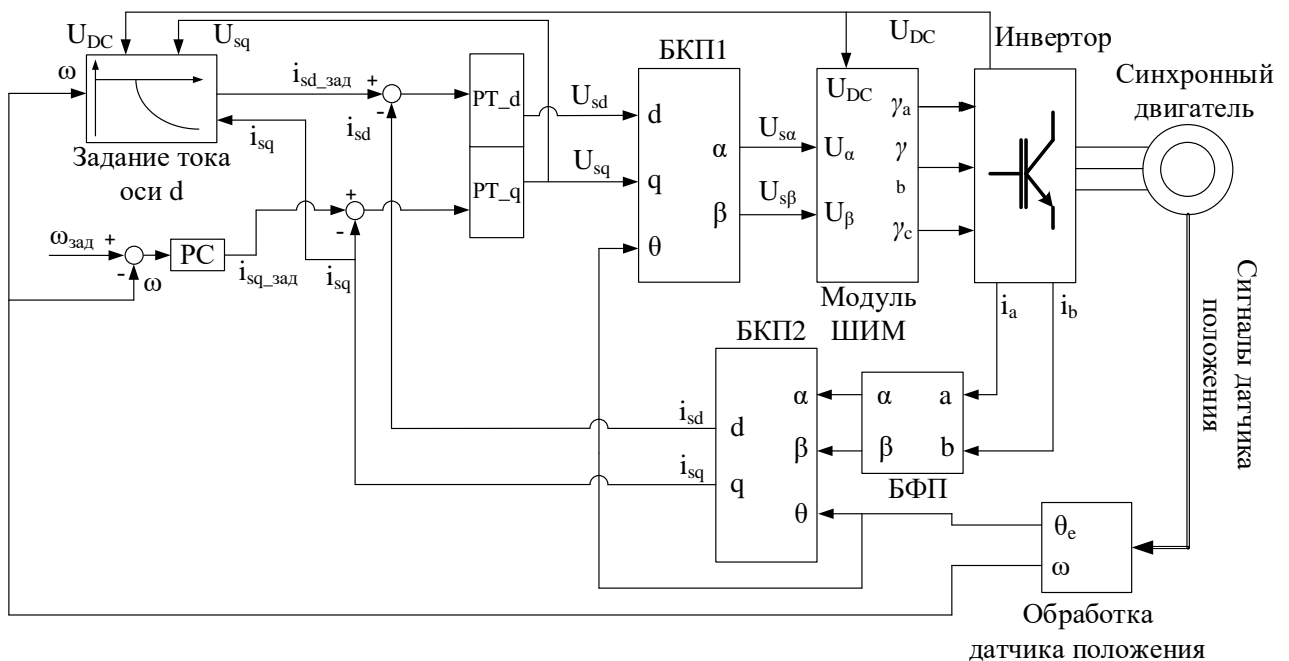


Рисунок 1.1 – Система векторного управления синхронным двигателем

Структура является классической и рассматривалась во многих работах [1], [2], поэтому здесь лишь кратко приведены основные принципы её функционирования. Задание скорости обрабатывается ПИ-регулятором, выход которого задаёт моментобразующий ток i_{sq} . Ток i_{sd} определяется отдельным блоком, который формирует задание по двум условиям: необходимость ослабления поля для работы двигателя на скоростях выше номинальной и реализация алгоритма МТРА (Maximum Torque per Ampere). Токи i_{sd} и i_{sq} регулируются двумя связанными ПИ-регуляторами, которые компенсируют влияние осей dq друг на друга и обеспечивают работу системы при максимальном использовании напряжения ЗПТ.

Для преобразований токов из системы координат $\alpha\beta$ в систему dq используется электрическое положение ротора θ_e , которое связано с механическим положением следующим соотношением:

$$\theta_e = p_p \cdot \theta_m + \Delta\theta_e, \quad (1.1)$$

где

θ_m – механическое положение ротора,

p_p – число пар полюсов машины,

$\Delta\theta_e$ – смещение электрического нулевого положения относительно механического нулевого положения.

При использовании инкрементального датчика положения ротора необходимо определить смещение электрического положения. Самый простой способ – создать поле статора по направлению оси α и дождаться «успокоения» ротора. Для этого нужно задать некоторый постоянный ток по оси α , а по оси β задать ток, равный нулю. Ротор займёт согласованное с полем статора положение $\theta_e = 0^\circ$, и в таком положении можно сохранить смещение электрического положения $\Delta\theta_e = p \cdot \theta_m$.

Реализация заданных векторов напряжения осуществляется при помощи векторной ШИМ (SVPWM, Space Vector Pulse-Width Modulation), что позволяет наиболее полно использовать имеющееся напряжение ЗПТ инвертора. Вопросы реализации и оптимизации работы векторной ШИМ будут рассмотрены в главе 2.

1.1.2 Реализация максимального момента для заданного тока

Как уже упоминалось, система управления предназначена для работы с явнополюсной машиной с инкорпорированными постоянными магнитами типа IPM (Interior Permanent Magnet), продольная индуктивность которой меньше поперечной индуктивности. Момент такой машины складывается из активной и реактивной составляющих, как показано на рисунке 1.2. Для достижения максимального момента необходимо задавать угол вектора тока в зависимости от амплитуды этого вектора. С ростом тока увеличивается реактивная составляющая момента, вследствие чего максимум суммарного момента смещается. Такой способ управления двигателем получил в зарубежной литературе название МТРА – Maximum Torque per Ampere (наибольший момент на ампер) [12], [31].

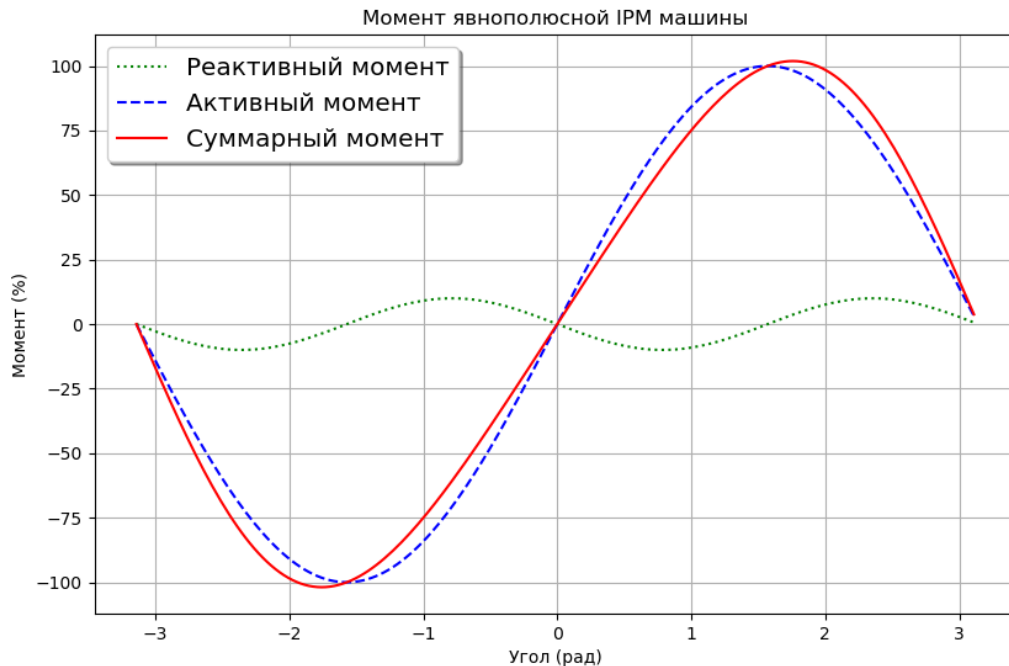


Рисунок 1.2 – Электромагнитный момент синхронной машины типа IPM

Поскольку в векторной системе регулируются две составляющие тока статора (i_{sd} , i_{sq}), то изменения угла вектора тока можно достигнуть за счёт изменения соотношения между двумя этими токами. Задание на ток оси d при этом можно представить в виде зависимости от тока оси q . График оптимальной траектории тока выглядит, как показано на рисунке 1.3.

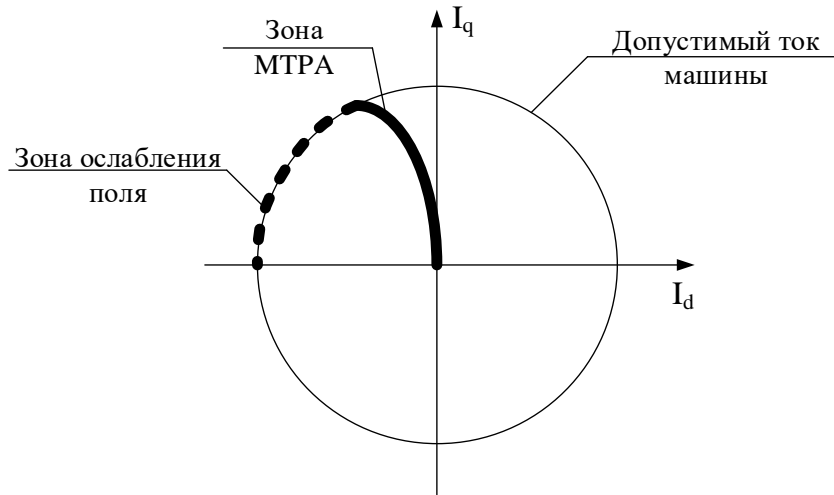


Рисунок 1.3 – Годограф тока при управлении по алгоритму МТРА

Зависимость $i_{sd} = f(i_{sq})$ удобнее всего определять экспериментально путем пробных пусков электродвигателя с изменяемым соотношением токов. Соотношение, обеспечивающее пуск за минимальное время, будет являться оптимальным. Зависимость также можно вычислить аналитически, однако для этого необходимо точно знать параметры электродвигателя в каждой рабочей точке, что с учетом реальных кривых намагничивания машины весьма сложно сделать.

1.1.3 Компенсация перекрестных связей осей d и q

Регулирование токов в синхронной машине происходит с взаимным влиянием за счет наличия перекрестных связей в противо-ЭДС. То есть при изменении тока регулятором одной оси, возникает изменение ЭДС и, соответственно, возмущение в контуре другого ортогонального тока. Данное явление устраняется за счет введения компенсаций перекрестных связей. Рассмотрим уравнения электрического баланса для обмоток статора синхронной машины в этой системе координат:

$$\left. \begin{aligned} u_{sd} &= i_{sd}R_s + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_{sq}i_{sq}; \\ u_{sq} &= i_{sq}R_s + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega L_{sd}i_{sd} + \omega\Psi_{PM}. \end{aligned} \right\} \quad (1.2)$$

В уравнение для оси d входит составляющая, зависящая от тока оси q « $-\omega L_{sq}i_{sq}$ », в уравнение оси q – составляющая « $\omega L_{sd}i_{sd}$ ». Один из способов компенсации взаимосвязей осей заключается в прямом добавлении этих составляющих к выходам регуляторов тока, как это показано на рисунке 1.4. Как и любые методы, использующие параметры объекта управления, он имеет недостаток, связанный с необходимостью знания параметров L_{sd} , L_{sq} с достаточной точностью.

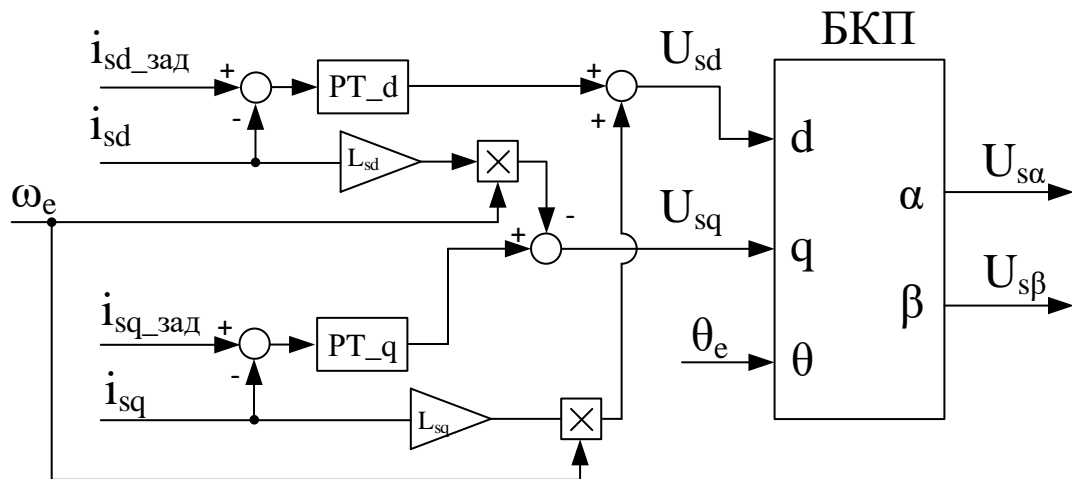


Рисунок 1.4 – Компенсация взаимных связей осей прямым добавлением возмущающих составляющих

Существуют и другие способы компенсации взаимосвязей, один из которых заключается в изменении структуры стандартного ПИ-регулятора [15], [30]. Векторный ПИ-регулятор использует комплексные векторы, где действительная и мнимая ось наложены на оси dq . Поскольку цифровая система может работать только со скалярными числами, то в любом случае векторное представление необходимо заменить на представление в виде проекций вектора с использованием величин в осях dq . Такой регулятор будет иметь структуру, показанную на рисунке 1.5:

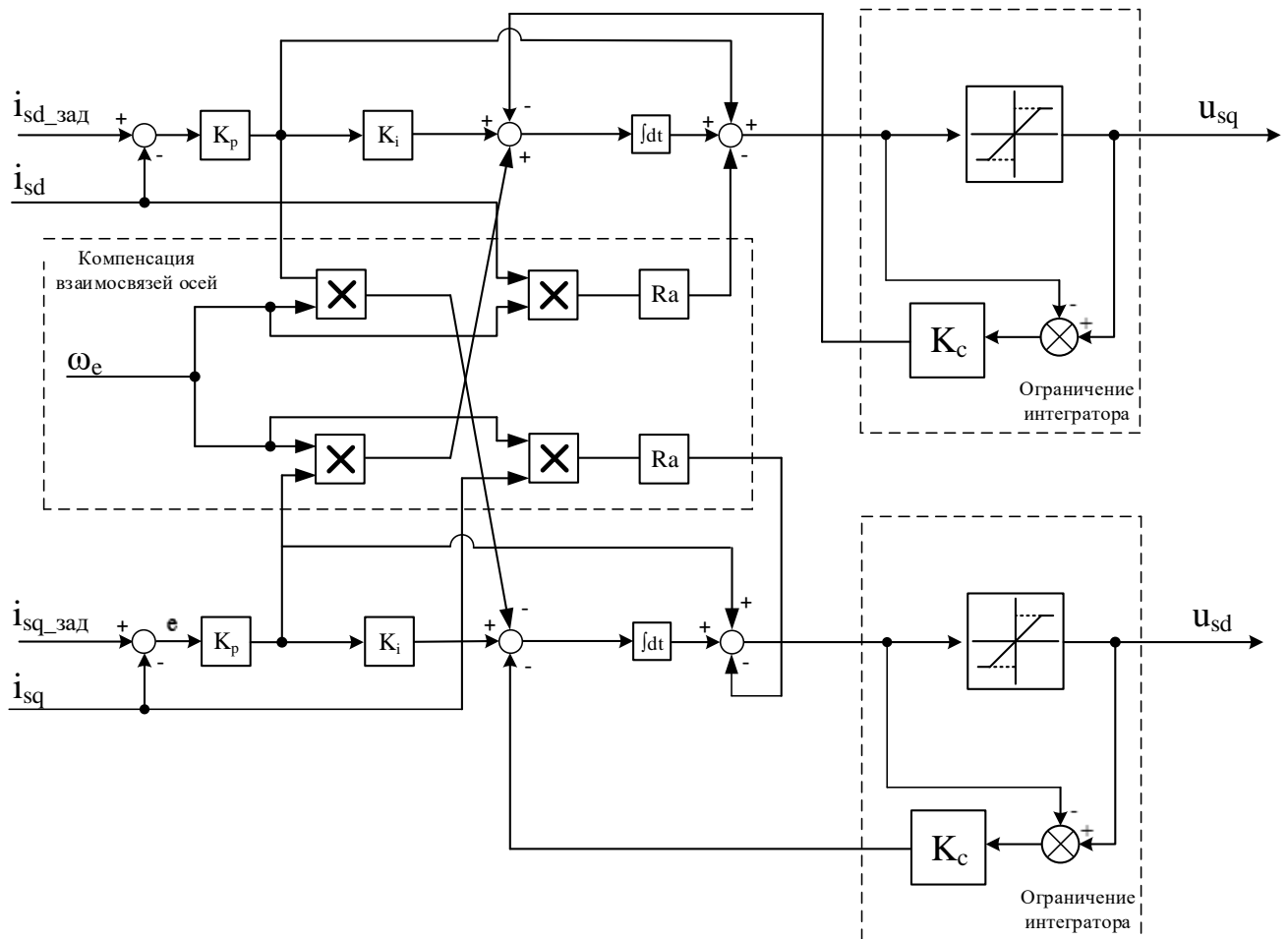


Рисунок 1.5 – Регулятор с компенсацией перекрестных связей

Преимущество такого способа компенсации перекрестных связей заключается в отсутствии в структуре параметров индуктивностей машины. Моделирование показывает, что для качественной работы такой компенсации нужна правильная настройка коэффициентов регуляторов K_i и K_p , поскольку в этих коэффициентах в неявном виде заложены параметры машины L_d и L_q . Настройка регуляторов может производиться по стандартным методикам настройки ПИ-регулятора, например, по анализу отработки скачка задания.

1.1.4 Ослабление поля синхронной машины в условиях ограничения напряжения

Существует несколько методов ослабления поля синхронного двигателя:

- Самый простой метод – табличный, когда задание тока оси I_{sd} представляет собой зависимость от задания скорости двигателя и заложено в виде таблицы. При таком подходе необходимо либо экспериментально, либо аналитически получить такую зависимость,

однако такой метод является неэффективным и нестабильным, так как он не учитывает колебания напряжения ЗПТ и изменения нагрузки электропривода.

- Использование обратной связи по напряжению [44], [49]. Метод основан на том, что напряжение электродвигателя поддерживается на уровне не более максимально реализуемого уровня при текущем напряжении ЗПТ при помощи регулятора, заданием которого является желаемая максимальная амплитуда вектора выходного напряжения инвертора, а в обратную связь поступает фактическое значение амплитуды. При низких скоростях и при низких значениях выходного напряжения инвертора выход такого регулятора равен нулю. Если же напряжение превышает некоторую уставку, например, 90% от максимально реализуемого напряжения, то выход регулятора снижает задание тока I_{sd} . За счёт ослабления поля выходное напряжение инвертора удерживается на заданной уставке. Метод позволяет автоматически в необходимой степени регулировать ток I_{sd} , не оперируя при этом информацией о параметрах электродвигателя.
- Использование прямой и обратной связей по напряжению [45]. Этот метод требует двух трехмерных таблиц, отдельно задающих зависимости $I_d = f(M_{ref}, \Psi_{ref})$ и $I_q = f(M_{ref}, \Psi_{ref})$, где M_{ref} – задание момента, и Ψ_{ref} – задание потокосцепления, которое в свою очередь зависит от задания момента (положительная связь) и текущего напряжения инвертора (обратная связь). Такой метод одновременно обеспечивает реализацию стратегии МТРА и ослабления поля, однако он сложен в настройке и наладке, требует большого количества ресурсов для хранения и обработки таблиц. Сам процесс получения этих таблиц также является непростой задачей.
- Управление амплитудой тока и углом напряжения [19]. При таком способе управления регулятор скорости задаёт амплитуду полного тока машины, из которой с учётом текущего значения тока I_{sq} определяется

задание тока I_{sd} . Параллельно с этим работает регулятор напряжения, который следит за тем, чтобы вектор напряжения не превышал уставки в 90%–95% от максимально реализуемого напряжения инвертора; выходом этого регулятора является угол поворота вектора напряжения. Такой способ управления относительно прост, однако не обеспечивает точного ограничения тока на заданном уровне и имеет низкую стабильность.

В данной работе в качестве основного метода ослабления поля был выбран метод с использованием обратной связи по напряжению U_{sq} , так как такой метод относительно прост в настройке (нужно задать уровень ограничения U_{sq} и темп снижения задания тока I_{sd}) и не зависит от параметров используемой машины. Соответствующая алгоритму структура показана на рисунке 1.6:

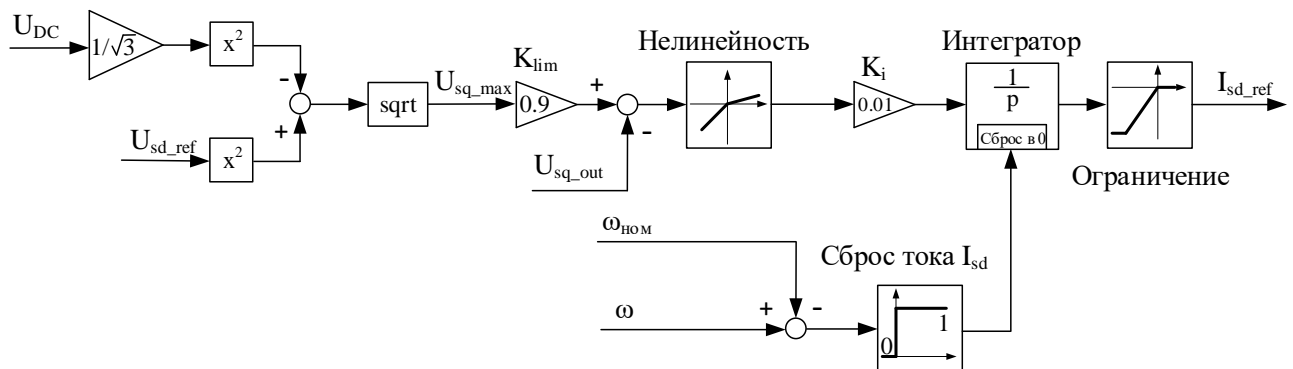


Рисунок 1.6 – Алгоритм задания тока оси d

Исходя из текущего напряжения звена постоянного тока U_{DC} и напряжения оси d рассчитывается максимальное фазное напряжение оси q , которое можно реализовать: $U_{sq_max} = \frac{\sqrt{U_{DC}^2 - 3U_{sd}^2}}{\sqrt{3}}$. Коэффициент K_{lim} определяет, на каком уровне от максимума необходимо ограничить напряжение U_{sq} от максимально-реализуемого U_{sq_max} (на рисунке 1.6 это 90%). Таким образом гарантируется, что инвертор сможет реализовать любую комбинацию напряжений ($U_{sq}; U_{sd}$) и при этом приоритет отработки задания тока будет у регулятора тока оси d , чтобы поддерживать противо-ЭДС машины на требуемом уровне.

Далее разница между ограничением и текущим напряжением поступает на блок нелинейности, задача которого усилить отрицательную разницу ($U_{sq} > U_{sq_lim}$, необходимо ослабить поле) и ослабить положительную разницу ($U_{sq} < U_{sq_lim}$, необходимо усилить поле). Благодаря этому двигатель быстрее входит в режим ослабления поля, чем выходит из него, что улучшает отработку скачка нагрузки. Далее сигнал поступает на интегратор с коэффициентом K_i , выход которого ограничен сверху нулём, а снизу максимально допустимым током двигателя (со знаком «-»). Выход интегратора и является заданием тока I_{sd} . В случае, если скорость двигателя ниже номинальной скорости, то есть находится в диапазоне, где ослаблять поле не нужно, выход интегратора обнуляется. Таким образом, ток оси d формируется, чтобы поддерживать ЭДС двигателя на уровне реализуемого напряжения инвертора.

Ток оси q должен быть ограничен таким образом, чтобы амплитуда вектора полного тока машины не превышала допустимого уровня. В самом простом случае можно ограничить ток выражением $I_{sq_{max}} = \sqrt{(I_{s_{max}}^2 - I_{sd}^2)}$. Однако более правильно будет ограничивать ток оси q так, чтобы это задание было реализуемо с учётом текущего запаса по напряжению. Это также обеспечит регулятору тока I_{sd} небольшой запас по напряжению для отработки различных возмущающих воздействий. Для расчёта ограничения тока I_{sq} используется алгоритм, идентичный алгоритму расчёта задания тока I_{sd} (рисунок 1.7):

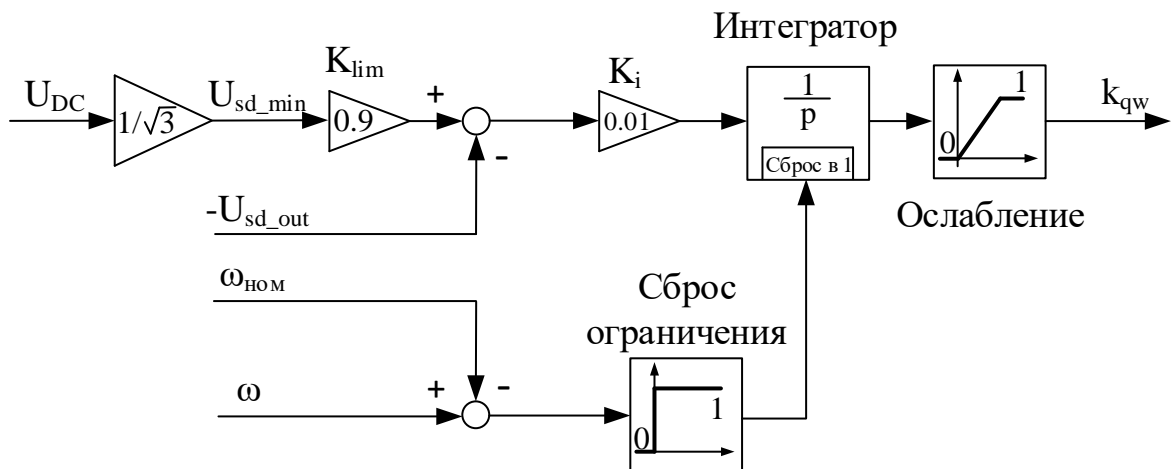


Рисунок 1.7 – Алгоритм ограничения тока оси q

Разница между фактическим и заданным напряжениями U_{sd} поступает на интегратор, который начинает уменьшать коэффициент k_{qw} для ослабления тока i_{sq} . Выход интегратора ограничен сверху единицей, а снизу нулём. Сброс интегратора при необходимости производится к значению «1». Рассчитанное значение $i_{sq_{max}} = \sqrt{(I_{s_{max}}^2 - i_{sd}^2)}$ умножается на коэффициент k_{qw} , и результат используется для ограничения выхода регулятора скорости, как показано на рисунке 1.8. Таким образом, ток машины гарантированно не превысит допустимый, и при этом система управления всегда имеет возможность поддерживать необходимое поле машины.

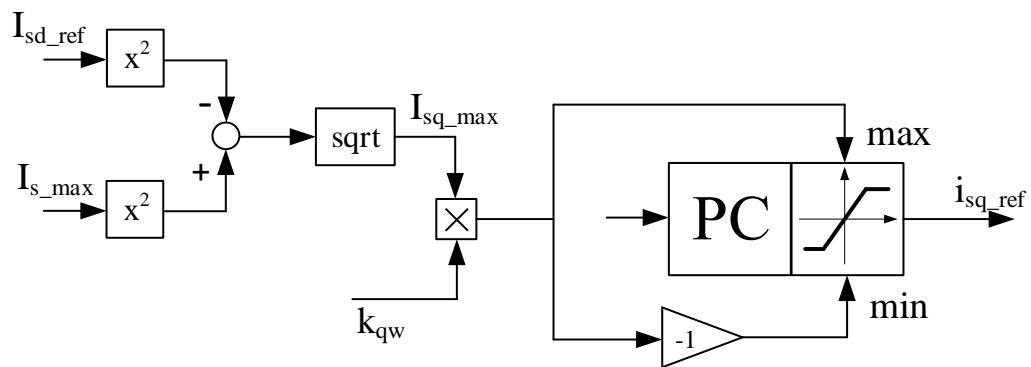


Рисунок 1.8 – Ограничение тока оси q

Таким образом, предложенный алгоритм, помимо непосредственно ослабления поля синхронного двигателя, дополнительно решает проблему работы системы в условиях максимального использования напряжения инвертора, не допуская потери контроля в моменты насыщения регуляторов тока.

1.2 Моделирование системы управления синхронным двигателем

1.2.1 Общая характеристика модели электропривода

Модель электропривода, включающая в себя модели инвертора напряжения, двигателя и алгоритмы системы управления, была полностью разработана на языке Си. Такой подход имеет большую гибкость, по сравнению с построением модели из блоков в среде Simulink, а кроме того, разработанные на языке Си алгоритмы системы управления можно практически без изменений переносить в среду разработки ПО для микроконтроллеров, которые будут использоваться в реальном

оборудовании. Таким образом появляется возможность частично отладить систему управления прямо на модели. Для удобства построения осциллограмм модель компилируется в MEX-файл, который можно использовать в среде Simulink для вывода значений любых переменных на блоки осциллографа «Scope».

Все процессы, связанные с физическими объектами, т.е. токи, напряжения, потокосцепления, температуры и т.п. вычисляются в формате с плавающей точкой *двойной* точности (за счёт чего соответственно повышается точность расчёта физических процессов), а значения внутри системы управления вычисляются в формате с плавающей точкой *одинарной* точности. Разработанные алгоритмы системы управления будут в дальнейшем встроены в ПО для микроконтроллеров, которые имеют встроенный сопроцессор FPU для работы с числами в формате с плавающей точкой одинарной точности, поэтому нет необходимости прибегать к числам с фиксированной точкой для расчётов алгоритмов, как это обычно принято при разработке систем управления.

Модель дискретизируется по времени с частотой 150 МГц – это частота ядра микроконтроллера Texas Instruments TMS320F28335, на котором предполагается реализовывать разрабатываемую систему управления. Использование такой частоты даёт возможность максимально точно реализовать модель инвертора напряжения с учётом работы периферийного модуля микроконтроллера «ePWM», который осуществляет управление ключами инвертора, и точно учесть длительность мёртвого времени ключей. Этот шаг является достаточным для точного моделирования процессов в электродвигателе.

Частота ШИМ в модели составляет 16 кГц: такая же частота будет использоваться в реальном приводе, а выбор её обусловлен требованиями, предъявляемыми к станочным электроприводам по синхронизации с системой числового программного управления. Частота семплирования сигналов АЦП 64 кГц. Сигналы АЦП, собранные за период ШИМ, усредняются и используются для расчёта контуров тока. Принятие решения – расчёт скважностей – делается на каждом периоде ШИМ, рассчитанные скважности применяются (то есть загружаются в соответствующие регистры ePWM-модуля) на следующем периоде.

За счёт этого имитируется задержка между измерениями внешних сигналов и выдачей управляющего воздействия.

1.2.2 Модель инвертора и генератора ШИМ-сигналов

На рисунке 1.9 изображена структура инвертора напряжения, используемого для управления двигателем. Это классический трехфазный двухуровневый инвертор. Выпрямитель не моделируется и считается, что напряжение постоянно и равно постоянной величине U_{DC} . Модель инвертора выполнена в виде трёх одинаковых моделей для каждой его стойки. В моделях стоек учтено мёртвое время и падение напряжения на силовых элементах – транзисторах и диодах, однако делается допущение, что падение напряжения на диодах и транзисторах постоянно и не зависит от тока, напряжения или температуры.

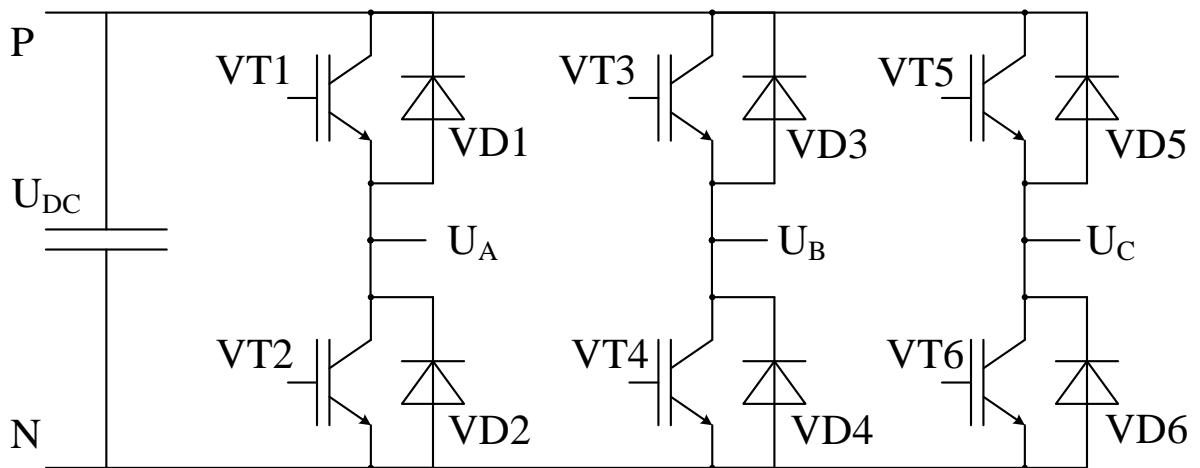


Рисунок 1.9 – Структура моделируемого инвертора

Обозначим различные состояния каждой стойки инвертора следующим образом:

- «0» – нижний ключ замкнут, верхний ключ разомкнут;
- «1» – нижний ключ разомкнут, верхний ключ замкнут;
- «-1» – оба ключа разомкнуты.

В зависимости от состояния и направления тока в стойке, на её выходе формируется либо потенциал верхней шины звена постоянного тока, либо нижней шины с учётом падения напряжения на полупроводниковом элементе.

Направление тока также определяет знак падения. В таблице 1.1 приведены возможные потенциалы на выходе стойки. За положительное направление принято такое, при котором ток «вытекает» из стойки.

Таблица 1.1 – Возможные потенциалы модели стойки

Состояние Направление тока	0	1	-1
$i > 0$	$\phi = 0 - \Delta U_{VD}$	$\phi = U_{DC} - \Delta U_{VT}$	$\phi = 0 - \Delta U_{VD}$
$i < 0$	$\phi = 0 + \Delta U_{VT}$	$\phi = U_{DC} + \Delta U_{VD}$	$\phi = U_{DC} + \Delta U_{VD}$
$i = 0$	$\phi = E_{load}$	$\phi = U_{DC} - \Delta U_{VT}$	$\phi = 0 - \Delta U_{VD}$

Дадим пояснения к каждому состоянию:

- если замкнут нижний ключ стойки (состояние «0»), выход подключен к нижней шине ЗПТ. При этом если ток имеет положительное направление, то он протекает через обратный диод, и значит появляется дополнительное падение напряжения на диоде $-\Delta U_{VD}$. Если же ток имеет отрицательное направление, то он течёт через транзистор; следовательно, на выходе стойке потенциал выше на величину падения напряжения на транзисторе $+\Delta U_{VT}$.
- Если замкнут верхний ключ стойки (состояние «1»), выход подключен к верхней шине ЗПТ. Если ток имеет положительное направление, то потенциал стойки уменьшается на величину падения напряжения на транзисторе $-\Delta U_{VT}$. Если ток течет в отрицательном направлении (через обратный диод), то потенциал стойки выше потенциала верхней шины на величину падения напряжения на диоде ΔU_{VD} .
- Если оба ключа отключены, то потенциал стойки определяется направлением тока. Положительное направление ток может иметь только протекая через нижний обратный диод, значит, выходной потенциал стойки должен быть ниже потенциала нижней шины на величину падения напряжения на диоде: $\phi = -\Delta U_{VD}$. Отрицательный ток может проходить только через верхний обратный диод, а значит

выходной потенциал будет больше потенциала верхней шины на величину падения напряжения на верхнем диоде: $\phi = U_{DC} + \Delta U_{VD}$. Кроме того, ток может быть равен нулю; в таком случае потенциал стойки равен ЭДС нагрузки.

Состояние каждой стойки задаётся симулятором модуля ШИМ, который работает идентично модулям ШИМ (ePWM) микроконтроллеров Texas Instruments. Для такого модуля задаётся режим STRMODE и период счёта TBPRD, при этом период счёта задан в тактах ядра. На каждом периоде обновляется уставка сравнения CMPR, за счёт изменения которой формируется выходной сигнал модуля. Принцип работы модуля ШИМ показан на рисунке 1.10.

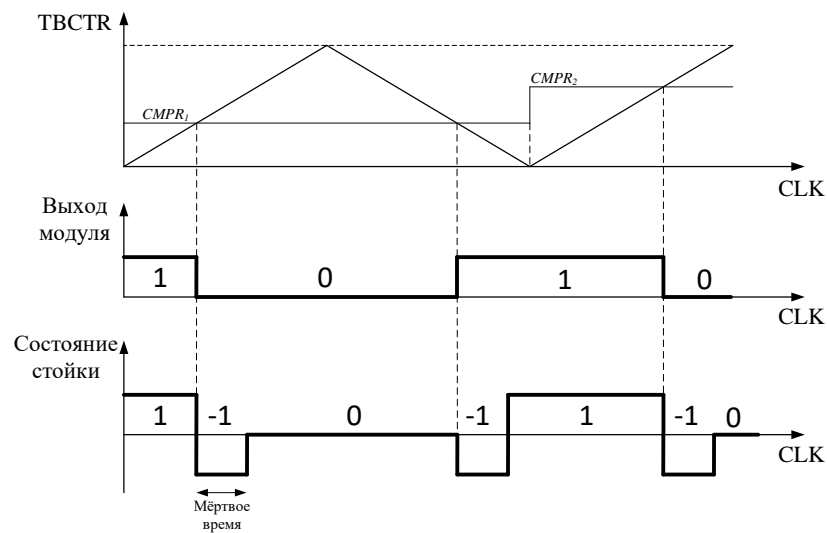


Рисунок 1.10 – Генератор ШИМ-сигналов

Режим счёта «вверх-вниз» означает, что внутренний счётчик TBCTR модуля ШИМ на частоте процессора увеличивает своё значение от 0 до значения TBPRD; после достижения этого значения счётчик уменьшает своё значение до 0; затем процесс повторяется (рисунок 1.10, сверху). Когда счётчик увеличивается, то в момент сравнения с уставкой CMPR модуль ШИМ выдаёт сигнал «1». Когда счётчик уменьшается, то в момент сравнения с уставкой CMPR модуль ШИМ выдаёт сигнал «0» (рисунок 1.10, посередине). Этот выходной сигнал модуля служит основой для формирования состояния стойки. Но при каждой смене сигнала состояние стойки принимает значение «-1» (оба ключа разомкнуты), за счёт чего имитируется мёртвое время (рисунок 1.10, внизу). По истечении мёртвого

времени стойка принимает состояние, совпадающее с выходным сигналом модуля ШИМ.

1.2.3 Математическое описание синхронной машины

Синхронный двигатель можно описать уравнениями двухфазной обобщённой машины. Вывод уравнений, описывающих синхронную машину, подробно приведён в [1]. Система уравнений выглядит следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} &= u_{s\alpha} - i_{s\alpha}R_s; \\ \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} &= u_{s\beta} - i_{s\beta}R_s; \\ i_{sd} &= \frac{(\psi_{sd} - \Psi_{PM})}{L_{sd}}; \\ i_{sq} &= \frac{\psi_{sq}}{L_{sq}}; \\ M_{эм} &= \psi_{s\alpha}i_{s\beta} - \psi_{s\beta}i_{s\alpha}; \\ M_{мех} &= k_{ph}p_p M_{эм}, \end{aligned} \right\} \quad (1.3)$$

где

$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$ – напряжения, подаваемые на обмотки статора по осям $\alpha\beta$;

$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ – токи обмоток статора в осях $\alpha\beta$;

i_{sd}, i_{sq} – токи обмоток статора в осях dq ;

$\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}$ – потокосцепления статора в осях $\alpha\beta$;

ψ_{sd}, ψ_{sq} – потокосцепления статора в осях dq ;

R_s – сопротивление статорной обмотки;

L_{sd}, L_{sq} – индуктивности обмоток статора по осям d и q ;

Система включает в себя несколько дифференциальных уравнений, которые вычисляются с помощью модифицированного метода Эйлера с пересчётом, также известного, как неявный метод Рунге-Кутты второго порядка. Этот метод повышает точность вычислений, при этом не оказывая значительного влияния на время расчётов. На каждом шаге интегрирования делается две итерации расчёта

приращения потокосцеплений: сначала рассчитывается приращение потокосцепления при текущих токах и напряжениях, затем делается оценка токов двигателя на следующем шаге и рассчитывается приращение потокосцеплений с оценёнными значениями токов. В качестве итогового приращения берётся среднее арифметическое двух этих приращений:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{n+1} &= \psi_n + \frac{\Delta\psi_n + \Delta\hat{\psi}_{n+1}}{2}; \\ \Delta\psi_n &= T_s(u_n - \hat{i}_n R); \\ \hat{\psi}_{n+1} &= \psi_n + \Delta\psi_n; \\ \hat{i}_{n+1} &= f(\hat{\psi}_{n+1}); \\ \Delta\hat{\psi}_{n+1} &= T_s(u_{n+1} - \hat{i}_{n+1} R). \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

Здесь

ψ_n, ψ_{n+1} – значения потокосцеплений на текущем шаге и на следующем;

$\Delta\psi_n, \Delta\hat{\psi}_{n+1}$ – приращение потокосцепления с текущими значениями токов и оценка приращения с токами, которые получились бы на следующем шаге;

\hat{i}_{n+1} – оценка значений токов, которые получатся на следующем шаге

$f(\hat{\psi}_{n+1})$ – уравнение для расчёта тока из системы (1.6).

Структура получившейся модели показана на рисунке 1.11.

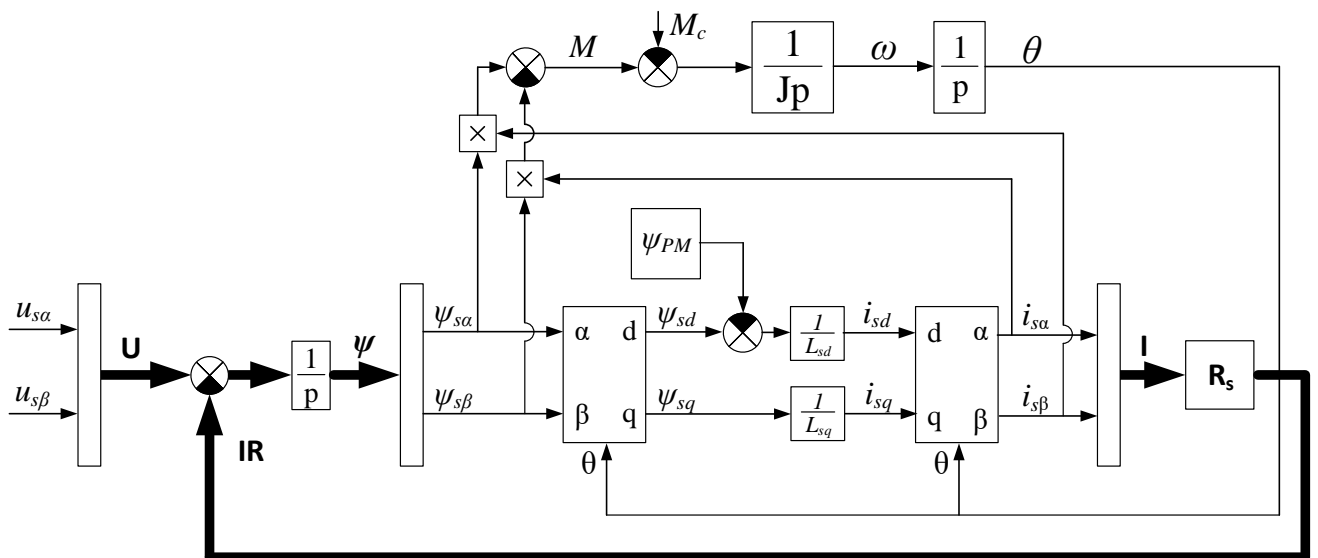


Рисунок 1.11 – Модель синхронной явнополюсной машины

Напряжения статора по осям $\alpha\beta$ за вычетом падений на сопротивлениях статора подаются на интегратор; результатом интегрирования являются потокосцепления статора. Затем потокосцепления переводятся во вращающуюся систему координат dq , связанную с положением ротора, после чего умножаются на индуктивности статора по соответствующим осям; при этом из составляющей потокосцепления статора по оси d предварительно вычитается потокосцепление, формируемое постоянными магнитами. Рассчитанные токи преобразуются обратно в систему координат $\alpha\beta$ и используются для расчёта электромагнитного момента. Адекватность модели была проверена методом баланса мощностей и путём построения механической и электромеханической характеристик.

1.2.4 Результаты моделирования

Для моделирования электропривода в двигатель были заложены параметры, соответствующие параметрам синхронной машины Siemens 1FE1072-4WL11:

Таблица 1.2 – Параметры модели синхронного двигателя

Параметр	Значение
Номинальное напряжение	380 В
Номинальная мощность	20 кВт
Номинальная скорость	6800 об/мин
Максимальная скорость	24000 об/мин
Сопротивление статора при 20 °C	0,312 Ом
Потокосцепление постоянных магнитов	0,125 Вб
Индуктивность по оси d	0,01 Гн
Индуктивность по оси q	0,012 Гн
Число пар полюсов	2

Разгон электродвигателя на холостом ходу до скорости 24000 об/мин представлен на рисунке 1.12:

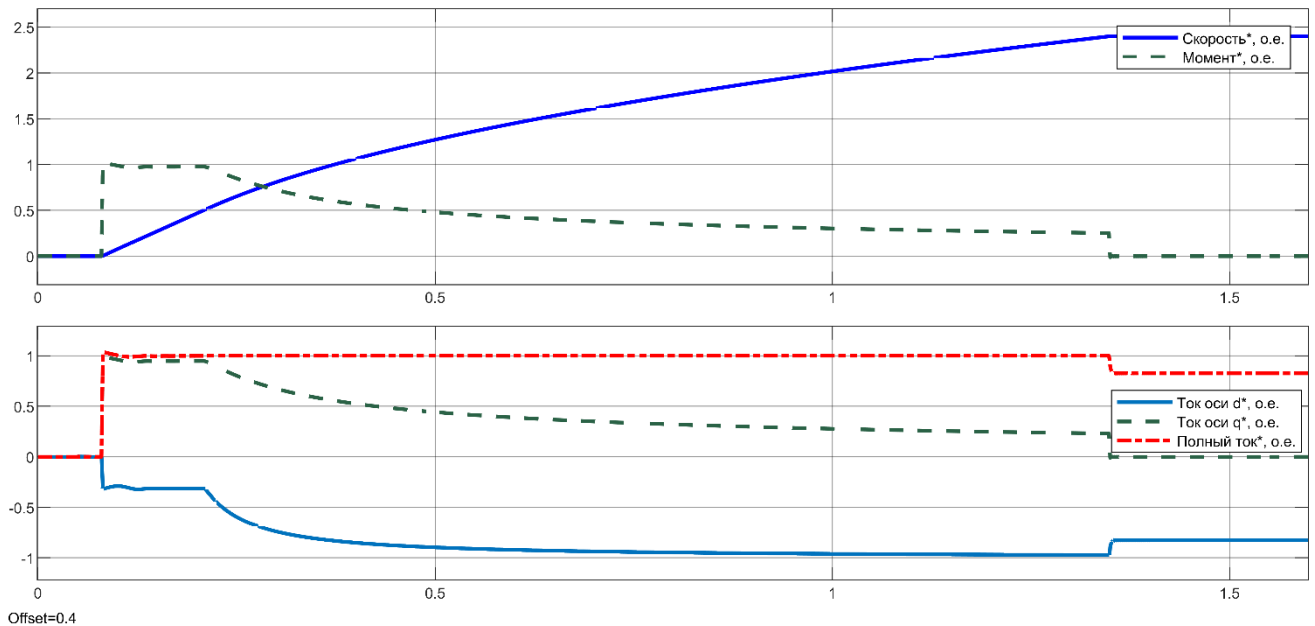


Рисунок 1.12 – Разгон синхронного электродвигателя

На верхней части осциллограммы показаны скорость (сплошная линия) и момент электродвигателя (пунктирная линия), на нижней – ток оси d (сплошная линия), ток оси q (пунктирная линия) и полный ток двигателя (штрихпунктирная линия). Все сигналы приведены в относительных единицах; в качестве базовых величин приняты номинальные значения скорости и тока соответственно. Двигатель разогнался до заданной скорости за $t \approx 1,25$ с с полным суммарным током. В первый момент после пуска ($t = 0,08$ с) ток по оси d составляет около 30% от номинала, хотя ослаблять поле двигателя ещё слишком рано. Это результат работы алгоритма МТРА, который рассмотрен в разделе 1.1.2. В момент времени $t \approx 0,24$ с началось снижение задания тока размагничивания за счёт работы алгоритма ослабления поля, и к концу разгона его значение достигло практически 100% от максимального тока машины (-80 А).

Снижение тока оси d начинается раньше, чем двигатель достигает номинальной скорости. Для того, чтобы это пояснить, нужно рассмотреть осциллограмму работы блока задания тока i_{sd} , которая показана на рисунке 1.13.

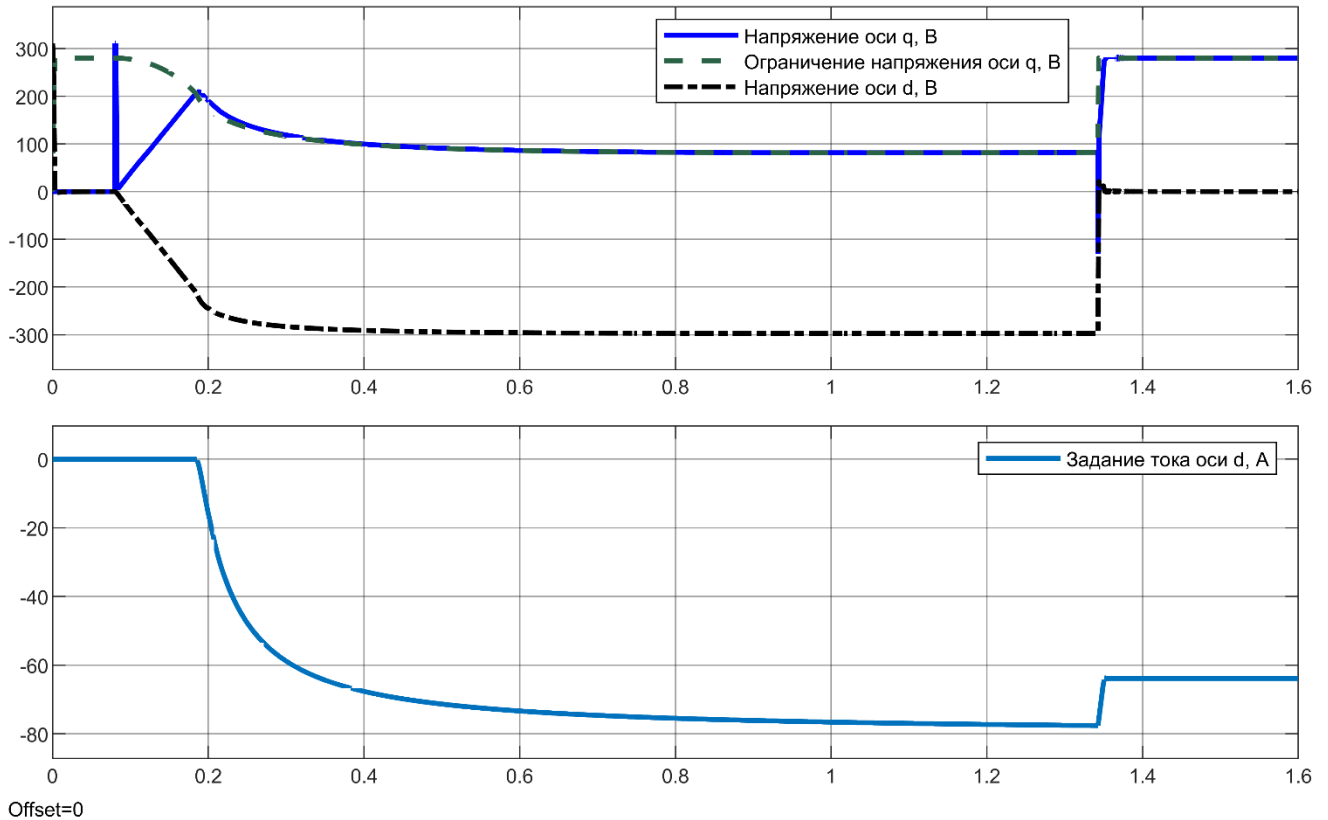


Рисунок 1.13 – Формирование задания тока оси d

На верхней части рисунка показаны осциллограммы фактических напряжений u_{sd} и u_{sq} (сплошная и штрихпунктирная линии соответственно) и уровень ограничения напряжения $U_{sq\ max}$. На нижней части рисунка показано итоговое задание тока оси d . После пуска электродвигателя напряжения u_{sd} и u_{sq} начинают расти (u_{sd} растёт в отрицательную сторону). Одновременно с ростом u_{sd} уменьшается и допустимое напряжение u_{sq} ($U_{sq\ max} = \sqrt{U_{DC}^2 - u_{sd}^2}$) и в момент времени $t \approx 0,18\ c$ фактическое напряжение u_{sq} становится практически равным ограничению $U_{sq\ max}$. В этот момент и начинается снижение тока i_{sd} (см. структуру этого алгоритма на рисунке 1.6).

На рисунке 1.14 показана работа алгоритма ограничения тока i_{sq} (описан в разделе 1.1.4). Штрихпунктирная и сплошная линия соответственно показывают задание и отработку тока i_{sq} (поскольку задание обрабатывается достаточно точно, на осциллограмме эти линии слились в одну). Штриховая линия показывает

ограничение выхода регулятора (допустимое напряжение U_{sq_max}), а пунктирная – фактический выход регулятора (фактическое напряжение u_{sq}).

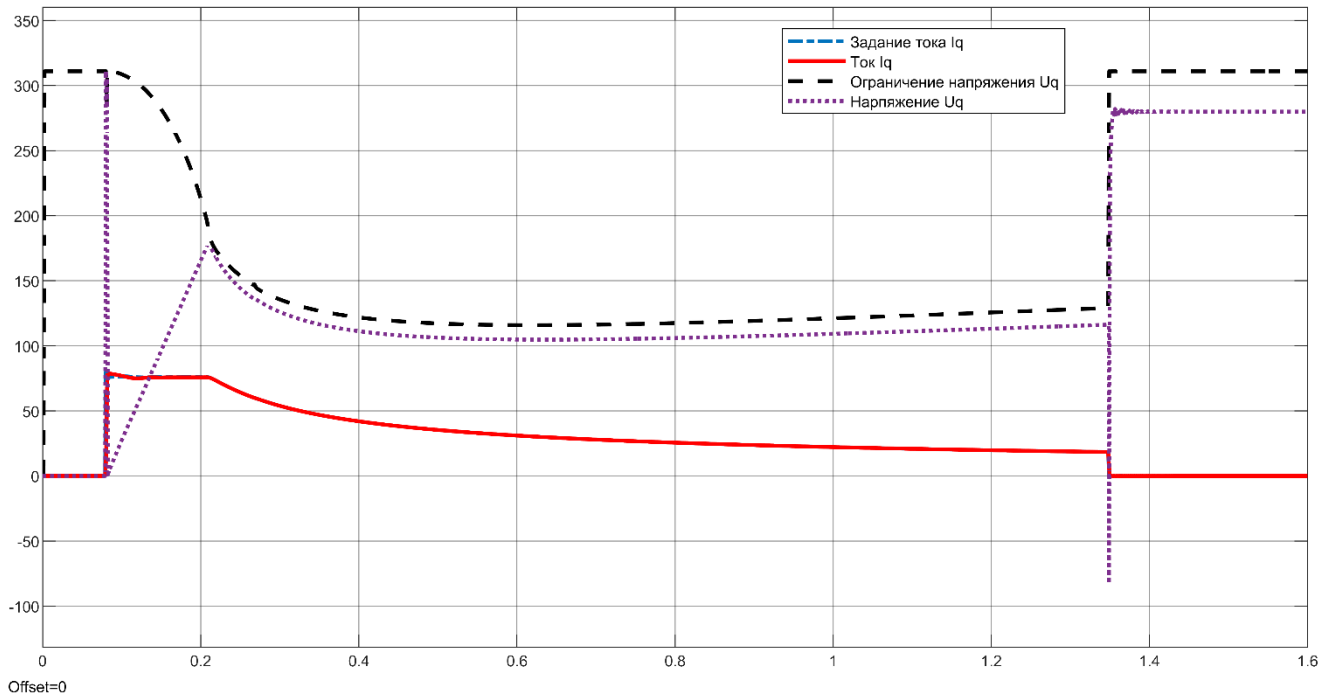


Рисунок 1.14 – Ограничение выхода регуляторов тока

На осциллограмме видно, что выход регулятора, как и предполагалось, никогда не достаёт до уровня ограничения; таким образом гарантировано, что регулятор всегда справляется с обработкой своего задания и система управления остаётся замкнута и устойчива.

1.3 Структура системы векторного управления асинхронным электродвигателем

1.3.1 Структура системы векторного управления

Структура векторного управления асинхронным электродвигателем с контурами регулирования скорости и потокосцепления представлена на рисунке 1.15. Эта структура похожа на структуру векторного управления для синхронной машины. Основное отличие заключается в том, что система работает в координатах x_u , связанных с положением потокосцепления ротора. Кроме того, для создания и регулирования потокосцепления в асинхронном двигателе необходимо использовать отдельный регулятор. Заданием этого регулятора

является амплитуда потокосцепления ротора (она формируется блоком ослабления поля), а в обратную связь поступает оценка амплитуды, полученная при помощи наблюдателя потокосцепления.

Токи фаз А и В двигателя, обозначенные как i_a и i_b , измеряются при помощи датчиков тока. Затем при помощи блока фазных преобразований (БФП) производится преобразование этих токов из трёхфазной системы координат АВС в двухфазную неподвижную систему координат $\alpha\beta$. На рисунке 1.15 эти токи обозначены как $i_{s\alpha}$ и $i_{s\beta}$. Далее при помощи блока координатных преобразований (БКП2) необходимо преобразовать значения токов из системы $\alpha\beta$, связанной со статором, в систему $xу$, связанную с положением потокосцепления ротора (обозначены как i_{sx} и i_{sy}). Для этого необходимо знать угол положения потокосцепления $\theta_{\psi r}$ относительно неподвижной системы координат $\alpha\beta$. Угол $\theta_{\psi r}$ и амплитуда Ψ_r потокосцепления ротора определяется при помощи наблюдателя, работа которого будет рассмотрена ниже. Полученные токи i_{sx} и i_{sy} поступают в обратные связи соответствующих регуляторов РТ_x и РТ_y.

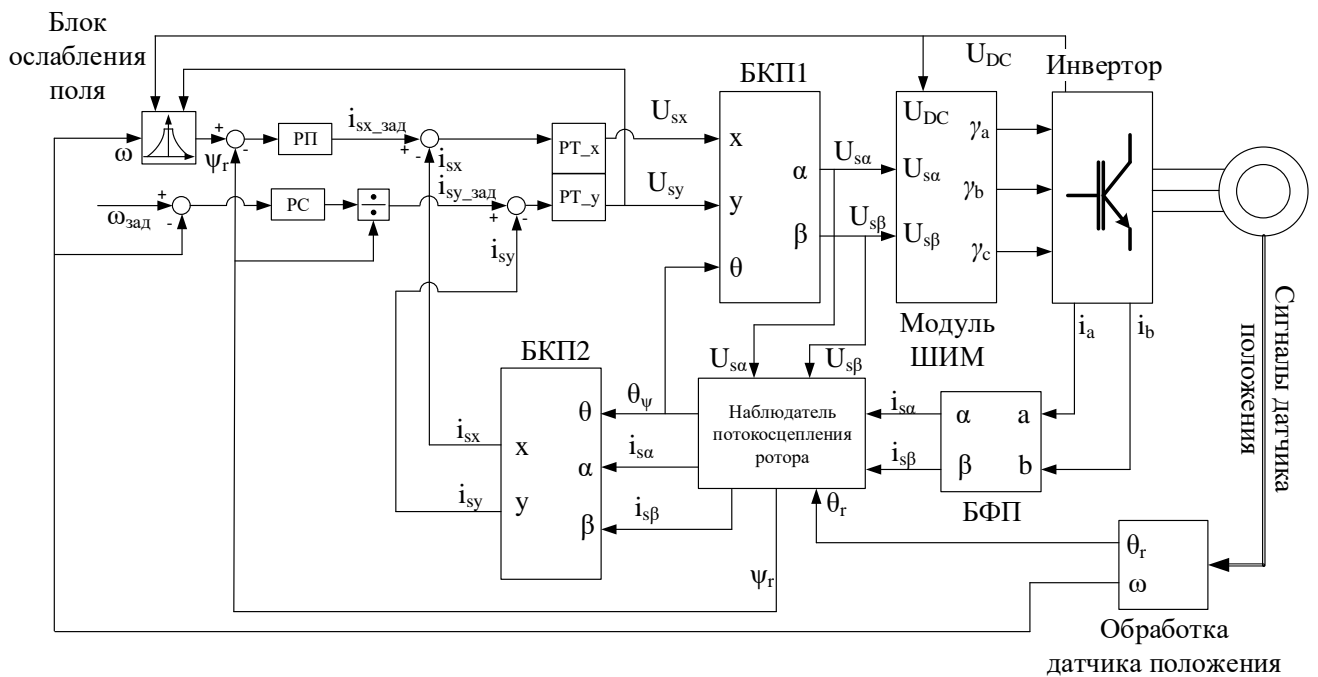


Рисунок 1.15 – Система векторного управления асинхронным двигателем

Регулятор скорости (РС) выдаёт задание на момент электродвигателя, которое преобразуется в задание тока оси i_{sy} путём деления задания момента на величину потокосцепления ротора. В обратную связь регулятора поступает значение текущей скорости ω , получаемое от блока обработки сигналов датчика скорости.

Задание на ток i_{sx} поступает от регулятора потокосцепления (РП). РП, в свою очередь, получает задание потокосцепления от блока ослабления поля. Этот блок определяет, какое задание потокосцепления должно быть при работе привода в зависимости от текущей скорости, вектора выходного напряжения и напряжения ЗПТ.

Регуляторы токов РТ_x и РТ_y выдают задания напряжений в осях x и y , которые затем при помощи блока координатных преобразований БКП1 преобразуются в задания напряжений в координатах $\alpha\beta$. Далее модуль широтно-импульсной модуляции формирует необходимые скважности стоек инвертора для реализации заданных напряжений. Обратное преобразование из двухфазной системы координат $\alpha\beta$ в систему ABC происходит внутри этого блока.

В разделе, посвящённом структуре векторного управления для синхронного электродвигателя, были рассмотрены способы ослабления поля, ограничения регуляторов и компенсации перекрестных связей осей. Эти методы справедливы и для асинхронного двигателя, поэтому повторно рассматриваться здесь не будут.

1.3.2 Наблюдатель потокосцепления ротора электродвигателя с коррекцией параметров в процессе работы

Система векторного управления основана на отдельном регулировании потокообразующего тока i_{sx} и моментобразующего тока i_{sy} , поэтому системе необходима информация об угловом положении потокосцепления ротора, чтобы вычислить эти токи. В асинхронном двигателе нет постоянной связи между положением ротора и положением его потокосцепления, поэтому для реализации систем векторного управления асинхронными электродвигателями приходится прибегать к использованию наблюдателей потокосцепления.

Положение потокосцепления может измеряться прямым способом, путем установки датчиков на эффекте Холла в зазоре электродвигателя [9], однако этот способ существенно дороже и менее надежен, чем косвенное измерение потокосцепления ротора или его оценка с помощью наблюдателя [43]. Существуют различные типы наблюдателей потокосцепления ротора, использующие принципы наблюдателей со скользящим режимом, фильтр Калмана, наблюдатель с эталонной моделью и др. [47]. Большинство наблюдателей оперируют некоторыми параметрами модели и имеют разную точность в зависимости от ошибки задания параметров электродвигателя. И только несколько наблюдателей пересчитывают параметры модели, чтобы снизить ошибку восстановления [41], [42], [18], а математический аппарат данных методов весьма сложен.

В разработанном подходе предлагается выполнять одновременно два наблюдателя потокосцепления и сравнивать результаты их работы. Условно эти наблюдатели можно назвать — датчиковый наблюдатель (ДН), который в своей работе использует сигнал от датчика положения ротора, и бездатчиковый наблюдатель (БДН), который оперирует только напряжениями и токами статора и применяется при создании систем векторного управления без обратной связи по датчику положения. Первый наблюдатель использует измеренные токи и положение (или скорость) и его работа полностью зависит от точности знания параметров электродвигателя. Второй наблюдатель оценивает величину противо-ЭДС и не так сильно зависит от точности параметров модели.

ДН работает в системе координат, связанной с ротором асинхронного двигателя, его структура изображена на рисунке 1.16 [1].

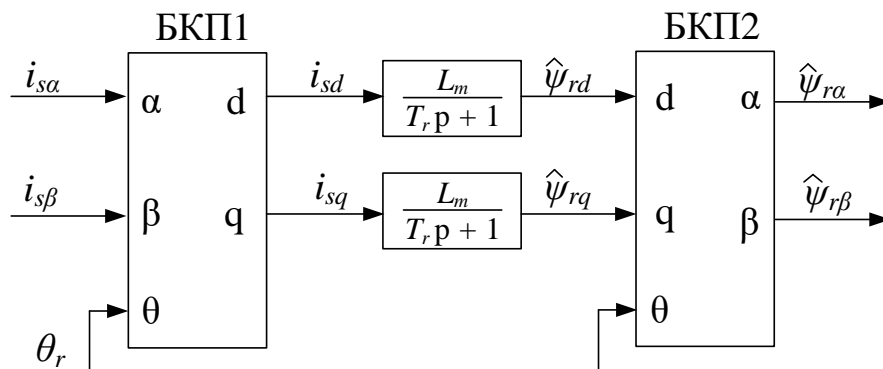


Рисунок 1.16 – Датчиковый наблюдатель потокосцепления ротора АД

Здесь

$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ – токи статорной цепи в осях $\alpha\beta$;

i_{sd}, i_{sq} – токи статорной цепи в осях dq ;

$\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$ – потокосцепления ротора в осях $\alpha\beta$;

ψ_{rd}, ψ_{rq} – потокосцепления ротора в осях dq ;

L_m – взаимная индуктивность статора и ротора;

T_r – постоянная времени ротора, равная $\frac{L_r}{R_r}$;

θ_r – электрическое положение ротора;

БКП1, БКП2 – блоки координатных преобразований.

Такой наблюдатель потокосцепления даёт точную оценку потокосцепления ротора на любых скоростях, однако его очевидным минусом является необходимость точного знания параметров машины (взаимной индуктивности и сопротивления ротора). Полная индуктивность ротора входит в формулу расчета постоянной времени роторной цепи, однако она очень близка к взаимной индуктивности, поэтому можно ограничиться только двумя параметрами. При ошибке в оценке сопротивления ротора, которое входит в постоянную времени $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, будет неверно оценено угловое положение вектора потокосцепления; это приведёт к неправильной оценке положения осей xu . Ошибка в параметре взаимной индуктивности L_m приведёт к неправильной оценке амплитуды вектора. Сопротивление ротора может изменяться по нескольким причинам: из-за изменения температуры ротора в процессе нагрева, из-за вытеснения тока при больших моментах нагрузки и большого скольжения и из-за вытеснения тока по причине резкого изменения тока ротора (например, изменение момента). Последнее обстоятельство носит кратковременный характер и может отдельно учитываться в системе управления. Изменение сопротивления ротора от скольжения можно учесть введением функциональной зависимости. Изменение сопротивления от температуры предлагается отслеживать данным наблюдателем, что попутно может быть использовано для защиты электродвигателя от перегрева. Взаимоиндуктивность изменяется с выходом электродвигателя из насыщения,

когда происходит переход в режим ослабления поля при работе на высоких скоростях, что также должно отслеживаться предлагаемым наблюдателем.

БДН потокосцепления ротора основан на оценке противо-ЭДС двигателя. Функциональная схема такого наблюдателя приведена на рисунке 1.17 [8]. Наблюдатель работает следующим образом: в модель статорной цепи, представленной звеном первого порядка, поступает разница между расчетным напряжением питания и оценкой ЭДС, что даёт оценку тока статора. Оценка сравнивается с реальным током статора, и по знаку невязки делается оценка ЭДС с помощью релейного элемента. Оценка ЭДС представляет собой релейный сигнал, который затем интегрируется, что даёт оценку потокосцепления ротора после умножения на отношение полной индуктивности ротора и взаимной индуктивности. Релейный элемент должен выдавать уровни большие, чем может быть ЭДС в любой момент времени работы, например, $\pm U_{DC}$.

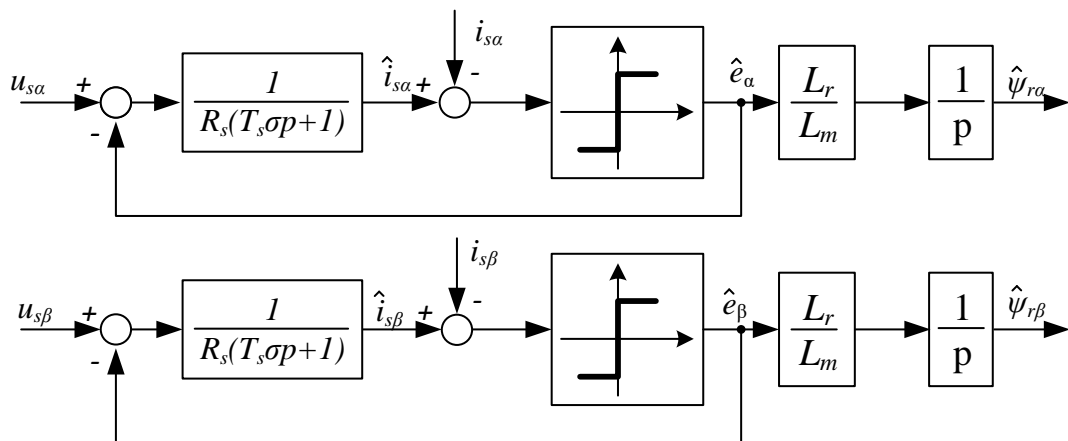


Рисунок 1.17 – Наблюдатель потокосцепления ротора АД в осях $\alpha\beta$

Здесь

$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ – токи статорной цепи в осях $\alpha\beta$;

$\hat{i}_{s\alpha}, \hat{i}_{s\beta}$ – оценки токов по модели статорной цепи;

$\hat{\psi}_{r\alpha}, \hat{\psi}_{r\beta}$ – оценки потокосцепления ротора в осях $\alpha\beta$;

$\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$ – оценка ЭДС;

L_m – взаимная индуктивность статора и ротора;

L_r – индуктивность ротора;

Наличие интегратора на выходе такого наблюдателя имеет нежелательный эффект в виде накопления постоянной составляющей. Для того, чтобы исключить постоянную составляющую, необходимо ввести фильтр высокой частоты, который имеет следующую передаточную функцию:

$$W_{\text{ФВЧ}} = \frac{T_{\phi} p}{T_{\phi} p + 1} \quad (1.5)$$

В результате получим наблюдатель со структурой, представленной на рисунке 1.18:

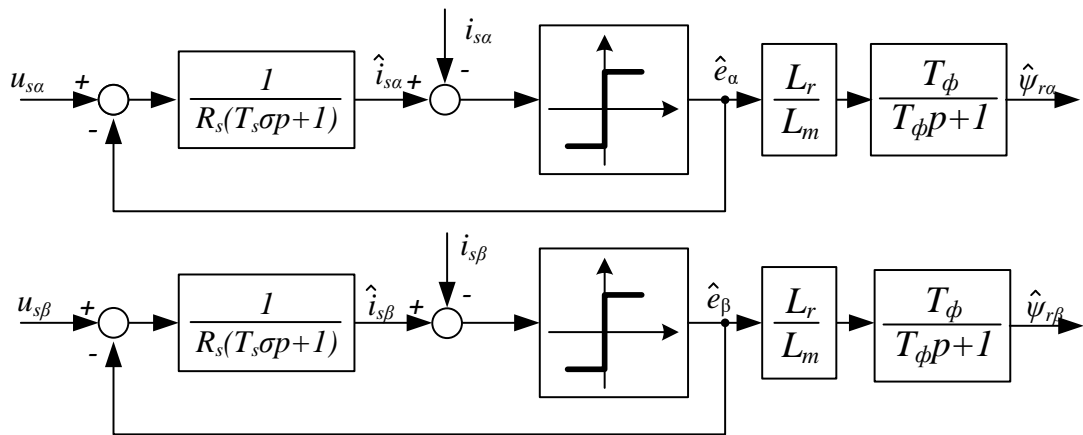


Рисунок 1.18 – Наблюдатель потокосцепления ротора АД в осях $\alpha\beta$ без накопления постоянной составляющей

Как видно, оператор дифференцирования в передаточной функции фильтра (1.5) сокращается с интегратором, что в результате даёт апериодическое звено первого порядка. Достоинством такого наблюдателя является относительно низкое влияние точности заложенных параметров, так как величина ЭДС (\hat{e}_{α} , \hat{e}_{β}) намного больше, чем падение напряжения на сопротивлении статора, а отношение индуктивностей $\frac{L_r}{L_m}$ примерно равно «1» (так как $L_r = L_m + L_{\sigma r}$ при $L_{\sigma r} \ll L_m$), поэтому ошибка в оценке L_m слабо влияет на результат. В результате оценка потокосцепления такого наблюдателя в статическом режиме даёт достаточно точный результат даже при неверных заложенных параметрах машины. К недостаткам наблюдателя можно отнести то, что он качественно работает только в

области высоких скоростей, так как его работа основана на определении ЭДС, величина которой мала на низких скоростях, что увеличивает погрешность оценки.

Рисунок 1.19 иллюстрирует разницу в оценках положения и амплитуды векторов потокосцеплений. Их амплитуды могут быть разными, как и угловые положения векторов. Ошибка по амплитуде ДН определяется неверным значением взаимоиндуктивности. Ошибка по фазе определяется и взаимоиндуктивностью, и сопротивлением ротора, но так как первая отслеживается по амплитуде, ошибку по фазе можно использовать для коррекции значения сопротивления ротора.

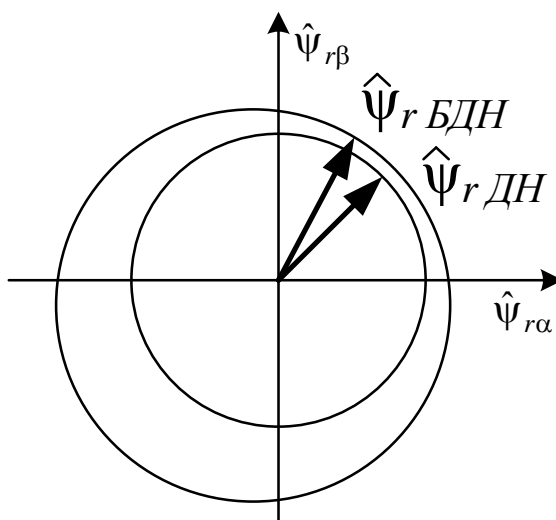


Рисунок 1.19 – Оценка потокосцепления разными наблюдателями при неточных параметрах двигателя

Для коррекции параметров наблюдателей по разнице амплитуд и фаз предложено использовать два ПИ-регулятора, обрабатывающих разницу между фазами и амплитудами векторов. Выходы этих регуляторов инициализируются некоторыми начальными значениями взаимоиндуктивности и сопротивления ротора, а потом отслеживают эти два параметра. Выходы регуляторов далее используются для пересчета всех параметров электродвигателя и коррекции параметров наблюдателей. Итоговая структура наблюдателя изображена на рисунке 1.20.

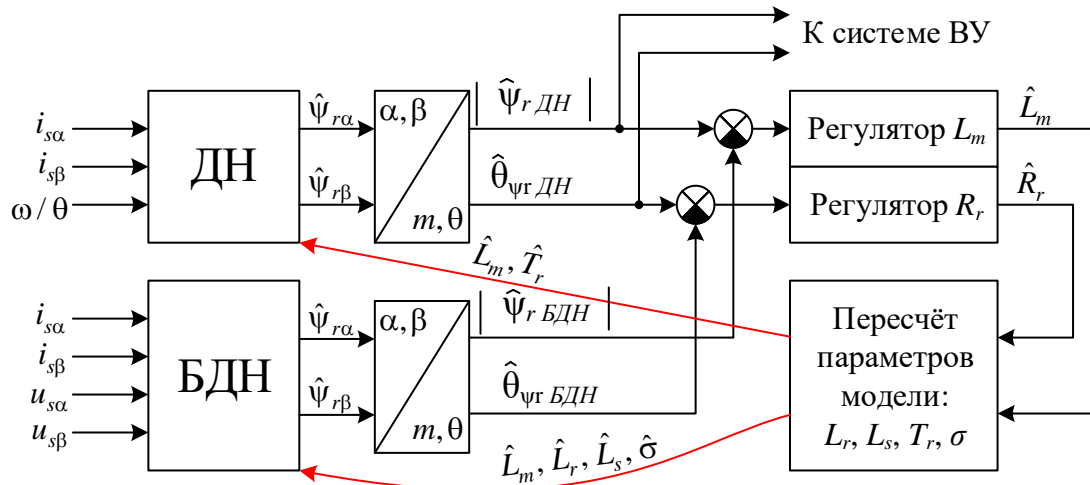


Рисунок 1.20 – Структура наблюдателя с автоматической коррекцией параметров двигателя

1.4 Моделирование системы управления асинхронным двигателем

1.4.1 Математическое описание асинхронной машины с нелинейной взаимной индуктивностью

Модель инвертора напряжения была рассмотрена в разделе 1.2.2, и использовалась при моделировании синхронного электропривода без изменений. Здесь же приведём только итоговую систему уравнений, описывающую электрическую и механическую части асинхронного двигателя:

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} &= u_{s\alpha} - i_{s\alpha}R_s; \\
 \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} &= u_{s\beta} - i_{s\beta}R_s; \\
 \frac{d\psi_{rd}}{dt} &= -i_{rd}R_r; \\
 \frac{d\psi_{rq}}{dt} &= -i_{rq}R_r; \\
 i_{s\alpha} &= \psi_{s\alpha}k_s + \psi_{r\alpha}k_m; \\
 i_{s\beta} &= \psi_{s\beta}k_s + \psi_{r\beta}k_m; \\
 i_{r\alpha} &= \psi_{s\alpha}k_m + \psi_{r\alpha}k_r; \\
 i_{r\beta} &= \psi_{s\beta}k_m + \psi_{r\beta}k_r; \\
 M_{\text{мех}} &= k_{ph}p_p M_{\text{эм}},
 \end{aligned} \right\} \quad (1.6)$$

где

$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$ – напряжения, подаваемые на обмотки статора по осям $\alpha\beta$;

$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ – токи обмоток статора в осях $\alpha\beta$;

i_{rd}, i_{rq} – токи обмоток ротор в осях dq ;

$\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}$ – потокосцепления статора в осях $\alpha\beta$;

ψ_{rd}, ψ_{rq} – потокосцепления ротора в осях dq ;

R_r, R_s – сопротивления статорных и роторных обмоток;

k_{ph} – коэффициент перехода от электромагнитного момента к механическому, равный $\frac{3}{2}$;

p_p – количество пар полюсов машины;

$k_s = -\frac{L_s}{L_m^2 - L_s L_r}, k_r = -\frac{L_r}{L_m^2 - L_s L_r}, k_m = \frac{L_m}{L_m^2 - L_s L_r}$ – коэффициенты из

обратной матрицы индуктивностей

Дифференциальные уравнения решаются по методу Рунге-Кутты.

Также в модели нужно учесть зависимость взаимной индуктивности L_m от тока, так как разрабатываемая система предполагает управление двигателем в области трехкратного ослабления поля. При ослаблении поля в электродвигателе меняется ток намагничивания I_m :

$$I_m = \sqrt{(I_{s\alpha} + I_{r\alpha})^2 + (I_{s\beta} + I_{r\beta})^2} \quad (1.7)$$

Взаимная индуктивность двигателя L_m является нелинейным параметром и зависит от тока намагничивания. На рисунке 1.21 показаны зависимости потокосцепления (а) и взаимной индуктивности (б):

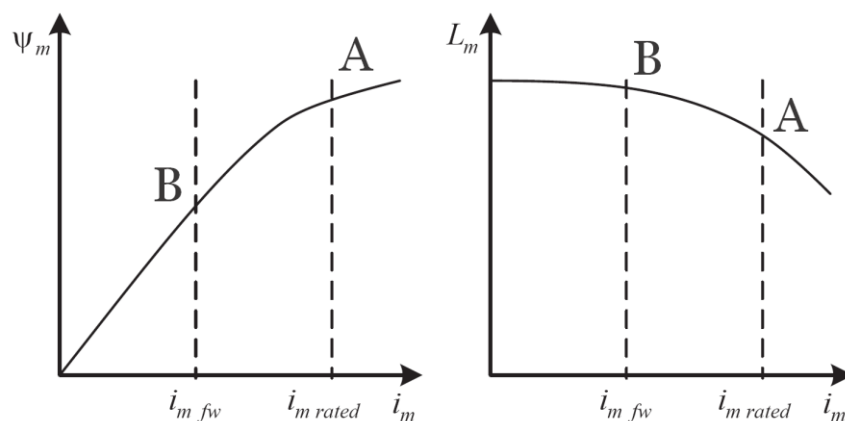


Рисунок 1.21 – Зависимость потокосцепления и взаимной индуктивности от тока намагничивания электродвигателя

На этом рисунке точка А соответствует номинальному току $I_{m rated}$, а точка В – току в зоне ослабления поля $I_{m fw}$ («field weakening»). В модель двигателя дополнительно вводится зависимость индуктивности L_m от тока I_m в виде таблицы значений с интерполяцией между точками.

Структура модели асинхронного двигателя представлена на рисунке 1.22: из входных напряжений статора в осях $\alpha\beta$ и ротора в осях d,q вычитаются падения напряжений на активных сопротивлениях обмоток. Разница поступает на интегратор, который вычисляет потокосцепления статора в неподвижных координатах, жестко связанных со статором, и ротора в подвижной системе координат. Затем потокосцепления ротора переводятся в неподвижную систему координат $\alpha\beta$. Это делается для того, чтобы получить все потокосцепления в одной системе координат, и затем рассчитать токи электродвигателя путем перемножения потокосцеплений на обратную матрицу индуктивностей, значения которой зависят от текущего значения тока намагничивания. Токи ротора затем обратно преобразуются во вращающуюся систему координат, и умножаются на соответствующие сопротивления.

Адекватность данной модели была проверена по методу баланса мощностей путём запуска электродвигателя в разомкнутой системе управления с номинальной нагрузкой. Также были построены механическая и электромеханическая характеристики машины, чтобы убедиться, что они соответствуют характеристикам, построенным по параметрам схемы замещения асинхронной машины.

Для проверки общей работоспособности системы управления, в неё сперва были заложены параметры, точно соответствующие параметрам двигателя. Разгон двигателя производился на холостом ходу до скорости 1000 рад/с, затем была приложена нагрузка 75% от номинала. Результаты моделирования представлены на рисунке 1.23. Первый график показывает задание и отработку тока i_{sy} (в амперах), второй – тока i_{sx} (в амперах), третий график – задание и отработка скорости (в рад/с), четвертый график показывает, как отработано задание потокосцепления. Для всех графиков штриховая линия показывает задание, а сплошная – фактический сигнал.

Первая стадия пуска двигателя – создание поля, намагничивание. Это необходимо для того, чтобы пуск двигателя производился с максимальным моментом. Для этого подаётся задание номинального потокосцепления на соответствующий регулятор (четвертый график); его выход является заданием для регулятора тока оси x (второй график). Во время намагничивания регулятор потокосцепления может задавать на ось x полный разрешённый ток машины. Когда потокосцепление достигает задания (на осциллограмме это происходит в момент времени $t \approx 300$ мс), то начинается разгон двигателя: на регулятор скорости подаётся задание 1000 рад/с (третий график), регулятор выдаёт задание тока оси y (первый график). После того, как включается контур скорости, ограничения регуляторов потока и скорости (то есть разрешённые токи i_{sx} и i_{sy}) делятся таким образом, чтобы полный ток двигателя не превышал разрешённого тока.

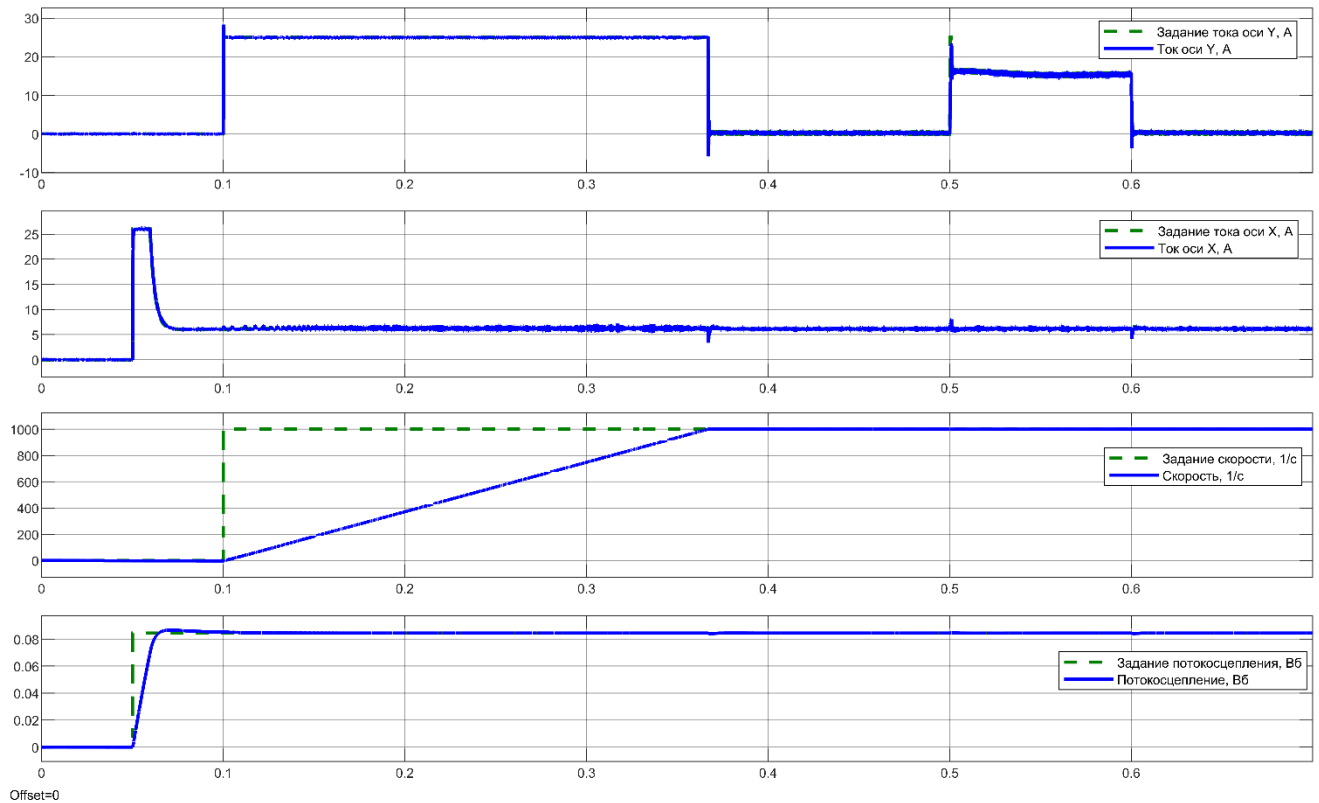


Рисунок 1.23 – Моделирование пуска асинхронного двигателя с номинальным заданием скорости

Когда скорость электродвигателя достигает задания скорости, ток оси y падает до значения, которое необходимо для того, чтобы преодолеть трение. Затем в момент времени $t = 700$ мс к валу скачком прикладывается нагрузка 4 Нм. Через 100 мс нагрузка снимается. Как видно, регуляторы корректно отрабатывают скачкообразное изменение нагрузки.

Далее была смоделирована работа адаптивного наблюдателя потокосцепления на модели векторной системы управления. Сначала в параметры двигателя, которые «известны» системе были внесены ошибки – сопротивление ротора R_r было увеличено на 10%, взаимная индуктивность L_m на 20%. В результате моделирования были получены осциллограммы реального потокосцепления модели электродвигателя и оценок наблюдателей. Осциллограмма представлена на рисунке 1.24 (дискретность по времени равна

$$\frac{1}{f_{PWM}} = 62.5 \text{ мкс}):$$

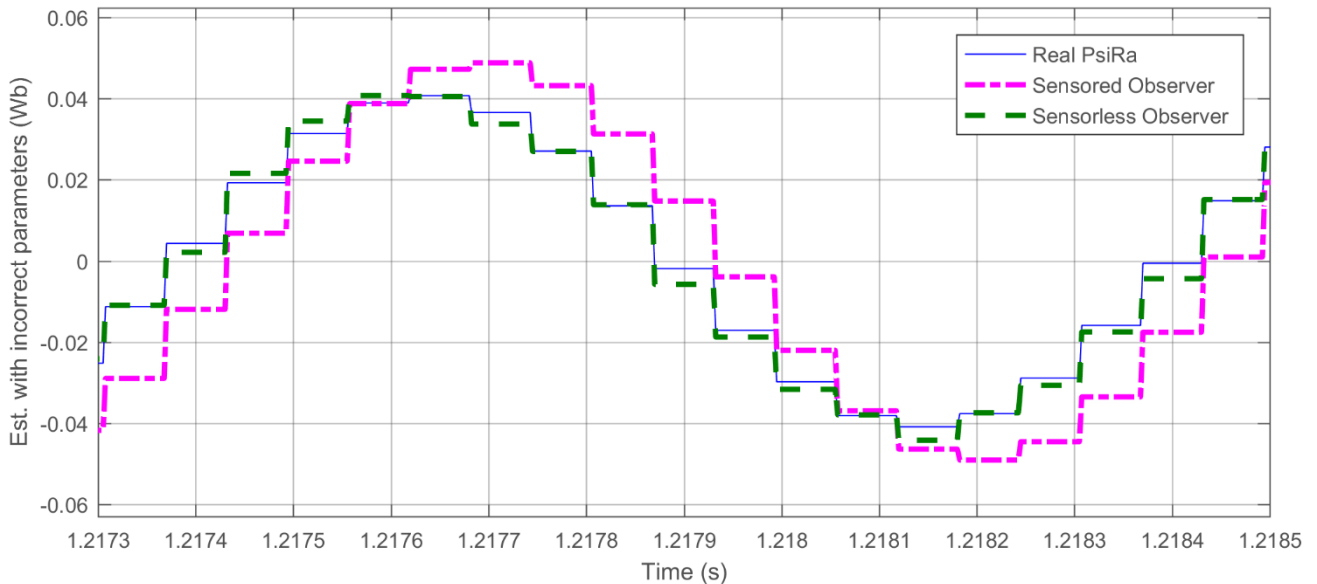


Рисунок 1.24 – Работа наблюдателей в системе с неточным знанием параметров R_r и L_m

Здесь тонкой сплошной линией показано реальное потокосцепление ротора, жирной пунктирной линией оценка потокосцепления наблюдателем, который работает по принципу оценки противо-ЭДС, и штрихпунктирной линией оценка от наблюдателя, работающего по измеренным токам и положению. Первый наблюдатель даёт более качественную оценку потокосцепления, по сравнению со вторым, несмотря на неправильную информацию о параметрах машины. Затем был включен предложенный алгоритм коррекции параметров. Результаты коррекции представлены на рисунках 1.25 и 1.26. В опытах, в результате которых были получены эти осциллограммы, двигатель запускался в разомкнутой системе (скалярное управление). Для демонстрации коррекции сопротивления ротора в процессе моделирования имитировался нагрев роторной цепи. Для демонстрации коррекции взаимной индуктивности электропривод выводился в область ослабления поля, где изменялся ток намагничивания.

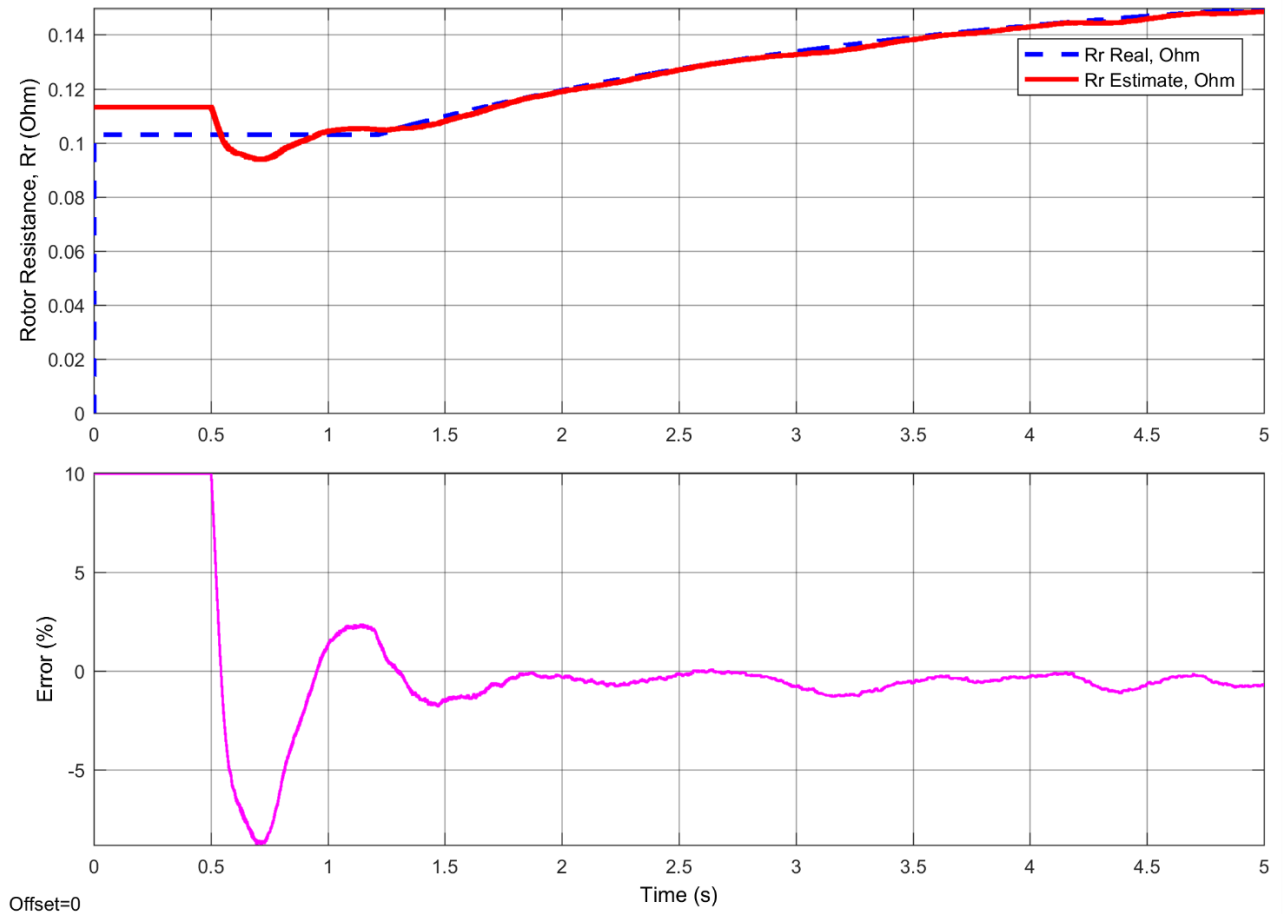


Рисунок 1.25 – Коррекция сопротивления ротора

Рисунок 1.25 показывает результат коррекции сопротивления ротора. В верхней части изображены реальное (штриховая линия) и оценённое (сплошная линия) сопротивления; в нижней части показана погрешность оценки сопротивления $\delta_R = \frac{R' - R_{real}}{R_{real}} \cdot 100\%$ (R' – оценка сопротивления, R_{real} – реальное сопротивление). Работа корректора начинается в момент $t = 0,5$ с. Ошибка в оценке сопротивления имеет колебательный характер с установившимся значением около 0% – характерный для ПИ-регуляторов вид отработки возмущения. На поведение корректора можно влиять путём изменения коэффициентов регулятора. В реальности регулятор оценки сопротивления ротора может быть настроен более медленным, чтобы исключить колебательность, присутствующую на осциллограмме, так как тепловые процессы происходят значительно медленнее, чем представлено на рисунке. В момент времени $t = 1,25$ с сопротивление ротора начинает расти – в этот момент в системе начинается

имитация нагрева ротора. Как видно, оценка параметра также меняется, сохраняя ошибку около 0%.

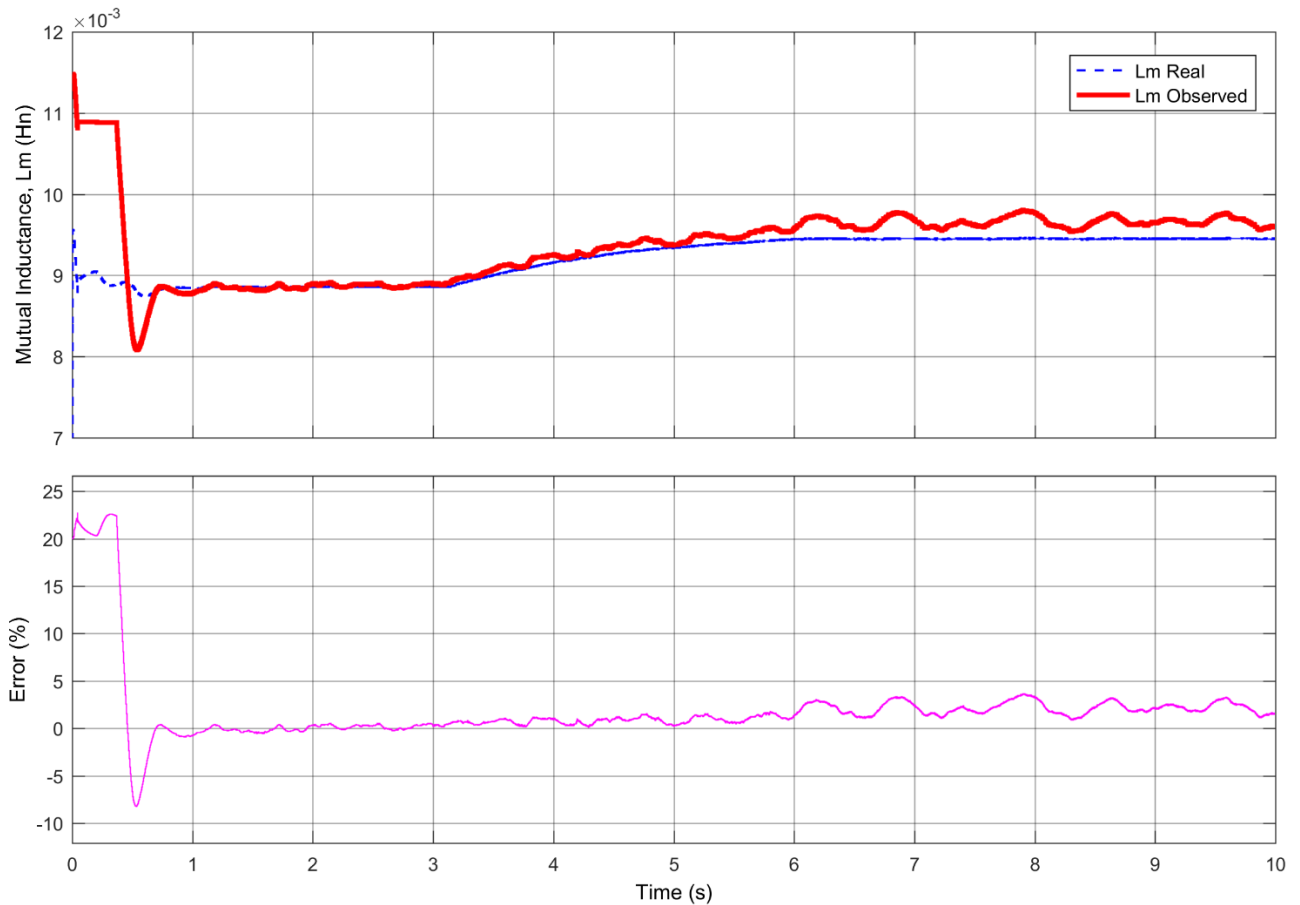


Рисунок 1.26 – Коррекция взаимной индуктивности

Рисунок 1.26 показывает результаты оценки взаимной индуктивности. Так же в верхней части показаны реальная (штриховая линия) и оцененная (сплошная линия) индуктивности L_m , а в нижней части – относительная ошибка $\delta_L = \frac{L' - L_{real}}{L_{real}} \cdot 100\%$ (L' - оценка индуктивности, L_{real} – реальная индуктивность). Коррекция запускается в момент времени $t = 0,5$ с. В момент времени $t = 3,2$ с включается алгоритм ослабления поля двигателя, в результате чего ток намагничивания уменьшается, а взаимная индуктивность увеличивается (см. рисунок 1.21). При этом амплитуда вектора потокосцепления уменьшается, в результате чего определить истинное значение индуктивности становится сложнее, тем не менее ошибка в определении не превышает 5%, что является достаточно хорошим результатом для стабильной работы системы управления.

На рисунке 1.27 представлены осциллограммы скорости, потокосцепления и момента двигателя при разгоне от 0 об/мин до 24000 об/мин. В качестве наблюдателя потокосцепления в этом опыте использовался предложенный адаптивный наблюдатель. Сплошной линией показана угловая скорость, пунктирной – момент, штрихпунктирной – потокосцепление. Все осциллограммы для удобного отображения в одной системе координат приведены в относительных единицах. В качестве базовых величин взяты номинальные значения соответствующих параметров.

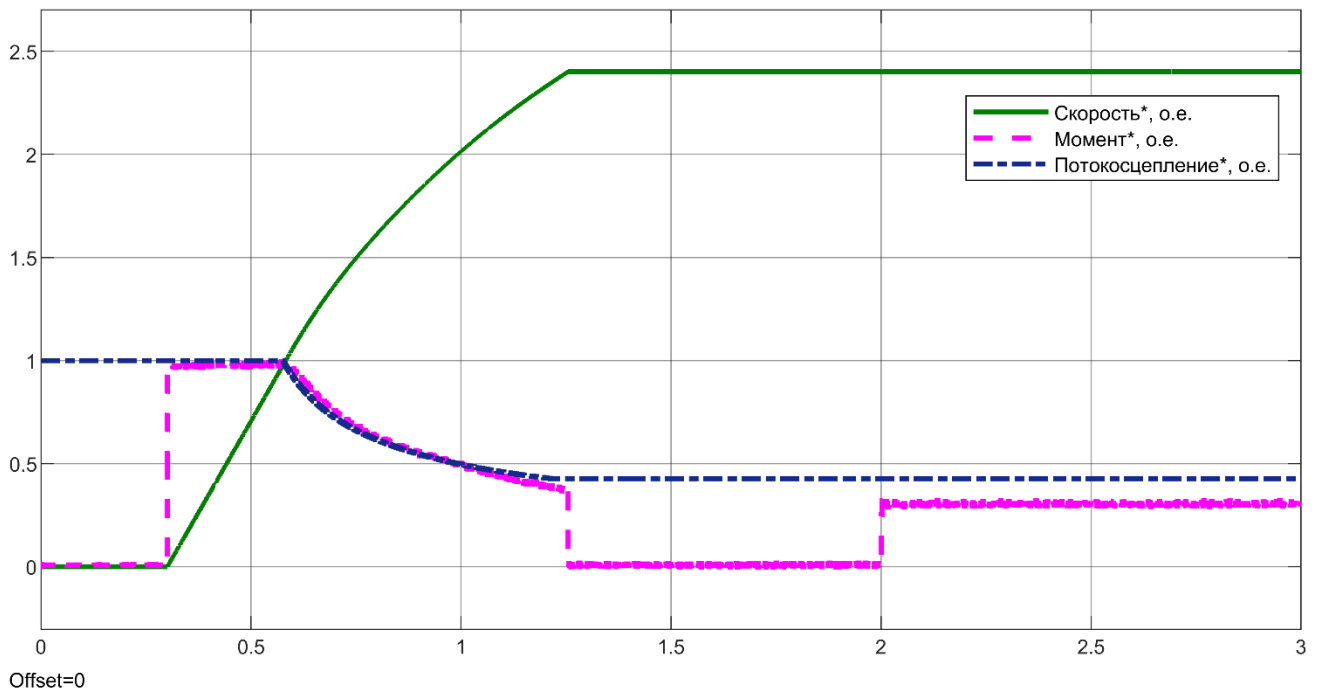


Рисунок 1.27 – Разгон асинхронного двигателя с ослаблением поля

Когда скорость вращения двигателя достигает номинального значения, система управления начинает ослаблять поле, снижая задание потокосцепления. При этом, поскольку моментобразующий ток I_{sy} остаётся неизменным, момент двигателя снижается практически пропорционально потокосцеплению, из-за чего ускорение двигателя уменьшается. В момент времени $t = 2$ с к двигателю скачком прикладывается нагрузка около 25% от номинальной. Скорость вращения двигателя при этом продолжает поддерживаться на заданном уровне без каких-либо заметных изменений. Момент приложения нагрузки в увеличенном масштабе представлен на рисунке 1.28. На осциллограмме проставлены два курсора (до

наброса нагрузки и после наброса в точке максимального рассогласования), информация о которых приведена справа от осциллограмм. Разница в показаниях составляет $\Delta\omega = 5,745 \cdot 10^{-4}$, следовательно отклонение скорости составило $\delta_\omega = \frac{\Delta\omega}{\omega} \cdot 100\% = \frac{5,745}{2,4} \cdot 10^{-4} \cdot 100\% = 0,02\%$.

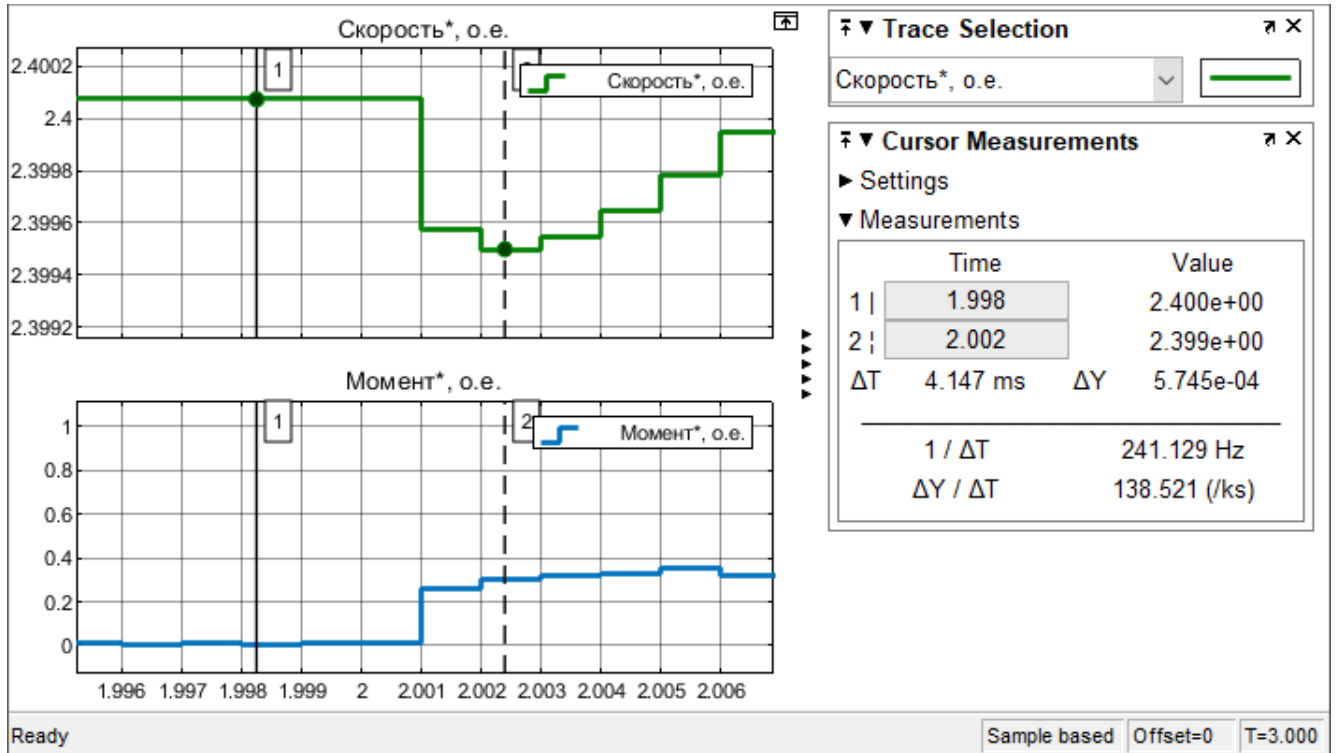


Рисунок 1.28 – Обработка задания скорости при набросе нагрузки

По результатам моделирования можно сделать вывод, что предложенная система управления успешно справляется с поставленной задачей разгона электродвигателя с ослаблением поля. Система также правильно оценивает изменяющиеся параметры двигателя и использует полученные значения для корректной работы наблюдателя потокосцепления.

1.5 Результаты экспериментов

1.5.1 Испытания системы управления асинхронным электродвигателем

Разработанная и проверенная на модели система управления асинхронным электродвигателем была реализована в составе шестиключевого двухуровневого инвертора напряжения Niwin D1N. Объект управления — высокоскоростной

асинхронный электродвигатель Siemens Simotics 1PH8081 (рисунок 1.30). Характеристики инвертора приведены в таблице 1.4; характеристики электродвигателя были приведены ранее в разделе 1.4.2 (таблица 1.3).

Таблица 1.4 – Характеристики инвертора HIWIN D1N

Параметр	Значение
Входное напряжение	= 540 В \pm 20%
Выходное напряжение	~3ф 380В, до 1200 Гц
Номинальная мощность	24 кВт
Частота ШИМ	4 кГц / 8 кГц / 16 кГц

Помимо двигателя и инвертора в состав испытательного стенда (рисунок 1.29) входит система жидкостного охлаждения электродвигателя, выпрямитель напряжения (пассивный), ПК для управления инвертором и переходник «USB-to-CAN» для соединения ПК с инвертором по интерфейсу CAN.

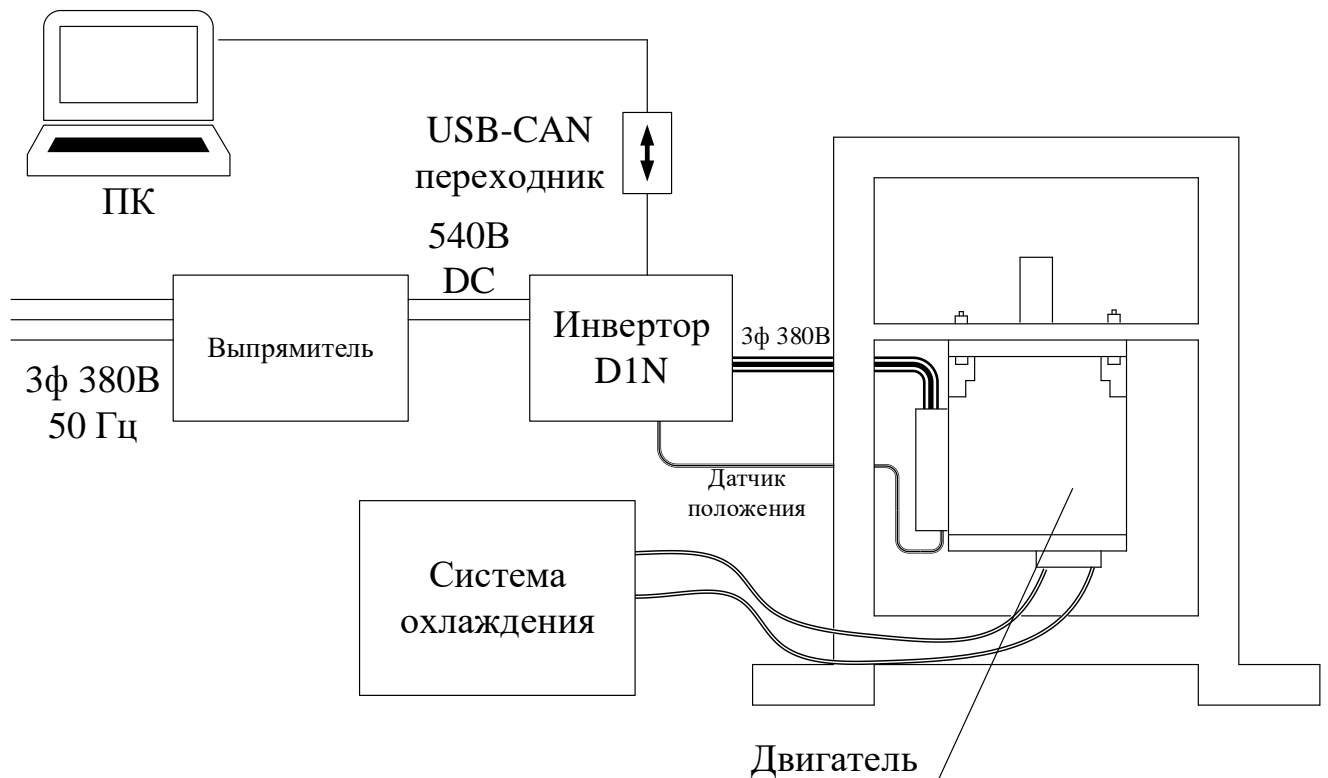


Рисунок 1.29 – Состав испытательного стенда



Рисунок 1.30 – Асинхронный электродвигатель Siemens Simotics 1PH8081

Система управления имеет доступ к измерению сигналов со следующих датчиков: два датчика токов фаз двигателя А и В, датчик напряжения звена постоянного тока, синусно-косинусный инкрементальный датчик положения ротора двигателя (256 импульсов на оборот, встроен в двигатель), а также несколько дополнительных (температуры радиатора инвертора, температура электродвигателя, уровни питания контроллера и т.п.).

Узлы системы управления, отвечающие за управление двигателем в части алгоритмов структуры векторного управления, модуля ШИМ и модуля наблюдателя потокосцепления были взяты из разработанной модели, встроены в

проект ПО, предназначенного для работы в составе инвертора и отлажены на реальном оборудовании. Помимо этих модулей, ПО системы управления содержит другие функции, обеспечивающие защиты электропривода в нештатных ситуациях, связь с устройствами верхнего уровня по протоколу CANopen. Управление и мониторинг состояния привода осуществлялись при помощи ПО «RTCON» по протоколу CANopen. Приведённые в этом разделе осциллограммы получены при помощи этой программы и отражают процессы точно в таком виде, в каком они доступны системе управления инвертора.

На рисунке 1.31 приведена осциллограмма процесса намагничивания двигателя. Задание потокосцепления (красная линия) составляет 72 мВб. Для реализации этого задания регулятор потокосцепления задаёт ток статора по оси x (голубая линия), который обрабатывается регулятором тока i_{sx} (розовая линия). По мере того, как потокосцепление (синяя линия) приближается к заданию, задание тока начинает спадать до уровня, который необходим для поддержания потокосцепления на постоянном уровне.

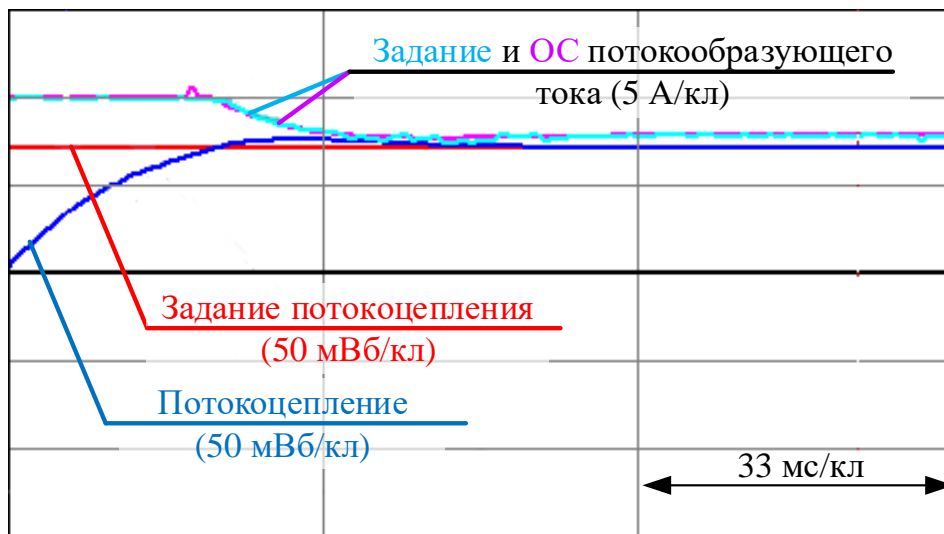


Рисунок 1.31 – Намагничивание асинхронного двигателя

Во время процесса намагничивания ротор двигателя не вращается, а моментобразующий ток равен нулю, поэтому для ускорения процесса намагничивания можно использовать максимальный разрешённый ток двигателя, а после того, как потокосцепление выйдет на задание, ограничить ток на уровне, достаточном для поддержания номинального потокосцепления.

На рисунке 1.32 показан запуск асинхронного двигателя в векторной системе управления с заданием скорости 2000 об/мин на холостом ходу. Разрешение на начало разгона даётся после окончания процесса намагничивания, показанного на предыдущем рисунке. Во время разгона поддерживается постоянный моментобразующий ток I_{sy} (5 А). Когда скорость приближается к заданию, ток уменьшается, а затем спадает практически до нуля, так как нагрузка на валу двигателя отсутствует.

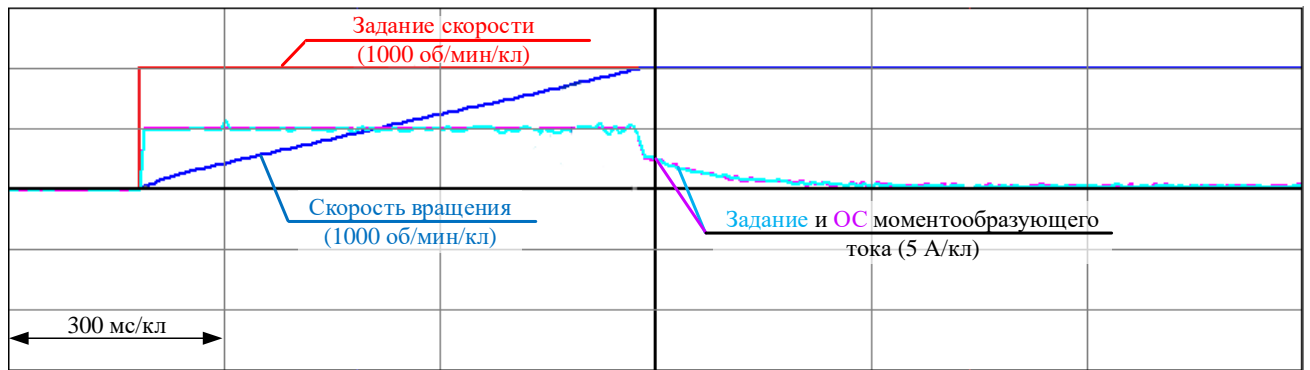


Рисунок 1.32 – Пуск двигателя в системе векторного управления

На рисунке 1.33 продемонстрирована работа наблюдателя потокосцепления асинхронного двигателя в статорных осях $\alpha\beta$ на холостом ходу на скорости 2000 об/мин в установившемся режиме. Поскольку двигатель не оборудован датчиками потокосцепления, то узнать фактическое значение этих параметров не представляется возможным. Можно лишь отметить, что амплитуда потокосцепления соответствует расчётной для данного режима работы двигателя (с учётом скорости, амплитуды токов и нагрузки), а оценки потокосцеплений от двух разных наблюдателей совпадают.

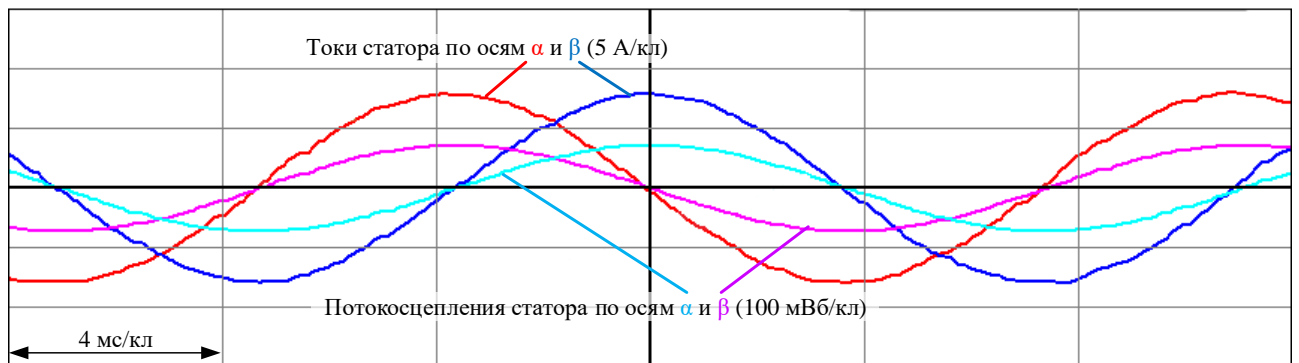


Рисунок 1.33 – Наблюдение потокосцепления

На рисунке 1.34 приведены осциллограммы токов и скорости двигателя при разгоне до 24000 об/мин. Перед началом разгона видно бросок потокообразующего тока i_{sx} – в это время происходило намагничивание полным током двигателя. Затем ток i_{sx} снизился до необходимого для поддержания номинального потокосцепления уровня и начался разгон с постоянным током i_{sy} . Когда потребовалось ослабить поле, ток оси i_{sx} начал уменьшаться. При выходе скорости на задание 24000 об/мин ток i_{sy} упал до нуля, так как к двигателю не было приложено нагрузки.

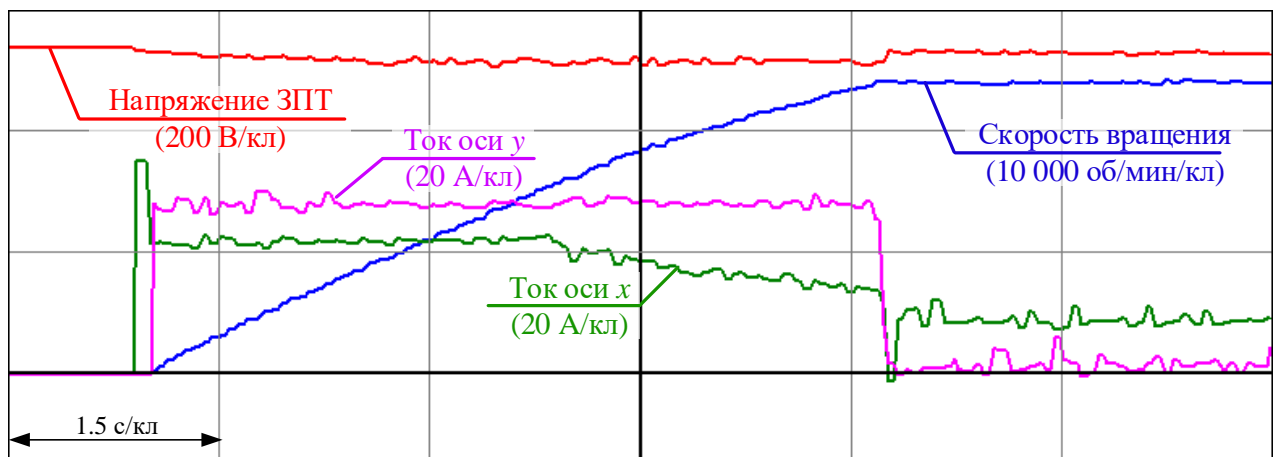


Рисунок 1.34 – Разгон двигателя до скорости 24000 об/мин

Дальнейшее исследование и отладка системы управления асинхронного электропривода были прекращены из-за возникшей проблемы с подшипниками шпинделя после разгона до скорости 24000 об/мин. Поставщик шпинделя предоставил подшипники для замены, однако после ремонта проблема возникла вновь спустя несколько часов работы. Сотрудники сервисного центра сообщили, что предоставленные для замены подшипники не предназначены для работы на высоких скоростях. К этому моменту заказчик работ уже принял решение отказаться от использования асинхронного двигателя и переключиться на разработку системы управления синхронным двигателем.

1.5.2 Испытания системы управления синхронным электродвигателем

Система управления синхронным электродвигателем была реализована на базе трехуровневого инвертора напряжения и испытана на стенде. Схема стенда

приведена на рисунке 1.35. Стенд состоит из спарки двух синхронных электродвигателей типа IPM «Siemens 1FE1072-4WL11», которые управляются одинаковыми трёхуровневыми инверторами напряжения, разработанных в ООО «НПП «ЦИКЛ ПЛЮС» и ООО «НПФ ВЕКТОР» по заказу компании NIWIN. Инверторы питаются от трёхфазной сети 380В / 50 Гц и объединены по звену постоянного тока, которое через ключ подключается к тормозным резисторам в случае перенапряжений ЗПТ. Перенапряжения возникают в режиме рекуперации или в случае аварийных режимов работы, когда двигатель был разогнан до скоростей выше номинальных. К двигателям подключена система жидкостного охлаждения. Оба электродвигателя оборудованы синусно-косинусными датчиками положения с разрешением 256 импульсов на оборот, сигналы которых подключены к соответствующим входам инверторов. Характеристики двигателей приводились ранее в разделе 1.2.4 (таблица 1.2). Характеристики инверторов напряжения приведены в таблице 1.5. Параметрирование и мониторинг системы осуществляется при помощи ПО RTCON.

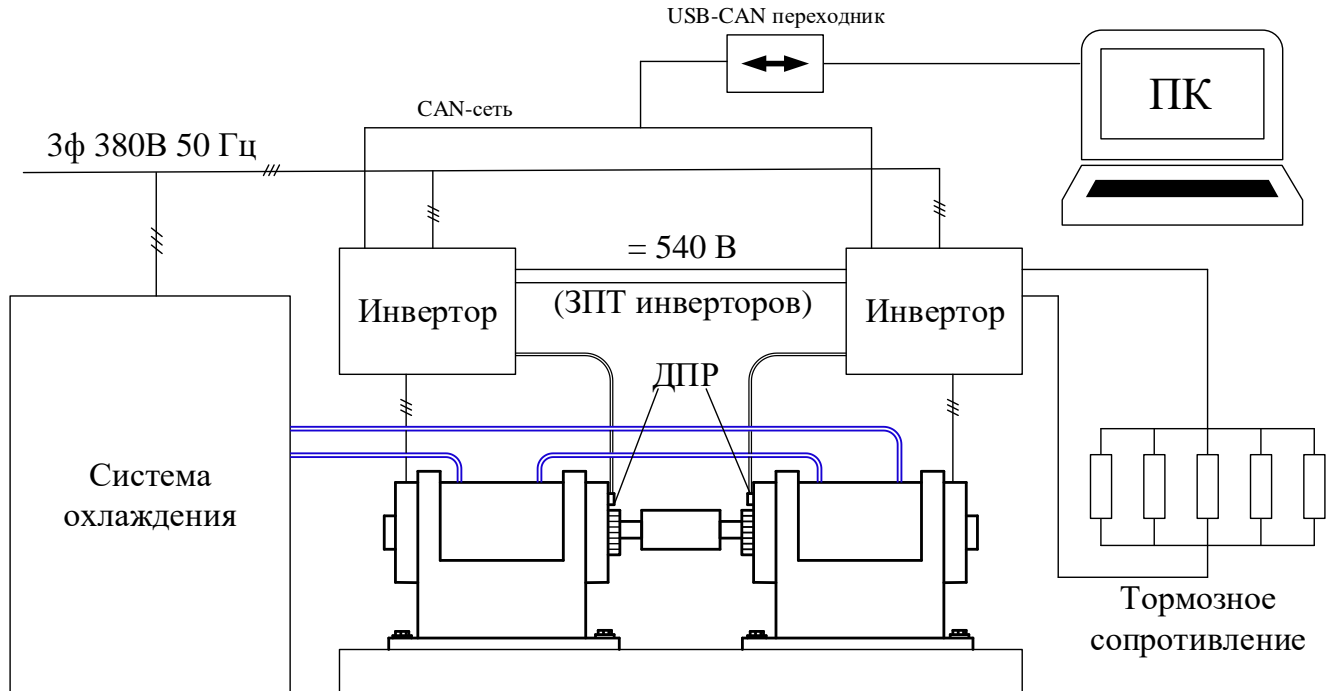


Рисунок 1.35 – Испытательный стенд для отладки СУ синхронным электродвигателем



Рисунок 1.36 – Фото испытательного стенда

Таблица 1.5 – Характеристики трехуровневого инвертора

Параметр	Значение
Входное напряжение	~3ф 380В / 50 Гц
Выходное напряжение	~3ф 380В, до 1200 Гц
Номинальная мощность	30 кВт
Частота ШИМ	4 кГц / 8 кГц / 16 кГц

На рисунке 1.37 приведены осциллограммы, полученные при пуске электродвигателя в базовой системе векторного управления с заданием скорости 4000 об/мин. Эта скорость ниже номинальной скорости электродвигателя, поэтому ослабление поля не требуется; стратегия управления МТРА здесь также отключена, поэтому ток оси d на протяжении всего процесса равен 0 А и полный ток электродвигателя равен моментобразующему току i_{sq} . Время разгона с номинальным значением полного тока двигателя (80 А в амплитуде) составило 160 мс.

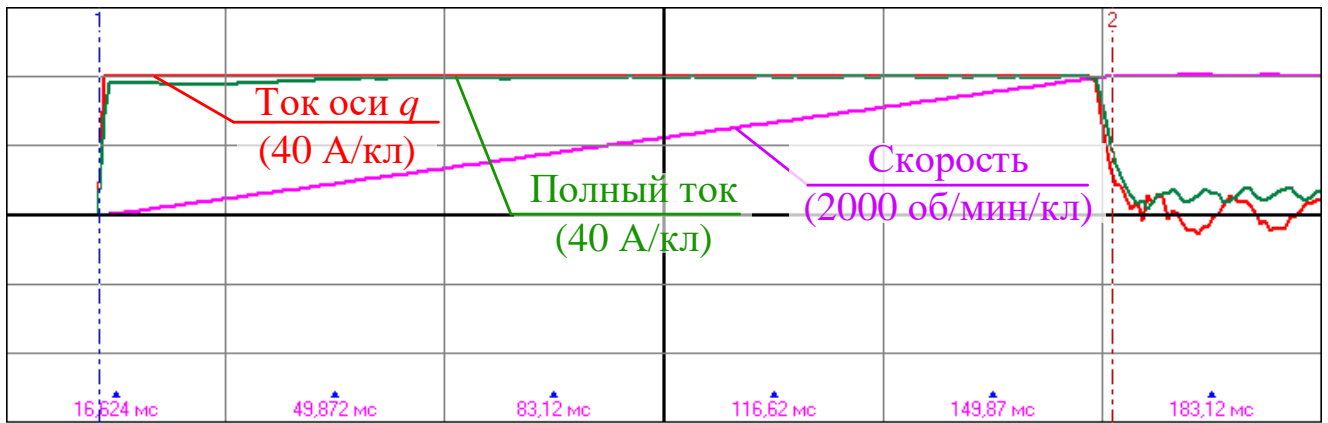


Рисунок 1.37 – Пуск синхронного электродвигателя с заданием скорости 4000 об/мин

Затем электродвигатель был запущен с использованием алгоритма МТРА с тем же заданием скорости (4000 об/мин) и таким же ограничением полного тока (80 А); осциллограммы приведены на рисунке 1.38.

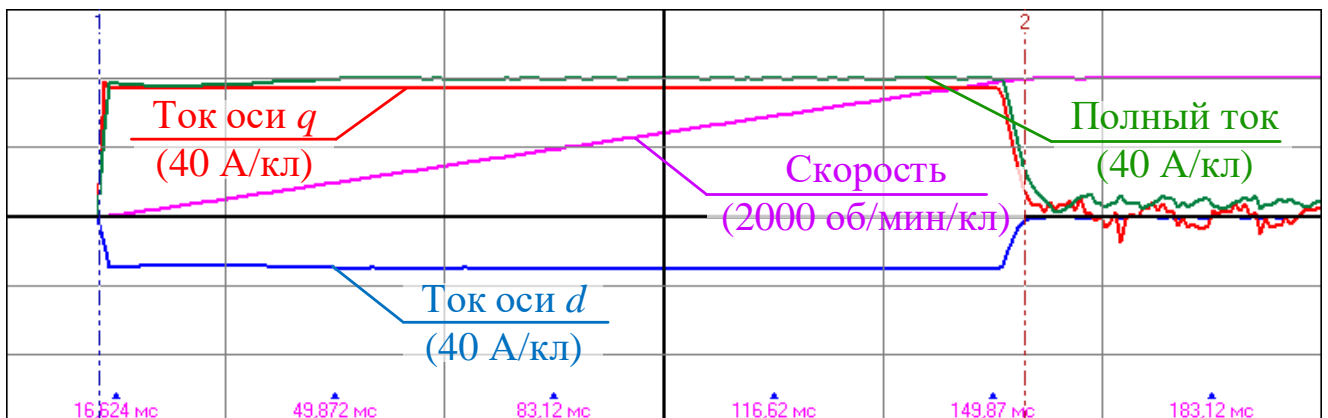


Рисунок 1.38 – Пуск синхронного электродвигателя с заданием скорости 4000 об/мин при использовании алгоритма МТРА

В момент пуска помимо тока i_{sq} сразу появляется ток i_{sd} , задание которого является функцией от тока i_{sq} и на приведённом примере составляет -35 А. Полный ток двигателя $i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}$ при этом по прежнему ограничен на уровне 80 А, и поэтому моментобразующий ток стал несколько ниже, чем на предыдущей осциллограмме. Однако такая комбинация токов по осям d и q даёт больший момент для данного электродвигателя, поэтому скорость выходит на задание быстрее – за 140 мс.

На рисунке 1.39 приведены осциллограммы пуска двигателя с заданием скорости 10 000 об/мин. Это задание превышает номинальную скорость двигателя (6800 об/мин), поэтому для его достижения требуется ослаблять поле машины. В начале разгона ток оси d составляет -13 А (синяя линия), что обусловлено работой алгоритма МТРА. Ослабление поля начинается в момент времени 470 мс. В этот момент напряжение оси q (зелёная линия) приближается к максимально-реализуемому уровню и начинается снижение тока i_{sd} , согласно алгоритму, описанному в разделе 1.1.4, а напряжение u_{sq} поддерживается на постоянном уровне, равном 90% от $U_{sq\ max}$. Величина этого напряжения (200 В) определяется

текущим напряжением ЗПТ и напряжением u_{sd} :
$$U_{sq\ max} = \sqrt{U_{DC}^2 - (\sqrt{3}u_{sd})^2}.$$

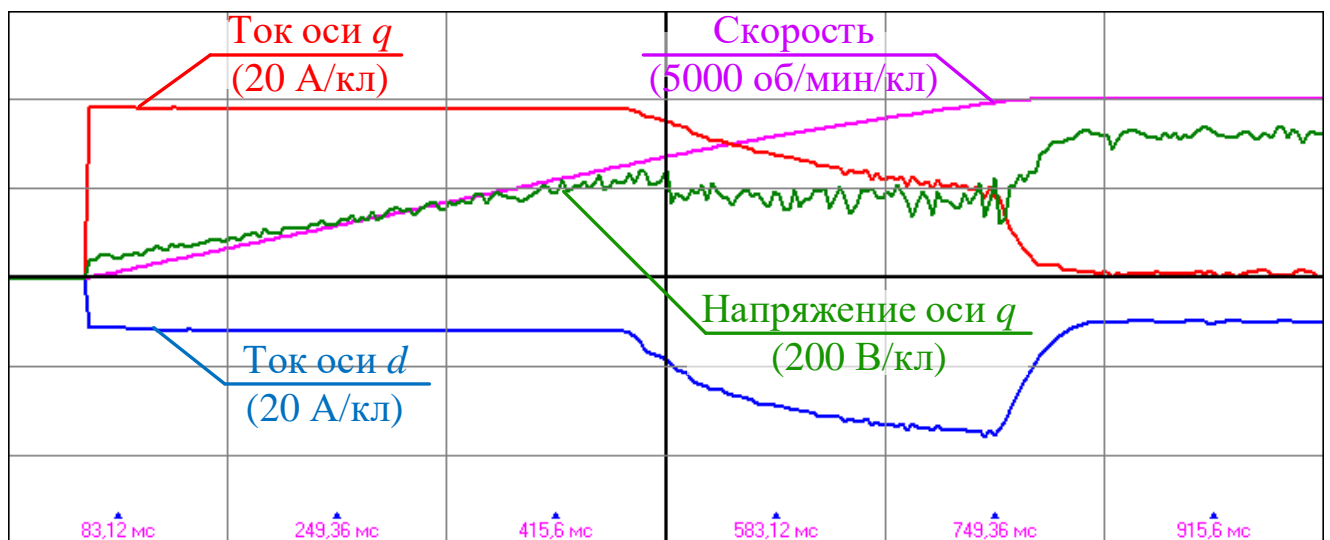


Рисунок 1.39 – Пуск двигателя с ослаблением поля

После окончания разгона напряжение u_{sq} вырастает, а абсолютное значение тока i_{sd} уменьшается. Это объясняется следующим образом: после достижения заданной скорости задание моментобразующего тока i_{sq} падает до нуля; соответственно обнуляется составляющая « $\omega L_{sq} i_{sq}$ », которая участвует в уравнении электрического баланса для оси d (согласно (1.2)). Тогда для поддержания необходимого тока i_{sd} требуется прикладывать меньшее напряжение u_{sd} . Уменьшение напряжения оси d в свою очередь приводит к тому, что часть напряжения ЗПТ «высвобождается», за счёт чего значительно вырастает

допустимое напряжение $U_{sq\ max}$. Тогда разница напряжений « $U_{sq\ max} - u_{sq}$ » меняет знак, и абсолютное значение тока i_{sd} снижается согласно алгоритму ослабления поля (рисунок 1.6). При этом после окончания разгона абсолютное значение i_{sd} становится даже ниже, чем до начала ослабления поля, так как во время разгона значение этого тока определялось стратегией МТРА и зависело от значения i_{sq} , а после окончания разгона ток оси d определяется только необходимостью поддержания напряжения оси q на допустимом уровне.

На рисунке 1.40 приведены осциллограммы, полученные во время реверса двигателя со скорости $-24\ 000$ об/мин до скорости $24\ 000$ об/мин. Весь процесс занимает $4,25$ с. Черной линией показана мощность привода; как видно, в режиме ослабления поля мощность двигателя поддерживается на постоянном уровне.

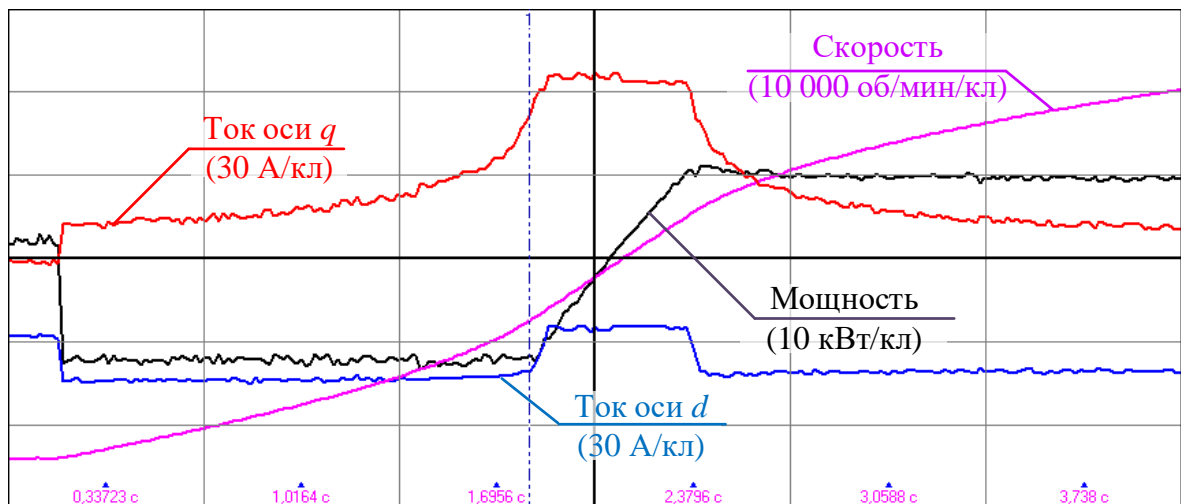


Рисунок 1.40 – Реверс электродвигателя

1.6 Выводы по главе

В данной главе рассмотрены структуры векторного управления для асинхронного электродвигателя и синхронного электродвигателя с возбуждением от постоянных магнитов типа IPM. Предложены варианты снижения зависимости качества работы системы управления от параметров конкретных машин: для асинхронной машины это наблюдатель с автоматической подстройкой параметров сопротивления ротора и взаимной индуктивности, для синхронной машины –

алгоритмы ослабления за счёт контроля выходного напряжения инвертора и алгоритм компенсации внутренних взаимосвязей электрических параметров на базе комплексного ПИ-регулятора. Рассмотрены вопросы работы системы управления на пределе напряжения ЗПТ и предотвращения насыщения регуляторов тока. Адекватность предлагаемых алгоритмов управления проверена на математических моделях и подтверждена на физических испытательных стендах.

Глава 2 Оптимизация широтно-импульсной модуляции в электроприводах переменного тока

2.1 Методы снижения потерь в инверторах при использовании динамической смены привязок

Система управления любого электропривода может быть оптимизирована для улучшения какой-либо характеристики: например, для повышения точности поддержания заданных координат, для повышения КПД привода и т. п. Как правило улучшение качества работы привода по одному из критериев приводит к ухудшению других его характеристик. Например, во многих работах [29], [24], [20] и [32] были рассмотрены методы снижения потерь при переключении силовых ключей. Большинство методов базируются на реализации алгоритма прерывистой ШИМ (в англоязычной литературе DPWM – Discontinuous Pulse-Width Modulation), позволяющей уменьшить количество переключений ключей на периоде ШИМ. При этом в некоторых режимах наблюдается увеличение пульсации тока, хотя потери получается значительно снизить. В работах [29] и [24] предлагается не коммутировать фазу, в которой протекает наибольший ток, привязывая эту фазу к верхней или к нижней шине звена постоянного тока, за счёт чего можно снизить коммутационные потери.

Влияние мертвого времени, равно как и других нелинейностей силового преобразователя, может быть компенсировано учётом этих явлений при расчёте скважностей ключей. Существует несколько способов компенсации, включая аппаратные методы [28], методы на основе самообучающихся систем [11] (в иностранной литературе известные под названием «repetitive control»), расчёт изменения напряжения за счёт влияния мертвого времени и падения напряжения на силовых элементах и компенсация этого изменения [13], методы, использующие таблицы [38] и т.п. Компенсация влияния нелинейностей перечисленными методами как правило основана на изменении скважности при управлении одной из стоек в зависимости от направления протекания тока в ней. Однако проблема заключается в том, что при использовании прерывистой ШИМ рассчитанная в

итоге скважность может оказаться вне реализуемого диапазона от 0% до 100%, что не позволяет компенсировать нежелательные нелинейности. Таким образом, алгоритм прерывистой ШИМ, будучи использованным для снижения коммутационных потерь, не позволяет точно реализовать задание напряжения. Поэтому задачи компенсации нелинейностей инвертора и снижения потерь могут конфликтовать друг с другом, но это происходит не всегда. Для целей прецизионного электропривода приоритетной является задача правильного воспроизведения вектора напряжения, а затем снижение потерь, поэтому предлагается отдать приоритет именно точной реализации заданных векторов напряжений, а уменьшение потерь в инверторе поставить на второе место. В таком случае необходимо рассмотреть возможные ограничения и предложить оптимальную при таких ограничениях стратегию управления ключами.

В классической векторной системе управления электропривода на базе синхронного или асинхронного двигателя задания напряжений формируются регуляторами токов. В зависимости от конкретной реализации эти напряжения могут быть представлены либо в физических единицах (в вольтах), либо в относительных единицах. В последнем случае их удобнее всё же пересчитать в физические единицы. Кроме того, заданный вектор напряжения может быть представлен либо в виде амплитуды и угла, либо в виде проекций вектора на оси системы неподвижной системы координат $\alpha\beta$, связанной со статором.

Для начала нужно рассчитать фазные напряжения (потенциалы) для заданного вектора напряжения. Если вектор \bar{U} задан амплитудой U_m и углом θ , то фазные напряжения u_a, u_b и u_c рассчитываются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= U_m \cos(\theta); \\ u_b &= U_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right); \\ u_c &= U_m \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right). \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

В случае же, когда вектор \bar{U} задан проекциями u_α и u_β , то расчёт проводится через фазные преобразования:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= u_\alpha; \\ u_b &= -\frac{1}{2}u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta; \\ u_c &= -\frac{1}{2}u_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta. \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

Так как при управлении двигателем имеют значение только величины линейных напряжений, то рассчитанные напряжения можно одновременно изменять на величину Δu , и это не окажет влияния на результирующий вектор напряжения, если значения напряжений всех фаз останутся внутри напряжения ЗПТ. Скважности стоек А, В и С рассчитываются исходя из текущего напряжения звена постоянного тока U_{DC} :

$$\left. \begin{aligned} \gamma_a &= \frac{u_a + \Delta u}{U_{DC}}; \\ \gamma_b &= \frac{u_b + \Delta u}{U_{DC}}; \\ \gamma_c &= \frac{u_c + \Delta u}{U_{DC}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

Скважности γ_a , γ_b и γ_c применяются для управления верхними ключами соответствующих стоек. Предполагается, что нижние ключи в каждой стойке работают комплементарно с верхними.

За счёт изменения величины Δu можно реализовать тот или иной тип векторной ШИМ, а именно с привязкой фаз либо к нижней шине (NDPWM – Negative (clamping) PWM), либо к верхней (PDPWM – Positive (clamping) PWM), либо не привязывать ни одну из фаз в течение периода ШИМ (CPWM – Continuous PWM).

$$\left. \begin{aligned} u_{min} &= \min(u_a, u_b, u_c); \\ u_{max} &= \max(u_a, u_b, u_c); \\ \Delta u^N &= -u_{min}; \\ \Delta u^P &= U_{DC} - u_{max}; \\ \Delta u^F &= U_{DC} - 0,5 \cdot (u_{max} - u_{min}) - u_{min}. \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

где

Δu^N – смещение потенциалов для привязки к нижней шине ЗПТ,

Δu^P – смещение потенциалов для привязки к верхней шине ЗПТ,

Δu^F – без привязки фаз к какой-либо шине, плавающие потенциалы между потенциалами отрицательной и положительной шин ЗПТ.

На рисунке 2.1 показано, какой формы получаются скважности стоек для разных типов ШИМ в зависимости от угла вектора напряжения (в радианах).

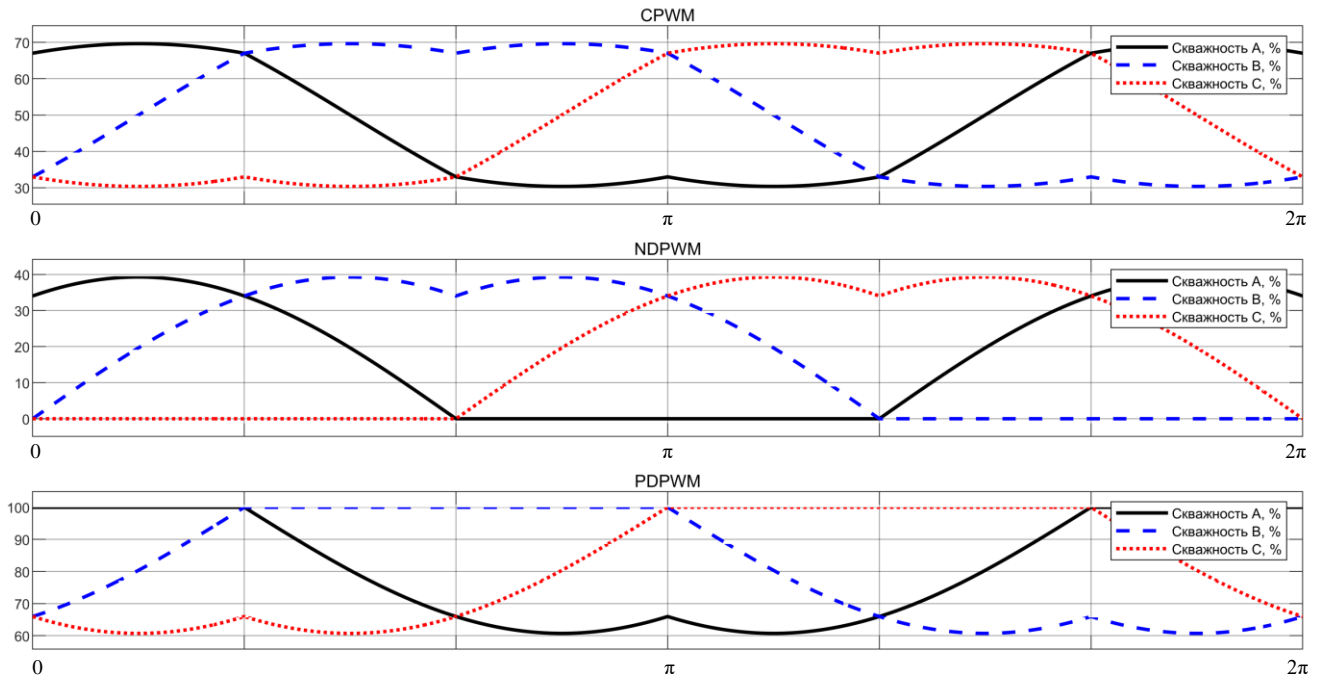


Рисунок 2.1 – Форма скважностей для разных типов привязок векторной ШИМ

Представленные на рисунке 2.1 способы ШИМ отличаются выбором нулевого вектора. Для NDPWM в качестве нулевого используется вектор «000» (все фазы привязаны к нижней шине), для PDPWM используется вектор «111» (все фазы привязаны к верхней шине), для CPWM – используются оба нулевых вектора на одном периоде ШИМ.

Для решения задачи уменьшения коммутационных потерь рассмотрим, как меняются состояния стоек на периоде ШИМ (рисунок 2.2). Состояние «1» означает, что в данной стойке включен верхний ключ, состояние «0» – включен нижний ключ. Наименее выгодный тип ШИМ — это CPWM, так как в одном периоде суммарно происходит 6 переключений ключей, тогда как в PDPWM и NDPWM происходит по 4 переключения, следовательно для этих двух типов потери должны быть на треть меньше по сравнению с CPWM. При этом для идеального инвертора

все три последовательности дают один и тот же результирующий вектор напряжения.

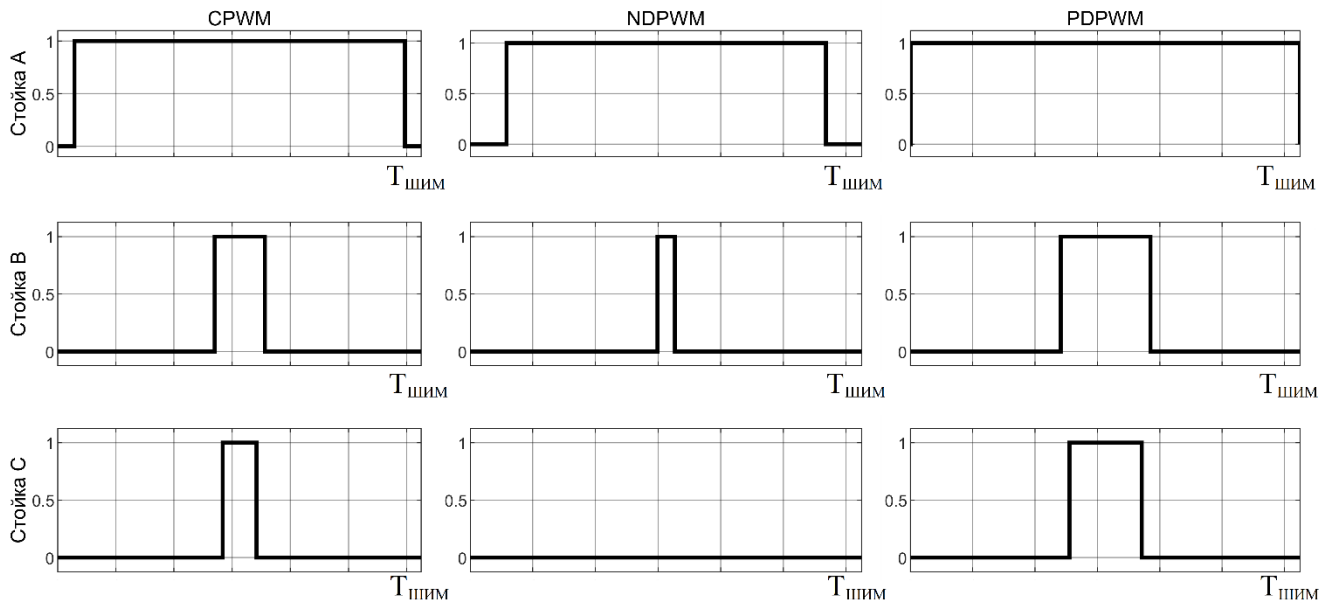


Рисунок 2.2 – Изменение состояний стоек на одном периоде ШИМ

Дополнительно снизить коммутационные потери можно выбирая привязку к нижней (NDPWM) или верхней (PDPWM) шине в зависимости от текущего значения тока в фазе. Например, если в данный момент наибольший ток протекает в фазе С, то лучше использовать PDPWM, так как при этом, в соответствии с рисунком 2.2, переключений в фазе С на этом периоде ШИМ не будет.

Рассмотрим вопрос компенсации падения напряжения на силовых элементах. Падение напряжения происходит на транзисторах ΔU_{VT} и/или диодах ΔU_{VD} стойки, в зависимости от её состояния и направления протекания тока в ней. Например, если ток имеет положительное направление (течёт в нагрузку), то напряжение на нагрузке окажется меньше ожидаемого на величину ΔU_{VT} , если включен верхний транзистор, или, наоборот, больше на величину ΔU_{VD} , если включен нижний ключ. Величины падения на транзисторе и диоде разные и зависят от величины тока, однако для простоты программной реализации примем, что $\Delta U_{VT} = \Delta U_{VD}$ в любых ситуациях, и обозначим падение как ΔU_{SW} . Кроме того, большую часть времени ток не меняет своего направления в фазе в течение периода ШИМ, поэтому можно считать, что величина падения не зависит от скважности.

При таких допущениях падение напряжения на силовых элементах в одной фазе можно компенсировать, используя выражение:

$$u_{\text{кор_п}} = u_{\text{зад}} + \Delta U_{\text{sw}} \cdot \text{sign}(i). \quad (2.5)$$

Здесь $u_{\text{зад}}$ — это рассчитанное из задания напряжение фазы, $\text{sign}(i)$ — знак тока в этой фазе, $u_{\text{кор_п}}$ — скорректированное напряжение фазы с учётом падения напряжения на транзисторе/диоде.

В случае, если вычислительные ресурсы позволяют, можно, во-первых, учесть тот факт, что падения на разных элементах разные, а кроме того, учитывать ещё и величину тока для определения величины падения. Для этого следует заложить зависимость $\Delta U = f(i)$. Из полученного напряжения $u_{\text{кор_п}}$ далее следует рассчитать скважность стойки.

Для компенсации мёртвого времени к рассчитанному значению скважности для того или иного типа ШИМ следует с учётом знака тока добавить долю, которую занимает мёртвое время от периода ШИМ:

$$\gamma_{\text{кор_мв}} = \gamma + \frac{T_{\text{МВ}}}{T_{\text{ШИМ}}} \cdot \text{sign}(i). \quad (2.6)$$

Здесь $T_{\text{МВ}}$ и $T_{\text{ШИМ}}$ — длительность мёртвого времени и период ШИМ соответственно, γ — скважность, рассчитанная для данного типа ШИМ.

Как для компенсации мёртвого времени, так и для компенсации падения напряжения требуется знать знак тока. При малой величине тока фазы его знак может быть определён неверно. В [38] при работе с малыми токами предлагают отключать компенсацию вообще или использовать заложенные заранее таблицы для точной отработки описанных алгоритмов, что несложно сделать, если позволяют вычислительные ресурсы системы. В [39] предлагается брать знак задания тока, вместо знака реального тока. В таком случае всё сводится к тому, насколько точно это задание отрабатывается.

Выражения (2.5) и (2.6) выглядят похоже друг на друга и на первый взгляд могут быть объединены в одно, путём расчёта напряжения, соответствующего величине $\frac{T_{\text{МВ}}}{T_{\text{ШИМ}}} U_{\text{DC}}$. Однако на самом деле это не так, поскольку падение на

полупроводниках есть всегда, а влияние мёртвого проявляется только в тех фазах, где происходят переключения ключей, поэтому его не нужно компенсировать для одной из трёх фаз в случае использования алгоритмов NDPWM или PDPWM.

Проблема с компенсацией мёртвого времени может возникнуть, если скважность по одной из стоек мала. Рассмотрим последовательность переключений NDPWM на рисунке 2.2. Предположим, что длительность мёртвого времени составляет 5% от периода ШИМ, а в фазе В протекает отрицательный ток. Тогда из расчетной скважности для этой фазы необходимо вычесть 5%, чтобы убрать влияние мёртвого времени. Однако если расчётная скважность была меньше 5%, то итоговая скважность $\gamma_{\text{кор_мв}}$ окажется меньше 0%, что нереализуемо. Тем не менее, для последовательности PDPWM такой проблемы не будет, так как для реализации того же вектора напряжения скважность стойки В будет ближе к 100%, чем к 0%, а значит можно переключиться на этот тип ШИМ. В худшем варианте может оказаться, что оба варианта не реализуемы. В таком случае можно переключиться на последовательность CPWM.

Таким образом для реализации ШИМ с одновременным уменьшением потерь инвертора и компенсацией его нелинейностей, нужно выполнить следующие шаги:

1. Рассчитать три набора потенциалов фаз для заданного вектора напряжения (CPWM, NDPWM, PDPWM).
2. С учётом знаков токов фаз скомпенсировать падения напряжений на полупроводниках.
3. Рассчитать три набора скважностей для получившихся после компенсации падений напряжений наборов потенциалов фаз.
4. Для каждого набора скважностей скомпенсировать влияние мёртвого времени с учётом знаков токов фаз и наличием переключений в фазе.
5. Проверить, не выходят ли полученные после компенсации скважности из диапазона от 0% до 100% включительно. Если какие-то из наборов нереализуемы, исключить данные наборы скважностей из дальнейшего рассмотрения.

6. В наборе скважностей NDPWM есть одна фаза, для которой скважность равна 0%, а в наборе PDPWM – фаза со скважностью 100%. Нужно сравнить токи в этих фазах и выбрать тот тип, в котором фаза с наибольшим током не переключается на всём периоде.
7. Если в результате выбора будет изменена привязка, то есть если изменится тип ШИМ, то в некоторых случаях необходимо перерассчитать компенсацию влияния мёртвого времени. Влияние изменится для той фазы, которая не переключалась в том типе ШИМ, который использовался на момент расчёта.

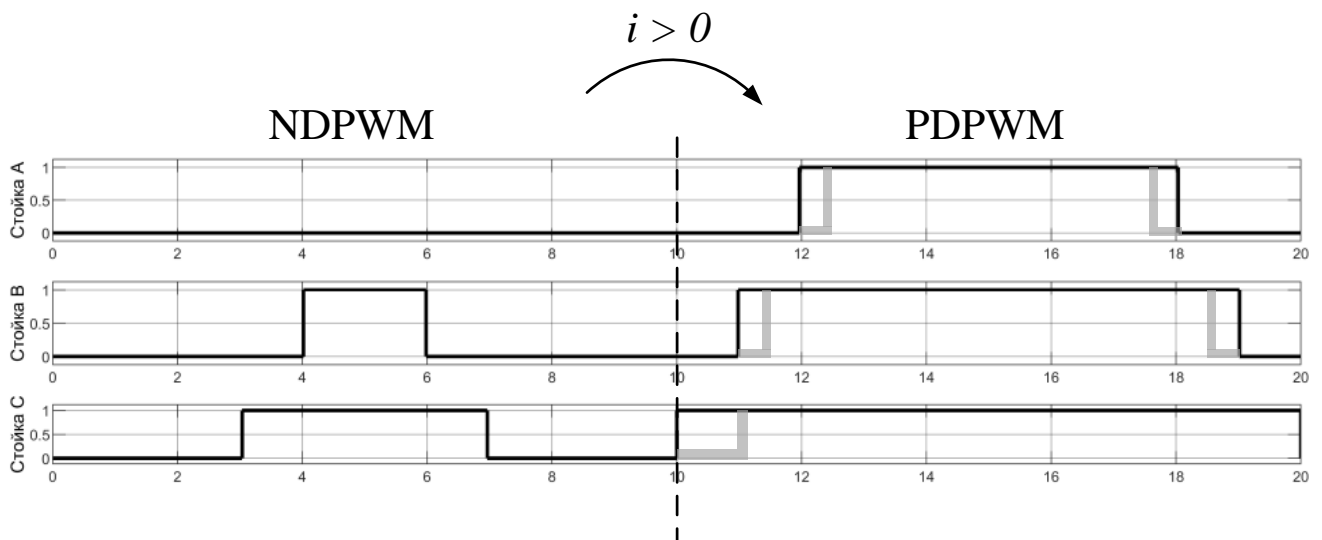


Рисунок 2.3 – Влияние мертвого времени при смене привязки ШИМ

Поясним последний пункт на примере рисунка 2.3. Предположим, что на момент расчёта новых скважностей использовался ШИМ с привязкой к нижней шине (NDPWM), но для следующего такта оказалось выгоднее использовать привязку к верхней шине (PDPWM). Для PDPWM предполагается, что потенциал фазы на всём периоде ШИМ равен U_{DC} , однако если в момент перехода ток, протекающий в фазе, больше нуля, то в течение мёртвого времени на следующем периоде потенциал фазы С будет равен ΔU_{SW} , а не $(U_{DC} - \Delta U_{SW})$. Поэтому для фаз А и В необходимо произвести пересчёт влияния мёртвого времени. В случае же если при переходе ток фазы С был отрицательным, то потенциал фазы будет $(U_{DC} - \Delta U_{SW})$, а значит рассчитанные изначально скважности можно оставить без изменений.

Для проверки предложенного алгоритма ШИМ была использована модель в системе MATLAB/Simulink. В качестве инвертора использовался блок «Universal bridge» с тремя фазами из набора блоков «Simscape». Падение напряжения на элементах данного блока было задано равным 2 В, длительность мёртвого времени – 3.6 мкс. Задание напряжения синусоидальное с амплитудой 40В и частотой 10 Гц. В первом опыте задаваемый вектор напряжения реализовывался с применением стандартного метода ШИМ с фиксированной привязкой к верхней шине. Результаты представлены на рисунке 2.4 (сверху скважности фаз, снизу токи фаз).

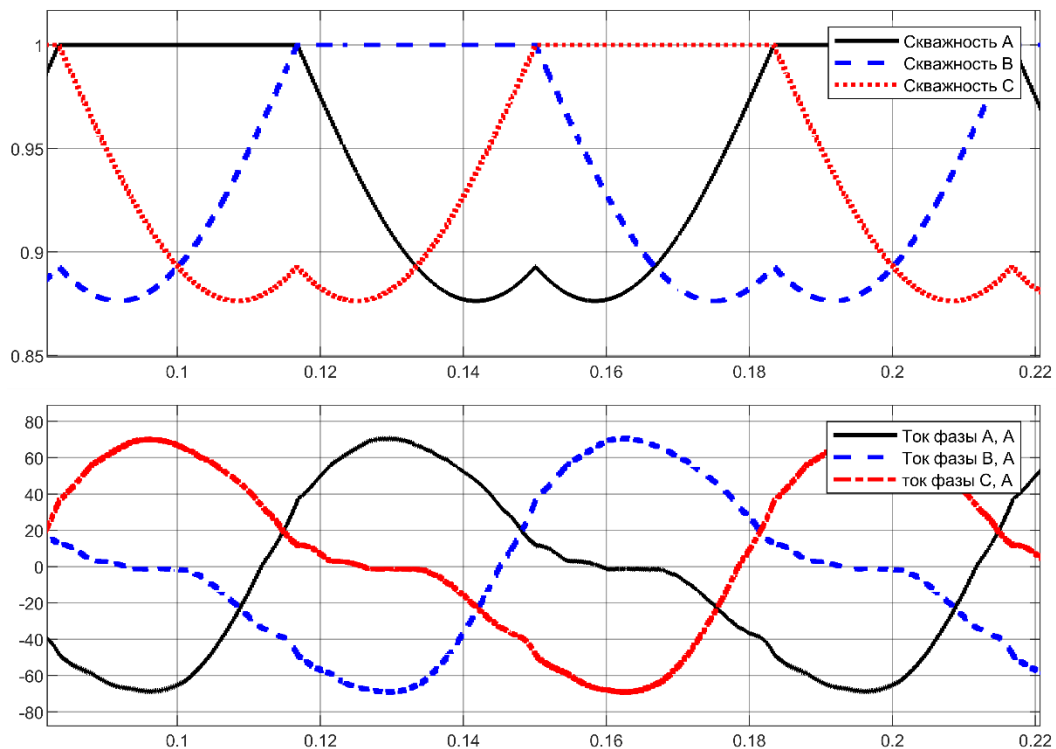


Рисунок 2.4 – Форма токов фаз при использовании ШИМ с фиксированной привязкой

При использовании ШИМ без компенсации нелинейностей инвертора, токи не синусоидальны и имеют форму со значительными искажениями. Такой эффект наблюдается при работе с небольшими по амплитуде напряжениями, когда вклад мёртвого времени в выходное напряжение и падения напряжений на силовых элементах соизмеримы с заданным напряжением.

Затем эта модель была обчислена с включенным алгоритмом компенсации нелинейностей инвертора. Результаты опыта показаны на рисунке 2.5.

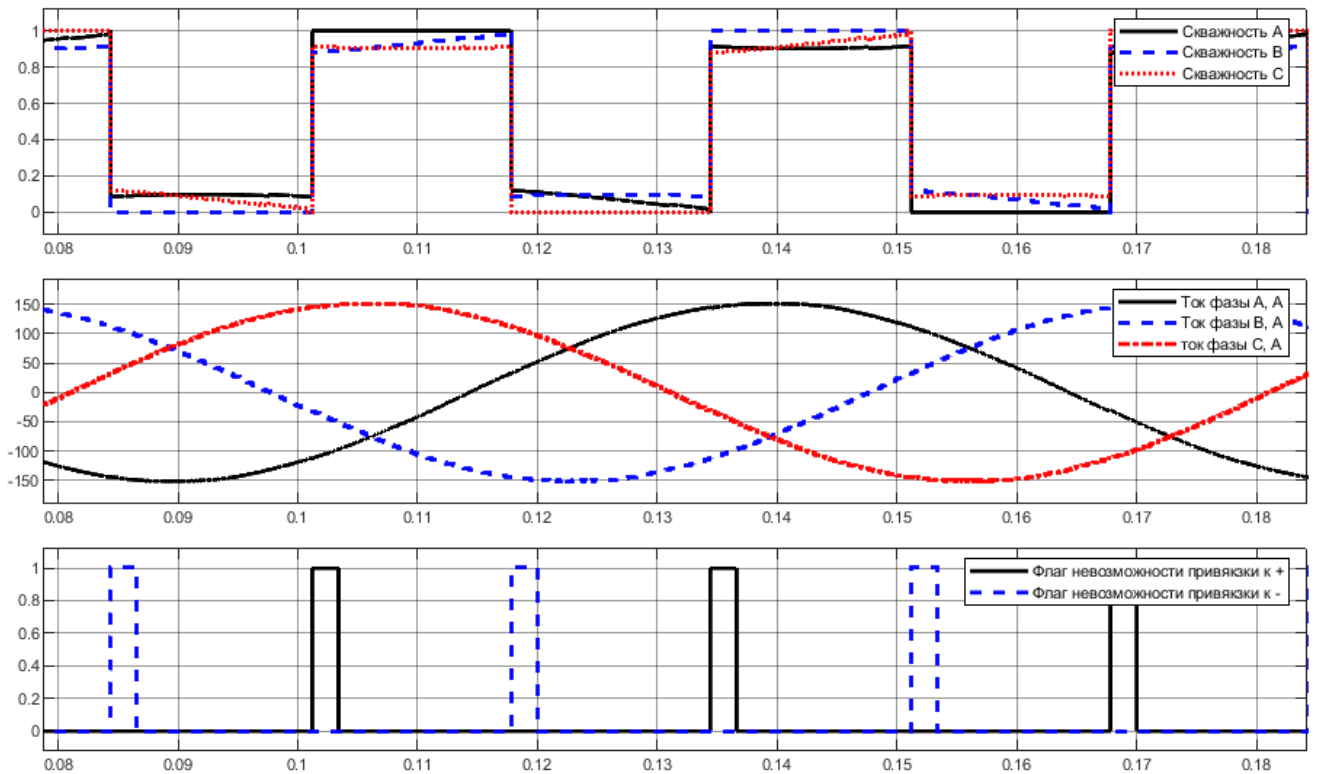


Рисунок 2.5 – Работа алгоритма ШИМ с компенсацией нелинейностей инвертора

В данном опыте были включены функции компенсации нелинейностей инвертора, без функции снижения потерь на переключениях. На верхней осциллограмме представлены скважности фаз, на средней токи, на нижней флаги невозможности реализации скважностей с привязкой к той или иной шине. Когда возникает ситуация, при которой скважности для ШИМ с привязкой к текущей шине более не могут быть реализованы с учётом компенсации какого-либо фактора, взводится соответствующий флаг невозможности реализации. Например, в момент времени 0,05 использовался алгоритм с привязкой к верхней шине, но из-за того, что рассчитанная скорректированная скважность фазы С стала больше 100%, возник флаг, что реализовать вектор напряжения данным способом невозможно, поэтому алгоритм переключился на ШИМ с привязкой к нижней шине. Спустя некоторое время стало возможным реализовать оба набора скважностей, однако поскольку никаких других критериев, требующих смены привязки, не было, она осталась такой же, какой и была. Токи имеют форму синуса,

а амплитуда токов стала заметно больше (150 А против 75 А), так как падения напряжений и вклад мёртвого времени соизмеримы с задаваемым напряжением.

Далее был включен алгоритм снижения коммутационных потерь, осциллограммы которого представлены на рисунке 2.6.

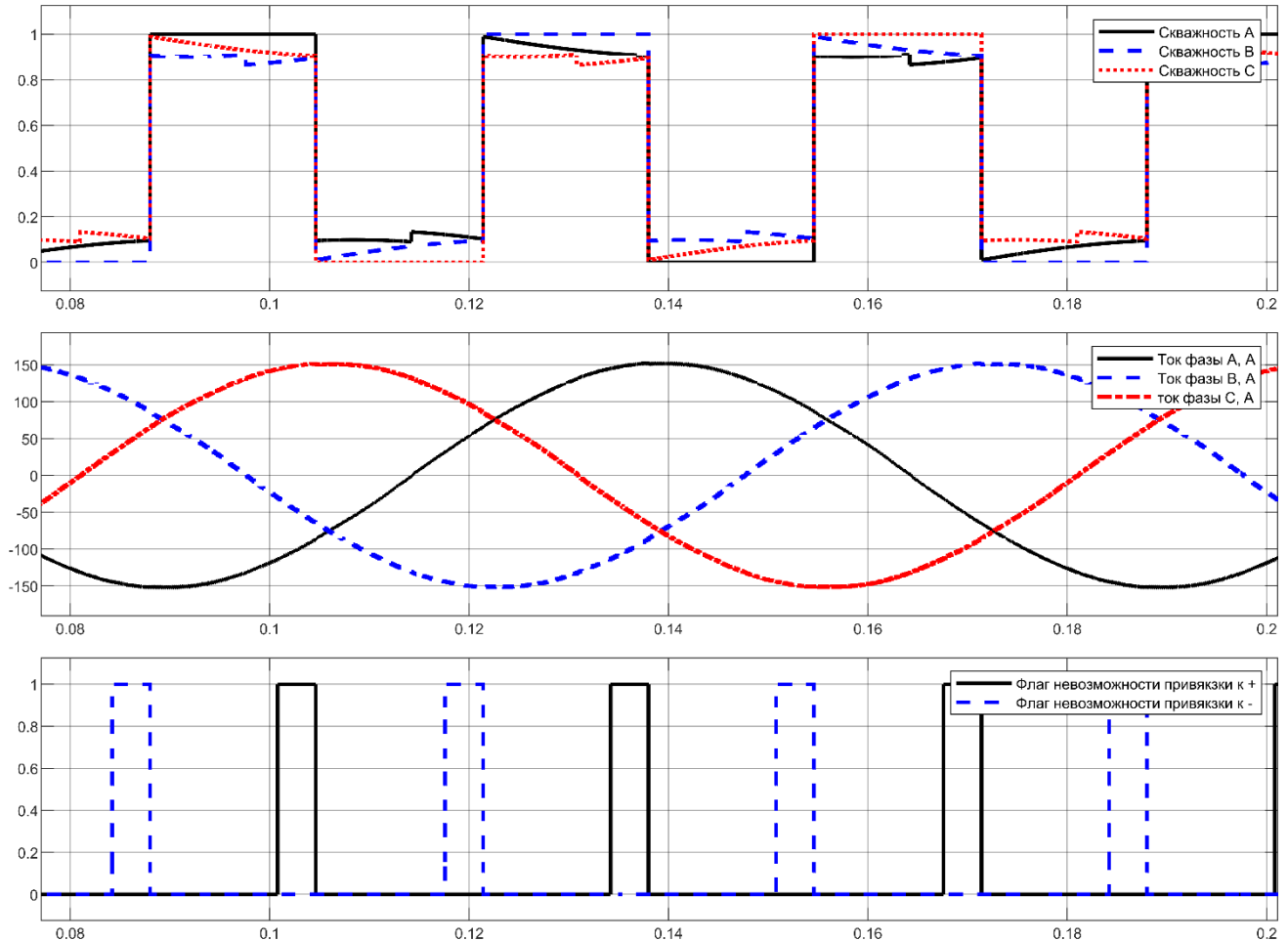


Рисунок 2.6 – Алгоритм ШИМ с компенсацией нелинейностей и снижением коммутационных потерь

Данные осциллограммы похожи на представленные на рисунке 2.5. Разница заключается в том, что теперь привязка ШИМ меняется не в тот момент, когда текущую более нельзя реализовать, а в тот момент, когда ток в той фазе, которую можно привязать к какой-либо шине, становится больше тока другой фазы, которая также может быть привязана, но к другой шине.

Разработанный алгоритм был реализован в системе управления синхронной машиной для трехфазного двухуровневого инвертора напряжения. В инверторе установлены силовые модули Mitsubishi PM200CLA1200. Для сравнения

энергоэффективности разработанного алгоритма ШИМ со стандартными (SPWM и DPWM) был проведён эксперимент. Цель эксперимента – убедиться, что при использовании предложенного алгоритма ШИМ инвертор при работе с заданным значением тока нагреется в меньшей степени, чем при использовании DPWM и SPWM. В ходе эксперимента двигатель запускался на фиксированной скорости с поддержанием действующего значения фазного тока на уровне $I_{RMS} = 30A$ до тех пор, пока температура радиатора не достигала установившегося значения. Температура фиксировалась при помощи датчика, установленного на радиаторе. Для каждого эксперимента начальная температура радиатора была равна температуре окружающей среды в $27^{\circ}C$. В результате были получены кривые нагрева, показанные на рисунке 2.7:

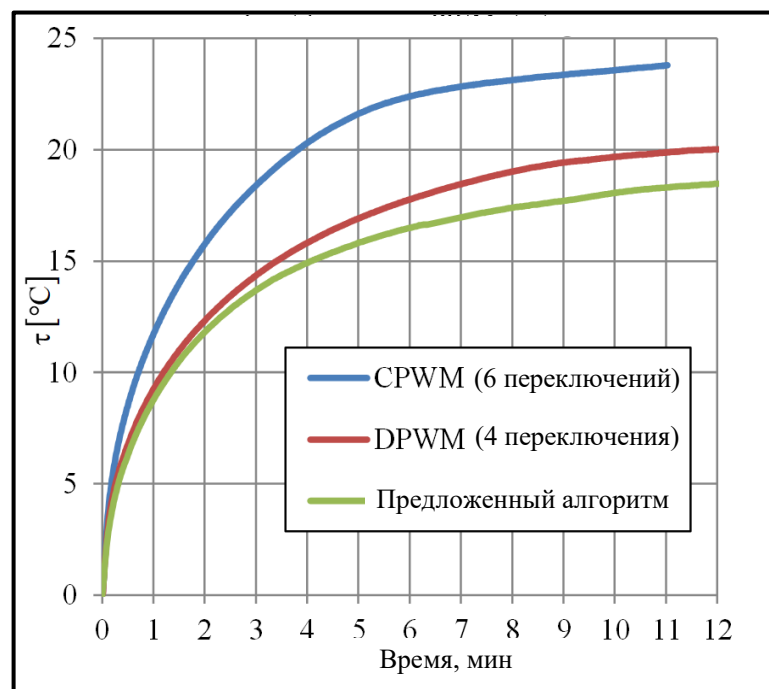


Рисунок 2.7 – Сравнение степени нагрева радиатора при использовании разных алгоритмов ШИМ

На рисунке 2.8 приведены осциллограммы тока и скважности фазы А:

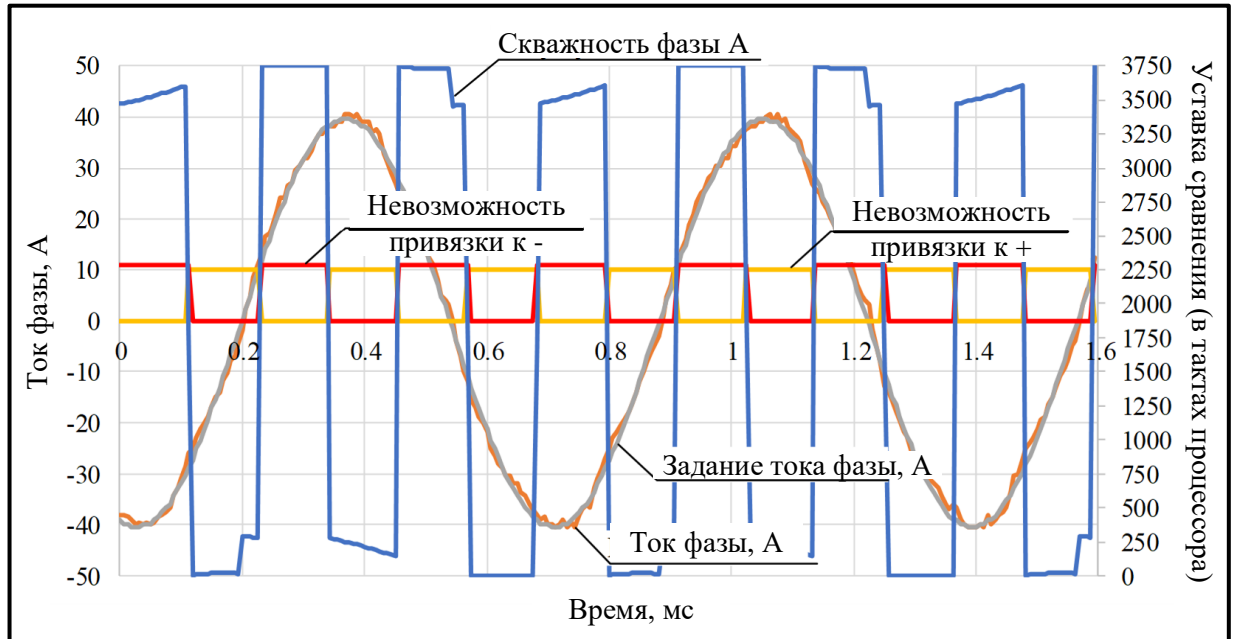


Рисунок 2.8 – Форма выходного тока с компенсацией мертвого времени и одновременном снижении коммутационных потерь

Как и ожидалось, наихудший результат имеет алгоритм SPWM, который имеет 6 переключений ключей на одном периоде ШИМ, где установившийся перегрев составил $23,5^{\circ}\text{C}$. DPWM показывает результат на 16% лучше с перегревом $20,1^{\circ}\text{C}$ за счёт меньшего количества переключений. Предложенный метод ШИМ даёт результат на 10% лучше, по сравнению с DPWM и перегрев в $18,1^{\circ}\text{C}$.

2.2 Перераспределение потерь между силовыми модулями при разных условиях теплоотвода

Большинство промышленных электроприводов мощностью от 30 кВт в качестве силовых полупроводниковых преобразователей используют трехфазные инверторы напряжения, построенные на трёх силовых IGBT-модулях, каждый из которых представляет собой одну стойку инвертора (два транзистора и два обратных диода). Модули, как правило, располагаются на одном радиаторе и имеют естественное или принудительное воздушное охлаждение. В зависимости от конкретного исполнения силовые элементы могут оказаться в различных тепловых условиях. Например, для конструкции, показанной на рисунке 2.9 (а), самым

горячим будет модуль, расположенный посередине, так как он будет получать дополнительное тепло сразу от двух соседних модулей. Для конструкции на рисунке 2.9 (б) самым горячим будет крайний правый модуль, расположенный дальше всего от вентиляторов, так как до него доходит воздух, уже нагретый теплом, вырабатываемым первым и вторым модулями. Конструкция 2-уровневого инвертора, на котором проходили испытания асинхронного электропривода шпинделя, соответствует конфигурации рисунка 2.9а, а конструкция 3-уровневого инвертора, используемого при работе с синхронным электроприводом, соответствует конфигурации рисунка 2.9б.

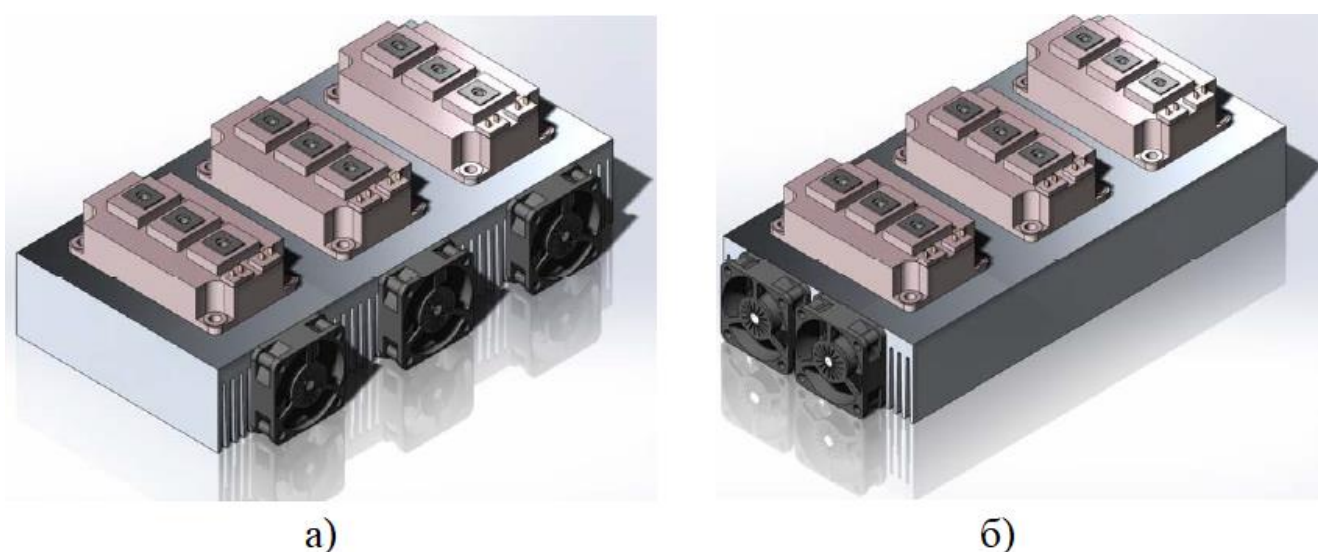


Рисунок 2.9 – Варианты расположения силовых модулей на радиаторе

Различие в температурах модулей приводит к общему снижению полноты использования преобразователя: в то время как температура самого нагретого модуля близка к критической и алгоритмы системы управления (если таковые предусмотрены) переходят в режим ограничения мощности, другие модули имеют меньшую температуру и могут передавать нагрузке больше мощности, не достигая перегрева.

Выше уже рассматривались алгоритмы ШИМ, позволяющие снизить потери при переключении ключей за счёт смены привязок ключей на ходу таким образом, чтобы фаза с наибольшим током не имела переключений на периоде ШИМ. Такая стратегия переключений хоть и позволяет снизить общий нагрев силовых модулей, не учитывает разницу в температурах разных модулей. Существуют методы

активного контроля температур [10], [35], [4] и [7], позволяющие улучшить тепловые условия работы полупроводниковых модулей в инверторах напряжения, однако большая часть из них фокусируется на стабилизации, а не на снижении температуры конкретного элемента преобразователя. В [48] решается вопрос перераспределения тепла в случае использования управления с предсказанием (в зарубежной литературе известного как «predictive control») для электродвигателя с расщепленными обмотками.

В данном разделе диссертации поставлена цель глубже модифицировать алгоритм ШИМ таким образом, чтобы он учитывал степень нагрева отдельно взятых силовых модулей. Для этого предлагается использовать подход управления с предсказанием потерь инвертора и целевую функцию, которая будет определять наиболее выгодный режим работы.

Использование методов управления с предсказанием эффективно для систем, где невозможно или достаточно сложно аналитически вывести зависимость поведения системы от характера управления. Кроме того, управление с предсказанием хорошо себя показывает там, где есть более одного критерия, по которому нужно оптимизировать или регулировать систему, как в рассматриваемой задаче: необходимо уменьшить потери на переключениях транзисторов и одновременно с этим снизить температуру наиболее нагретого элемента.

Для начала разработаем простую модель потерь в инверторе, с использованием которой можно будет проверить работу предложенного алгоритма и сравнить его с другими. Для простоты сделаем допущение, что в моменты включения и выключения ключей напряжение на них нарастает и спадает с одной и той же скоростью, как показано на рисунке 2.10. В таком случае согласно [34] рассчитать мощность потерь на ключе можно по следующей формуле:

$$\Delta P_{SW} = \frac{1}{6} i_{\text{нагр}} U_{DC} \frac{t_{SW}}{T_{PWM}}. \quad (2.7)$$

Здесь $i_{\text{нагр}}$ — ток нагрузки, U_{DC} — напряжение звена постоянного тока, t_{SW} — сумма длительностей включения и выключения транзистора, T_{PWM} — длительность периода ШИМ.

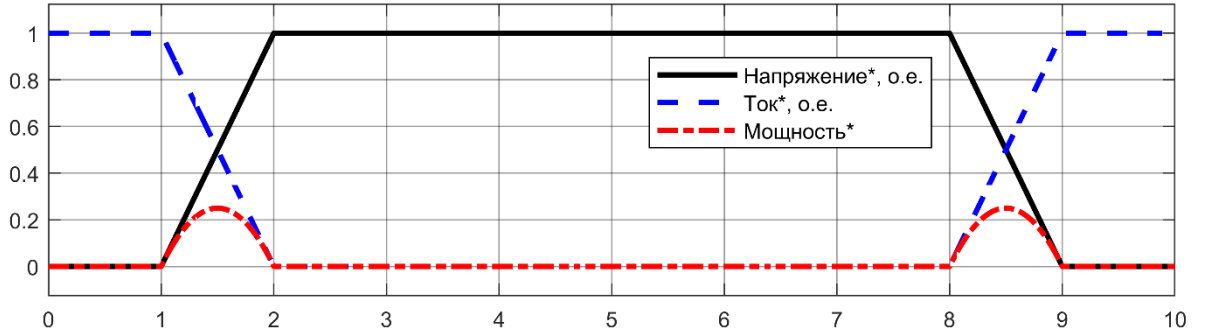


Рисунок 2.10 – Возникновение потерь при переключении ключей

Для типов ШИМ с привязкой к нижней шине, зная скважности фаз А, В и С, потери можно оценить следующим образом:

$$\Delta P_{SW}^N = \frac{U_{DC} t_{SW}}{6 T_{PWM}} \cdot \left(\left\{ \begin{array}{l} 0, \gamma_a^N = 0 \\ |i_a|, \gamma_a^N \neq 0 \end{array} \right\} + \left\{ \begin{array}{l} 0, \gamma_b^N = 0 \\ |i_b|, \gamma_b^N \neq 0 \end{array} \right\} + \left\{ \begin{array}{l} 0, \gamma_c^N = 0 \\ |i_c|, \gamma_c^N \neq 0 \end{array} \right\} \right). \quad (2.8)$$

Для ШИМ с привязкой к верхней шине потери оцениваются так:

$$\Delta P_{SW}^P = \frac{U_{DC} t_{SW}}{6 T_{PWM}} \cdot \left(\left\{ \begin{array}{l} 0, \gamma_a^P = 1 \\ |i_a|, \gamma_a^P \neq 1 \end{array} \right\} + \left\{ \begin{array}{l} 0, \gamma_b^P = 1 \\ |i_b|, \gamma_b^P \neq 1 \end{array} \right\} + \left\{ \begin{array}{l} 0, \gamma_c^P = 1 \\ |i_c|, \gamma_c^P \neq 1 \end{array} \right\} \right). \quad (2.9)$$

Здесь i_a, i_b, i_c — токи фаз А, В и С; $\gamma_a^P, \gamma_b^P, \gamma_c^P$ — скважности фаз А, В и С для ШИМ с привязкой к верхней шине; $\gamma_a^N, \gamma_b^N, \gamma_c^N$ — скважности фаз А, В и С для ШИМ с привязкой к нижней шине.

Теперь разработаем целевую функцию для обеспечения общего снижения потерь при переключениях и снижения температуры наиболее нагретого модуля. Сначала рассмотрим отдельно функцию для снижения потерь. Она выглядит следующим образом:

$$\left. \begin{array}{l} g_N = \Delta P_{SW}^N; \\ g_P = \Delta P_{SW}^P. \end{array} \right\} \quad (2.10)$$

Для снижения общих потерь просто выбирается тот вариант привязки ШИМ, где эта функция имеет минимальное значение. Если рассмотреть подобную

функцию применительно только к одной самой нагретой стойке инвертора (дальняя фаза С для рисунка 2.9б), то целевая функция запишется как:

$$\begin{aligned} g_N = \Delta P_{cSW}^N &= \frac{U_{DC} t_{SW}}{6T_{PWM}} \cdot \left\{ \begin{array}{l} 0, \gamma_c^N = 0 \\ |i_c|, \gamma_c^N \neq 0 \end{array} \right\} \\ g_P = \Delta P_{cSW}^P &= \frac{U_{DC} t_{SW}}{6T_{PWM}} \cdot \left\{ \begin{array}{l} 0, \gamma_c^P = 1 \\ |i_c|, \gamma_c^P \neq 1 \end{array} \right\} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Если руководствоваться выбором алгоритма ШИМ по такой целевой функции, то можно добиться уменьшения потерь в конкретной фазе инвертора, но так как общие потери при этом не учитываются, то уменьшение температуры модуля одной фазы относительно других может привести к росту суммарных потерь инвертора и росту средней температуры.

Теперь можно скомбинировать из функций (2.10) и (2.11) одну функцию, которая учитывала бы суммарные потери на переключения, но в случае, если разница между ними невелика, производила переключение исходя из температуры самой нагретой фазы. Влияние каждой из этих составляющих на общий результат можно учитывать с помощью весовых коэффициентов. Кроме того, следует дополнительно придавать больший вес составляющей, направленной на уменьшение температуры конкретной фазы, в зависимости от того, насколько эта температура выше:

$$\left. \begin{aligned} g_N &= A \cdot \Delta P_{SW}^N + B \cdot (\tau_k - \tau_m) \Delta P_{cSW}^N \\ g_P &= A \cdot \Delta P_{SW}^P + B \cdot (\tau_k - \tau_m) \Delta P_{cSW}^P \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$

Здесь A и B — весовые коэффициенты соответствующих составляющих, τ_k — температура самого горячего модуля, τ_m — температура самого холодного модуля. Введение разницы температур не обязательно, но это позволяет с меньшей точностью задать коэффициент данного члена выражения.

Для проверки и сравнения разработанного алгоритма ШИМ с другими методами будем использовать тепловую модель инвертора. Тепловые модели могут быть построены с разными степенями детализации: например, одномассовая модель достаточно проста, в то время как расчёт по методу конечных элементов даёт значительно более высокую точность ценой увеличения потребления вычислительных ресурсов, что приводит к значительному увеличению времени

выполнения симуляции. Для данной задачи выбрана трехмассовая тепловая модель, поскольку три силовых модуля представляют из себя три источника тепла для трех участков радиатора, и она проста для моделирования. Структурная схема тепловой модели представлена на рисунке 2.11.

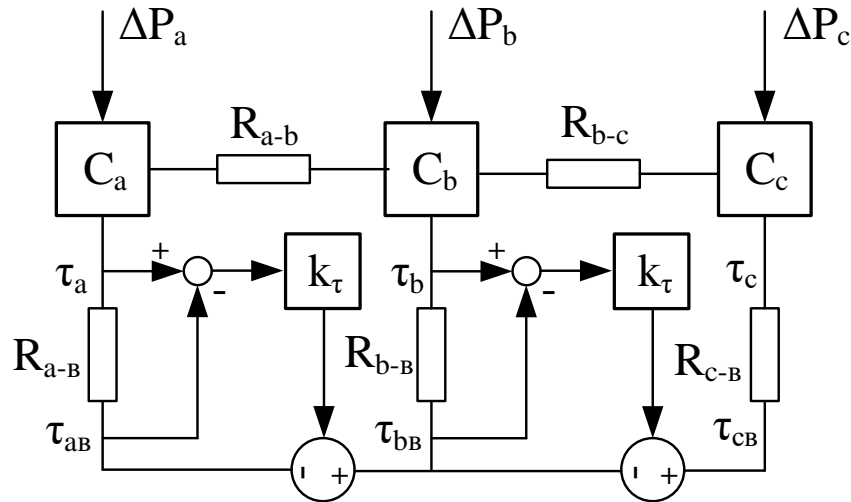


Рисунок 2.11 – Тепловая модель инвертора с тремя силовыми модулями

В этой модели радиатор разделён на три части, каждая из которой обладает своей теплоёмкостью C_a , C_b , C_c и температурой τ_a , τ_b , τ_c . Между соседними частями радиатора передаётся тепло, что можно учесть тепловыми сопротивлениями R_{a-b} и R_{b-c} . Сопротивления $R_{a-в}$, $R_{b-в}$, $R_{c-в}$ учитывают передачу тепла от частей радиатора к окружающему его воздуху. При этом температуры воздушных масс, окружающих ту или иную часть радиатора, также могут быть различны, как например для конфигурации радиатора, показанной на рисунке 2.9 (б), когда температура воздуха выше с той стороны, которая дальше расположена от вентиляторов. Разница температур зависит от того, какая тепловая мощность передаётся от соответствующей части радиатора воздуху. Для упрощения модели этот учёт выполнен через коэффициент k_τ , который зависит от скорости движения и теплоёмкости воздушных масс. Температура воздуха для второй и третьей части радиатора рассчитывается по следующим уравнениям:

$$\left. \begin{aligned} \tau_{bB} &= \tau_{aB} + \frac{(\tau_a - \tau_{aB})}{R_{a-B}} k_\tau; \\ \tau_{cB} &= \tau_{bB} + \frac{(\tau_b - \tau_{bB})}{R_{b-B}} k_\tau. \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

Здесь τ_{aB} , τ_{bB} , τ_{cB} – температуры воздуха частей радиатора, на которых расположены модули фаз А, В и С соответственно.

В модель были заложены следующие параметры:

- тепловые емкости C_a, C_b, C_c : $296 \frac{\text{Дж}}{\text{К} \cdot \text{кг}}$;
- тепловые сопротивления между частями радиатора R_{a-b}, R_{b-c} : $2 \frac{\text{К}}{\text{Вт}}$;
- тепловые сопротивления между частями радиатора и воздухом $R_{a-B}, R_{b-B}, R_{c-B}$: $1,34 \frac{\text{К}}{\text{Вт}}$;
- коэффициент k_τ : $0,154 \frac{\text{К}}{\text{Вт}}$;
- длительность переключения ключей t_{sw} : 1 мкс;
- частота ШИМ: 16 кГц;
- падение напряжения на полупроводниках ΔU_{sw} : 2 В;
- напряжение ЗПТ U_{DC} : 540 В

Для исследования предложенного алгоритма ШИМ было проведено четыре эксперимента:

- 1) с использованием ШИМ с постоянной привязкой;
- 2) с использованием ШИМ с переменной привязкой для снижения общего количества потерь;
- 3) с использованием ШИМ с переменной привязкой для снижения температуры фазы С (как самой нагретой);
- 4) с использованием ШИМ с переменной привязкой для снижения общих потерь и снижения температуры фазы С.

Начальные условия для каждого эксперимента были заданы одинаковыми, а именно температуры воздуха и радиатора были заданы равными 30°C . Амплитуда

выходного напряжения $U_{mag} = 290$ В, частота $f_U = 50$ Гц. Параметры нагрузки заданы такими, чтобы получить амплитуду выходного тока $I_{mag}=100$ А. Длительность каждой симуляции 3000 секунд – за это время для всех опытов был достигнут установившийся режим.

На рисунке 2.12 показаны графики скважностей фаз А, В и С для разных алгоритмов ШИМ: сплошной линией показана скважность фазы А, штриховой линией — скважность фазы В, пунктирной линией — скважность фазы С.

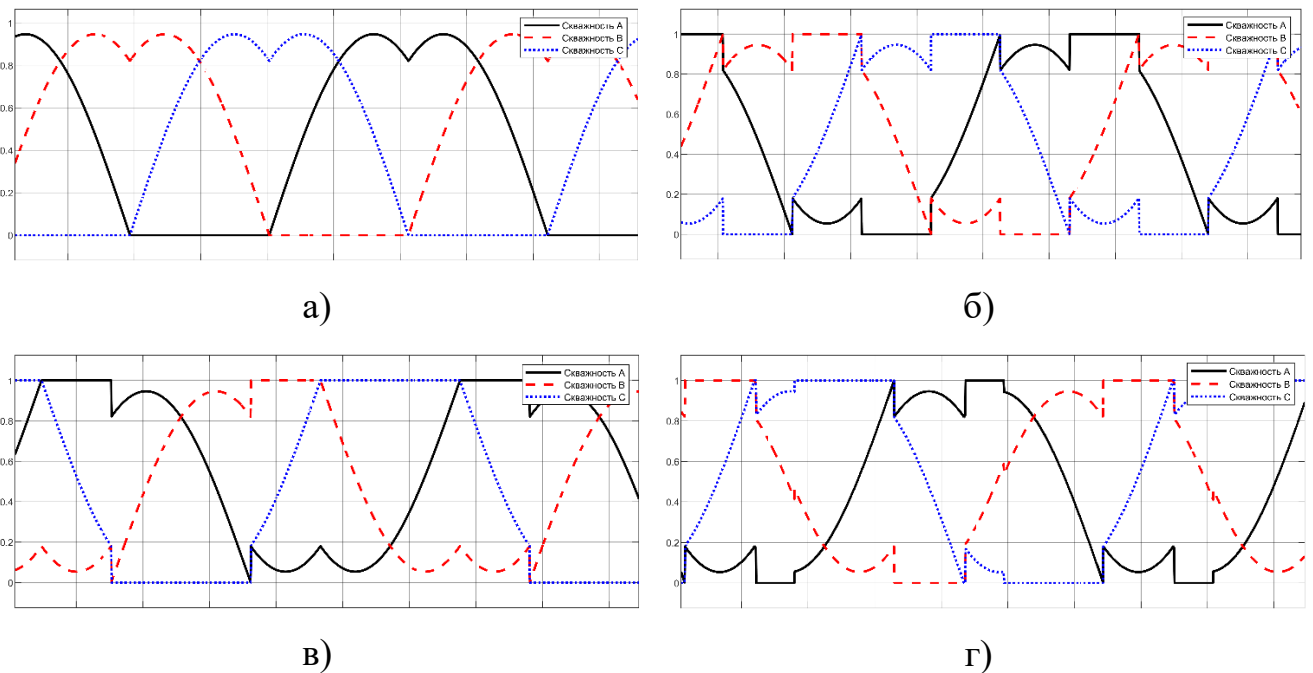


Рисунок 2.12 – Формы скважностей для разных алгоритмов ШИМ: а – с постоянной привязкой к нижней шине; б – снижение общих потерь; в – снижение потерь в фазе С; г – одновременное снижение общих и частных потерь

На рисунке 2.12 (а) показаны скважности для стандартной ШИМ с постоянной привязкой (в данном случае к нижней шине ЗПТ). Рисунок 2.12 (б) показывает форму скважностей для алгоритма с целью снижения потерь на переключениях, когда выбирается привязка для той фазы, в которой протекает наибольший ток. На рисунке 2.12 (в) изображены скважности для алгоритма, который снижает потери только в фазе С. Видно, что большую часть периода фаза С оказывается привязана к той или иной шине ЗПТ. Наконец на рисунке 2.12 (г) приведена осциллограмма скважностей для предложенного алгоритма, который

обеспечивает одновременно и снижение потерь на переключении ключей, и равномерное распределение температур модулей. Здесь фаза С находится с единичной или нулевой скважностью не так часто, как на рисунке 2.12 (в), но дольше чем фазы В и А. Меньше всего в некоммутируемом состоянии находится фаза А.

Данные по общим потерям в инверторе и по температурам модулей для всех экспериментов сведены в таблицу 2.1, а на рисунке 2.13 графически изображено распределение температур модулей для различных алгоритмов.

Таблица 2.1 – Результаты симуляции различных алгоритмов ШИМ

Алгоритм ШИМ	ΔP , Вт	T_a , °C	T_b , °C	T_c , °C
С постоянной привязкой (DPWM)	213,4	90,3	95,2	99,7
Снижение общих потерь ($\Delta P \downarrow$)	199,9	86,2	91,0	95,2
Снижение потерь фазы С ($T_c \downarrow$)	213,5	93,6	96,2	96,7
Снижение общих потерь и фазы С ($\Delta P \downarrow + T_c \downarrow$)	202,5	89,8	92,1	94,2

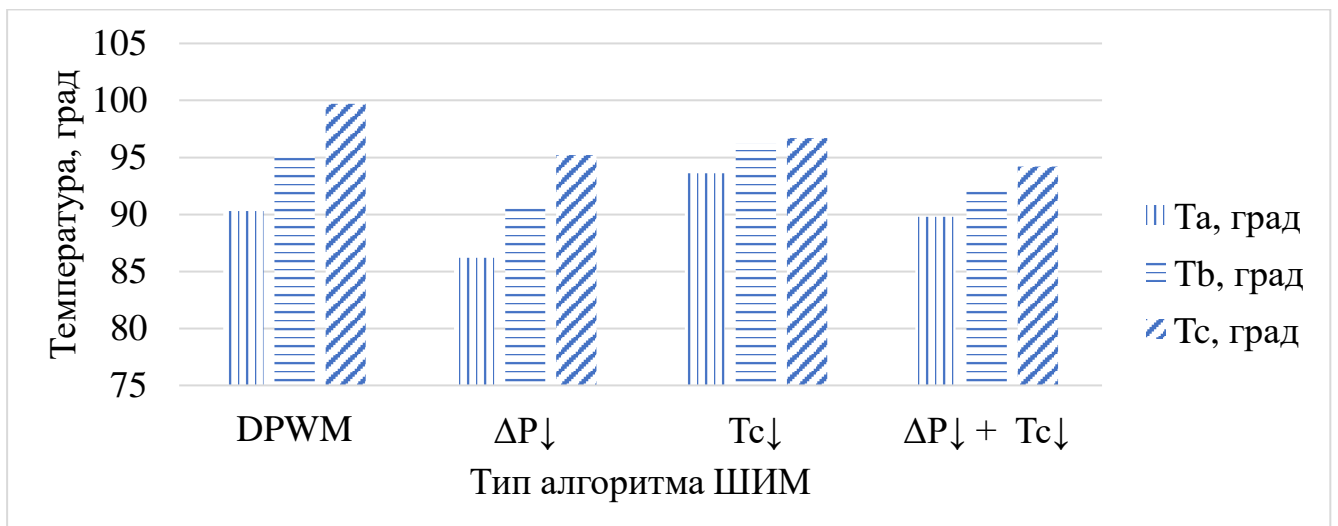


Рисунок 2.13 – Распределение температур модулей для различных алгоритмов ШИМ

Как и ожидалось, для расположения модулей, показанного на рисунке, во всех опытах наиболее нагрет модуль фазы С, а наименее — фазы А. При

использовании обычного алгоритма ШИМ с фиксированной привязкой температура модуля фазы С имеет наибольшее значение. Мощность потерь при этом составляет 213,4 Вт. Применение алгоритма снижения общих потерь значительно снижает потери и температуры модулей (на 13,5%), но при этом распределение температур между модулями А, В и С остаётся таким же, как и при использовании ШИМ с фиксированной привязкой. То есть модуль фазы С имеет значительно большую температуру, чем модуль фазы А. Использование алгоритма, направленного на снижение потерь только в фазе С даёт равномерный нагрев модулей: для двух выше упомянутых алгоритмов разницы температур между модулями фаз А и В составляли примерно 5°C , а между модулями фаз В и С – 4°C . Для алгоритма со снижением потерь в фазе С эти разницы составляют $2,6^{\circ}\text{C}$ и $0,5^{\circ}\text{C}$ соответственно, однако суммарные потери в этом случае остаются такими же, как и для ШИМ с фиксированной привязкой, а именно 213,5 Вт.

При использовании алгоритма с целевой функцией, учитывающей как общие потери, так и отдельно потери в фазе С, получен наилучший результат: мощность потерь составляет 202,5 Вт (примерно столько же, сколько и для алгоритма учитывающего только общие потери), а разница между температурами модулей разных фаз составляет $2,3^{\circ}\text{C}$ (между А и В) и $2,1^{\circ}\text{C}$ (между В и С). При этом по сравнению с другими алгоритмами, температура фазы С имеет наименьшее значение — $94,2^{\circ}\text{C}$.

Таким образом предложенный метод ШИМ позволяет одновременно уменьшить потери в инверторе и снизить температуру самого горячего силового модуля, что позволяет более полно использовать инвертор по мощности. Предложенный метод основан на управлении с предсказанием потерь и использовании целевой функции для выбора наиболее выгодного в данный момент типа привязки ШИМ: минимизация потерь в фазе С осуществляется тогда, когда это не оказывает большого влияния на увеличение общих потерь.

2.3 Методы снижения потерь и балансировки напряжений конденсаторов звена постоянного тока в трёхуровневых инверторах

В последние годы область применения трёхуровневых инверторов в промышленности и хозяйстве быстро расширяется, благодаря активной поддержке производителей полупроводниковых элементов, которые предлагают новые готовые модули для использования в трёхуровневых топологиях инверторов. Сегодня на таких топологиях строятся высоковольтные преобразователи [3] и инверторы солнечных батарей (*photovoltaic, PV*) [21], бесперебойные и лабораторные источники питания, а благодаря своим преимуществам по точности воспроизведения напряжения они стали проникать в прецизионный электропривод [40]. Трёхуровневые инверторы имеют следующие преимущества перед инверторами других топологий:

- меньшие значения производных напряжения, что увеличивает срок службы изоляции двигателей;
- меньшие искажения формы выходного напряжения, благодаря меньшему влиянию мертвого времени;
- меньшие потери на переключения силовых ключей, благодаря меньшему уровню коммутируемого напряжения;
- возможно использование более высокой частоты переключений, что также даёт возможность увеличить полосу пропускания контура тока;
- меньший размер и вес выходного синусного фильтра (если таковой используется).

Однако для трёхуровневого инвертора требуется большее количество силовых полупроводниковых элементов (ключей), что приводит к увеличению его стоимости за счёт большего количества как силовых модулей, так и драйверов. Кроме того, требуется использовать два датчика для измерения напряжения звена постоянного тока (ЗПТ), а не один, как в двухуровневых инверторах.

Для трёхуровневых инверторов могут применяться различные методы ШИМ, включая векторную. Для обеспечения надёжности и эффективности работы инвертора необходимо поддерживать баланс напряжений на конденсаторах ЗПТ. Работа инвертора с ШИМ, которая использует привязку к одной из шин ЗПТ, приводит к разряду одного из конденсаторов. Дисбаланс напряжений на конденсаторах ЗПТ может привести к пробое инвертора и/или конденсаторов, поэтому для балансировки напряжений конденсаторов и обеспечения безопасной работы инвертора необходимо переключать привязку ШИМ [16].

Общей задачей для всех типов полупроводниковых преобразователей является минимизация потерь на переключениях. Методы решения этой задачи для двухуровневых инверторов были рассмотрены выше. Но если в двухуровневом инверторе для выбора привязки достаточно проанализировать абсолютные значения токов во всех фазах, то для трёхуровневого инвертора такой метод неприменим: из-за разницы в характеристиках полупроводников мостовой части и АС-части необходимо точно оценивать как потери на переключение, так и потери проводимости. Более того, в трёхуровневом инверторе в зависимости от амплитуды и угла заданного вектора напряжения возможны до пяти различных способов его реализации, что ещё сильнее усложняет выбор оптимального способа ШИМ. Авторы [17] предложили несколько способов решения этой проблемы, но ни один из способов не учитывал разницы в параметрах ключей силового модуля. В этом разделе будет предложен алгоритм ШИМ для трёхуровневого инвертора, обеспечивающий снижение потерь с одновременным поддержанием баланса напряжений на конденсаторах ЗПТ.

Структурная схема одной фазы инвертора, построенного по топологии «Т-образного полумоста», представлена на 2.14. Преимущества Т-образной топологии трёхуровневого инвертора по сравнению с другими заключаются в том, что полупроводники АС-стойки могут иметь напряжение пробоя в два раза ниже по сравнению с полупроводниками в мостовой части, поскольку к ним прикладывается только половина напряжения ЗПТ.

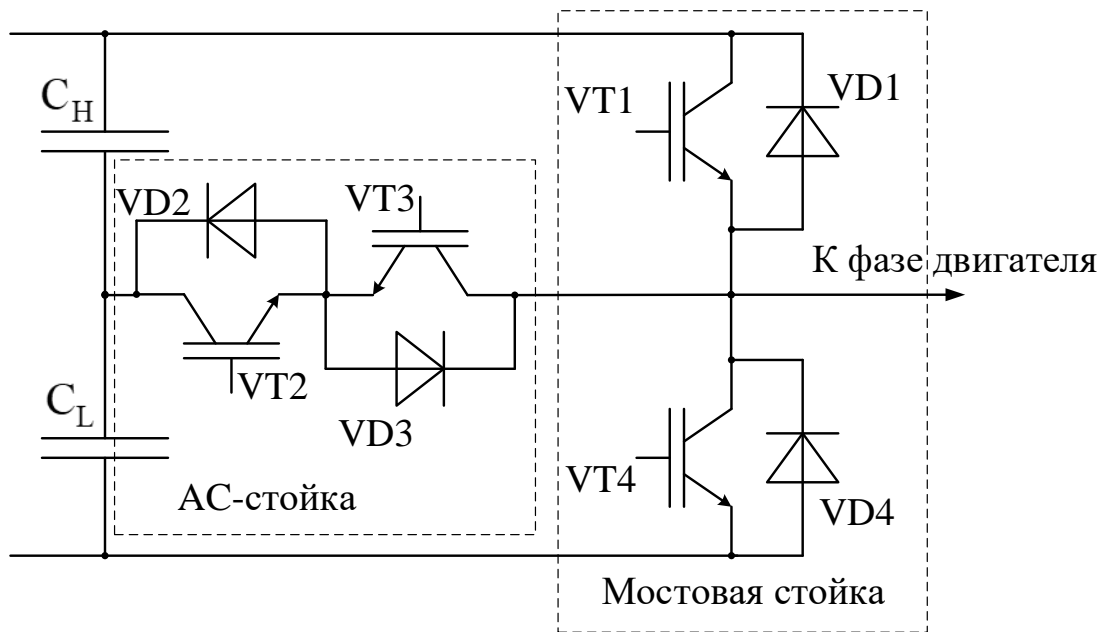


Рисунок 2.14 – Стойка трёхуровневого инвертора с топологией Т-образного полумоста

Алгоритмы расчёта скважностей для реализации векторной ШИМ для трехуровневого инвертора схожи с алгоритмами для двухуровневого, но помимо привязки одной из фаз к положительной или отрицательной шине ЗПТ, в такой топологии возможна также привязка любой из фаз к средней точке ЗПТ — в этом случае одна из фаз на протяжении всего периода ШИМ имеет потенциал средней точки ЗПТ. На рисунке 2.15 (а) показаны возможные состояния инвертора, которые могут использоваться для реализации заданных векторов напряжения. Изображённый на этом же рисунке вектор напряжения V может быть реализован тремя способами, как показано на рисунке 2.15 (б): с привязкой фазы А к верхней шине (вариант «Р»), фазы С к нижней шине (вариант «N») или с привязкой фазы В к средней точке ЗПТ (вариант «В»). Привязка к средней точке фазы А или фазы С (варианты «А» и «С») невозможна, так как в этих случаях окажется невозможным реализовать потенциалы двух других фаз [23]. На рисунке 2.15 (в) показаны скважности для пар ключей в каждой из трёх стоек для реализации таких комбинаций.

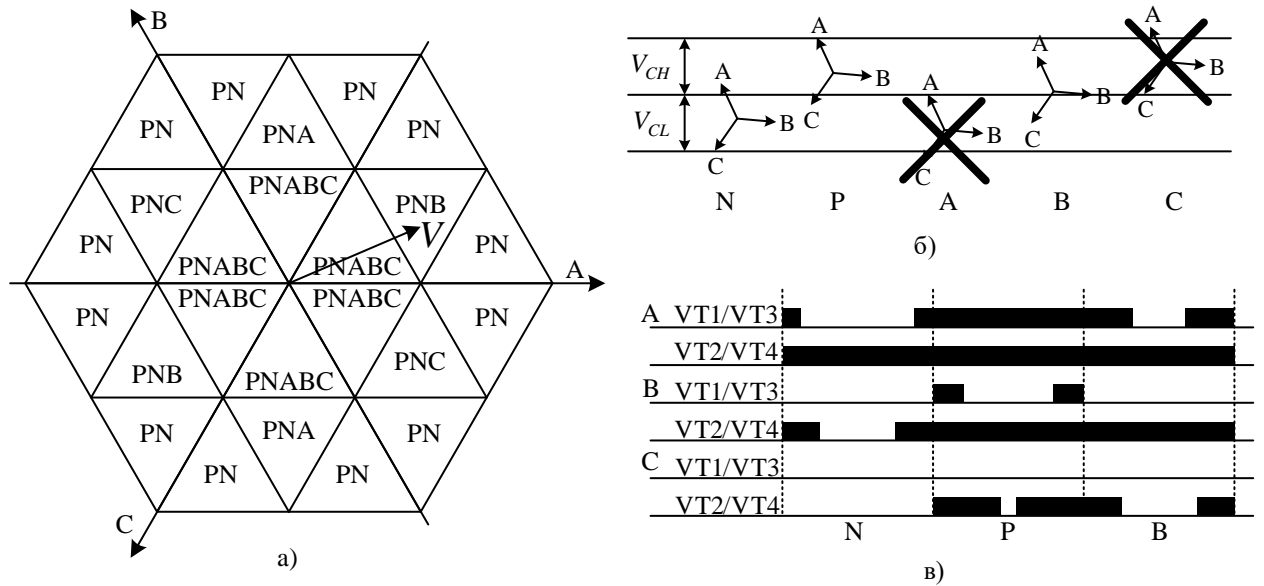


Рисунок 2.15 – Варианты ШИМ для трехуровневого инвертора

Расчёт скважностей фаз А, В и С для каждого случая может быть выполнен по следующей последовательности. В первую очередь для каждого варианта рассчитываются потенциалы фаз:

$$\begin{bmatrix} u_a^N & u_a^P & u_a^A & u_a^B & u_a^C \\ u_b^N & u_b^P & u_b^A & u_b^B & u_b^C \\ u_c^N & u_c^P & u_c^A & u_c^B & u_c^C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a & \dots & u_a \\ u_b & \dots & u_b \\ u_c & \dots & u_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Delta u^N & \Delta u^P & \Delta u^A & \Delta u^B & \Delta u^C \\ \Delta u^N & \Delta u^P & \Delta u^A & \Delta u^B & \Delta u^C \\ \Delta u^N & \Delta u^P & \Delta u^A & \Delta u^B & \Delta u^C \end{bmatrix}, \tag{2.14}$$

где правая часть уравнения — это матрица синфазных напряжений, соответствующих каждому из вариантов привязки. Члены матрицы определяются следующим образом [17], [6]:

$$\left. \begin{aligned} \Delta u^N &= \min(u_a, u_b, u_c); \\ \Delta u^P &= \max(u_a, u_b, u_c); \\ \Delta u^A &= U_{CL} - u_a; \\ \Delta u^B &= U_{CL} - u_b; \\ \Delta u^C &= U_{CL} - u_c, \end{aligned} \right\} \tag{2.15}$$

где U_{CL} – это напряжение нижнего конденсатора ЗПТ; $\Delta u^N, \Delta u^P, \Delta u^A, \Delta u^B, \Delta u^C$ – смещения напряжений, необходимые для реализации привязки к нижней шине

(«N»), верхней шине («P»), фазы А к средней точке («А»), фазы В к средней точке («В»), фазы С к средней точке («С»).

В первую очередь необходимо проверить, какие из полученных наборов заданий напряжений фаз могут быть реализованы. Следует исключить те наборы, в которых хотя бы один из потенциалов оказывается меньше нуля, либо больше напряжения ЗПТ.

После определения реализуемых потенциалов по (2.14), нужно рассчитать скважности для каждого набора потенциалов:

$$\left. \begin{aligned} \gamma_{Lj}^i &= \begin{cases} \text{если } (u_j^i > U_{CL}), \text{ то } 1; \\ \text{иначе } \frac{u_j^i}{U_{CL}}, \end{cases} \\ \gamma_{Hj}^i &= \begin{cases} \text{если } (u_j^i > U_{CL}), \text{ то } \frac{u_j^i - U_{CL}}{U_{CH}}; \\ \text{иначе } 0, \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

где i — вариант привязки («P», «N», «А», «В» или «С»), j — фаза А, В или С, γ_{Lj}^i — скважность для ключа VT2, а γ_{Hj}^i — скважность ключа VT1. При этом ключ VT3 управляется комплементарно с ключом VT1, а VT4 — комплементарно с ключом VT2.

Теперь рассмотрим виды потерь при работе инвертора. Существует три типа потерь, которые рассматривают при анализе инвертора: потери проводимости из-за падения напряжения на транзисторах и/или диодах, потери при переключении транзисторов, потери восстановления диодов и при протекании в них и транзисторах токов восстановления. Общий подход к рассмотрению этих видов потерь в трёхуровневых инверторах такой же, как и для двухуровневых.

Потери проводимости определяются падениями напряжения на транзисторах и диодах, которые зависят от скважности и направления тока. Рассмотрим для одной стойки случай, когда $\gamma_L = 1$, а $\gamma_H = (0; 1)$ при положительном направлении тока (вытекает из стойки), как показано на рисунке 2.16:

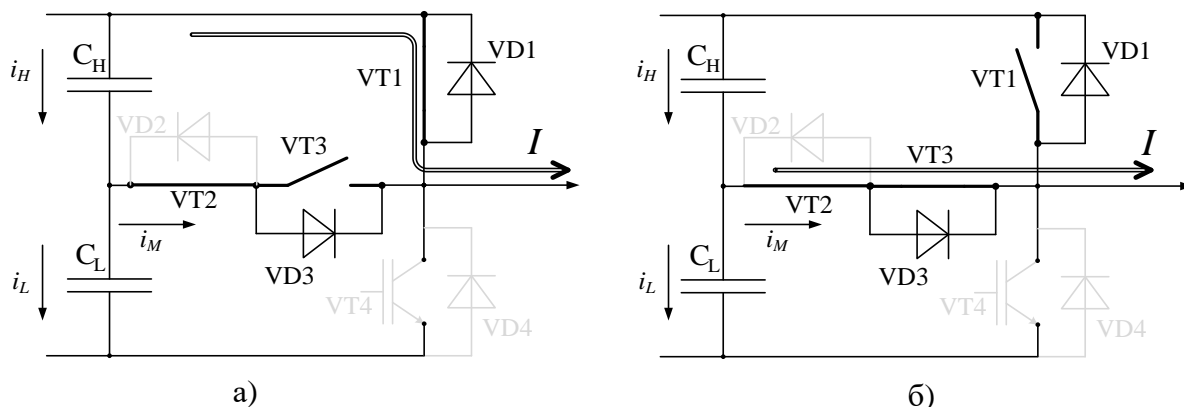


Рисунок 2.16 – Возможный контур протекания тока в трехуровневом инверторе: а – открыт ключ VT1, б – открыт ключ VT3

В таком случае ключ VT2 всегда включен, а ключи VT1 и VT3 подключены к конденсатору C_H и работают подобно стойке обычного инвертора, как показано на рисунке. Тогда в ключе VT1 есть потери проводимости, когда он включен (2.16, а), а на остатке периода (включая мёртвое время) потери проводимости возникают в ключе VT2 и диоде VD3 (2.16, б). В транзисторе VT4 и диоде VD4 потери отсутствуют.

Таким образом, для данных комбинаций скважностей и направления тока потери проводимости в одной стойке инвертора можно выразить следующей системой:

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{VT1}^{cond} &= \Delta v_{BVT}(i) \gamma_H i; \\ \Delta P_{VD1}^{cond} &= 0; \\ \Delta P_{VD1}^{cond} &= \Delta v_{ACVT}(i) (1 - \gamma_H) i; \\ \Delta P_{VD2}^{cond} &= 0; \\ \Delta P_{VT3}^{cond} &= 0; \\ \Delta P_{VD3}^{cond} &= \Delta v_{ACVD}(i) (1 - \gamma_H) i; \\ \Delta P_{VT4}^{cond} &= 0; \\ \Delta P_{VD4}^{cond} &= 0; \end{aligned} \right\} \quad (2.17)$$

где $\Delta v_{BVT}(i)$ – это зависимость падения напряжения на мостовой части стойки от протекающего тока, $\Delta v_{ACVT}(i)$ – зависимость падения напряжения на ключах AC стойки от тока, а $\Delta v_{ACVD}(i)$ – зависимость падения напряжения на диодах AC стойки. Данные зависимости можно заложить в виде таблиц, либо сделать

допущение, что величина падения напряжения не зависит тока и принять Δv_{BVT} , Δv_{ACVT} и Δv_{ACVD} постоянными.

Если для такого сочетания скважностей направление тока отрицательное, то в ключе VT3 есть потери проводимости, когда он включен, а на остатке периода потери проводимости возникают в ключе VT1 и диоде VD1. Аналогичным образом можно получить выражения для потерь в случае, когда $\gamma_H = 0$, а $\gamma_L = (0; 1)$ для разных направлений токов фазы.

Физика возникновения *потерь при переключении* транзисторов уже рассматривалась выше для двухуровневых инверторов. Всё сказанное так же справедливо и для трёхуровневых инверторов, но есть одно существенное отличие, которое заключается в величине коммутируемого напряжения: двухуровневые инверторы коммутируют полное напряжение ЗПТ U_{DC} , а трёхуровневые инверторы коммутируют только половину напряжения ЗПТ, или, если говорить точнее, напряжения верхней и нижней емкостей звена U_{CH} и U_{CL} , которые в общем случае могут быть не равны половине полного напряжения звена. Кроме того, характеристики переключения транзисторов мостовой части и АС части разные, поэтому более правильно использовать зависимости потерь на переключение из описания на конкретный силовой модуль.

Для стойки рисунка 2.14 потери при переключении транзистора VT1 рассчитываются по следующей формуле:

$$\Delta P_{VT1}^{sw} = \left(E_{Bon}(i) + E_{Boff}(i) \right) \frac{U_{CH}}{U_{rated}} f_{PWM}, \quad (2.18)$$

где $E_{Bon}(i)$ – это энергия, выделяемая в транзисторе VT1 мостовой части во время включения ключа с учётом протекающего тока; $E_{Boff}(i)$ – энергия, выделяемая за время выключения; f_{PWM} – частота ШИМ, U_{CH} – напряжение верхнего конденсатора, U_{rated} – номинальное напряжение ключа. Данные об энергии потерь на переключении при разных значениях тока можно получить из документации на силовые модули. Аналогичным образом рассчитываются мощности потерь переключения и для остальных транзисторов.

Во время переключения транзисторов в диодах возникают *потери восстановления* обратного сопротивления. Например, на рисунке 2.16 во время включения ключа VT1, диод VD3 находится в проводящем состоянии и в нём возникают потери восстановления. Они зависят от коммутируемого тока, напряжения и сопротивления затвора ключа VT1, которое определяет длительность включения. Эти потери можно выразить следующим уравнением:

$$\Delta P_{VD3}^{RR} = E_{Brr}(i) \frac{V_{CH}}{V_{rated}} f_{PWM}, \quad (2.19)$$

где $E_{Brr}(i)$ – это энергия, потраченная на восстановление с учётом протекающего тока.

Чтобы оценить ожидаемую *разницу напряжений* на конденсаторах для того или иного набора скважностей, нужно оценить ток средней точки звена постоянного тока. Ток средней точки ЗПТ равен сумме токов средней точки всех фаз. Его величина зависит от тока нагрузки и скважностей верхних и нижних ключей. Для варианта, приведённого на рисунке 2.16, ток нагрузки течёт через среднюю точку, когда ключ VT1 выключен, поэтому длительность его протекания определяется скважностью ключа VT3. В других случаях (когда $\gamma_L = (0; 1)$ и $\gamma_H = 0$) ток через среднюю точку течёт, когда замкнут ключ VT2. В общем случае уравнение для определения тока средней точки выглядит следующим образом:

$$i_M = i(1 - \gamma_H)\gamma_L. \quad (2.20)$$

Также ток средней точки может быть выражен через разницу токов, протекающих через конденсаторы ЗПТ, которые определяют производную напряжения средней точки:

$$\begin{aligned} i_M = i_H - i_L &= C_H \frac{dU_{CH}}{dt} - C_L \frac{dU_{CL}}{dt} \\ &= C_H \frac{d(U_{DC} - U_{CL})}{dt} - C_L \frac{dU_{CL}}{dt} \\ &= C_H \frac{dU_{DC}}{dt} - C_H \frac{dU_{CL}}{dt} - C_L \frac{dU_{CL}}{dt}. \end{aligned} \quad (2.21)$$

Если считать, что полное напряжение ЗПТ U_{DC} постоянно, либо меняется значительно медленнее, чем напряжения верхнего и нижнего конденсаторов U_{CH} и U_{CL} , то производной $\frac{dU_{DC}}{dt}$ можно пренебречь, и тогда связь тока средней точки с производной напряжения нижнего конденсатора примет следующий вид:

$$i_M = -C_H \frac{dU_{CL}}{dt} - C_L \frac{dU_{CL}}{dt} = -\frac{dU_{CL}}{dt} (C_H + C_L). \quad (2.22)$$

Таким образом, можно рассчитать приращение напряжения нижнего конденсатора через оценку тока средней точки для каждого набора скважностей, и оценить, какими будут напряжения U_{CH} и U_{CL} :

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_{CL} &= -(C_H + C_L) \cdot \sum_{j=a}^c (i_j \gamma_{Lj} (1 - \gamma_{Hj})) \cdot T_{PWM}; \\ \hat{U}_{CL} &= U_{CL} + \Delta U_{CL}; \\ \hat{U}_{CH} &= U_{DC} - \hat{U}_{CL}. \end{aligned} \right\} \quad (2.23)$$

Для выбора оптимальной по нескольким критериям привязки ШИМ будет использована целевая функция, как это делалось в алгоритме с перераспределением потерь между модулями. Но параметры этой функции будут изменены, так как критериями теперь являются мощность потерь данного набора скважностей и разница напряжений на конденсаторах звена. В качестве целевой функции была выбрана следующая:

$$g = A \cdot \Delta P_{\Sigma} + B \cdot R + C \cdot (\hat{U}_{CH} - \hat{U}_{CL})^2. \quad (2.24)$$

Здесь $\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{\Sigma}^{cond} + \Delta P_{\Sigma}^{SW} + \Delta P_{\Sigma}^{RR}$ – суммарные потери переключения, проводимости и обратного восстановления для всех фаз; R – счётчик удержания текущей привязки; A, B, C – весовые коэффициенты функции.

Счётчик удержания R помогает снизить частоту смены привязок. При каждой смене привязки он инициализируется заранее определённым числом и при каждом обновлении скважностей (но не при смене привязки) уменьшается на 1, пока не достигнет нуля. Таким образом этот коэффициент увеличивает «стоимость» смены алгоритма ШИМ, если алгоритм и так недавно менялся. Это необходимо для снижения потерь, вызванных дополнительными коммутациями ключей при смене

привязки. Последняя составляющая целевой функции – это оценка разницы напряжений между верхним и нижним конденсатором, за счёт которой определяется, при какой привязке напряжения на конденсаторах будут примерно равны.

Расчёт начинается с определения пяти наборов потенциалов каждой фазы в соответствии с (2.14), после чего для них рассчитываются пять (для каждого варианта привязки) наборов потенциалов фаз в соответствии с (2.15).

На следующем шаге определяется возможность реализации каждого набора: реализуемыми считаются те наборы, в которых ни одно из напряжений не выходит за пределы напряжения ЗПТ.

Затем в соответствии с (2.16) рассчитываются скважности стоек, что даёт достаточную информацию для расчёта потерь. Расчёт потерь осуществляется в соответствии с (2.17), (2.18) и (2.19). Полные потери для каждого из реализуемых наборов напряжений считаются как сумма всех частных потерь, что в итоге даёт от 2 до 5 значений. Далее рассчитываются значения целевой функции (2.24). После расчёта значений целевой функции для всех вариантов привязок ШИМ выбирается тот, для которого её значение было наименьшим.

Для проверки предложенного алгоритма и определения оптимальных весовых коэффициентов была разработана модель трехуровневого инвертора. Параметры для полупроводниковых элементов были взяты из документации на модули Infineon F3L300R12PT4_B26. Емкости конденсаторов ЗПТ $C_H = C_L = 3300$ мкФ, напряжение ЗПТ $U_{DC} = 600$ В, частота ШИМ $f_{PWM} = 16$ кГц. Задание напряжения $U_{rms} = 220$ В с частотой $f_U = 50$ Гц.

Первый опыт (рисунок 2.17 (а)) проводился при коэффициентах А и В равных 0, то есть единственным критерием для весовой функции была разница напряжений конденсаторов ЗПТ. Как и ожидалось, для такого варианта весовой функции переключение типов ШИМ происходит слишком часто, чтобы поддерживать равенство напряжений, что приводит к высоким потерям, которые составили 464.5 Вт. Во втором опыте (рисунок 2.17 (б)) для уменьшения количества переключений был введён коэффициент В = 200. Мощность потерь снизилась до 435 Вт, баланс

напряжений остался на приемлемом уровне, при этом иногда в последовательности появляется вариант привязки к средней точке ЗПТ. Для третьего опыта (рисунок 2.17 (в)) были введены коэффициенты А и В, равные 1, коэффициент С равен 10. За счёт введения в весовую функцию коэффициента А, составляющая при котором отвечает за снижение потерь, мощность потерь уменьшилась до 397 Вт. Привязка к средней точке выбирается редко, что объясняется, во-первых, параметрами конкретного силового модуля, которые были заложены в модель, а во-вторых, высокой амплитудой заданного напряжения ($U_{rms} = 220$ В). На рисунке 2.17 (г)) показана форма скважностей для задания напряжения $U_{rms} = 110$ В. При таком задании привязка одной из фаз к средней точке ЗПТ выбирается гораздо чаще.

Анализ результатов показывает, что к выбору привязки к средней точке приводит необходимость поддержания баланса напряжений, а потери при этом увеличиваются (за счёт потерь проводимости). Если в весовой функции снизить коэффициент С, отвечающий за баланс напряжений, то мощность потерь уменьшается до 333 Вт ценой увеличения разницы напряжений на конденсаторах (рисунок 2.18). Таким образом, предложенный метод ШИМ позволяет сократить потери в трехуровневом инверторе на 15% с одновременным поддержанием баланса напряжений на конденсаторах ЗПТ.

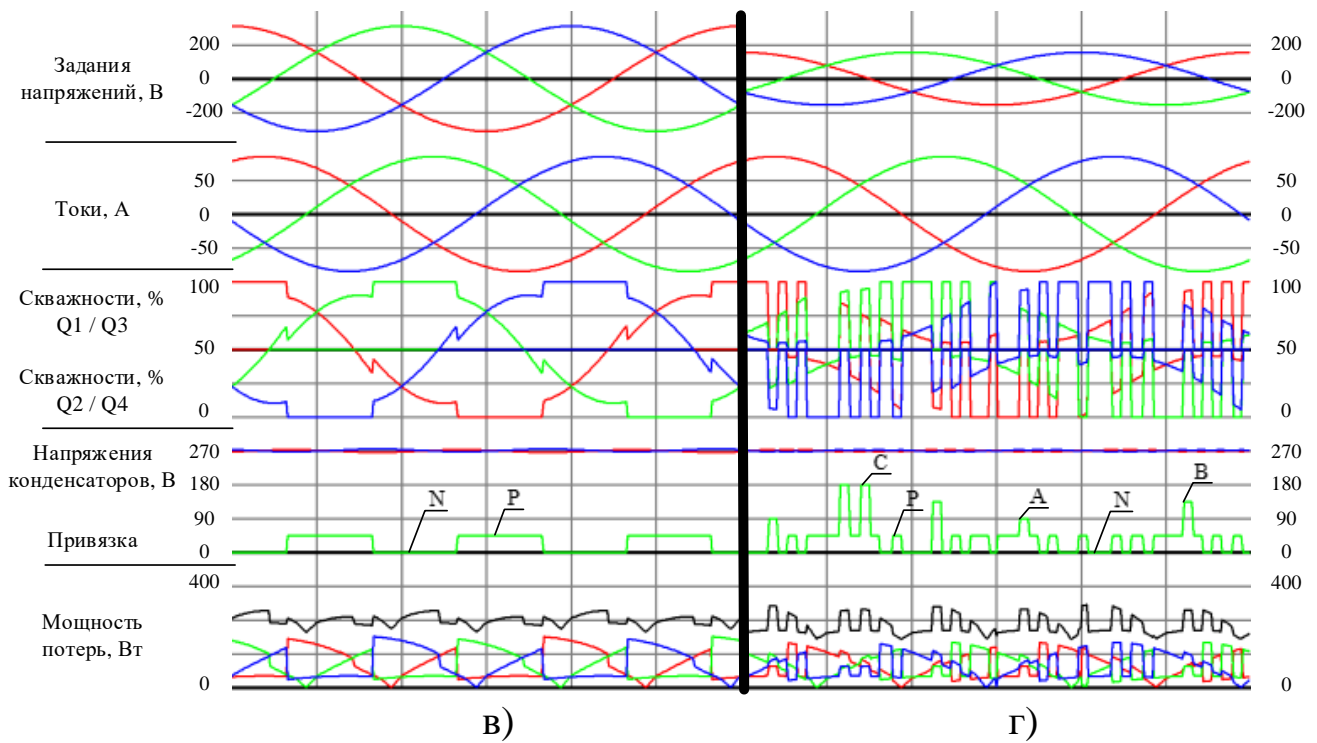
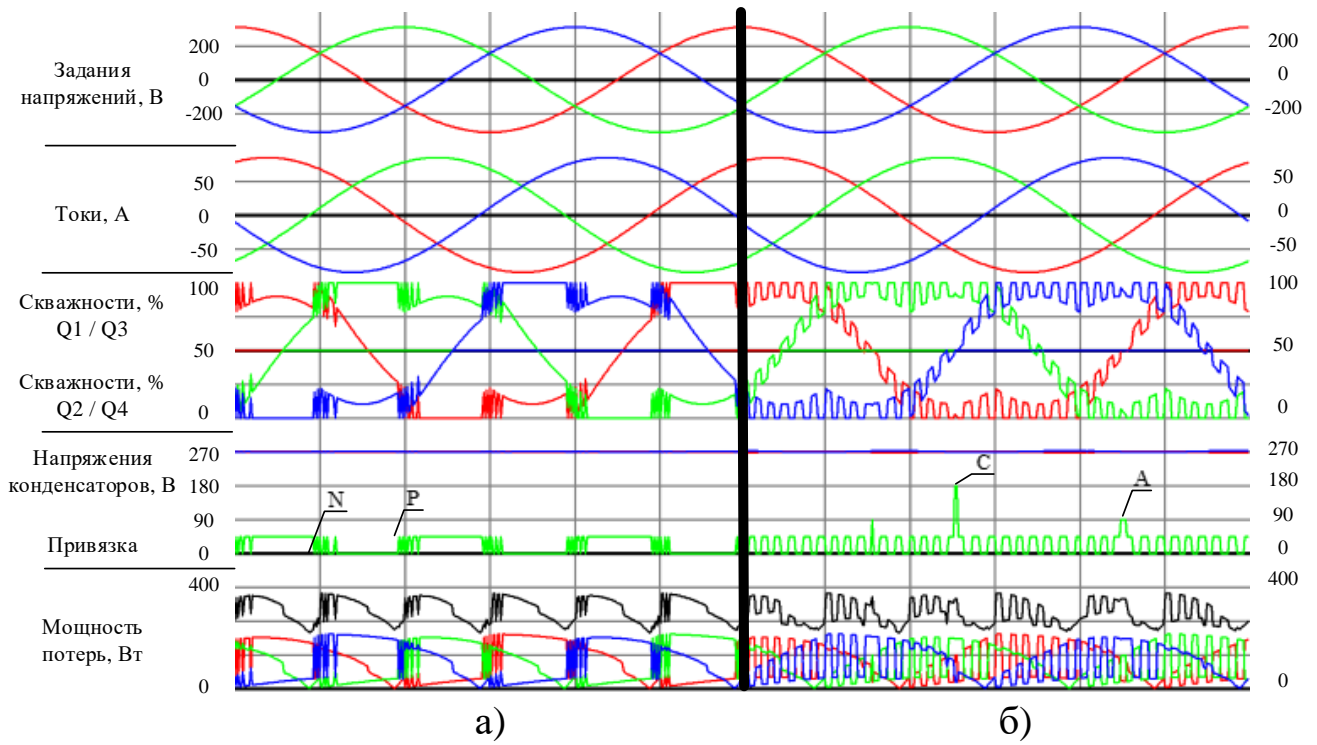


Рисунок 2.17 – Осциллограммы скажностей при разных коэффициентах весовой функции: а – $A = B = 0, C \neq 0, U_{rms} = 220 \text{ В}$;

$$\text{б} - A = 0, B \neq 0, C \neq 0, U_{rms} = 220 \text{ В};$$

$$\text{в} - A \neq 0, B \neq 0, C \neq 0, U_{rms} = 220 \text{ В};$$

$$\text{г} - A \neq 0, B \neq 0, C \neq 0, U_{rms} = 110 \text{ В}.$$

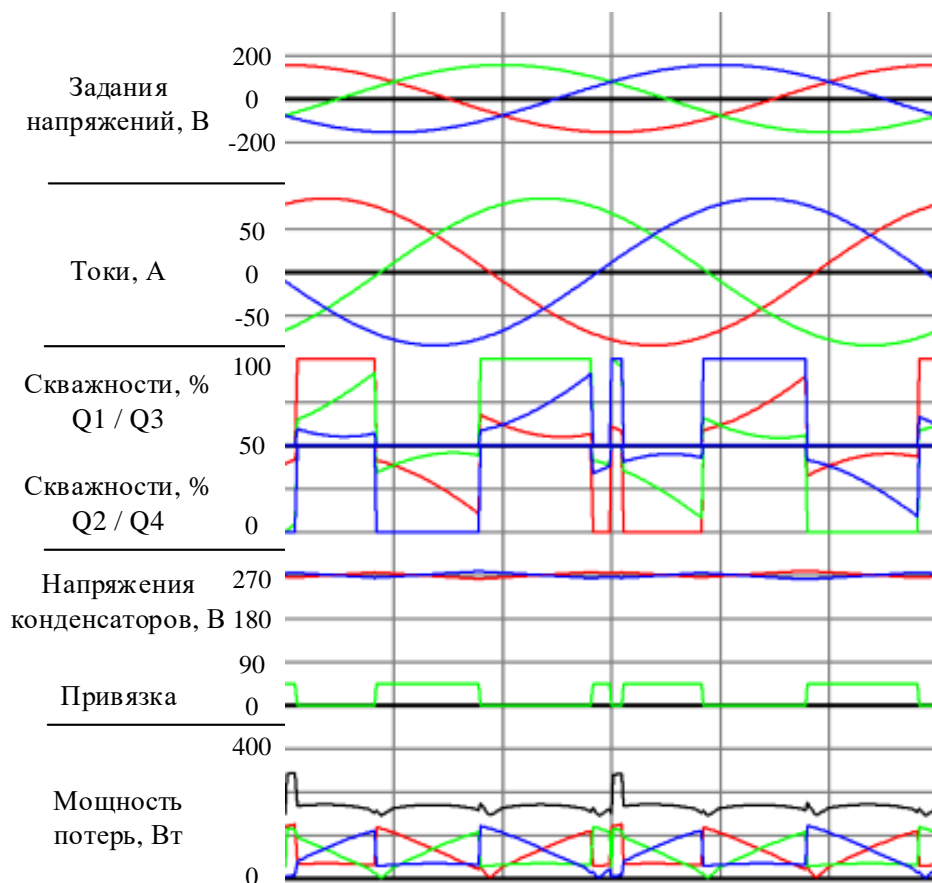


Рисунок 2.18 – Форма скважностей при уменьшении значимости поддержания баланса напряжений

Данный алгоритм ШИМ был реализован в системе управления трехуровневого инвертора напряжения с топологией с Т-образным полумостом и протестирован на физическом стенде с использованием синхронного электродвигателя с возбуждением от постоянных магнитов. В процессе экспериментов двигатель запускался в режиме с поддержанием амплитуды токов фаз 40А на скорости 500 об/мин; полное напряжение ЗПТ 540 В.

На рисунке 2.19 приведены осциллограммы для случая, когда единственная задача алгоритма – поддержание баланса напряжений на конденсаторах ЗПТ. Как видно по формам скважностей стойки фазы А, переключение привязок происходит очень часто. За счёт этого напряжения на конденсаторах практически не отличаются друг от друга (разница напряжений в среднем составляет 0,5 В), как показано на увеличенном фрагменте осциллограммы в правом нижнем углу рисунка 2.19.

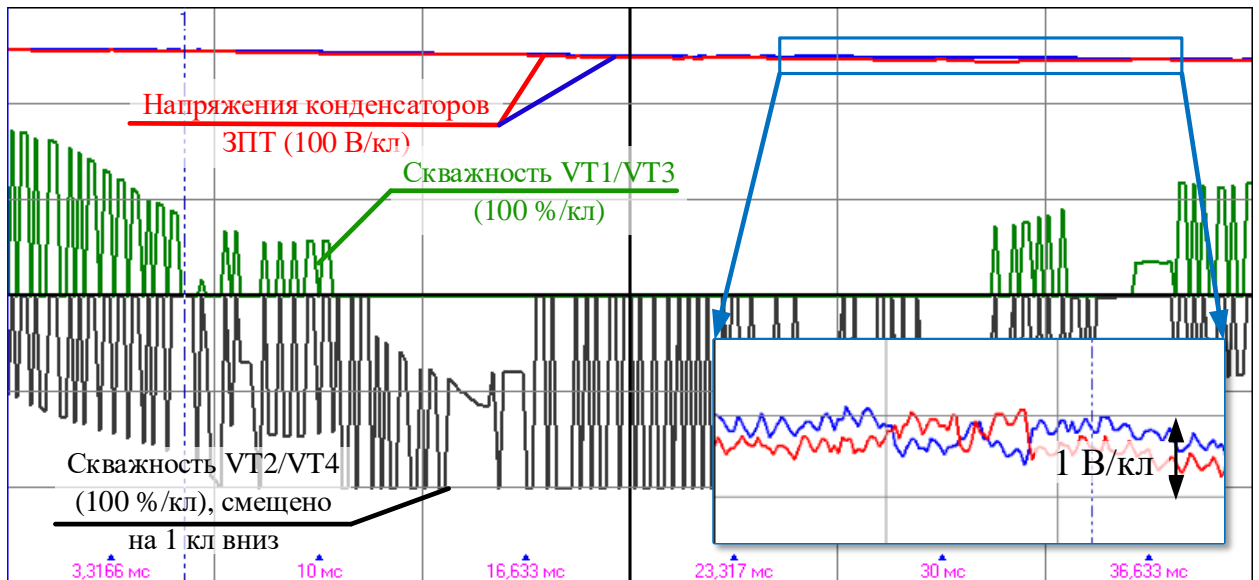


Рисунок 2.19 – Скважности при ШИМ, направленной только на поддержание баланса напряжений

Оциллограммы на рисунке 2.20 были получены в том же режиме работы привода, но в этом случае алгоритм ШИМ при выборе привязки учитывал все факторы – напряжения конденсаторов ЗПТ, потери на переключении ключей и частоту смены привязок. В таком режиме, как и ожидалось, разница напряжений конденсаторов увеличилась в среднем до 1,5 В. Среднее значение этого расхождения определяется величиной соответствующего весового коэффициента целевой функции.

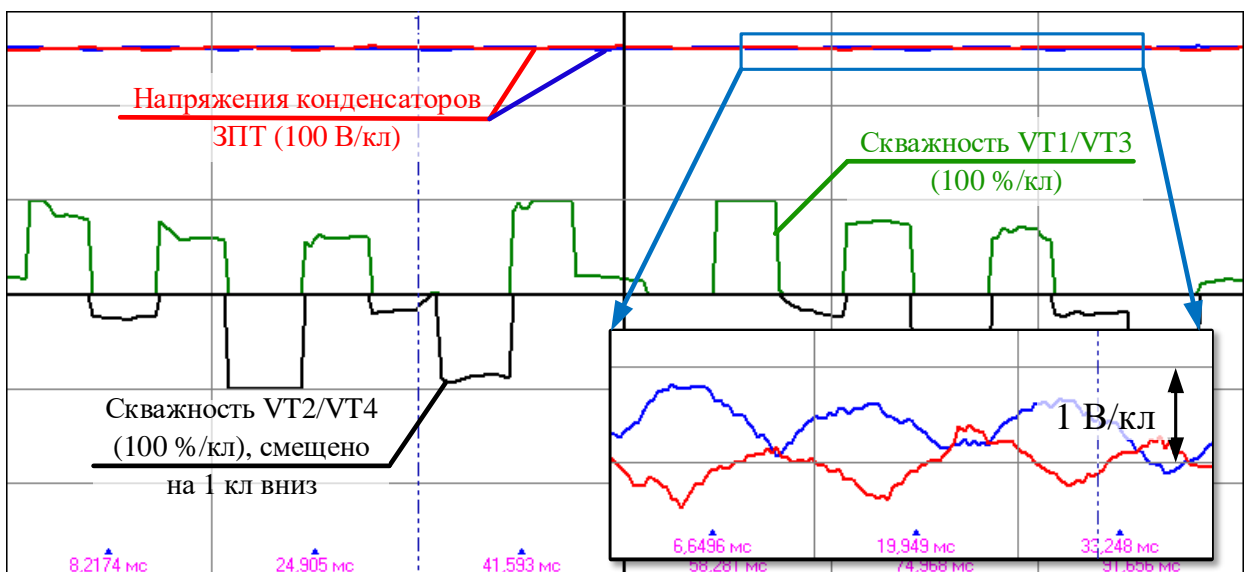


Рисунок 2.20 – Скважности при ШИМ, учитывающей напряжения конденсаторов, потери в инверторе и частоту переключений

На осциллограммах на рисунке 2.21 показано, как происходит переключение привязок ШИМ во время работы предложенного алгоритма при одновременном снижении потерь в инверторе и поддержании баланса напряжений конденсаторов.

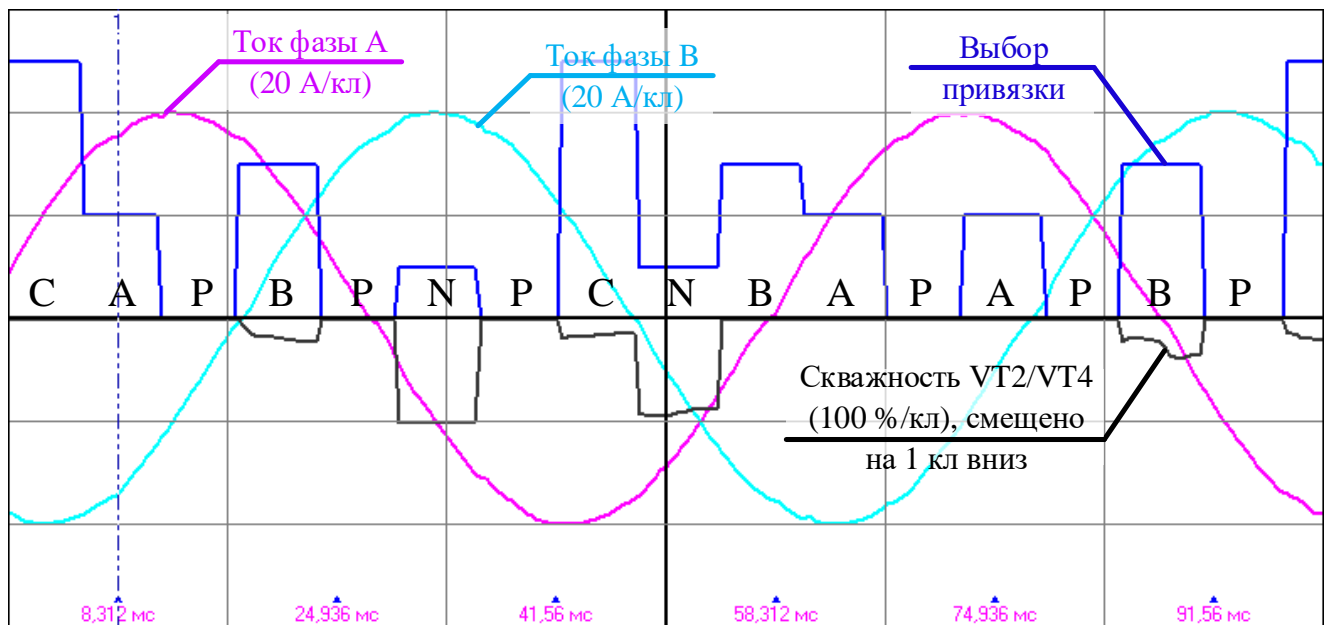


Рисунок 2.21 – Переключение привязок ШИМ в процессе работы

2.4 Выводы по главе

В данной главе рассмотрены алгоритмы оптимизации методов ШИМ для классических шестиключевых двухуровневых инверторов и для трехуровневых инверторов с топологией с Т-образным полумостом. Предложенные алгоритмы позволяют одновременно обеспечивать компенсацию нелинейностей инвертора (мёртвое время, падение напряжений на полупроводниках), снижение потерь в полупроводниках при переключениях, перераспределение потерь между силовыми элементами инвертора, снижение потерь и балансировку напряжений конденсаторов в трёхуровневом инверторе. Основным принципом работы алгоритмов снижения и перераспределения потерь заключается в выборе оптимальной привязки скважностей. Нелинейности инвертора компенсируются путём их учёта при расчёте скважностей. Показано, что применение управления по модели с прогнозированием и рациональное использование целевых функций позволяет эффективно управлять инвертором напряжения.

Глава 3 Измерение скорости в высокоскоростных электроприводах

3.1 Синусно-косинусный инкрементальный датчик положения ротора

В данной главе рассмотрен комбинированный метод измерения скорости вращения электродвигателя при помощи синусно-косинусного инкрементального датчика положения ротора в диапазоне низких и высоких скоростей. Проанализировано влияние различных факторов (таких как механические погрешности и дискретность по времени) на точность измерения скорости привода. Предложены способы повышения точности измерений.

В современных высокоточных сервоприводах, использующихся в промышленности, повышаются требования к качеству обратной связи по положению и скорости. Таким традиционным датчикам положения, как резольверы или синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы (СКВТ) и инкрементальные датчики положения, начинают составлять конкуренцию синусно-косинусные инкрементальные датчики, которые обладают простотой конструкции и монтажа. Правильная организация аппаратной части и программной обработки сигналов таких датчиков оказывают значительное влияние на итоговое разрешение и точность измерений.

Синусно-косинусный инкрементальный датчик положения ротора состоит из зубчатого колеса, которое крепится на вал электродвигателя, и считывающей головки, которая устанавливается на неподвижную часть двигателя, как это показано на рисунке 3.1. Постоянные магниты в считывающей головке создают магнитное поле, а магниторезистивный датчик преобразует модуляцию этого поля зубчатым колесом в электрические сигналы. Сигналы на выходе датчика синусоидальные, сдвинутые на 90 электрических градусов. Разрешение датчиков определяется числом зубцов колеса и, как правило, составляет от 128 до 1024 периодов на один оборот.

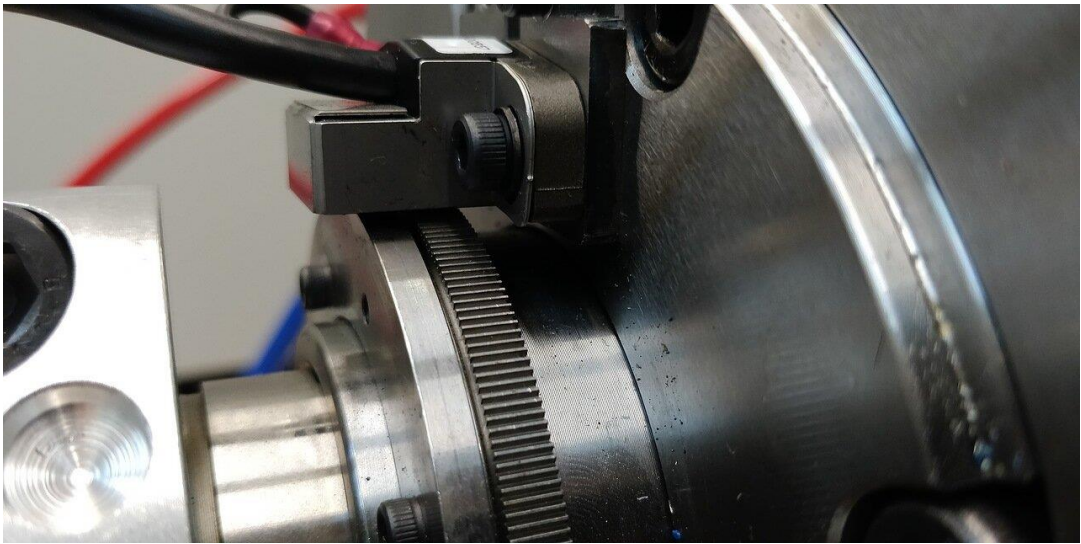


Рисунок 3.1 – Синусно-косинусный инкрементальный датчик положения ротора, установленный на синхронном шпинделе

Обработку выходных сигналов средствами микроконтроллера проводят комбинированным методом с использованием АЦП на низких скоростях и модуля обработки квадратурных сигналов на высоких, как это показано на рисунке 3.2 (а). Для этого на аппаратном уровне из синусоидальных сигналов получают прямоугольные (рисунок 3.2 (б)), с использованием триггеров Шмитта, которые затем подключаются ко входам модуля обработки квадратурного энкодера (eQEP). Ко входам АЦП (ADC) выходные сигналы датчика подключаются без изменения и претерпевают только предобработку — усиление, смещение, небольшой фильтр, устраняющий высокочастотные помехи.

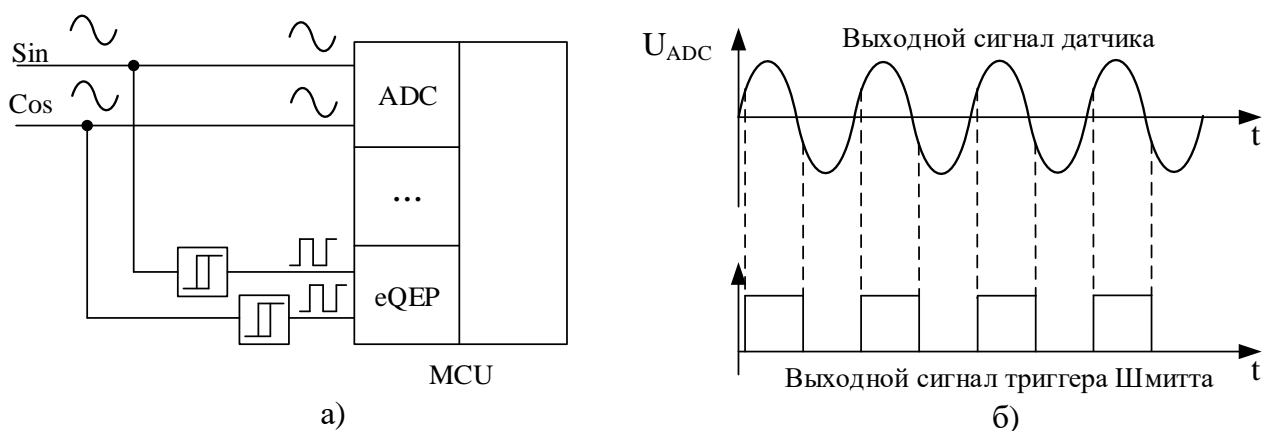


Рисунок 3.2 – Обработка синусоидального инкрементального датчика положения ротора средствами микроконтроллера: а – подключение сигналов датчика к микроконтроллеру; б – сигналы на входе микроконтроллера

При таком подключении с помощью сигналов, получаемых от АЦП, можно с высоким разрешением восстанавливать данные о скорости вращения двигателя, когда скорость вращения низкая, а при помощи модуля квадратурного декодирования – наоборот, когда скорость вращения высокая. Точно измерять скорость по аналоговым сигналам датчика можно до тех пор, пока частота этих сигналов как минимум в два раза ниже частоты дискретизации АЦП, так как в противном случае не представляется возможным точно восстановить аналоговый сигнал. Для оценки скорости по аналоговым сигналам существуют разные способы, самые распространённые из которых – дифференцирование измеренного положения, полученного с помощью функции арктангенса фазы сигнала, или использование алгоритмов на основе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Оба метода подробно рассмотрены в данной главе.

Определим допустимые диапазоны измерения скорости по аналоговым сигналам для конкретного комплекта датчика положения и электродвигателя испытательного стенда. Для частоты дискретизации АЦП $f_{ADC} = 64$ кГц (эта частота используется в ПО системы управления для разрабатываемого инвертора) надёжно измерять скорость по аналоговым сигналам датчика можно до тех пор, пока частота этих сигналов не превышает $f_{sincosmax} = 32$ кГц. Для датчика с разрешением $Z = 256$ периодов на оборот это соответствует скорости $n_{sincosmax} = \frac{f_{sincosmax}}{Z} \cdot 60 = \frac{32000}{256} \cdot 60 = 7500$ об/мин.

С другой стороны, рассчитывать скорость при помощи модуля обработки квадратурных сигналов можно только на высоких скоростях, когда частота следования прямоугольных импульсов достаточна, чтобы обновлять данные о текущей скорости к каждому моменту расчёта контура скорости, так как алгоритмы расчётов основаны на измерении времени, прошедшего между двумя фронтами по одному из каналов датчиков, например, между двумя передними фронтами сигнала по каналу А. Время при этом подсчитывается в тактах процессора. Для расчёта скорости с использованием модуля обработки квадратурного ДПР необходимо, чтобы частота следования импульсов по каждому каналу была не меньше частоты

расчёта контура скорости, которая равняется $f_{spdLoop} = 8$ кГц. Тогда $n_{eqermin} = \frac{f_{spdLoop}}{Z} \cdot 60 = 1875$ об/мин.

В диапазоне скоростей $n_{eqermin} < n < n_{sincosmax}$ оба метода работоспособны, и в этом диапазоне скоростей можно безопасно переключаться с одного метода измерения на другой.

3.2 Измерение скорости на низких скоростях вращения по аналоговым сигналам и автоматическая калибровка сигналов АЦП

Существует несколько подходов к измерению скорости и положения по аналоговым сигналам с синусоидального энкодера. Самый простой способ – расчёт значения арктангенса для измеренных сигналов:

$$\theta_{el} = \text{atan2}(u_{cos}; u_{sin}), \quad (3.1)$$

где u_{sin} и u_{cos} – сигналы, подключенные к АЦП, θ_{el} – электрический угол положения датчика.

Отсюда угловая скорость сигналов рассчитывается путём дифференцирования:

$$\omega_{el} = \frac{d\theta_{el}}{dt}. \quad (3.2)$$

В цифровых системах все расчёты производятся с некоторой частотой, называемой частотой дискретизации или семплирования f_s , которой соответствует период расчёта T_s , поэтому дифференцирование выполняется по следующему выражению [1]:

$$\omega_{el} = \frac{\theta_{el i} - \theta_{el i-1}}{T_s}, \quad (3.3)$$

где $\theta_{el i-1}$ – фаза сигнала, рассчитанная на предыдущем такте работы системы, $\theta_{el i}$ – фаза сигнала, рассчитанная на текущем такте работы системы. Наконец, скорость вращения двигателя рассчитывается так:

$$\omega_r = \frac{\omega_{el}}{Z}, \quad (3.4)$$

где Z – число периодов датчика на один механический оборот (разрешение датчика).

Для оценки качества работы такого метода в разных ситуациях было смоделировано равномерное увеличение скорости двигателя с 0 рад/с до 314 рад/с. Угловая скорость сигналов датчика с разрешением 256 периодов на оборот при этом достигает $\omega = 314 \cdot Z = 314 \cdot 256 = 80424$ рад/с. Частота дискретизации сигналов была выбрана равной 64 кГц.

Очевидно, что в идеальных условиях, когда сигналы АЦП имеют одинаковую амплитуду, нулевое смещение и оцифрованы в один момент времени, такой способ измерения даёт точный результат в статическом режиме (при постоянной скорости). В динамике ошибка измерения обусловлена только задержкой между моментом оцифровки сигналов и расчётом скорости.

Следующий опыт был проведён для условий, когда сигналы датчика измеряются с некоторой ошибкой: сигнал синуса имеет смещение 0,03, а сигнал косинуса имеет ошибку по усилению в 3% (амплитуда сигнала равна 1.03). Результаты моделирования приведены на рисунке 3.3. Как видно, наличие небольшой погрешности в измерениях сигналов датчика привело к появлению ошибки в оценке скорости двигателя. Ошибка имеет периодический характер и на скорости вращения двигателя 314 рад/с колеблется в диапазоне от -11 рад/с до $+18$ рад/с. Точность расчёта скорости через функцию арктангенса сильно зависит от качества измерения аналоговых сигналов, причём при наличии ошибок в измерении сигналов оценка скорости ухудшается с ростом частоты измеряемых сигналов. Также сильное влияние на результат измерений оказывает наличие помех в сигналах АЦП.

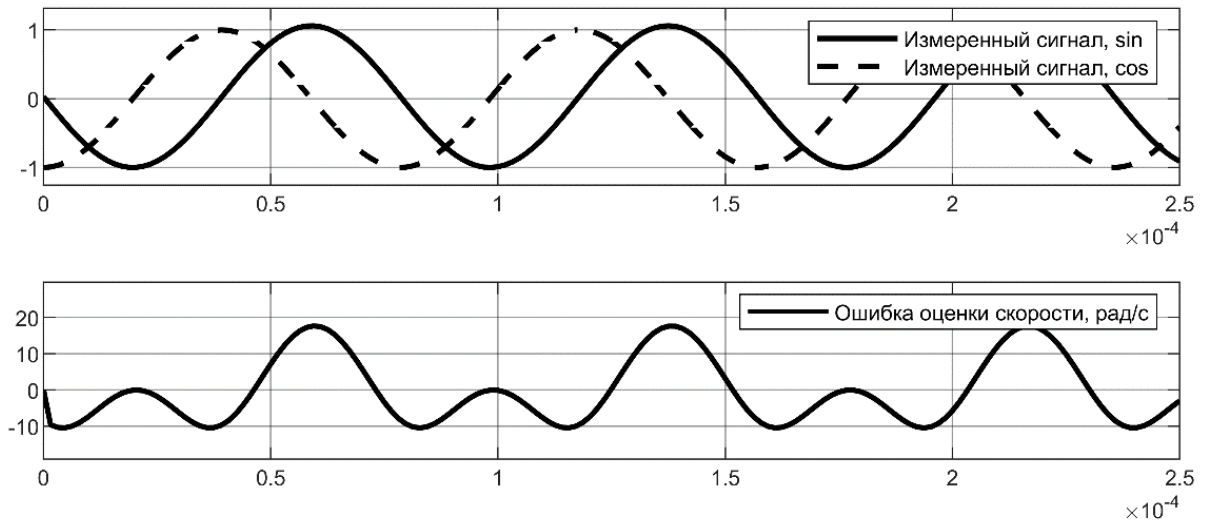


Рисунок 3.3 – Зависимость ошибки на периоде измеряемых сигналов датчика при измерении скорости через функцию арктангенса

Помимо прямого расчёта угла по значениям синуса и косинуса можно использовать способ на основе фильтра автоподстройки частоты (ФАПЧ). При таком подходе в системе управления присутствует генератор синусоидальных сигналов, сигналы которого сравниваются с измеренными сигналами с АЦП. Ошибка между ними используется для подстройки частоты генератора. Когда эта ошибка становится равна нулю, это означает, что сгенерированный сигнал совпадает с измеренным и его параметры (скорость, текущий угол) равны соответствующим параметрам сигналов с датчика.

Вариант реализации такого алгоритма приведён на рисунке 3.4. Ошибка между сгенерированными и измеренными сигналами рассчитывается следующим образом:

$$e = \cos(\theta_{est}) u_{sin} - \sin(\theta_{est}) u_{cos}, \quad (3.5)$$

где θ_{est} – оценка электрического угла датчика генератором. Рассчитанная ошибка используется для подстройки частоты генерируемых сигналов: для этого она поступает на ПИ-регулятор, выходом которого является оценка электрической скорости датчика положения. Интегрирование оценки частоты даёт оценку угла θ_{est} . При правильной настройке коэффициентов регулятора, частота и фаза генератора в статическом режиме станут равны частоте и фазе измеряемых сигналов.

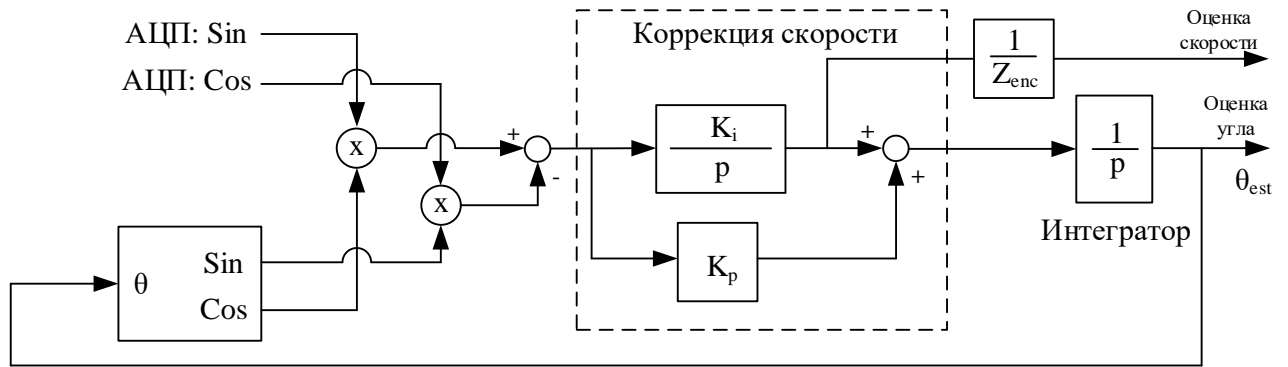


Рисунок 3.4 – Вариант измерения скорости с использованием ФАПЧ

Преимуществом такого решения является автоматическая фильтрация оценки положения от высокочастотных шумов канала АЦП. Пределы настройки коэффициентов K_i и K_p ограничены лишь уровнем шума каналов измерения и при правильном проектировании аналогового тракта ФАПЧ дает точный результат и в статических, и в динамических режимах. В качестве выходного сигнала следует брать выход интегральной составляющей до сумматора, на котором производится коррекция пропорциональным коэффициентом.

При наличии погрешностей в измерении аналоговых сигналов датчика в работу вступает встроенный фильтр, который в зависимости от настройки будет подавлять переменную составляющую ошибки. Для проведения опыта смещение сигнала синуса было задано равным 0,03, а усиление сигнала косинуса также было завышено на 3%. Рисунок 3.5 показывает мгновенное отклонение измеренной скорости от фактической. При сравнении осциллограмм рисунков 3.3 и 3.5, значение ошибки измерения скорости по функции арктангенса значительно выше по сравнению с измерением при помощи ФАПЧ при одинаковых погрешностях в оцифрованных сигналах датчика положения.

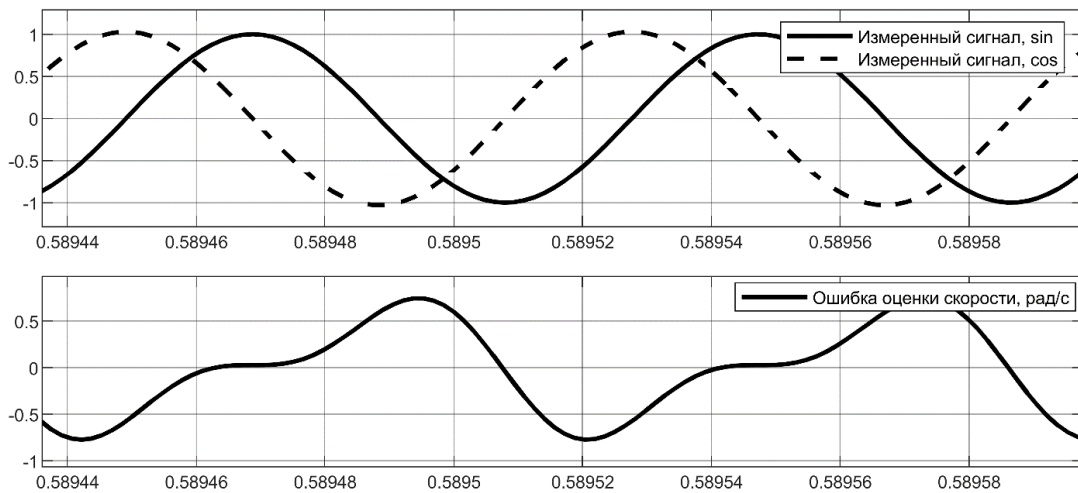


Рисунок 3.5 – Оценка скорости вращения двигателя при помощи ФАПЧ при неточном измерении показаний датчика

Для повышения точности измерения скорости нужно снижать регулярные ошибки сигналов датчика, а именно нивелировать смещение нуля и ошибку в усилении. При этом качественно разработанная аппаратная часть обработки сигналов не может гарантировать, что сигналы, приходящие на АЦП, не будут иметь указанных недостатков. Эксперименты показали, что выходные сигналы датчика зависят от того, насколько точно установлена считывающая головка датчика положения. Кроме того, датчик положения может со временем смещаться, или даже быть заменён при плановом обслуживании привода, из-за чего смещение и усиление сигналов изменятся. Подвержен датчик и температурному уходу. Поэтому необходимо иметь возможность проводить коррекцию не только по прямому запросу от пользователя, но также и в автоматическом режиме при каждом перезапуске системы управления программным способом.

Результатом коррекции должно быть отсутствие смещений в сигналах синуса и косинуса датчика, а также равенство их амплитуд. При этом для расчёта скорости через производную тангенса нет необходимости приводить амплитуды сигналов строго к единице. Если оба сигнала имеют некоторую амплитуду U_s , то тангенс угла, выраженный через отношение двух сигналов не изменится: $\tan \theta = \frac{u_{sin}}{u_{cos}} =$

$\frac{U_s \sin \theta}{U_s \cos \theta} = \frac{\sin \theta}{\cos \theta}$. С другой стороны, для алгоритма, работающего по принципу ФАПЧ,

ошибка e по уравнению (3.5) будет пропорциональна величине U_s :

$$\begin{aligned} e &= \cos(\theta_{est}) u_{sin} - \sin(\theta_{est}) u_{cos} \\ &= \cos(\theta_{est}) U_s \sin(\theta) - \sin(\theta_{est}) U_s \cos(\theta) \\ &= U_s (\cos(\theta_{est}) \sin(\theta) - \sin(\theta_{est}) \cos(\theta)). \end{aligned} \quad (3.6)$$

Это означает, что в зависимости от амплитуды сигналов выходная скорость генератора будет приближаться к реальной быстрее (если амплитуда сигналов больше), либо медленнее (если меньше), что может сказаться на устойчивости ФАПЧ.

Для проведения коррекции обоих параметров сигнала (смещения и усиления) необходимо измерить максимум и минимум каждого сигнала на одном периоде. Тогда смещение можно определить как среднее арифметическое этих величин:

$$U_{offset} = \frac{U_{max} + U_{min}}{2}. \quad (3.7)$$

С учётом этого смещения можно определить фактическую амплитуду сигнала:

$$U_{mag} = U_{max} - U_{offset}. \quad (3.8)$$

Для коррекции сигнала, его необходимо умножить на коэффициент $k_{gain} = \frac{1}{U_{mag}}$ и прибавить рассчитанное смещение $x_{offset} = U_{offset}$, чтобы привести к диапазону $[-1; 1]$:

$$U_{corrected} = (U_s - x_{offset}) \cdot k_{gain}. \quad (3.9)$$

Для работы такого алгоритма коррекции необходимо, чтобы частота синусоидального сигнала была значительно меньше частоты дискретизации сигнала – так можно гарантировать, что моменты оцифровки сигнала попадут на максимум и минимум сигнала. Определение минимума и максимума проводится в два шага:

Шаг 1: дождаться, когда сигнал перейдёт через ноль, перейти к шагу 2.

Шаг 2: сравнить текущее значение сигнала с предыдущим. При поиске максимума (переход через ноль на шаге 1 был из отрицательной области в положительную) перейти к шагу 1, когда текущее значение станет *меньше* предыдущего и сохранить предыдущее значение в память – это максимум сигнала U_{max} . В противном случае перейти к шагу 1, когда текущее значение станет *больше* предыдущего и сохранить предыдущее значение в память – это минимум сигнала U_{min} . На рисунке 3.6 продемонстрирован описанный алгоритм детектирования минимума и максимума.

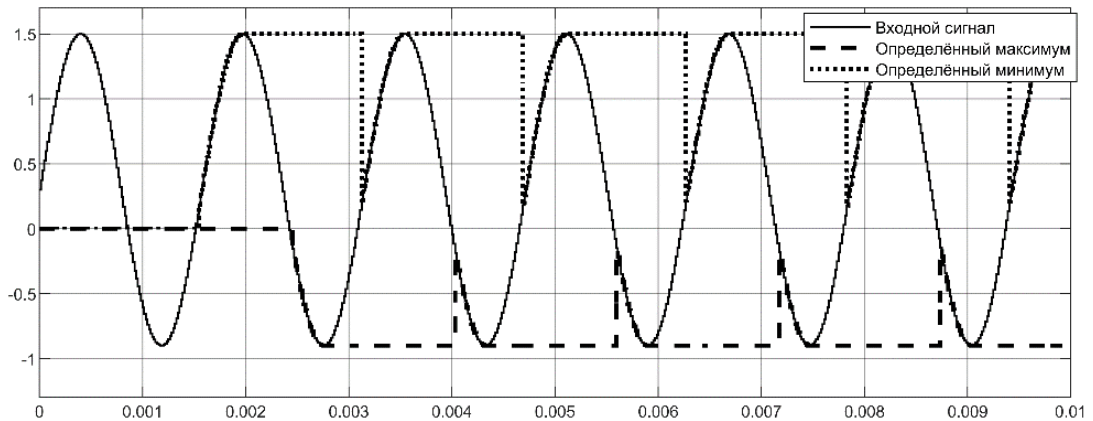


Рисунок 3.6 – Определение минимума и максимума сигнала

Здесь рассмотрена идеальная ситуация, когда в сигнале отсутствуют помехи. Однако в реальных условиях эксплуатации сигналы подвержены воздействию помех, что мешает верному определению экстремумов сигнала. Пример показан на рисунке 3.7.

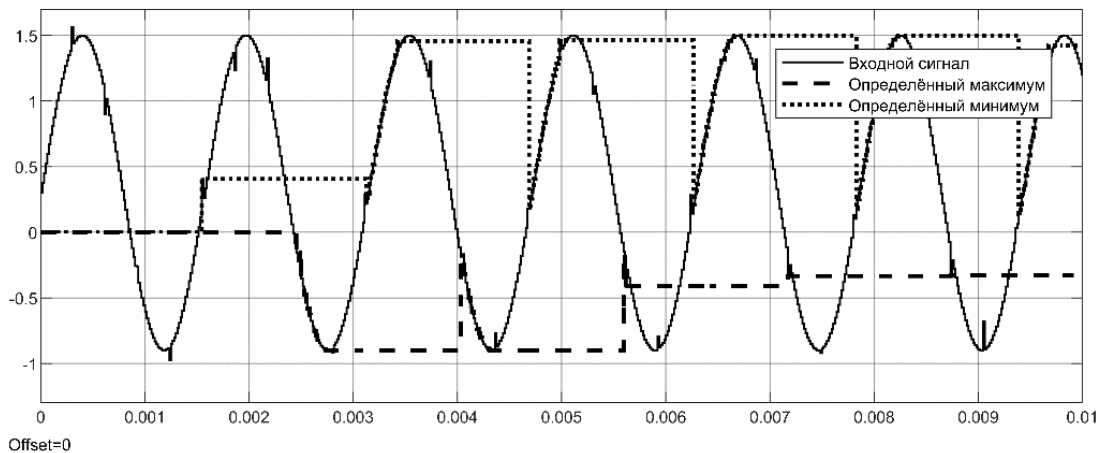


Рисунок 3.7 – Некорректное определение минимума и максимума сигнала при наличии помех

Чтобы избежать грубых ошибок в таких ситуациях, необходимо после определения максимума ввести дополнительную проверку, что через несколько точек сигнал не стал, например, ещё больше, чем уже определённый максимум. Если в течение пяти подряд идущих измерений сигнал не превысил ранее определённого на этом периоде максимума, то он принимается за достоверный. На рисунке 3.8 показано, как в таком случае проходит определение максимума и минимума:

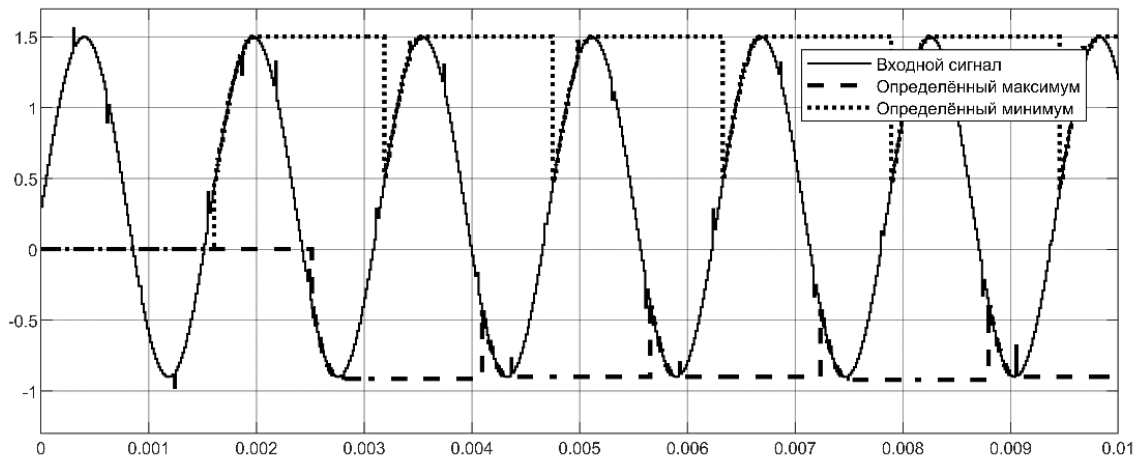


Рисунок 3.8 – Корректное определение минимума и максимума сигнала при наличии помех

Тем не менее, даже при таком подходе возможно ошибочное определение экстремумов в случае, если помеха с относительной большой амплитудой будет расположена близко к экстремуму. Неверное определение этих точек приведёт к неверной коррекции входного сигнала, что может только ухудшить его измерение. Поэтому для исключения таких ситуаций следует проводить коррекцию не за один период, рассчитав значения x_{offset} и k_{gain} по определённым значениям минимума и максимума, а в несколько итераций, подавая скорректированный сигнал в обратную связь корректора и последовательно изменяя указанные величины следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} k_{gain\ i} &= k_{gain\ i-1} + k_{fg}(k_{gain\ current} - k_{gain\ i-1}); \\ x_{offset\ i} &= x_{offset\ i-1} + k_{fo}(x_{offset\ current} - x_{offset\ i-1}), \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

то есть пропуская их через инерционные фильтры с коэффициентами k_{fg} и k_{fo} .

Рассмотрим работу алгоритма на модели синусоидального сигнала датчика с частотой $\omega_s = 3000$ рад/с, смещением $U_{offset} = 0,3$ В и усилением $U_{mag} = 1,2$ В при частоте дискретизации $f_s = 64$ кГц и с наличием помех. Выбор параметров смещения и усиления обусловлен реально возникшей ситуацией на испытательном оборудовании, а частота ω_s выбрана так, чтобы на один период сигнала приходилось 150 оцифровок при указанной частоте дискретизации – достаточное разрешение для корректного определения смещения и усиления сигнала. Результат коррекции по предложенному алгоритму изображён на рисунке 3.9:

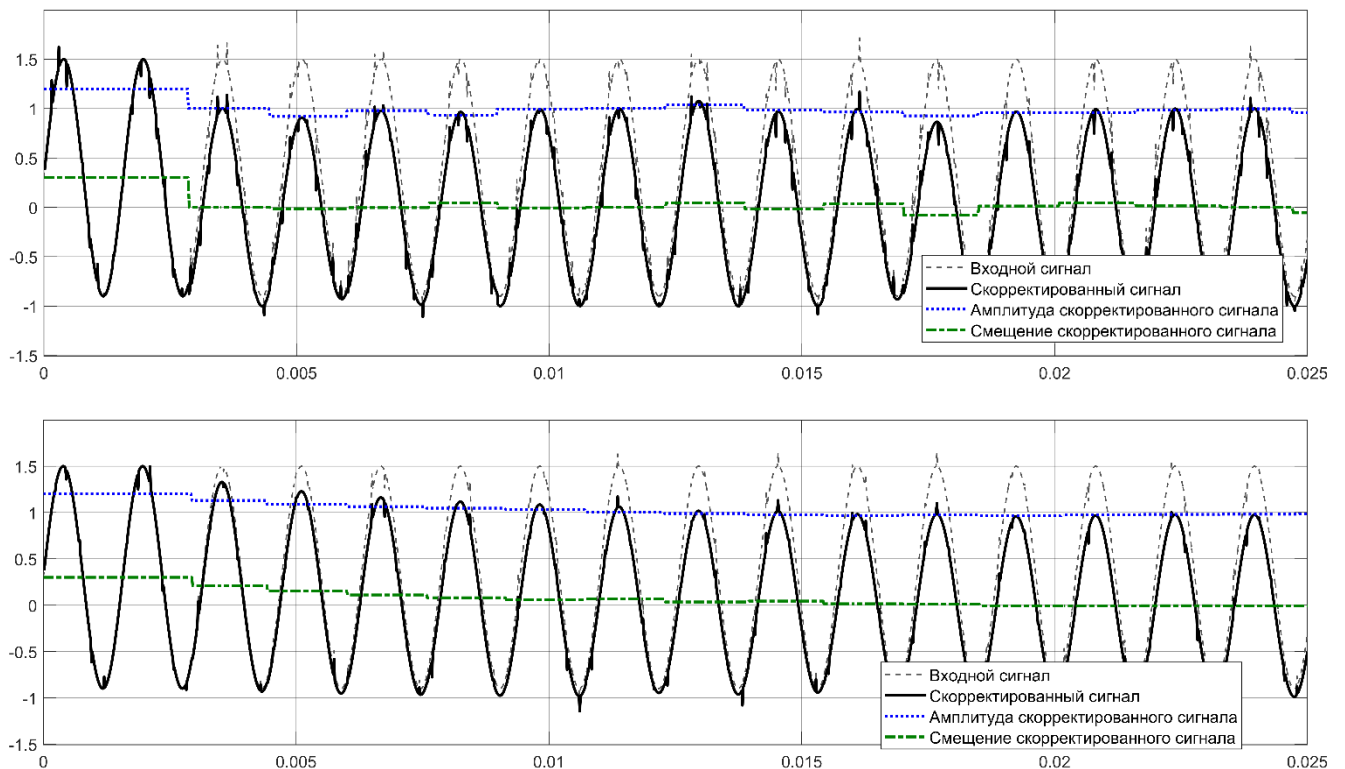


Рисунок 3.9 – Сравнение мгновенной и итерационной коррекции сигналов

На верхней части рисунка 3.9 показаны амплитуда и смещение скорректированного сигнала датчика при мгновенной коррекции: видно, что при на каждом периоде из-за наличия помех эти величины определяются по-разному. На нижней части показан процесс последовательной коррекции, где определённые амплитуда и смещение зафиксировались. Фактически такой способ коррекции является фильтрацией, поэтому для определения величин требуется больше времени (несколько периодов сигнала). Но поскольку идентификацию параметров сигнала нужно провести только один раз перед началом работы привода, то

увеличение длительности идентификации до нескольких сотен миллисекунд допустимо.

На рисунке 3.10 приведены осциллограммы, полученные во время работы системы векторного управления на испытательном стенде с ошибками в сигналах усиления и смещения датчика положения. Электродвигатель оборудован синусно-косинусным инкрементальным датчиком положения ротора с разрешением 256 меток на оборот; частота семплирования сигналов составляет 64 кГц; оценка скорости проводится при помощи генератора сигналов (ФАПЧ). Показаны сигналы датчика (синяя и фиолетовая линии, 1 В/кл), оценка скорости (красная линия, 100 об/мин) и ток оси q (чёрная линия, 20 А/кл). Задание скорости составляет 200 об/мин. При некорректном измерении сигналов датчика (рисунок 3.10) скорость измеряется с пульсациями, размах которых достигает 80 об/мин при средней скорости 200 об/мин. Это в свою очередь приводит к пульсациям тока оси q , задание на который выдаёт регулятор скорости.

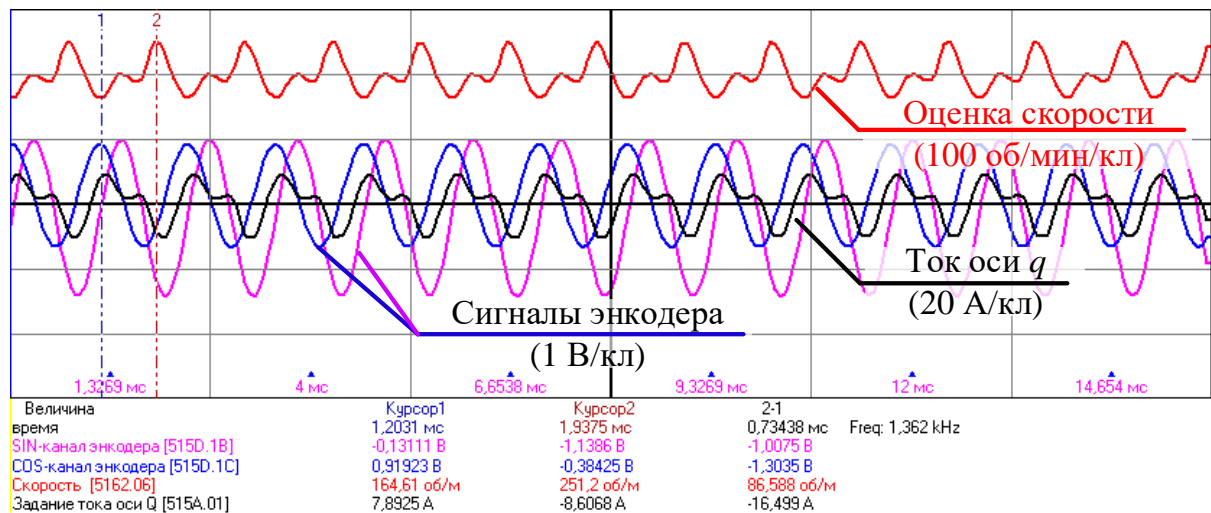


Рисунок 3.10 – Оценка скорости по нескорректированным сигналам

Предложенный метод коррекции сигналов был реализован в системе управления электропривода и процесс коррекции на примере одного из его сигналов показан на рисунке 3.11. Перед включением коррекции смещение сигнала составляло 0,2 В (синяя линия, 0,1 В/кл), а амплитуда 1,2 В (красная линия, 1 В/кл). Полный процесс коррекции с приведением амплитуды к 1 В, а смещения к 0 В занял 65 мс.

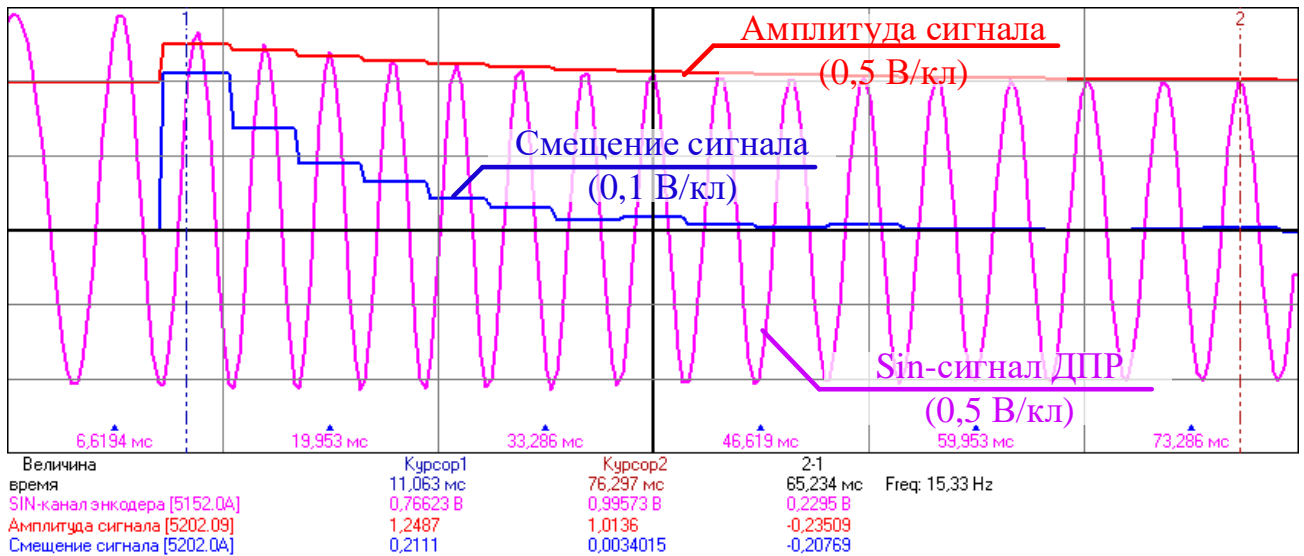


Рисунок 3.11 – Экспериментальная проверка алгоритма коррекции сигналов датчика

Для случая со скорректированными измерениями (рисунок 3.12), пульсации в скорости отсутствуют, вследствие чего отсутствуют и пульсации задания моментобразующего тока.

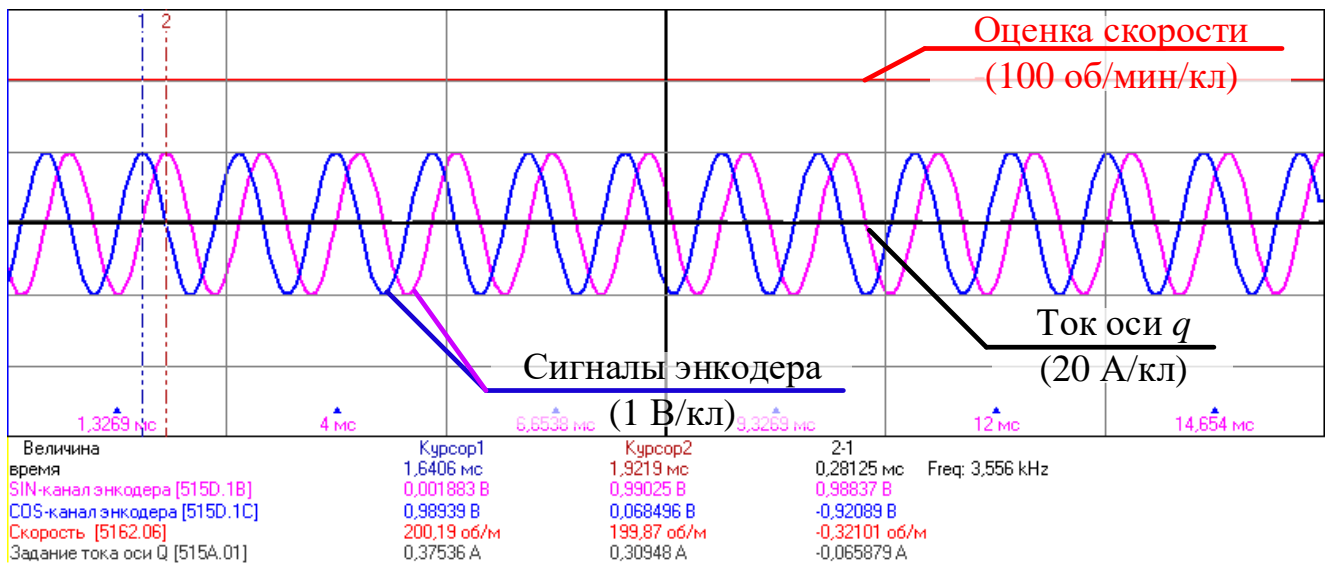


Рисунок 3.12 – Оценка скорости по скорректированным сигналам

Таким образом предложенный метод коррекции и обработки сигналов датчика позволяет с высокой точностью измерить скорость вращения двигателя в зоне низких скоростей. Метод коррекции не требователен к ресурсам системы управления и не занимает много времени.

3.3 Синхронизированный метод измерения скорости по цифровым сигналам ДПР

Сигналы инкрементального датчика положения ротора (ДПР), будучи обработанными встроенным в современные микроконтроллеры модулем квадратурного декодирования, позволяют получать положение вала двигателя в любой момент времени. Измерение скорости следует производить путем дифференцирования положения во времени. Хотя современные микроконтроллеры позволяют «облегчить» процедуру дифференцирования положения аппаратными способами, готового качественного решения нет, и в рамках этого раздела приводится решение, обладающее высоким разрешением при заданной полосе пропускания контура скорости.

Электропривод можно представить в виде упрощенной структуры, как показано на рисунке 3.13. Инвертор представлен в виде экстраполятора нулевого порядка с постоянной времени, равной частоте ШИМ. Электродвигатель имеет собственную механическую постоянную времени. Постоянные времени остальных элементов зависят от реализации системы управления. Задержки в измерении тока и в применении рассчитанных уставок обычно составляют по половине периода ШИМ, и быстродействие контура тока ограничено этими задержками. Для стандартной настройки регуляторов тока контур регулирования тока может быть представлен инерционным звеном с постоянной времени, равной удвоенному периоду ШИМ.

Как и измерение тока, измерение скорости имеет задержку и вместе с постоянной времени контура тока эта задержка ограничивает быстродействие контура скорости, поэтому её величина в измерении скорости должна быть как можно меньше.

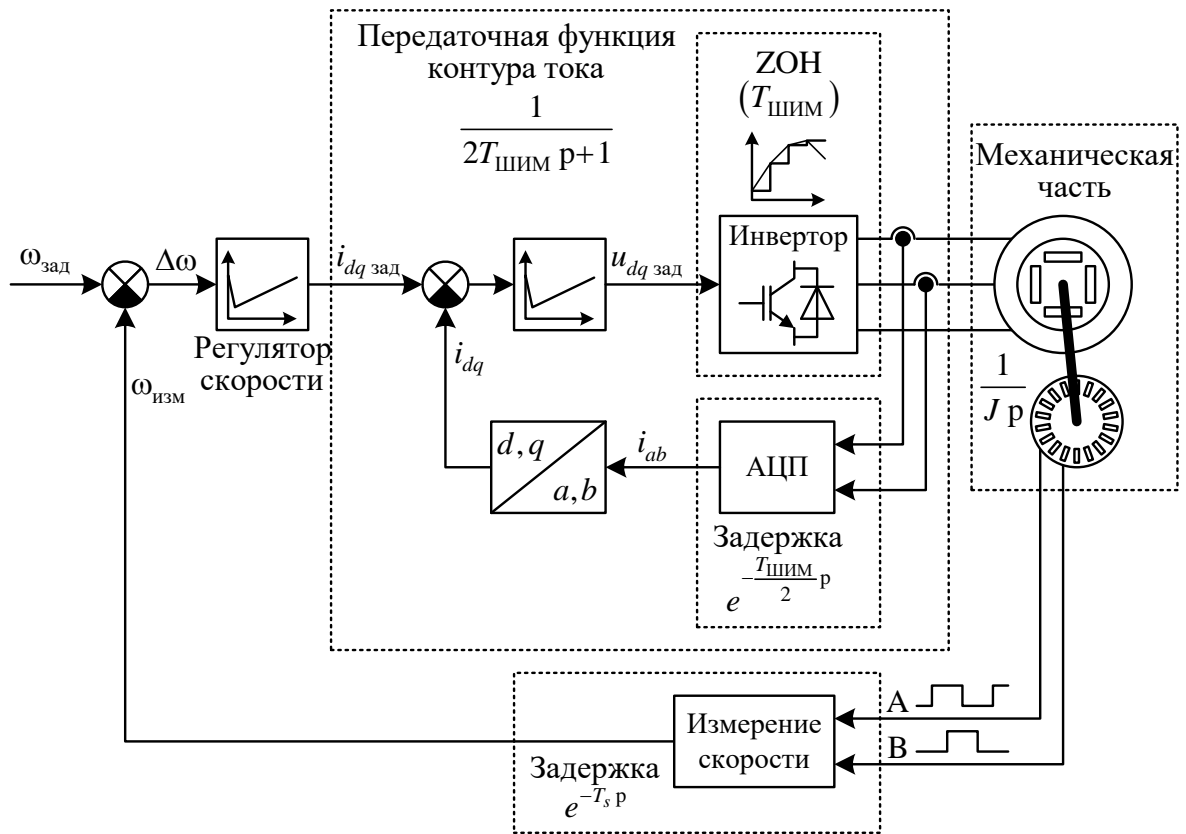


Рисунок 3.13 – Типовая структура электропривода с контуром скорости

Проблему точного измерения скорости независимо друг от друга решили в 1982 году Ц. Омаэ (Tsutomu Ohmae) [37] и в 1983 — Р. Бонерт (Richard Bonert) [14], которые предложили М/Т-метод и метод постоянного времени измерения (СЕТ — Constant Elapse Time). Оба метода практически идентичны и имеют одинаковую точность. Однако, когда микроконтроллеры стали широко доступны на рынке в 1990-х годах, эти методы, доступные лишь в печатном виде в ограниченном доступе в библиотеках, были забыты на много лет и эпизодически цитировались в непрофильных публикациях. Имеется лишь несколько упоминаний данных статей в 1990-е годы, как например, [22], где алгоритм реализуется на специализированной логической микросхеме и, в отличие от оригинальных методов, предлагает изменять приращение угла кратно степени числа два.

В [5], [27] было предложено использовать фильтр скользящего среднего. Это решение по точности сравнимо с методами СЕТ и М/Т, однако сильно загружает микроконтроллер на высоких скоростях, когда количество измерений скорости на одном шаге контура скорости становится большим. Несколько измерений скорости

должны сохраняться в памяти, затем усредняться, и с ростом скорости требуется больше ресурсов.

Увеличение быстродействия контура скорости возможно при снижении времени измерения T_s . В [14] предлагается удерживать время измерения в пределах половины от постоянной времени контура тока. В этом случае эффект джиттера (фазового дрожания цифрового сигнала данных), возникающий из-за асинхронного (по отношению к периоду ШИМ) принципа измерения скорости становится незаметным. Но уменьшение времени измерения приводит к росту погрешности измерения времени, из-за квантованности последнего, а значит, большее время может быть измерено с более высокой относительной точностью. Таким образом, погрешность измерения скорости пропорциональна отношению одного такта таймера к общему количеству сосчитанных тактов таймера за время измерения. Ещё большая точность может быть получена за счет применения способов обработки потока измерений методом периода на базе программируемых логических матриц, однако это решение более дорогое по сравнению с системой, реализованной полностью на одном микроконтроллере, а кроме того, точность измерений оказывается связана со случайными процессами.

Хотя увеличение времени измерения влияет на стабильность контура скорости при одинаковых настройках регулятора, возможно минимизировать задержку путем исключения джиттера. Этого можно добиться, синхронизировав измерение скорости с моментом выполнения программного кода регулятора скорости.

Как уже упоминалось в разделе 3.1, синусно-косинусный инкрементальный датчик положения имеет на выходе два синусоидальных сигнала, сдвинутых на 90° градусов, которые преобразуются в прямоугольные импульсы, и подключаются ко входам модуля обработки квадратурных сигналов eQEP (Quadrature Encoder Peripheral). У этого модуля есть несколько основных задач:

- по чередованию импульсов каналов А и В модуль определяет направление вращения ротора и хранит эту информацию в специальном регистре QDIR;

- модуль подсчитывает количество пришедших фронтов сигналов по обоим каналам и увеличивает (в зависимости от направления вращения) специальный счётчик QCLK;
- модуль может автоматически измерять время между заданным количеством импульсов Δc .

По значению счётчика фронтов определяется текущее положение ротора двигателя; по времени, прошедшему между заданным количеством импульсов – скорость; по состоянию регистра QDIR определяется знак скорости. Помимо этого, в любой момент времени есть возможность определить текущее состояние («0» или «1») каналов А и В. Однако модуль eQEP имеет аппаратное ограничение, не позволяющее во время работы программы менять значение Δc – после изменения значения необходимо заново инициализировать модуль. Поэтому с использованием функционала только этого модуля нельзя реализовать измерение скорости по методу SET, не говоря уже о его улучшениях.

Для модификации алгоритма измерения скорости потребуется параллельно подключить квадратурные сигналы датчика положения к модулю захвата событий «eCAP» (Capture Module), как показано на рисунке 3.14. Модуль захвата событий позволяет записывать время возникновения какого-либо события на своём входе в специальные регистры в памяти. Время отсчитывается в тактах на частоте процессора. Событиями являются изменения уровня сигнала, то есть фронты сигнала. Стоит отметить, что в некоторых моделях современных микроконтроллеров не требуется физически подключать эти сигналы к обоим модулям: например, в микроконтроллерах Texas Instruments F2837xD/S, на котором проводилось исследование, есть встроенный мультиплексор выводов, который позволяет подключать сигналы выводов одновременно к нескольким периферийным устройствам.

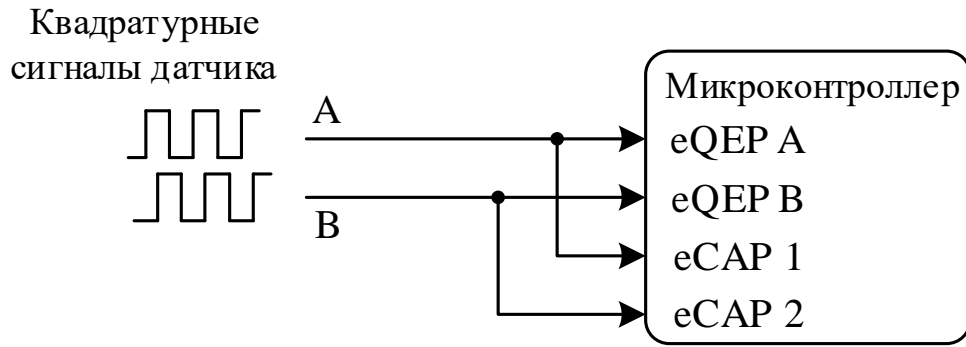


Рисунок 3.14 – Подключение инкрементальных сигналов датчика к микроконтроллеру

Для расчёта скорости понадобится следующая информация:

- текущее положение, измеряемое в количестве квадратурных импульсов из счётчика QCLK, которое обозначим как $c[k]$;
- предыдущее положение, которое обозначим как $c[k - 1]$;
- направление вращения из регистра QDIR;
- времена возникновения передних и задних фронтов последних пришедших сигналов по каналам A и B (измеряются при помощи модуля eCAP);
- времена возникновения передних и задних фронтов, которые возникли перед предыдущим расчётом скорости;
- текущее состояние сигналов ДПР.

Обозначим времена возникновения фронтов следующим образом: $t_{AR}[k]$ – время появления переднего фронта канала A (Rising A), $t_{AF}[k]$ – время появления заднего фронта канала A (Falling A), $t_{BR}[k]$ – время появления переднего фронта канала B (Rising B), $t_{BF}[k]$ – время появления заднего фронта канала B (Falling B).

Рассмотрим ситуацию на рисунке 3.15, которая характерна тем, что количество прошедших фронтов между двумя измерениями скорости кратно 4 (моменты времени, в которых происходит измерение скорости, обозначены штриховой линией «Расчёт контура скорости»). Скорость двигателя имеет положительный знак, состояния каналов A и B равны «1» и «0» соответственно.

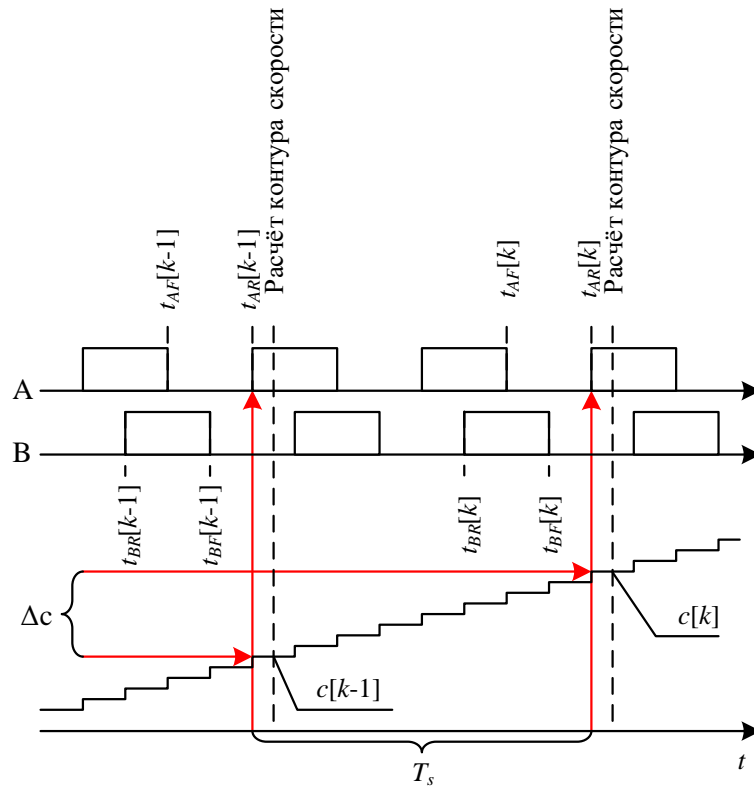


Рисунок 3.15 – Измерение скорости при Δc кратном 4

В такой ситуации период последних прошедших импульсов можно рассчитать как разницу между моментами времени, когда возникли предыдущий и текущий передние фронты канала А:

$$\left. \begin{aligned} \Delta c &= c[k] - c[k-1]; \\ T_s &= t_{AR}[k] - t_{AR}[k-1]. \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

Скорость вращения рассчитывается с использованием этих данных:

$$n_f = \frac{60}{T_s} \cdot \frac{\Delta c}{Z}, \quad (3.12)$$

где Z – количество импульсов на один оборот.

Положение $c[k]$ и времена всех фронтов сохраняются в память для использования в следующем расчёте.

Теперь рассмотрим другую ситуацию, когда количество прошедших между измерениями скорости импульсов не кратно 4 (рисунок 3.16). Расчёт скорости нельзя проводить, используя времена возникновения разных фронтов, так как в этом случае на точность измерения сильно влияет качество изготовления датчика.

Поэтому необходимо выбрать фронты, отстоящие друг друга на количество импульсов кратное 4.

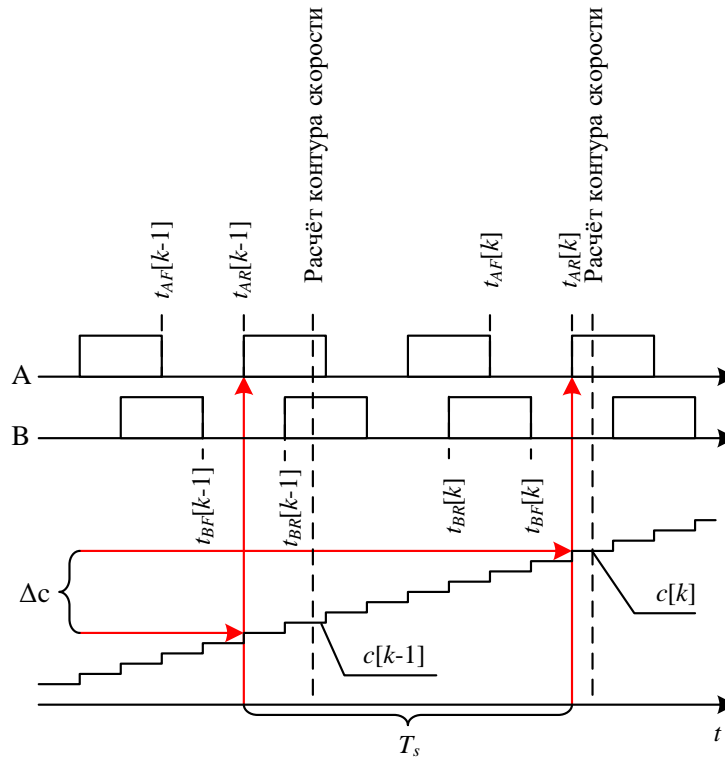


Рисунок 3.16 – Измерение скорости при Δc не кратном 4

Для конкретной ситуации, показанной на рисунке 3.16, количество прошедших импульсов равно 7. Ближайшее большее значение, кратное четырём – 8. Меньшее значение выбирать нельзя, так как для импульсов, прошедших между двумя измерениями скорости, нет информации о времени их возникновения (за исключением ближайшего к текущему моменту расчёта скорости). Последний возникший фронт – передний фронт канала А, поэтому для расчёта скорости следует использовать текущее и предыдущее времена возникновения переднего фронта этого канала:

$$\left. \begin{aligned} \Delta c &= c[k] - c[k-1] + 1; \\ T_s &= t_{AR}[k] - t_{AR}[k-1]. \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

Руководствуясь такими рассуждениями, можно составить таблицу для всех возможных комбинаций прошедшего числа импульсов и текущего состояния каналов А и В (таблица 3.1 для случаев с положительной скоростью, а таблица 3.2 для случаев с отрицательной скоростью).

Таблица 3.1 – Уравнения для расчёта количества импульсов и прошедшего времени для положительного направления вращения

Состояния энкодера		Количество прошедших импульсов	Время, прошедшее между импульсами
Тек. А В	Пред. А В		
Количество прошедших импульсов больше 3			
1 0	1 0	$c[k] - c[k-1]$	$t_{AR}[k] - t_{AR}[k-1]$
1 0	1 1	$c[k] - c[k-1] + 1$	$t_{AR}[k] - t_{AR}[k-1]$
1 0	0 1	$c[k] - c[k-1] + 2$	$t_{AR}[k] - t_{AR}[k-1]$
1 0	0 0	$c[k] - c[k-1] + 3$	$t_{AR}[k] - t_{AR}[k-1]$
1 1	1 0	$c[k] - c[k-1] + 3$	$t_{BR}[k] - t_{BR}[k-1]$
1 1	1 1	$c[k] - c[k-1]$	$t_{BR}[k] - t_{BR}[k-1]$
1 1	0 1	$c[k] - c[k-1] + 1$	$t_{BR}[k] - t_{BR}[k-1]$
1 1	0 0	$c[k] - c[k-1] + 2$	$t_{BR}[k] - t_{BR}[k-1]$
0 1	1 0	$c[k] - c[k-1] + 2$	$t_{AF}[k] - t_{AF}[k-1]$
0 1	1 1	$c[k] - c[k-1] + 3$	$t_{AF}[k] - t_{AF}[k-1]$
0 1	0 1	$c[k] - c[k-1]$	$t_{AF}[k] - t_{AF}[k-1]$
0 1	0 0	$c[k] - c[k-1] + 1$	$t_{AF}[k] - t_{AF}[k-1]$
0 0	1 0	$c[k] - c[k-1] + 1$	$t_{BF}[k] - t_{BF}[k-1]$
0 0	1 1	$c[k] - c[k-1] + 2$	$t_{BF}[k] - t_{BF}[k-1]$
0 0	0 1	$c[k] - c[k-1] + 3$	$t_{BF}[k] - t_{BF}[k-1]$
0 0	0 0	$c[k] - c[k-1]$	$t_{BF}[k] - t_{BF}[k-1]$
Количество прошедших импульсов равно 3			
1 0	1 1	3	$t_{AR}[k] - t_{BR}[k-1]$
1 1	0 1	3	$t_{BR}[k] - t_{AF}[k-1]$
0 1	0 0	3	$t_{AF}[k] - t_{BF}[k-1]$
0 0	1 0	3	$t_{BF}[k] - t_{AR}[k-1]$
Количество прошедших импульсов равно 2			
1 0	1 1	2	$t_{AR}[k] - t_{AF}[k-1]$
1 1	0 1	2	$t_{BR}[k] - t_{BF}[k-1]$
0 1	0 0	2	$t_{AF}[k] - t_{AR}[k-1]$
0 0	1 0	2	$t_{BF}[k] - t_{BR}[k-1]$
Количество прошедших импульсов равно 1			
1 0	1 1	1	$t_{AR}[k] - t_{BF}[k-1]$
1 1	0 1	1	$t_{BR}[k] - t_{AR}[k-1]$
0 1	0 0	1	$t_{AF}[k] - t_{BR}[k-1]$
0 0	1 0	1	$t_{BF}[k] - t_{AF}[k-1]$

Таблица 3.2 – Уравнения для расчёта количества импульсов и прошедшего времени для отрицательного направления вращения

Состояния энкодера		Количество прошедших импульсов	Время, прошедшее между импульсами
Тек. А В	Пред. А В		
Количество прошедших импульсов больше 3			
1 0	1 0	$c[k] - c[k-1]$	$t_{BF}[k] - t_{BF}[k-1]$
1 0	1 1	$c[k] - c[k-1] + 3$	$t_{BF}[k] - t_{BF}[k-1]$
1 0	0 1	$c[k] - c[k-1] + 2$	$t_{BF}[k] - t_{BF}[k-1]$
1 0	0 0	$c[k] - c[k-1] + 3$	$t_{BF}[k] - t_{BF}[k-1]$
1 1	1 0	$c[k] - c[k-1] + 1$	$t_{AR}[k] - t_{AR}[k-1]$
1 1	1 1	$c[k] - c[k-1]$	$t_{AR}[k] - t_{AR}[k-1]$
1 1	0 1	$c[k] - c[k-1] + 3$	$t_{AR}[k] - t_{AR}[k-1]$
1 1	0 0	$c[k] - c[k-1] + 2$	$t_{AR}[k] - t_{AR}[k-1]$
0 1	1 0	$c[k] - c[k-1] + 2$	$t_{BR}[k] - t_{BR}[k-1]$
0 1	1 1	$c[k] - c[k-1] + 1$	$t_{BR}[k] - t_{BR}[k-1]$
0 1	0 1	$c[k] - c[k-1]$	$t_{BR}[k] - t_{BR}[k-1]$
0 1	0 0	$c[k] - c[k-1] + 3$	$t_{BR}[k] - t_{BR}[k-1]$
0 0	1 0	$c[k] - c[k-1] + 3$	$t_{AF}[k] - t_{AF}[k-1]$
0 0	1 1	$c[k] - c[k-1] + 2$	$t_{AF}[k] - t_{AF}[k-1]$
0 0	0 1	$c[k] - c[k-1] + 1$	$t_{AF}[k] - t_{AF}[k-1]$
0 0	0 0	$c[k] - c[k-1]$	$t_{AF}[k] - t_{AF}[k-1]$
Количество прошедших импульсов равно 3			
1 0	1 1	3	$t_{BF}[k] - t_{AR}[k-1]$
1 1	0 1	3	$t_{AR}[k] - t_{BR}[k-1]$
0 1	0 0	3	$t_{BR}[k] - t_{AF}[k-1]$
0 0	1 0	3	$t_{AF}[k] - t_{BF}[k-1]$
Количество прошедших импульсов равно 2			
1 0	1 1	2	$t_{BF}[k] - t_{BR}[k-1]$
1 1	0 1	2	$t_{AR}[k] - t_{AF}[k-1]$
0 1	0 0	2	$t_{BR}[k] - t_{BF}[k-1]$
0 0	1 0	2	$t_{AF}[k] - t_{AR}[k-1]$
Количество прошедших импульсов равно 1			
1 0	1 1	1	$t_{BF}[k] - t_{AF}[k-1]$
1 1	0 1	1	$t_{AR}[k] - t_{BF}[k-1]$
0 1	0 0	1	$t_{BR}[k] - t_{AR}[k-1]$
0 0	1 0	1	$t_{AF}[k] - t_{BR}[k-1]$

Когда скорость вращения двигателя слишком мала, количество прошедших между измерениями скорости импульсов будет меньше 4 и возможны два варианта расчёта скорости для таких случаев.

Первый вариант – использовать для расчёта скорости то количество импульсов Δc , которое имеется по факту (3, 2 или 1). Уравнения для таких случаев приведены в таблицах 3.1 и 3.2. При таком подходе время измерений T_s остаётся таким же, как и для случаев с Δc большим 4, но на результат будут сильно влиять погрешности изготовления ДПР. Однако точность измерений на низких скоростях вращения в принципе ниже, чем на высоких, так как любые отклонения скорости сильно влияют на результат измерений и поэтому для расчёта контура скорости лучше иметь конкретное измерение с некоторой погрешностью, чем усреднённое значение нескольких измерений: в последнем случае двигатель уже мог фактически сменить направление вращения, а среднее значение нескольких измерений ещё не сменило знак.

Второй вариант заключается в том, что для измерения скорости всегда используются правила расчёта как для случаев с $\Delta c > 3$, независимо от того, сколько импульсов прошло на самом деле. В случае, если между моментами измерения скорости не прошло ни одного импульса, считается, что скорость равна нулю.

Для случая с синусно-косинусным инкрементальным датчиком ситуацию с $\Delta c < 4$ не следует допускать. При достижении малых скоростей необходимо переключаться на определение скорости по аналоговым сигналам с помощью ФАПЧ. Практика показывает, что ФАПЧ не требует какой-либо предварительной инициализации и всегда успевает подстроиться под текущую скорость даже при резких замедлениях.

Предложенный метод измерения скорости был встроен в программное обеспечение инвертора напряжения в составе испытательного стенда. Для исследования и сравнения предложенного и классического методов измерения скорости, двигатель был запущен в системе векторного управления с заданием скорости 8000 об/мин. В качестве обратной связи в контуре скорости в одном

эксперименте использовались измерения, полученные по классическому методу измерения по 4 импульсам, в другом эксперименте – результаты измерений по предложенному методу.

На рисунках 3.17 и 3.18 показаны осциллограммы, полученные при использовании классического метода измерения скорости в обратной связи контура скорости; выносками отмечены максимальные и минимальные значения скорости / тока. Напомним, что данный метод работает, измеряя период следования импульсов по одному из каналов датчика (в данном случае по каналу А). Отклонения скорости (рисунок 3.17) по классическому периодическому методу составляют 1,85% (± 115 об/мин) из-за того, что задержка между измерением скорости и расчётом контура скорости непостоянна, а также из-за влияния помех на измерения. При этом параллельно работающий метод измерения скорости по предложенному алгоритму имеет ошибку в пределах 0,21% для скорости 8000 об/мин за счёт использования большего количества импульсов и времени для измерения скорости. Погрешности в измерениях скорости классическим методом приводят к большим скачкам ($\pm 16A$ относительно среднего значения) в задании моментобразующего тока.

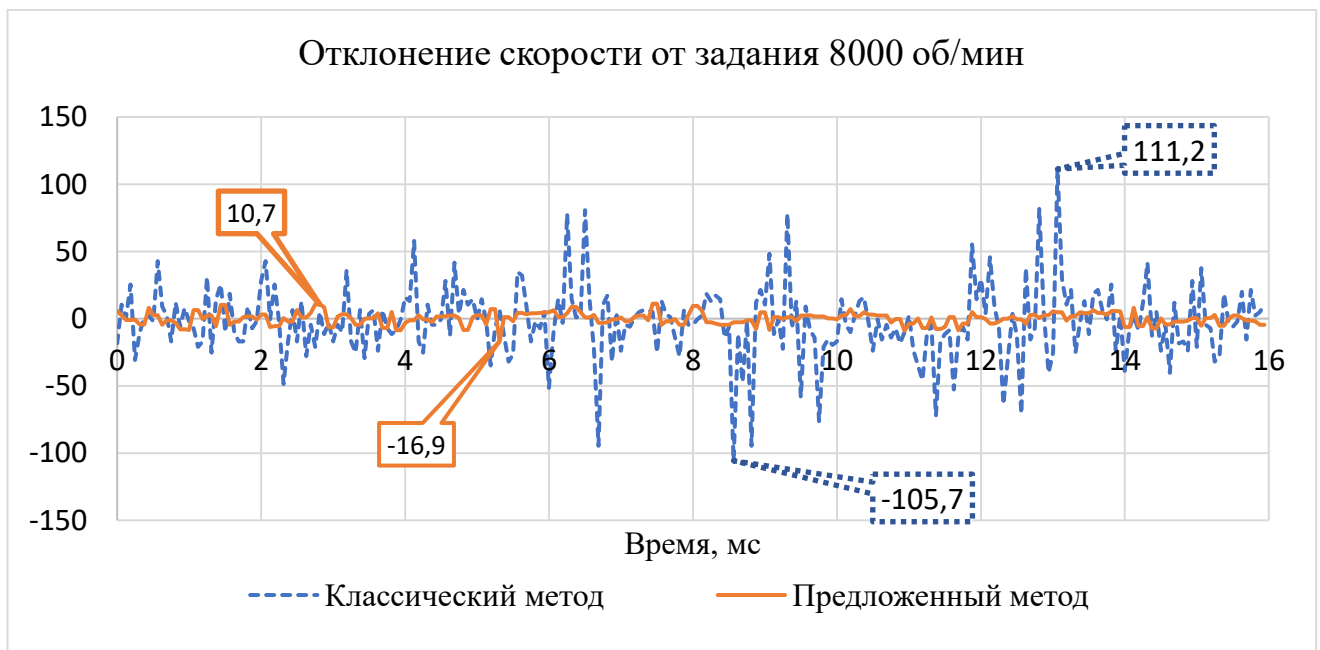


Рисунок 3.17 – Отклонения скорости от задания для разных методов измерения (в ОС контура скорости измерения по классическому методу)



Рисунок 3.18 – Задание моментобразующего тока (в ОС контура скорости измерения по классическому методу)

Сравним эти результаты с осциллограммами, полученными при использовании в качестве обратной связи скорости, измеренной по предложенному методу. Как видно, отклонение от задания для предложенного метода измерения на скорости 8000 об/мин лежит в пределах 0,12%, а колебания тока оси q снизились до уровня ± 2 А относительно среднего значения. Таким образом предложенный метод измерения скорости позволил уменьшить погрешность измерений в 8.2 раза.

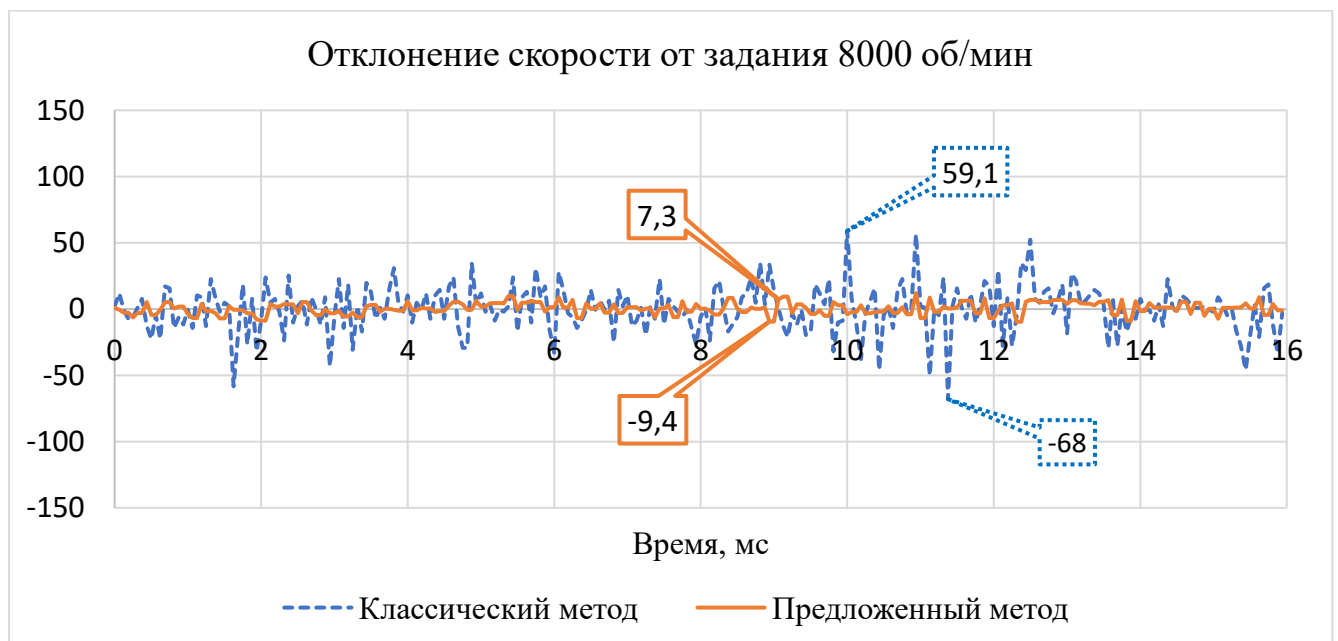


Рисунок 3.19 – Отклонения скорости от задания для разных методов измерения (в ОС контура скорости измерения по предложенному методу)

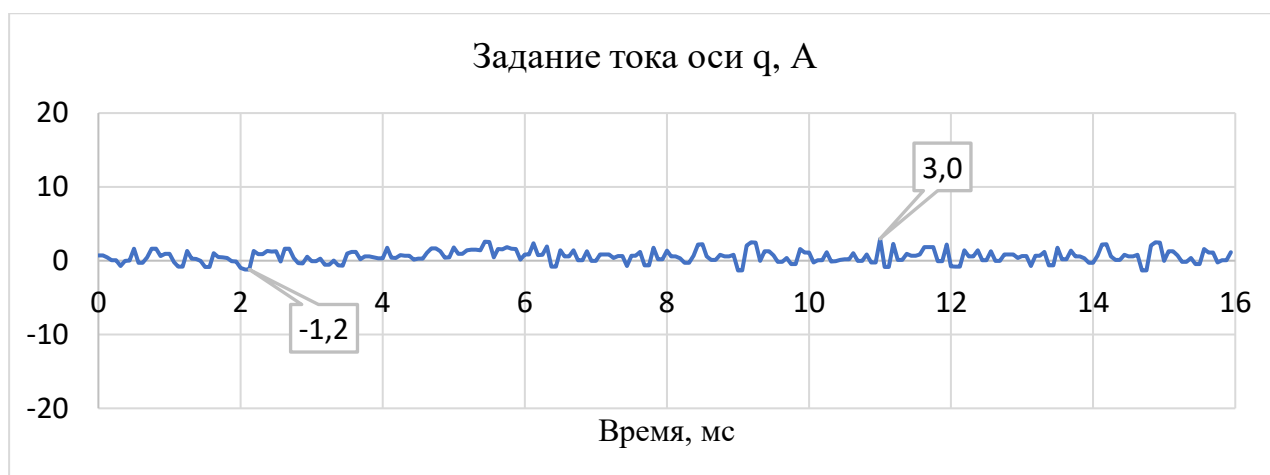


Рисунок 3.20 – Задание моментобразующего тока (в ОС контура скорости измерения по предложенному методу)

3.4 Выводы по главе

В данной главе были рассмотрены различные способы оценки скорости вращения двигателя при помощи синусно-косинусного датчика положения, включая оценку скорости по аналоговым синусоидальным сигналам и по прямоугольным импульсам. Для способов оценки скорости по аналоговым сигналам предложен и реализован алгоритм автоматической коррекции смещения и коэффициентов усиления сигналов; коррекция повышает стабильность измерения скорости по сигналам датчика.

Для высоких скоростей разработан способ измерения скорости по квадратурным сигналам датчика, позволяющий минимизировать задержку измерения относительно момента расчёта контура скорости, что позволяет поднять полосу пропускания контура скорости. При этом с ростом скорости автоматически масштабируется количество импульсов для измерения периода их следования, за счёт чего относительная погрешность ограничена на заданном уровне.

Реализованный комплексный алгоритм измерения скорости с переходом между аналоговыми и цифровыми сигналами ДПР был реализован и успешно испытан в составе электропривода.

Глава 4 Автоматическая настройка регуляторов системы управления

4.1 Зависимость коэффициентов регуляторов тока векторной системы управления от параметров двигателей

Система векторного управления электропривода на базе асинхронного и синхронного электродвигателей использует регуляторы для поддержания координат (скорости, положения, потокосцепления, тока и т. д.) на заданном уровне. В классической системе векторного управления (рисунок 4.1) используется принцип подчинённого регулирования координат [1], когда контур регулирования одной координаты – внутренний контур – получает задание от контура регулирования другой координаты – внешнего контура. Например, на рисунке 4.1 упрощённо показаны контуры регулирования в системе ВУ для АД: для канала регулирования скорости внутренним является контур моментобразующего тока i_{sy} , а внешним – контур регулирования скорости; для канала регулирования потокосцепления – внутренний контур потокообразующего тока i_{sx} и внешний контур регулирования потокосцепления ротора. При подчинённом регулировании решается задача не только поддержания, но и ограничения координат в заданном диапазоне.

Недостатком подчиненного регулирования является то, что внешний контур работает медленнее внутреннего [1] и он работает тем качественнее, чем быстрее обрабатывает задание внутренний контур.

В электроприводах наиболее часто стремятся к настройке контура тока на технический оптимум: ток достигает величины в 95% от заданного значения за $4,7T_\mu$ (T_μ – некомпенсируемая постоянная времени, которую для цифровых систем управления можно принять равной периоду ШИМ T_{PWM}), перерегулирование составляет 4,3%.

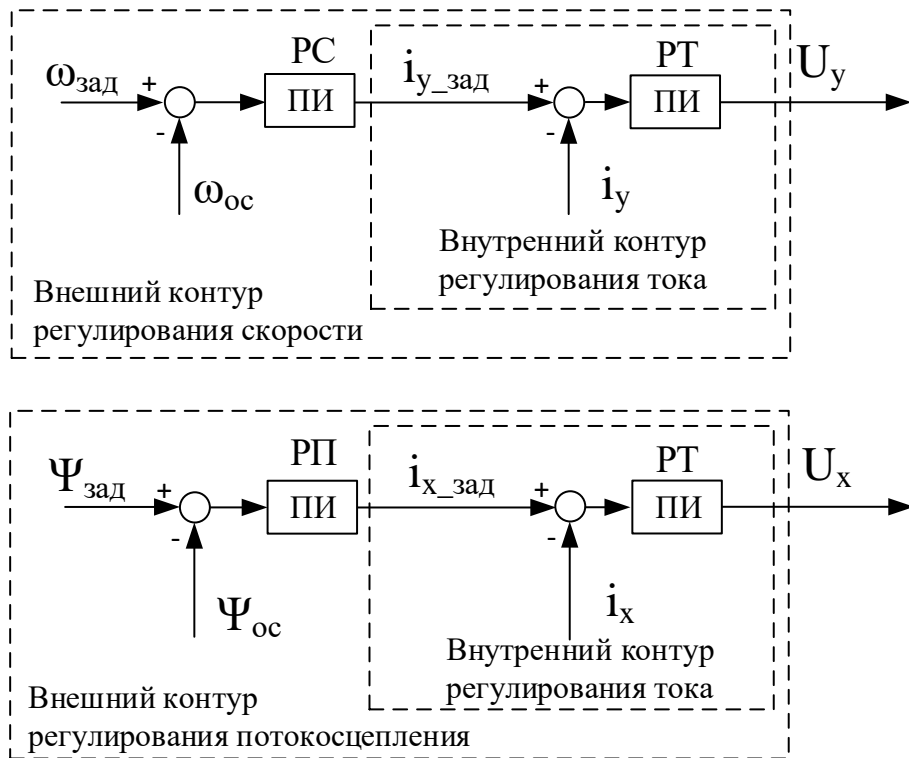


Рисунок 4.1 – Система подчиненного регулирования координат

Непрерывная передаточная функция разомкнутого контура, настроенного на технический оптимум:

$$W_{\text{ТО}} = \frac{1}{2T_{\mu p}(T_{\mu p} + 1)}. \quad (4.1)$$

Применяя метод последовательной коррекции, для получения переходного процесса в соответствии с желаемой передаточной функцией последовательно в цепь «инвертор – фазы электродвигателя» необходимо включить ПИ-регулятор [1]:

$$W_{\text{ПИ}} = k_{\text{П}} + \frac{k_{\text{И}}}{p}. \quad (4.2)$$

Пропорциональный и интегральный коэффициенты регулятора имеют следующие аналитические выражения через параметры двигателя и системы при условии, что обратные связи поступают в физических единицах – амперах, а задание управления инвертору задается в вольтах, которые этот инвертор реализует:

$$\begin{cases} k_{\Pi} = \frac{L_s \sigma}{2T_{PWM}}; \\ k_{\text{И}} = \frac{R_s}{2T_{PWM}}, \end{cases} \quad (4.3)$$

где R_s – сопротивление статора, L_s – индуктивность статора, σ – глобальный коэффициент рассеяния АД. Для потокообразующего и моментобразующего токов значения коэффициентов ПИ-регуляторов одинаковы.

В системе векторного управления синхронной машины регулируются две составляющие тока – ток оси d и ток оси q , соответственно используются два регулятора тока, которые должны иметь разные настройки, так как синхронный электродвигатель с инкорпорированными постоянными магнитами является явнополюсной машиной и индуктивности по осям d и q различаются. Пропорциональные коэффициенты регуляторов получаются разными:

$$\begin{cases} k_{\Pi d} = \frac{L_{sd}}{2T_{PWM}}; \\ k_{\Pi q} = \frac{L_{sq}}{2T_{PWM}}, \end{cases} \quad (4.4)$$

где L_{sd} – индуктивность статора по оси d , L_{sq} – индуктивность статора по оси q .

Индуктивности статора являются нелинейными величинами и зависят от токов соответствующих осей, поэтому пропорциональные коэффициенты регуляторов также зависят от токов осей:

$$\begin{cases} k_{\Pi d}(i) = \frac{L_{sd}(i)}{2T_{PWM}} \\ k_{\Pi q}(i) = \frac{L_{sq}(i)}{2T_{PWM}} \end{cases} \quad (4.5)$$

при этом в (4.5) участвует *дифференциальная* индуктивность $L = \frac{d\Psi}{di}$.

Таким образом, для качественной работы системы во всём диапазоне токов статора, необходимо учитывать зависимость пропорциональных коэффициентов регуляторов от величин токов по осям d и q . Сопротивление статорной обмотки, определяющее интегральный коэффициент, также изменяется во времени и зависит в основном от температуры обмоток. Если двигатель оборудован датчиком

температуры, то можно вычислять сопротивление по данным этого датчика; в противном случае можно использовать тепловую модель двигателя, чтобы оценить температуру его обмоток и соответствующим образом задать R_s .

Зависимость индуктивностей от величины тока можно заложить в виде таблиц. Определить значения для каждой точки этих таблиц можно и вручную, однако в таком случае потребуется проводить настройку для каждого нового двигателя. Кроме того, потребуется определять две зависимости – для оси d и для оси q . Этот процесс, хоть и не сложный, займёт достаточно много времени и должен осуществляться специалистом наладчиком. Поэтому для облегчения работы конечного пользователя преобразователя возникает необходимость автоматического идентификации параметров подключенного к преобразователю электродвигателя с учётом нелинейности этих параметров.

4.2 Идентификация параметров двигателя

4.2.1 Идентификация сопротивления обмотки статора

Для расчёта коэффициентов ПИ-регуляторов нужно определить сопротивление статора R_s и индуктивности осей d и q в виде зависимостей от тока $L_d(i_d)$ и $L_q(i_q)$.

Для начала решим вопрос определения сопротивления статорных обмоток электродвигателя. Рассмотрим уравнения статорной цепи синхронной машины:

$$\left. \begin{aligned} u_{sd} &= i_{sd}R_s + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_{sq}i_{sq} \\ u_{sq} &= i_{sq}R_s + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega \Psi_{PM} + \omega L_{sd}i_{sd} \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

Если ротор двигателя не вращается ($\omega = 0$ рад/с), ток постоянный, либо меняется медленно ($\frac{di}{dt} \approx 0$), а электрический угол ротора $\theta_{el} = 0^\circ$ (оси d и q , связанные с ротором, совпадают с неподвижными осями α и β), то система уравнений значительно упрощается:

$$\left. \begin{aligned} u_{sd} &= u_{s\alpha} = i_{s\alpha}R_s \\ u_{sq} &= u_{s\beta} = i_{s\beta}R_s \end{aligned} \right\} \quad (4.7)$$

Если приложить к двигателю постоянное напряжение и измерить ток, когда он достигнет установившегося значения, то можно легко рассчитать сопротивление, зная приложенное напряжение и ток фазы:

$$R_s = \frac{u_{s\alpha}}{i_{s\alpha}}. \quad (4.8)$$

Установить ротор двигателя в положение $\theta_{el} = 0^\circ$ следует для того, чтобы при подаче напряжения по оси α он не начал вращаться – таким образом будет исключено влияние ЭДС двигателя на ток двигателя. Информация о протекающем токе $i_{s\alpha}$ поступает с датчиков тока, поэтому значение тока системе управления известны и равны току фазы А i_a , а прикладываемое напряжение $u_{s\alpha}$ задаётся системой управления. В зависимости от того, как реализован программный модуль ШИМ, при расчёте скважностей система управления может учитывать или не учитывать влияние мёртвого времени и падения напряжений на силовых модулях. Для мощных электродвигателей, у которых сопротивление обмотки статора малое, для достижения номинального тока двигателя нужно приложить совсем небольшое напряжение, и в таком случае влиянием упомянутых эффектов пренебрегать нельзя. С другой стороны, учтя очевидные эффекты, связанные с мертвым временем, неточность определения сопротивления из-за падения напряжения на ключах инвертора уже не окажет отрицательного эффекта на стабильность контура тока, так как это сопротивление является дополнительным по отношению к сопротивлению обмотки и также вносит вклад в значение интегрального коэффициента регулятора тока.

Рассмотрим это на конкретном примере синхронного двигателя Siemens 1FE1072-4WL, использованного в данной работе. Сопротивление обмотки статора составляет $R_{s_rated} = 0,19$ Ом, номинальный мгновенный ток $I_{rated_mag} = 80$ А. Соответственно, для того чтобы значение постоянного тока фазы было равно номинальному, необходимо приложить $U_{const} = I_{rated_mag} R_{s_rated} = 16$ В. Частота ШИМ преобразователя равна $f_{PWM} = 16$ кГц, что соответствует периоду $T_{PWM} = \frac{1}{f_{PWM}} = 62,5$ мкс, а рекомендуемая величина мёртвого времени для используемых силовых модулей CM400ST-24S1 составляет $T_{MB} = 3,2$ мкс. Тогда мёртвое время

занимает $\gamma_{MB} = \frac{T_{MB}}{T_{PWM}} = 5,12\%$ от периода ШИМ. При напряжении ЗПТ $U_{ЗПТ} = 540\text{В}$, это соответствует напряжению $U_{MB} = \gamma_{MB} \cdot U_{ЗПТ} \approx 27\text{В}$. Таким образом, если система управления при расчёте скважностей не учитывает влияние мёртвого времени, то для достижения тока 80А потребуется задать напряжение $U_{sa} = U_{const} + U_{MB} = 43\text{В}$, и тогда при расчёте сопротивления необходимо будет учесть U_{MB} :

$$R_s = \frac{U_{sa} - U_{MB}}{i_{sa}}. \quad (4.9)$$

Однако более надёжно будет изменить методику проведения эксперимента так, чтобы определить одновременно влияние мертвого времени и сопротивление обмотки статора с учетом падения напряжения на полупроводниках. Для этого эксперимент необходимо провести по следующему алгоритму:

- задать напряжение $U_{sa} = 0\text{В}$;
- начать медленно увеличивать напряжение U_{sa} , контролируя ток i_{sa} ; пока напряжение U_{sa} не превысит U_{MB} , ток i_{sa} будет равен 0А ;
- в момент, когда в фазе начинает протекать ток ($i_{sa} \neq 0\text{А}$) необходимо запомнить напряжение, при котором это произошло – это значение включает в себя влияние мёртвого времени и постоянную составляющую падения напряжения на полупроводниках $U_1 = U_{MB} + \Delta U_{IGBT}$ – и значение тока фазы i_{sa_1}
- далее постепенно увеличивать напряжение до тех пор, пока ток i_{sa} не достигнет значения I_{rated_amp} и запомнить значение напряжения в этот момент U_2 ;
- рассчитать значение сопротивления статора по следующей формуле:

$$R_s = \frac{U_2 - U_1}{I_{rated_amp} - i_{sa_1}}. \quad (4.10)$$

Предложенный процесс проиллюстрирован на рисунке 4.2:

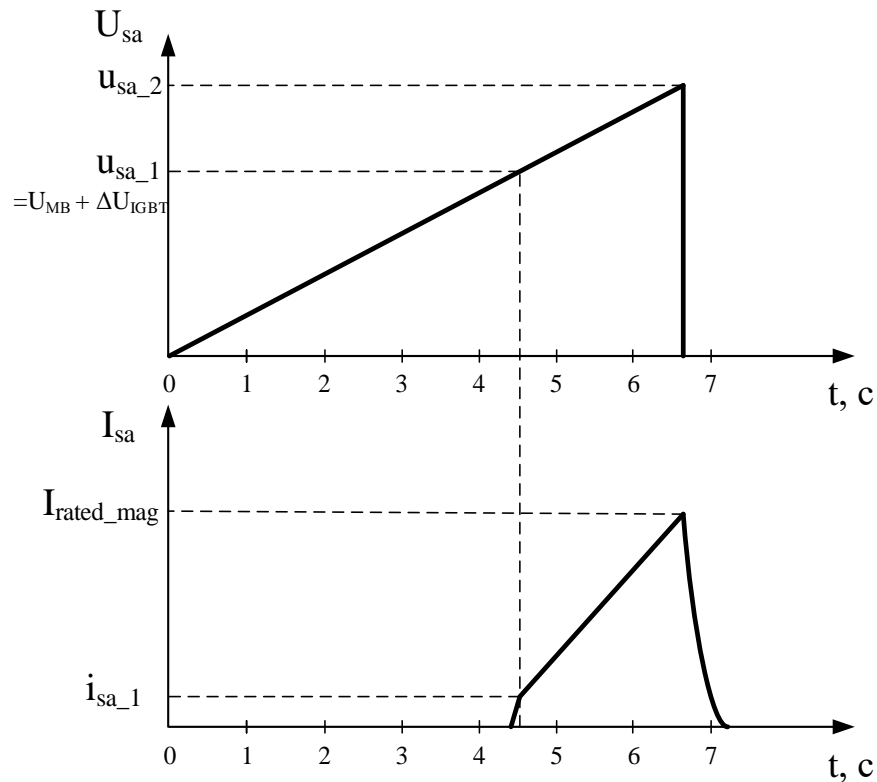


Рисунок 4.2 – Определение мёртвого времени инвертора и сопротивления статорной цепи

На 4.3 приведена осциллограмма процесса определения мертвого времени и сопротивления статорной цепи двигателя Siemens 1FE1072-4WL. Перед началом процесса сопротивление (синяя линия) было заложено равным 0,05 Ом. Напряжение (зелёная линия) постепенно увеличивалось, начиная со значения 0В. Через 2,5с после начала процесса, в фазе двигателя возник ток (розовая линия) – значение напряжения в этот момент превысило вклад мёртвого времени (отмечено зелёной точкой U_{MB}). Далее напряжение увеличивалось, до тех пор, пока ток не достиг значения 70А. Жирными зелёными и розовыми точками отмечены значения напряжения и тока, которые были использованы для расчёта сопротивления.

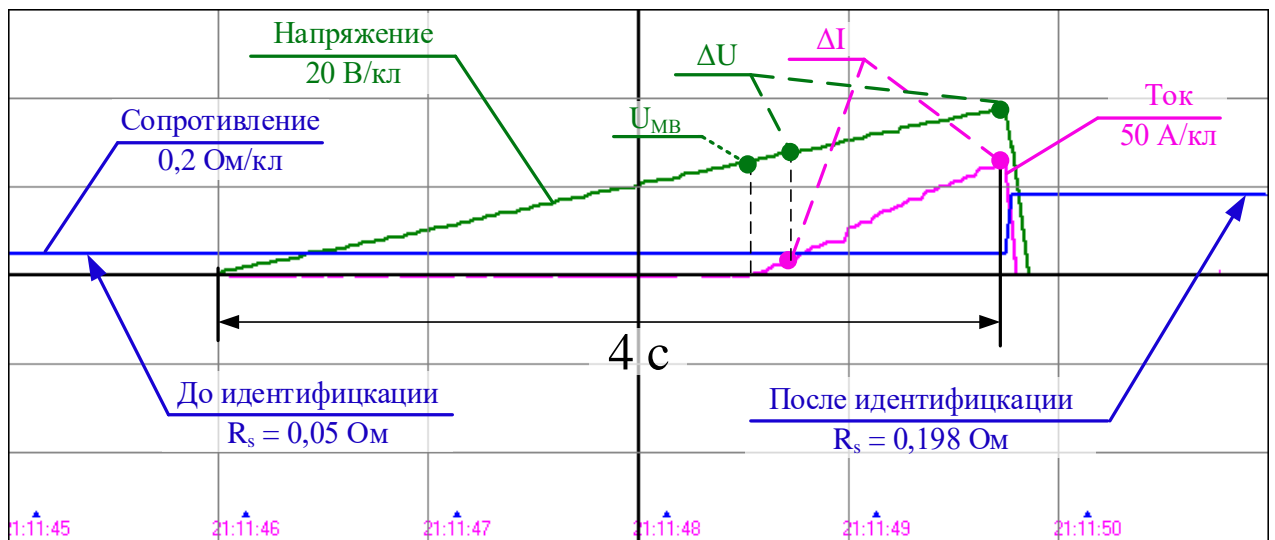


Рисунок 4.3 – Осциллограммы процесса определения сопротивления статорной цепи

В результате эксперимента было получено значение сопротивления $R_s = 0,195 \text{ Ом}$, что соответствует данным двигателя, а также показаниям внешнего прибора для измерения параметров R/L/C электрических цепей (измеритель E7-22). Длительность процесса определяется настройка задатчика интенсивности задания напряжения и в данном эксперименте составила 4 с .

4.2.2 Идентификация индуктивности продольной оси синхронной машины

Для определения индуктивности по оси d с учётом нелинейной зависимости $L_{sd}(i_d)$ можно подать на обмотку статора номинальное напряжение по оси d и дождаться, пока ток достигнет значения номинального значения $I_{\text{rated_mag}}$. Номинальное напряжение или близкое по уровню следует использовать, так как в этом случае будет минимально влияние нелинейностей инвертора и падения на активном сопротивлении обмотки статора. Чтобы погрешность по углу и амплитуде вектора напряжения была минимальной, перед идентификацией индуктивности следует установить ротор (если этого не было сделано в предыдущем эксперименте) в согласованное со статором положение — то есть таким образом, чтобы ось α совпадала с осью d , а ось β с осью q .

После подачи напряжения значение тока начинает увеличиваться. Пока ток растёт, необходимо при помощи таймера измерять время роста t_i до некоторых

заранее заданных уровней – например $I_1 = 0,2I_{rated_mag}$, $I_2 = 0,4I_{rated_mag}$, ..., $I_k = I_{rated_mag}$. Процесс проиллюстрирован на рисунке 4.4:

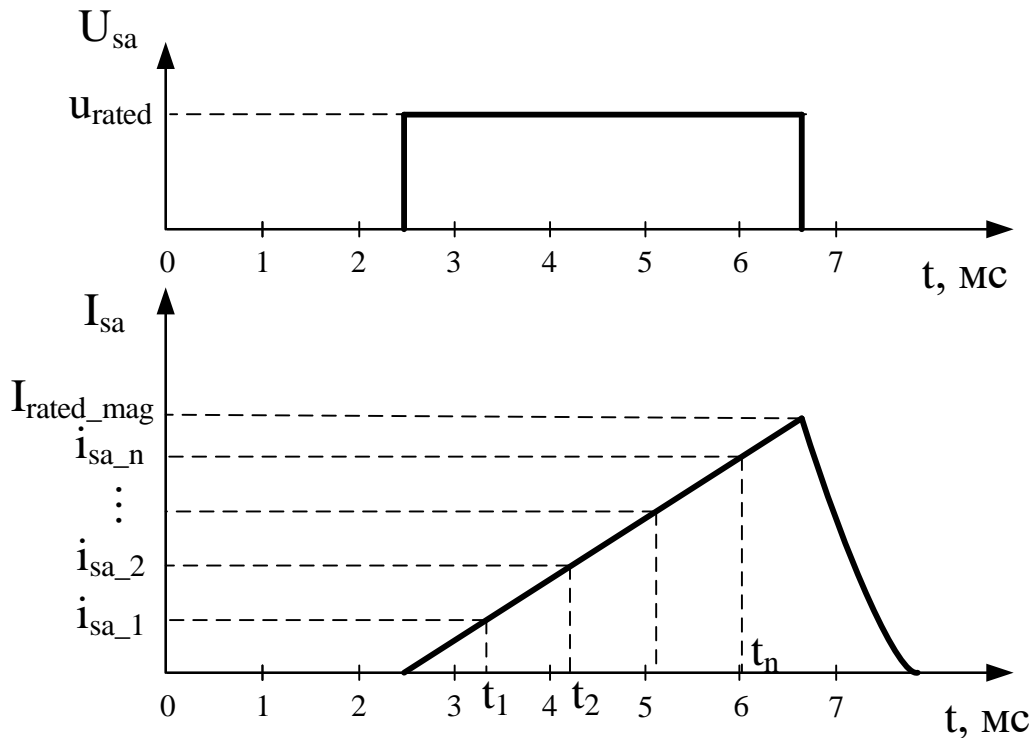


Рисунок 4.4 – Определение индуктивности статорной цепи

Отдельно стоит отметить, что при проведении эксперимента не удастся получить значения токов, равные заданным уровням из-за того, что измерения тока дискретны по времени и ток нарастает быстро под действием высокого напряжения. Значения тока, которые приняты опорными, будут попадать между моментами измерений, как это показано на рисунке 4.5. Поэтому при измерении времени, за которое ток достигнет значения I_i , следует руководствоваться условием « $i \geq I_k$ » и помимо времени нарастания тока сохранять значение тока, которое в этот момент было достигнуто.

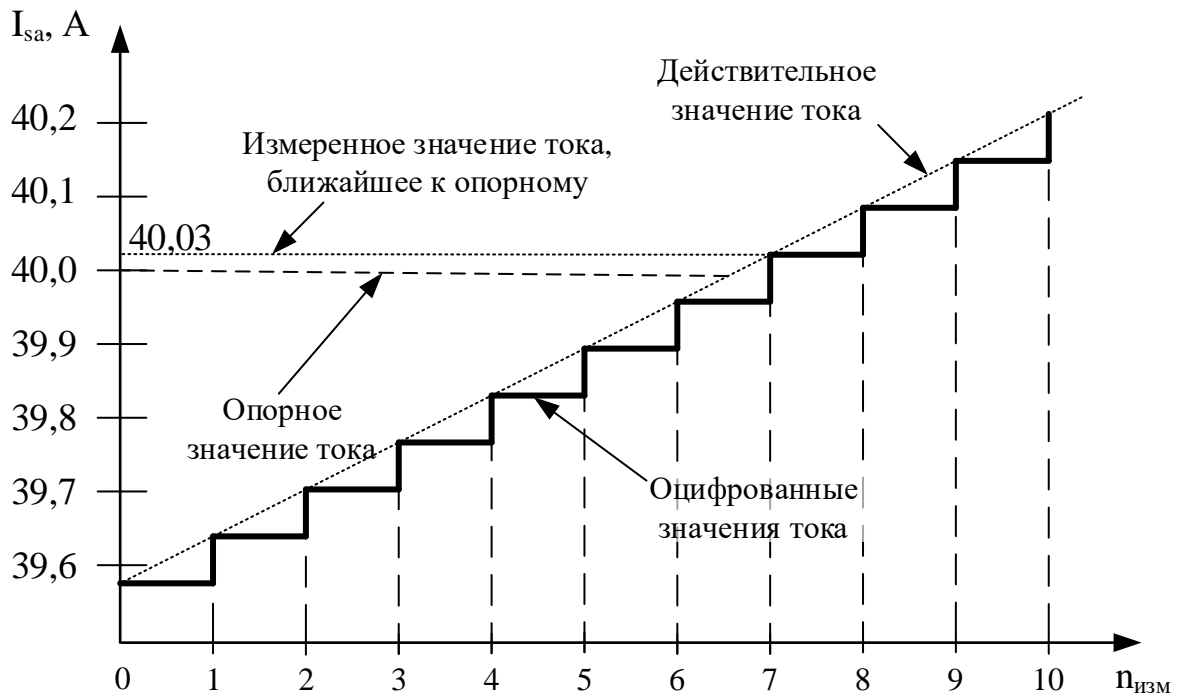


Рисунок 4.5 – Влияние дискретизации по времени на точность измерения тока фазы двигателя

Для каждого k значения тока и соответствующего измеренного времени нарастания рассчитывается значение индуктивности по формуле:

$$L_{sd_k} = \frac{(U_{s\alpha} - U_{MB} - I_k R_s) t_k}{I_k}, \quad (4.11)$$

где $U_{s\alpha}$ – приложенное к фазе напряжение, $I_k R_s$ – падение напряжения на сопротивлении, U_{MB} – учёт мёртвого времени.

Полученные значения индуктивностей для разных уровней тока сохраняются в таблицу. Количество уровней тока, для которых записывается время роста, определяется количеством элементов таблицы, в которую планируется заложить зависимость $L_{sd}(i_d)$.

Описанный выше опыт затем следует повторить, приложив отрицательное напряжение. Таким образом будет получена зависимость $L_{sd}(i_d)$ в диапазоне токов от $-I_{rated}$ до $+I_{rated}$. На рисунке 4.6 приведены осциллограммы тока и напряжения продольной оси, полученные в процессе определения индуктивности на электродвигателе Siemens 1FE1072-4WL. К поперечной оси напряжение не прикладывается и ток в ней равен нулю.

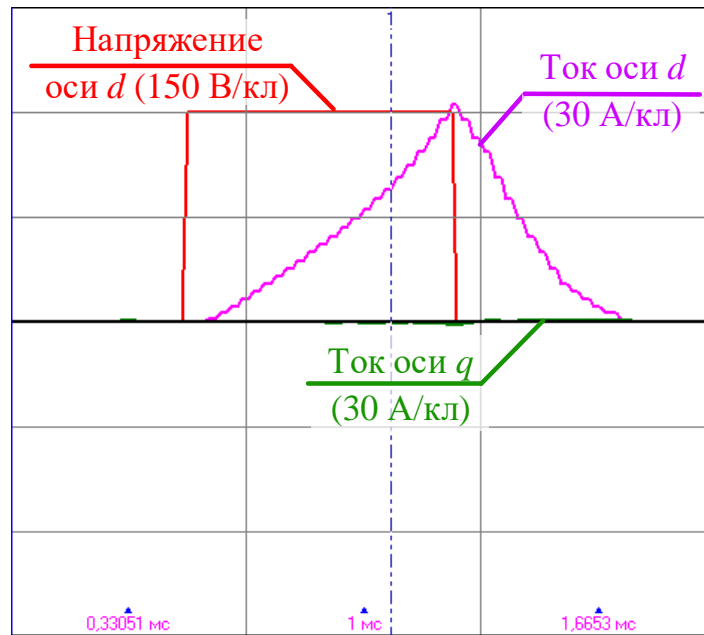


Рисунок 4.6 – Осциллограммы процесса определения индуктивности продольной оси

Для двигателя Siemens 1FE1072-4WL была получена зависимость $L_{sd}(i_d)$, которая сведена в таблицу 4.1 и проиллюстрирована на рисунке 4.7. Из-за потокосцепления постоянных магнитов, которые сонаправлены с осью d , индуктивность несимметрична относительно нулевого значения тока. Сталь при приложении тока по направлению оси d насыщается, что приводит к снижению индуктивности. При приложении тока в обратном направлении железо выходит из насыщения и индуктивность возрастает.

Таблица 4.1 – Зависимость индуктивности оси d двигателя от тока оси d

I_d, A	-49,0	-37,2	-24,9	-13,3	13,6	24,5	38,2	49,8
$L_d, мГн$	3,359	3,324	3,302	3,097	2,424	2,354	2,155	1,98

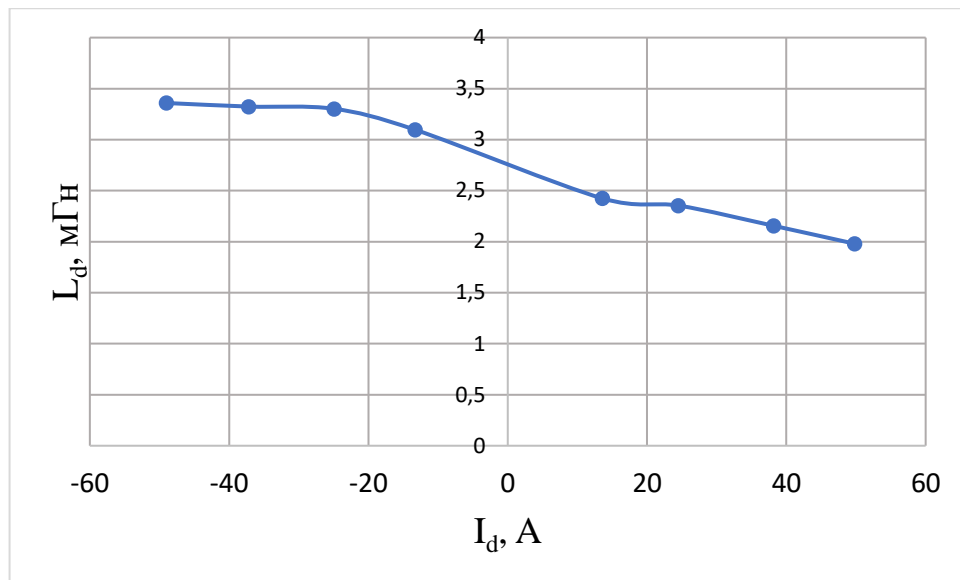


Рисунок 4.7 – Зависимость индуктивности оси d двигателя от тока оси d

4.2.3 Идентификация индуктивности поперечной оси синхронной машины

Для определения индуктивности поперечной оси $L_{sq}(i_q)$ нужно провести такой же опыт, но напряжение прикладывать по оси q . В отличие от предыдущего эксперимента, следует устанавливать ротор в положение $\theta_{el} = -90^\circ$, чтобы ось q была сонаправлена с осью α статора – тогда для определения индуктивности оси q нужно будет приложить напряжение по оси α , как и в предыдущем эксперименте.

Важным нюансом при определении индуктивности поперечной оси является необходимость контроля тока продольной оси. Во время проведения эксперимента ток протекает по всем трём фазам, при этом проекции токов фаз на ось d будут иметь разные знаки (см. рисунок 4.8). Как было показано в результатах предыдущего эксперимента, индуктивность продольной оси зависит от знака тока, поэтому скорости изменения проекций токов фаз I_b и I_c на ось d будут разные, в результате чего ток i_d не будет равен нулю.

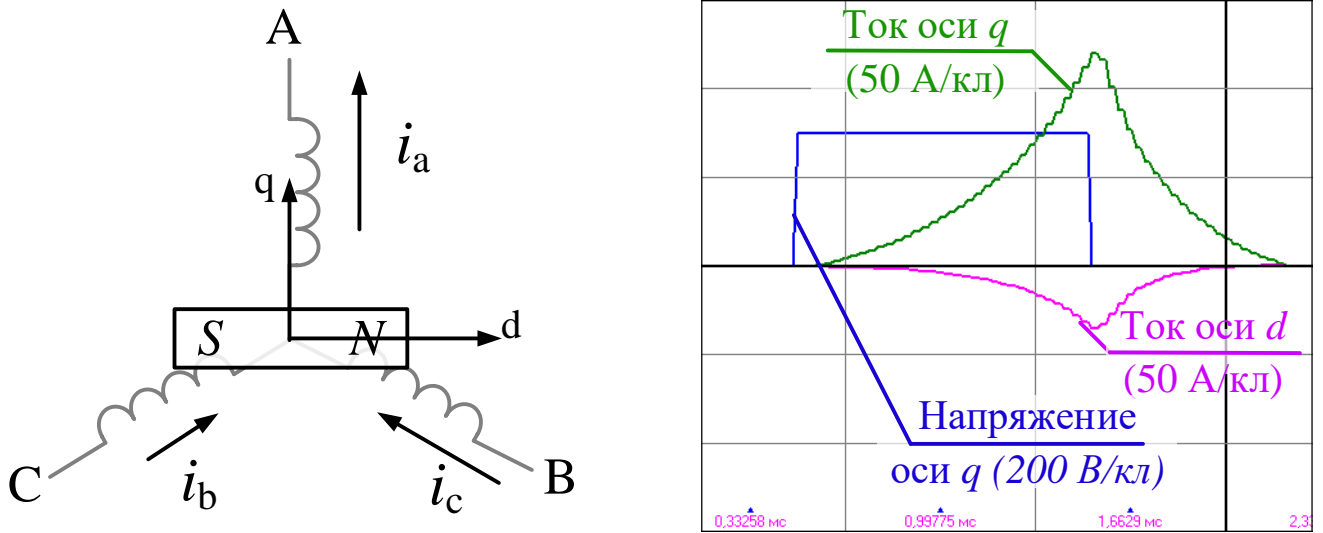


Рисунок 4.8 – Возникновение тока продольной оси d при приложении напряжения к оси q

Контролировать ток продольной оси можно, используя регулятор тока с заданием «0 А», в обратную связь которого будет подаваться значение тока i_d . Поскольку в описываемом эксперименте ротор выставлен так, что ось d совпадает с осью β , то в обратную связь можно подавать ток i_β и регулировать напряжение u_β . На рисунке 4.9 приведены осциллограммы эксперимента по измерению индуктивности оси q с поддержанием тока оси d на нулевом уровне.

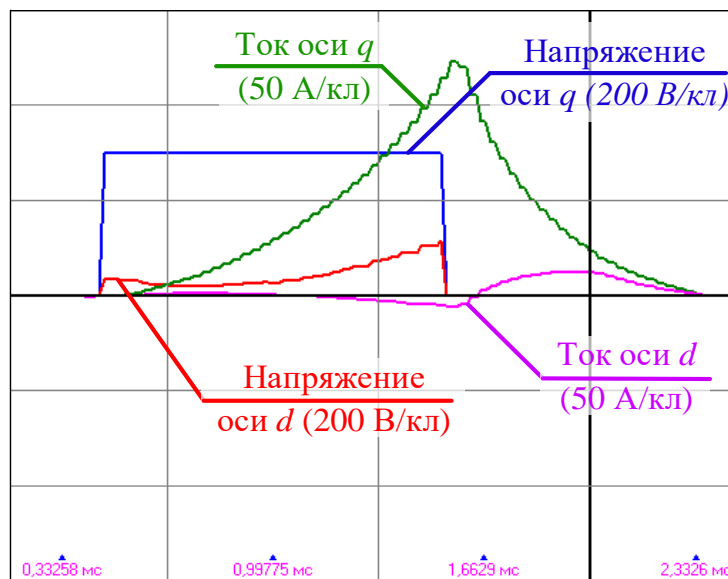


Рисунок 4.9 – Регулирование тока продольной оси при измерении индуктивности поперечной оси

В результате эксперимента для двигателя Siemens 1FE1072-4WL была получена следующая зависимость $L_{sq}(i_q)$ (таблица 4.2 и рисунок 4.10):

Таблица 4.2 – Зависимость индуктивности оси q двигателя от тока оси q

I_q, A	-124,7	-89,2	-57,5	-29,3	28,9	61,9	88,4	124,3
$L_q, мГн$	1,915	2,309	2,865	3,659	3,711	2,793	2,328	1,922

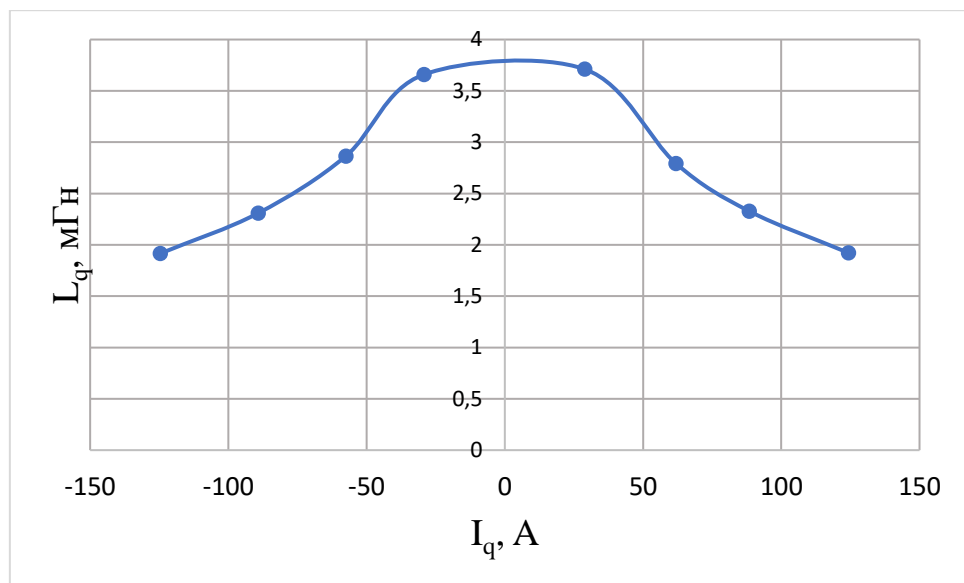


Рисунок 4.10 – Зависимость индуктивности оси q двигателя от тока оси q

4.2.4 Расчёт дифференциальной индуктивности

В экспериментах с определением зависимостей $L_d(i_d)$ и $L_q(i_q)$ были получены статические индуктивности. На рисунке 4.11 показана зависимость $\Psi(i)$:

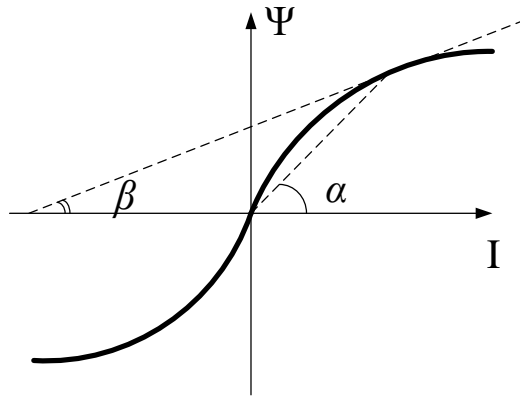


Рисунок 4.11 – Зависимость потокосцепления фазы от тока в ней

На этом рисунке статическая индуктивность $L_{ст}$ определяется как $\frac{\Psi}{I}$ (графически равна $\tan(\alpha)$), а дифференциальная индуктивность $L_{дифф}$ как $\frac{d\Psi}{di}$ (графически равна $\tan(\beta)$). При этом именно дифференциальная индуктивность участвует в расчёте коэффициентов регуляторов токов из систем (4.3) и (4.4), поэтому необходимо получить зависимость в функции тока $L_{дифф}(i)$. Для удобства и быстроты использования результатов, эту зависимость также можно заложить в таблицу желаемого размера, например 50 точек.

Получить зависимость можно, перейдя от производной $\frac{d\Psi}{di}$ к разности $\frac{\Delta\Psi}{\Delta i}$, и вычислить значения $L_{дифф_k}(i_k)$ по следующему выражению:

$$L_{дифф_k} = \frac{\Psi(i_k + 0,5\Delta i) - \Psi(i_k - 0,5\Delta i)}{\Delta i}, \quad (4.12)$$

где $\Psi(i) = L_{ст}(i) \cdot i$ рассчитывается интерполяцией табличной зависимости, полученной из экспериментов по определению индуктивностей. Однако при этом рассчитанная дифференциальная индуктивность будет иметь разрывы в точках перехода между участками интерполяции из-за резкой смены производной, как это продемонстрировано для оси q на рисунке 4.12.

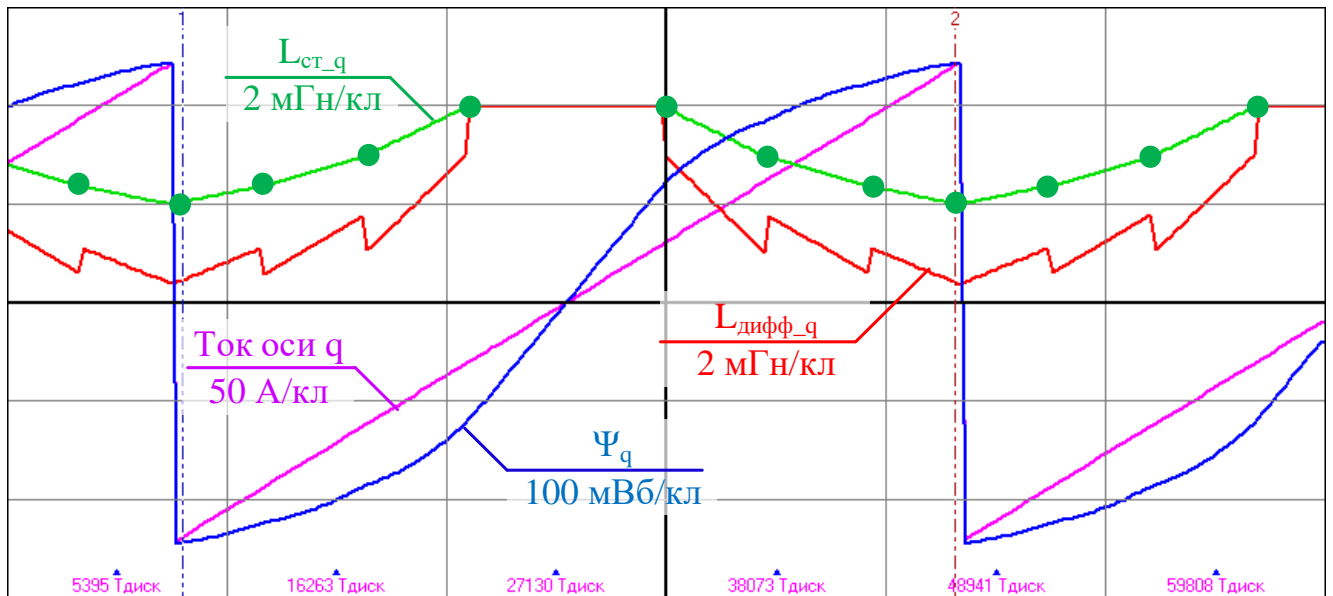


Рисунок 4.12 – Зависимость дифференциальной индуктивности от тока при разности $\Delta i = 1 \text{ А}$

Розовая линия показывает ток, который линейно меняется во всём диапазоне, для которого была получена зависимость $L_{ст}(i)$ (от -120 до $+120 \text{ А}$). Зелёная линия показывает соответствующее току значение статической индуктивности: жирными точками показаны экспериментально определённые значения, а $L_{ст}$ между этими точками получены методом линейной интерполяции. Синей линией изображено потокосцепление, рассчитанное как $\Psi = L_{ст}i$. Красная линия – дифференциальная индуктивность, рассчитанная по (4.12) с шагом $\Delta i = 1 \text{ А}$.

Для того, чтобы уменьшить величину разрывов в форме дифференциальной индуктивности, можно при расчёте использовать большую величину Δi . На рисунке 4.13 красной линией показана индуктивность $L_{дифф}(i)$, полученная по той же статической индуктивности, что и на предыдущем рисунке 4.12, но с шагом $\Delta i = 20 \text{ А}$.

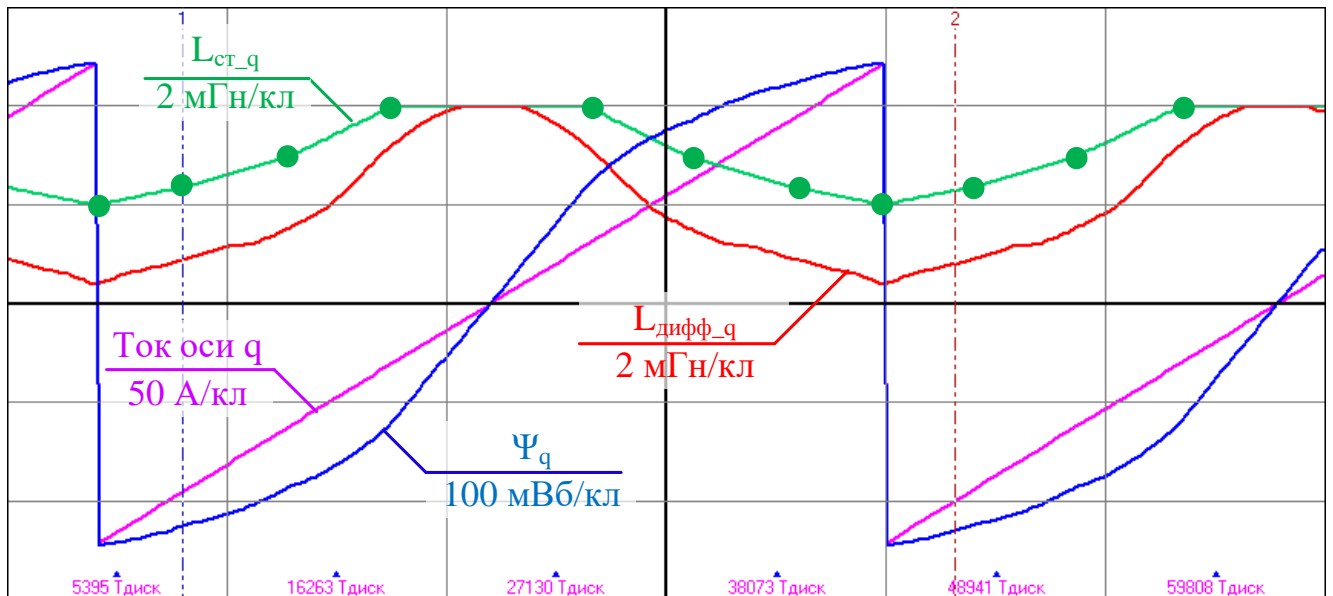


Рисунок 4.13 – Зависимость дифференциальной индуктивности от тока при разности $\Delta i = 20\text{А}$

Полученные зависимости дифференциальных индуктивностей от тока для осей d и q были использованы для динамической калибровки коэффициентов регуляторов тока во время их работы.

4.3 Сравнение статических и динамических коэффициентов регуляторов

Для сравнения качества отработки задания тока регуляторами с постоянными и с переменными коэффициентами K_i и K_p была проведена серия экспериментов. В экспериментах использовался двигатель Siemens 1FE1072-4WL, для которого выше были приведены определённые параметры R_s , L_{sd} и L_{sq} . Питание осуществлялось от трёхуровневого инвертора напряжения с номинальным напряжением ЗПТ 540В и частотой ШИМ 16 кГц. Частота расчёта контуров тока 32 кГц.

В ходе экспериментов была произведена серия пусков двигателя с заданиями тока оси q равными 20, 50 и 80 А для регуляторов с постоянными коэффициентами (рисунок 4.14 сверху) и для регуляторов с динамически изменяющимися коэффициентами (рисунок 4.14 снизу):

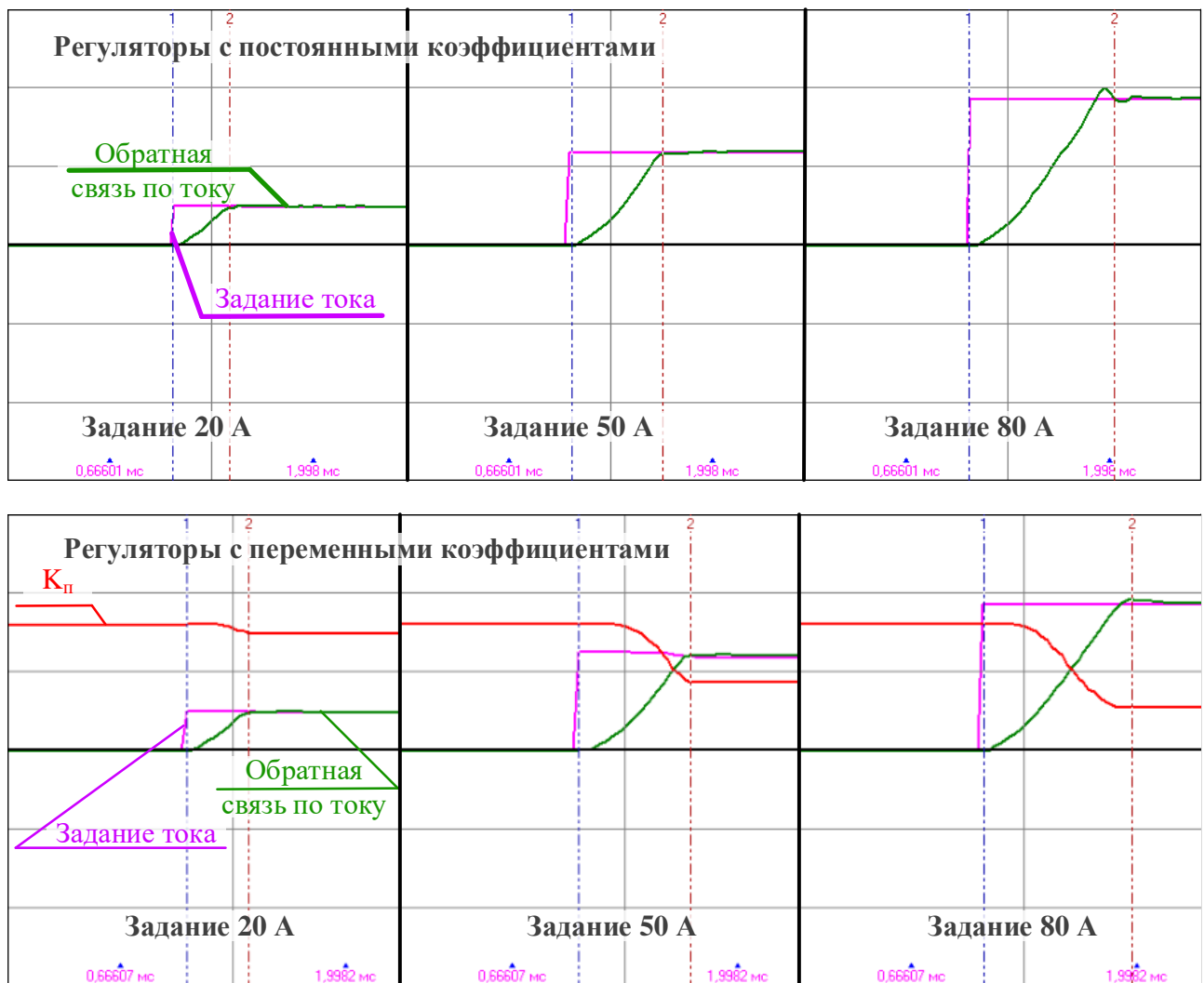


Рисунок 4.14 – Отработка разных заданий тока регуляторами с постоянными и с переменными коэффициентами

Как видно из приведённых осциллограмм для регулятора с постоянными коэффициентами, с увеличением задания в контуре регулирования тока появляются колебания, так как при больших значениях тока индуктивность обмотки становится значительно ниже и для отработки скачка следует прикладывать меньшее напряжение (то есть уменьшать пропорциональную составляющую). Для токов 20 А и 50 А разница в отработке заданий незаметна, так как индуктивности L_{sq} для этих значений мало отличаются друг от друга (см. таблицу 4.2 и рисунок 4.10), но для тока 80 А (номинальный ток двигателя) чётко видны затухающие колебания после выхода на задание. Можно было бы изначально настроить регулятор при номинальном токе, однако при этом отработка заданий тока ниже номинальных была бы замедленной.

По осциллограммам для регулятора с динамически изменяющимися коэффициентами (рисунок 4.14 снизу) видно, что переходный процесс для всех заданий тока имеет примерно одинаковую форму без колебаний и с небольшим перерегулированием. Время переходного процесса для отработки задания 20 А составляет 320 мкс, что составляет $5,1T_{PWM}$ (при частоте ШИМ 16 кГц) с перерегулированием 0,5 А (2,5%). Для заданий 50 А и 80 А перерегулирование составило 3,0% и 3,8%. Определение времени переходного процесса при заданиях тока выше 20А будет некорректно, так как в этих случаях регуляторы тока работают в режиме насыщения, выдавая максимально возможное напряжение.

4.4 Выводы по главе

Предложенный способ определения параметров машины и настройки регуляторов позволяет получить в контурах регулирования тока быстрые (в пределах 6 периодов ШИМ) переходные процессы с перерегулированием не более 5%. Длительность процесса определения параметров составляет примерно 30 секунд. При ярко выраженной нелинейности параметров машины значительно повышается качество переходных процессов за счёт изменения коэффициентов регуляторов в функции тока. Важным фактором является и то, что для настройки коэффициентов регуляторов рассмотренным способом не требуется их предварительного задания пользователем, так как все операции во время идентификации параметров производятся системой управления в разомкнутом режиме.

Следует отметить, что для обеспечения максимальной точности настройки следует иметь функциональную зависимость для поверхности индуктивностей электродвигателя в функции продольного и поперечного тока, однако предложенное решение уже показало достаточную эффективность.

Аналогичный метод реализуется для асинхронного электродвигателя, однако там регуляторы настраиваются на индуктивности рассеяния, что исключает необходимость создания таблиц переменных параметров.

Глава 5 Система контроля состояния изоляции электроприводов для TN-сетей

Примерно 35% неисправностей электрических машин связано со статором, из которых 70% связаны с деградацией и выходом из строя изоляции [26]. Этот процент начал свой рост и продолжает расти с повсеместным внедрением частотно-регулируемых электроприводов, которые питают электродвигатель от инверторов, построенных на IGBT и имеющих высокие производные напряжения во времени, вызывающие ускоренный процесс старения изоляции [52]. Таким образом, крайне желательно иметь систему контроля изоляции, которая бы смогла превентивно детектировать проблемы и деградацию изоляции.

В настоящее время имеется несколько подходов к мониторингу состояния изоляции, применяемых в электроприводах. Для сетей с изолированной нейтралью применяют методы постоянного контроля изоляции измеряя напряжение относительно земли при различном подключении тестовых сопротивлений, однако данный метод не применим в сетях с глухозаземленной нейтралью. В TN-сетях используют противопожарные устройства защитного отключения (УЗО) с током срабатывания 300 мА. Такой ток соответствует эквивалентному сопротивлению изоляции приблизительно 1 кОм, что исключает использование УЗО для превентивной диагностики. УЗО для домашнего применения имеют ток срабатывания 15 мА, что соответствует приблизительно 20 кОм, однако они не могут работать совместно с фильтрами радиопомех, устанавливаемых в преобразователи частоты [33].

Чтобы защитить оборудование и предотвратить неожиданные отказы необходимо распознать процесс деградации изоляции на начальной стадии, для чего требуется детектировать токи утечки величиной в несколько мА или даже сотни мкА. Одно из возможных решений описано в [25], где применен тот же метод, что и в IT-сетях. Проверка изоляции осуществляется, только когда электропривод остановлен. В таком режиме производят отключение ввода питания контактором и при еще заряженном звене постоянного тока проверяют сопротивление изоляции, подключая сопротивления между корпусом и

попеременно положительной и отрицательной шиной звена постоянного тока. Если пробоя нет, то потенциал подключаемой через сопротивление к корпусу шины будет сравниваться с потенциалом земли. Если в одном из подключений потенциалы не выравниваются, то имеет место утечка. Этот метод требует установки входного контактора, что увеличивает стоимость и снижает надежность электропривода.

Для TN-сетей применяют методы частотного анализа [51], [36], [46], но они должны быть очень точно настроены под конкретный электродвигатель, что делает их плохо применимыми массово. Предложенный в данной работе метод измеряет непосредственно ток утечки и способен проводить его точное измерение при остановленном электродвигателе.

5.1 Принцип работы системы контроля изоляции

Общепромышленные электроприводы работают в сетях с глухозаземленной нейтралью, поэтому положительная и отрицательная шины звена постоянного тока имеют некоторый положительный и отрицательный потенциал относительно корпуса преобразователя и электродвигателя. Эти потенциалы определяются трехфазными нулевыми схемами выпрямления катодной и анодной групп. Во время работы электропривода ток течет через три фазы инвертора в электродвигатель и может быть разделен на три компоненты, как показано на рисунке 5.1:

- три тока, которые протекают через сопротивления, индуктивности и емкости обмоток электродвигателя, и сумма которых равна нулю (штрихованные зеленые линии на рисунке 5.1);
- ток, который течет через паразитную емкость обмоток и через изоляцию на корпус (оранжевая штрихпунктирная линия на рисунке 5.1);
- ток, который течет через сопротивление утечки изоляции на землю (сплошная красная линия на рисунке 5.1).

Таким образом, чтобы определить наличие проблем с изоляцией необходимо измерить величину третьей компоненты.

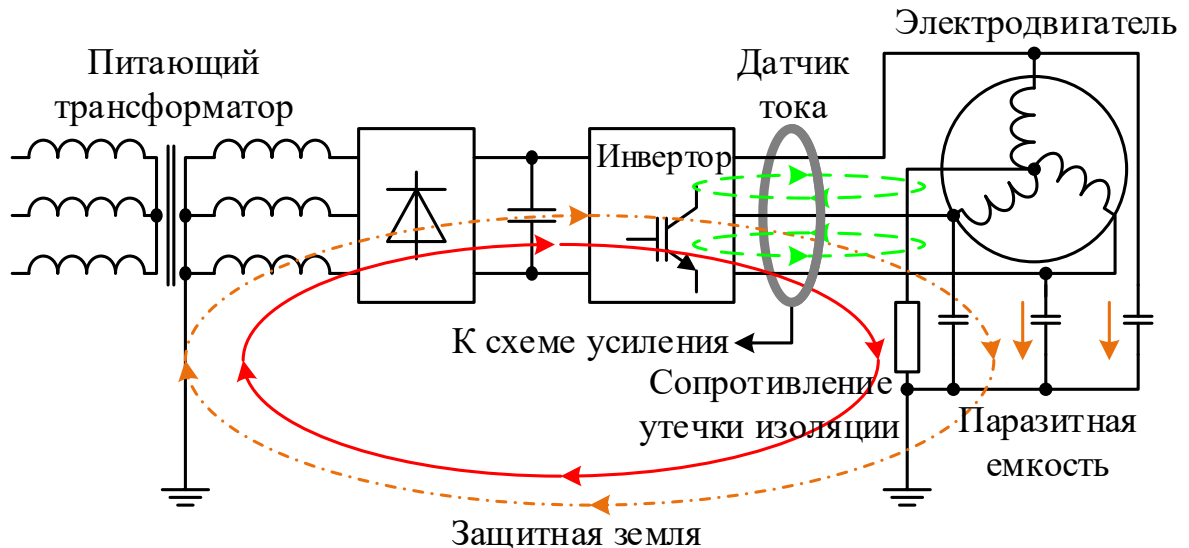


Рисунок 5.1 – Преобразователь частоты в TN-сети с датчиком тока утечки

На выход инвертора устанавливается датчик тока, в который продеваются сразу три фазных провода. Соответственно, первая компонента тока, обозначенная зеленой пунктирной линией, должна отсутствовать в выходном сигнале. Если в работе электропривода менять привязку ШИМ с верхней шины на нижнюю и обратно с некоторой частотой, например, 100 Гц, то составляющая тока через паразитную емкость на землю и через утечку в изоляции на землю будет наблюдаема в выходном сигнале датчика тока. Следует отметить, что смена привязки ШИМ, заставляющая синфазное напряжение изменяться, является обязательной, так как для измерения такого малого тока сигнал с датчика требуется многократно усилить, а смещение нуля самого операционного усилителя датчика тока может быть больше, чем полезный сигнал. В этих обстоятельствах для точного определения нуля весьма желательно иметь выходной сигнал с переменной составляющей.

Однако первая компонента тока не равна нулю в точности, так как провода сложно разместить строго симметрично внутри датчика тока, и при их смещении, как показано на рисунке 5.2 (а), равенство нулю не выполняется. Погрешность при этом не велика, однако она оказывается больше полезного сигнала. Для получения точного результата все проводники должны быть расположены строго симметрично, а распределение вторичной обмотки датчика тока должно быть

равномерным на всех 360° кольцевого магнитопровода, как показано на рисунке 5.2 (б) [46]. Этот прецизионный датчик сложно применить в общепромышленном электроприводе из-за увеличения цены и размеров.

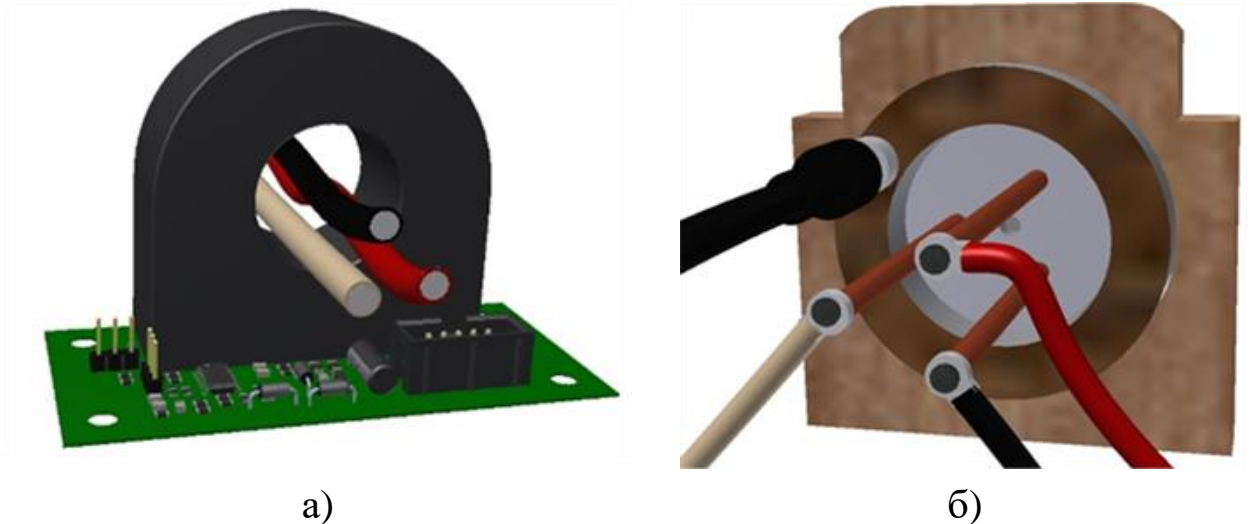


Рисунок 5.2 – Нормальное расположение проводов через датчик тока (а) и прецизионный трансформатор тока (б)

Таким образом, в обычных условиях без применения специальных средств сигнал с датчика тока, измеряющего утечку слишком зашумлен, чтобы выделить из него ток утечки на фоне коммутаций инвертора и эффекта разного коэффициента усиления для проводов разных фаз. Наиболее простой вариант в данном случае — это проводить измерение сопротивления изоляции, когда электропривод остановлен, например, во время смены инструмента.

В то время, когда электропривод остановлен, система управления реализует последовательное подключение всех фаз двигателя к положительной шине звена постоянного тока, а потом к отрицательной и обратно с частотой 100 Гц, как показано на рисунке 5.3. К фазам двигателя прикладывается меандр выпрямленного напряжения относительно земли.

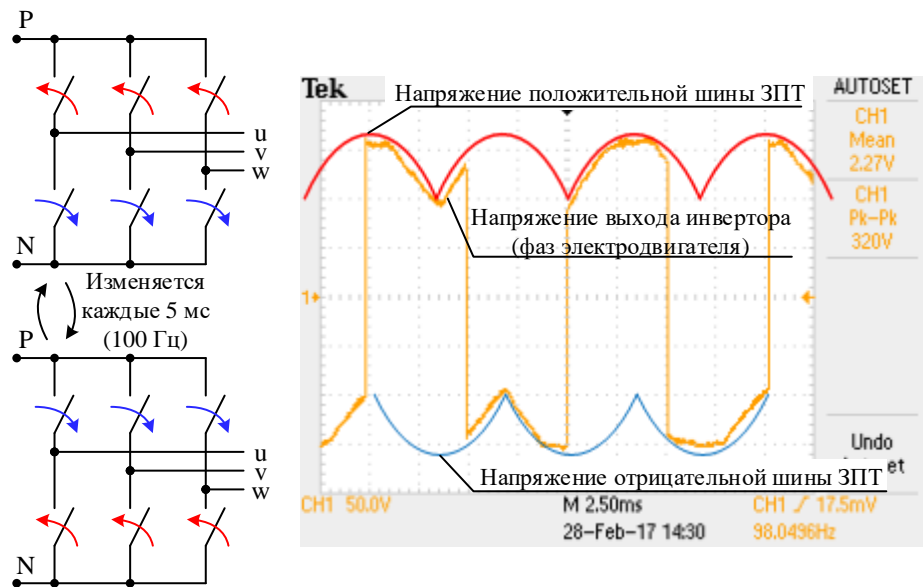


Рисунок 5.3 – Осциллограмма выходного напряжения инвертора относительно глухозаземленной нейтрали

Выходной сигнал датчика содержит две компоненты: первая связана с током, протекающим по паразитной емкости между обмотками и землей, вторая от тока утечки. Емкостная составляющая представлена в виде узкого импульса большой амплитуды (до нескольких ампер) длительностью в несколько микросекунд. Далее остается только составляющая тока утечки, пока состояние инвертора не будет изменено на противоположное.

Сигнал с датчика тока должен быть усилен, чтобы различать токи утечки в 0,1 мА и меньше, что примерно соответствует сопротивлению изоляции в 3 МОм. Схема подключения представлена на рисунке 5.4 и содержит усилительный каскад из двух последовательных операционных усилителей, чтобы достичь коэффициента усиления 1 МВ/А.

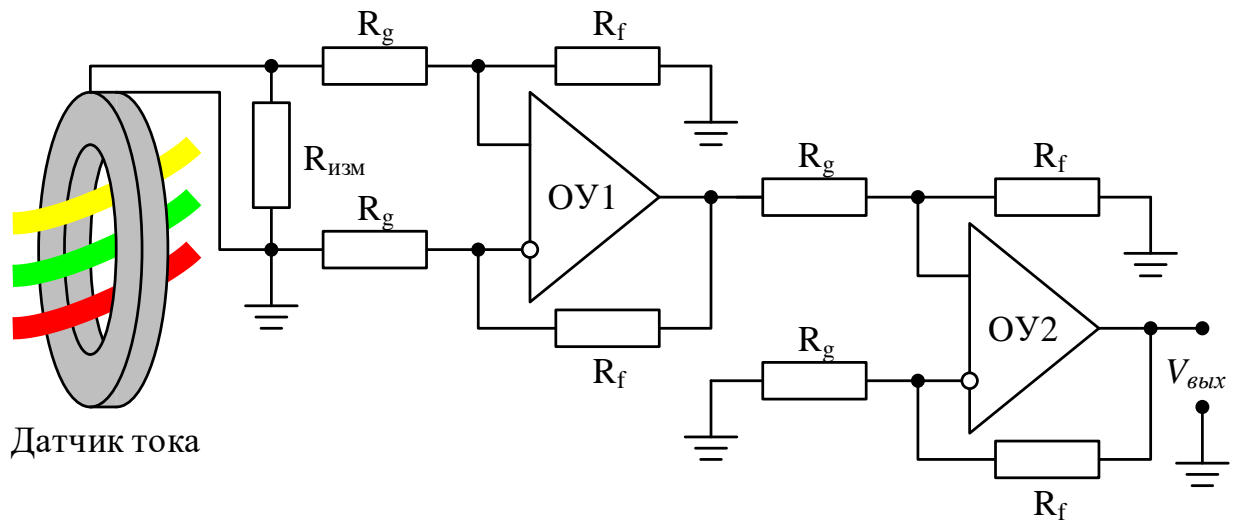


Рисунок 5.4 – Схема усилителя сигнала датчика тока утечки

5.2 Результаты испытаний

Для испытаний было изготовлено устройство для имитации утечек изоляции, которое было выполнено в виде коробки с тумблерами, подсоединяющими резисторы определенных номиналов между нулевым выводом электродвигателя и корпусом, как показано на рисунке 5.5. Частота переключений состояния инвертора в 100 Гц была выбрана, чтобы переходные процессы, связанные с паразитной индуктивностью, успевали закончиться и оставалось достаточное время для анализа активного сопротивления изоляции.

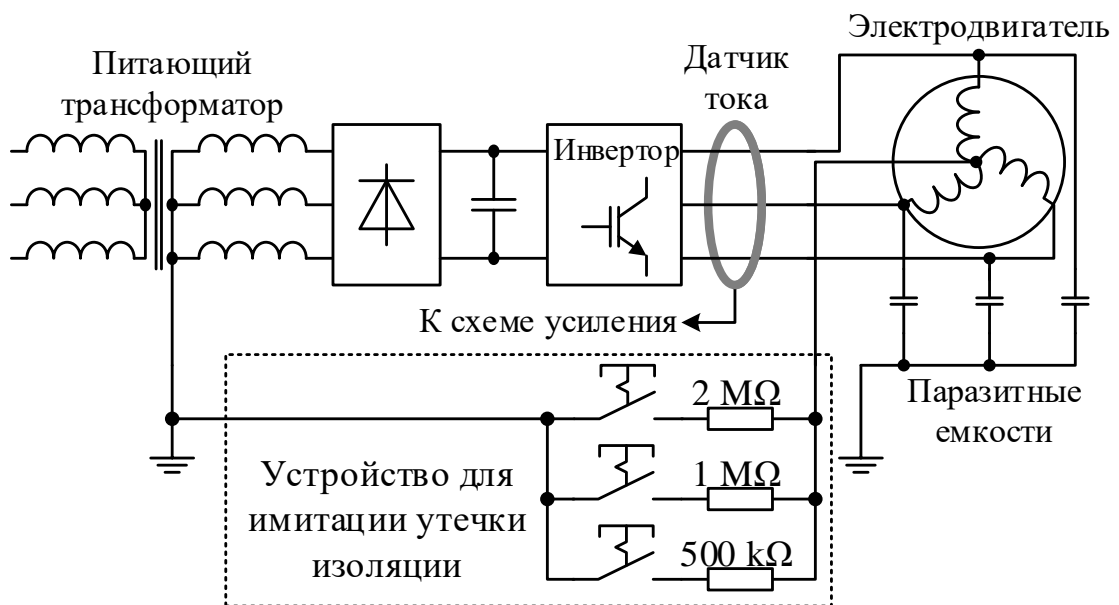


Рисунок 5.5 – Схема испытательной установки

Результаты испытаний представлены на рисунке 5.6:

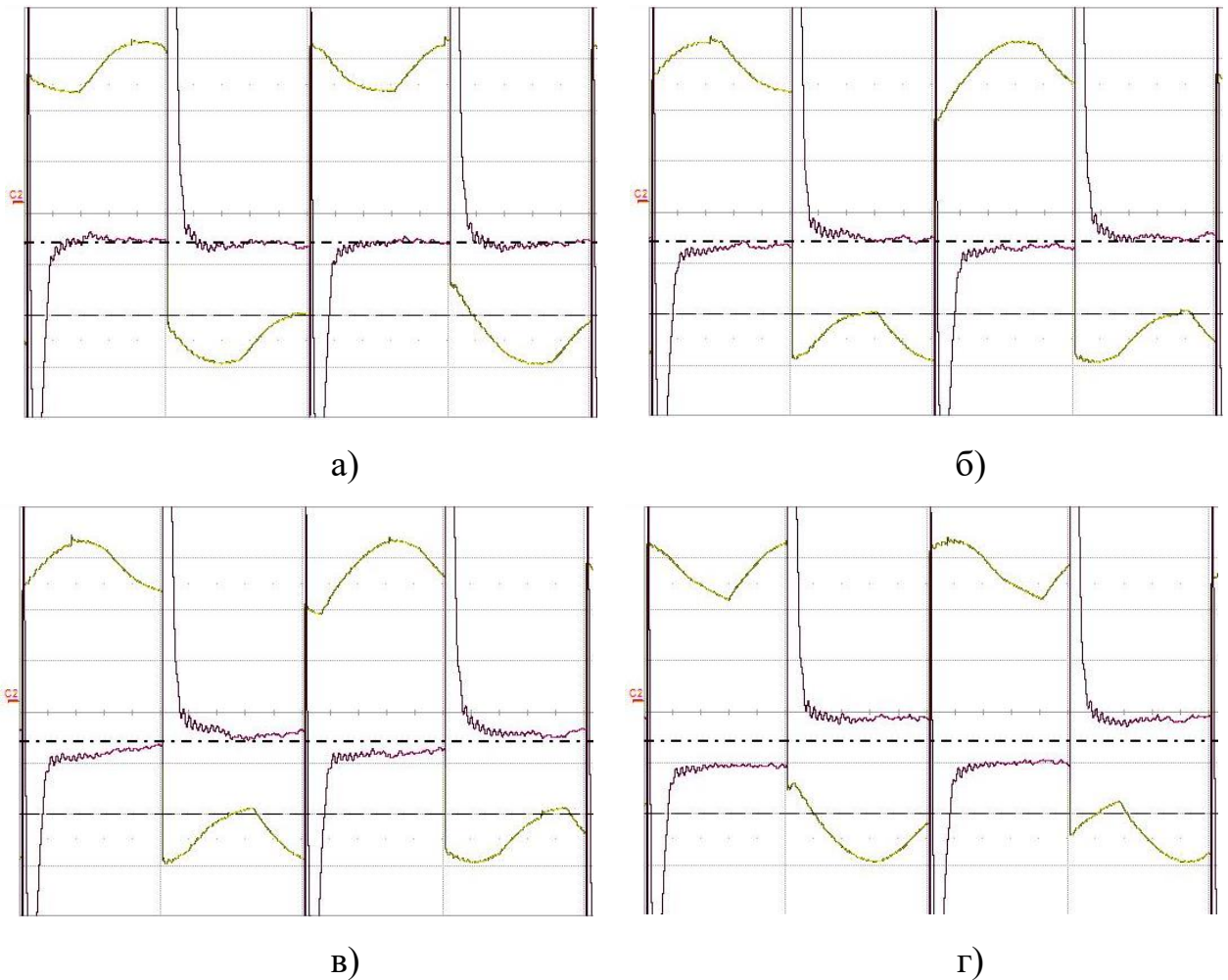


Рисунок 5.6 – Напряжение (желтый) и сигнал датчика тока утечки (фиолетовый) для разных сопротивлений утечки изоляции: а – более 10 МОм, б – 2 МОм, в – 1 МОм, г – 2 МОм

Первая осциллограмма на рисунке 5.6 (а) приведена для нормального сопротивления изоляции >10 МОм. На ней видна форма прикладываемого напряжения и сигнала датчика тока утечки. Сигнал, как и ожидалось, состоит из короткого пика, связанного с паразитной емкостью электродвигателя, за которым следует постоянный сигнал, близкий к нулю. Вторая осциллограмма на рисунке 5.6 (б) снята при подключении резистора 2 МОм, имитирующего утечку. В сигнале тока утечки помимо начального всплеска после переключения появилась составляющая на пологом участке, пропорциональная току утечки. Сигнал меняет форму от периода к периоду и не повторяется, но может быть усреднен для более точной оценки уровня тока утечки. С увеличением тока утечки или уменьшением

сопротивления изоляции до 1 МОм, а далее до 500 кОм, компонента, связанная с током утечки, становится видимой без всякой обработки.

5.3 Обработка сигнала датчика тока утечки для вычисления сопротивления изоляции

Сигнал датчика тока утечки измеряется АЦП микроконтроллера и имеет вид, представленный на рисунке 5.7.

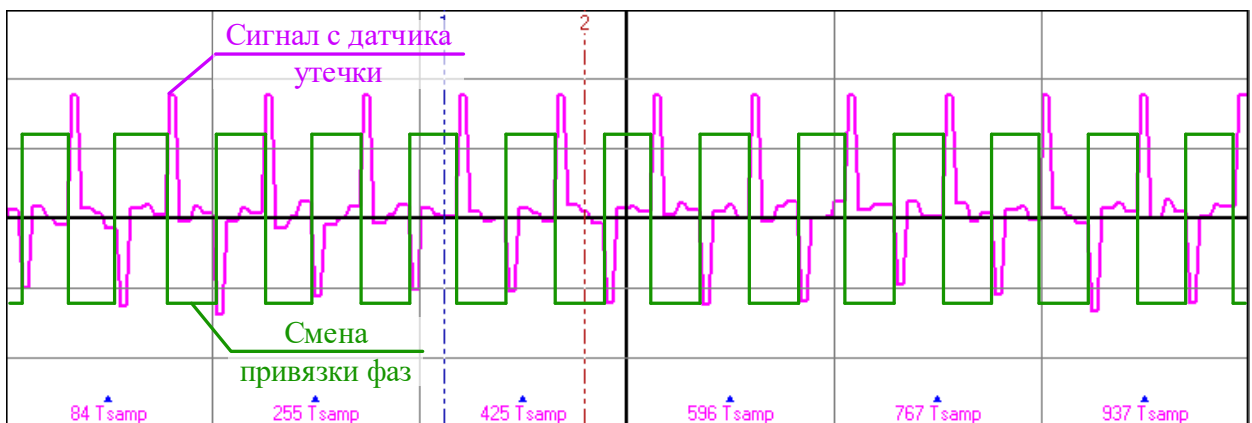


Рисунок 5.7 – Осциллограмма сигнала датчика тока утечки при подключенной имитации сопротивления изоляции 2 МОм

Для точного определения факта утечки и определения значения сопротивления изоляции следует применить математическую обработку получаемых сигналов. В простейшем случае можно посчитать среднее значение сигнала с учетом знака приложенного напряжения за вычетом зон, где сигнал обусловлен током паразитной емкости. Тогда ток утечки можно оценить как:

$$I_{leakage} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N i[n] \cdot \text{sign}(v[n]),$$

где N – количество выборок за время измерения, $i[n]$ и $v[n]$ – это ток и напряжение в каждой из измеренных точек. Сопротивление изоляции может быть грубо оценено как отношение половины напряжения ЗПТ к протекающему току:

$$R_{isol} = \frac{V_{DC}}{2I_{leakage}}.$$

На практике надёжнее провести калибровку канала измерения. Так, на рисунке 5.8 показан график измеренного тока утечки в абстрактных величинах при работе с набором различных сопротивлений. На рисунке 5.9 показана работа схемы в окончательном варианте с имитационным сопротивлением 4,5 МОм.

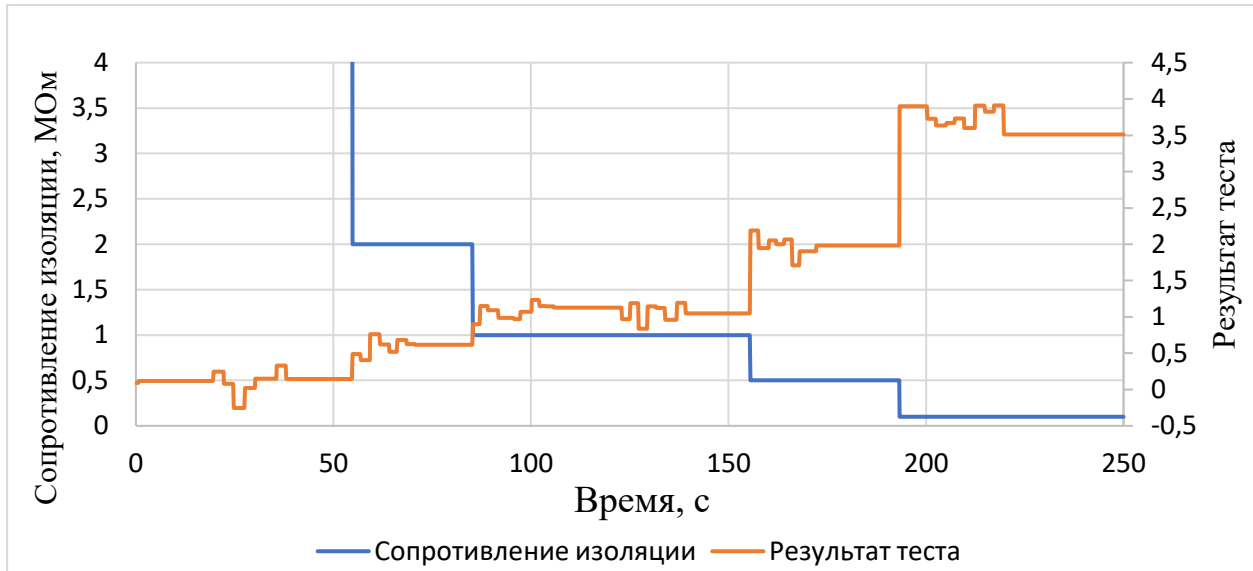


Рисунок 5.8 – Результаты измерения тока утечки при различных имитационных сопротивлениях

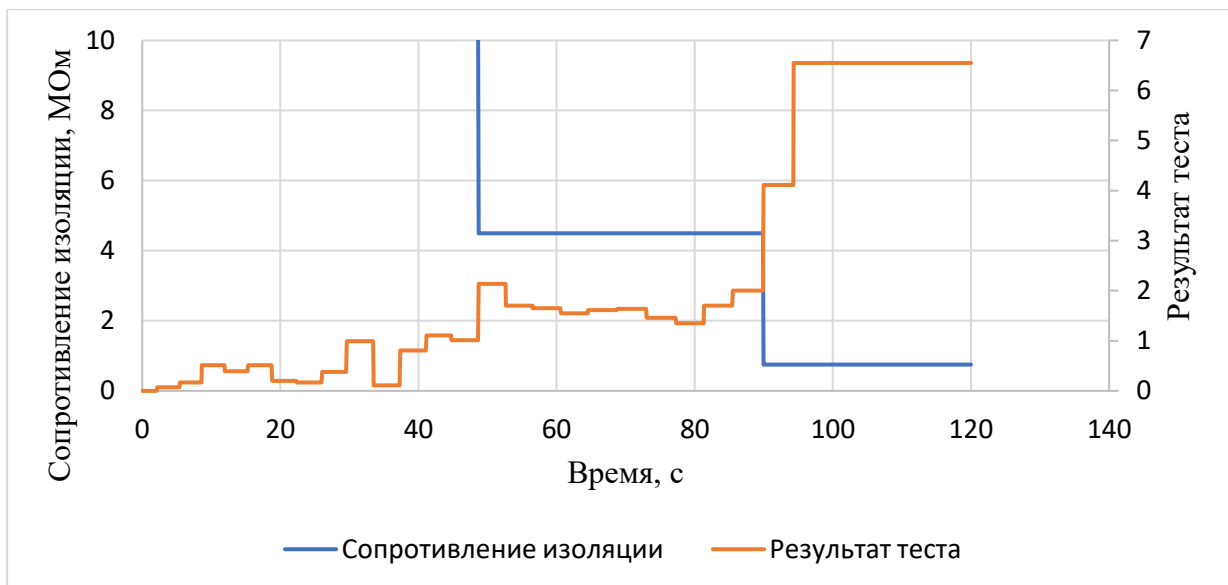


Рисунок 5.9 – Результаты измерения тока утечки при различных имитационных сопротивлениях для окончательной версии схемы силового преобразователя и измерительной цепи

5.4 Выводы по главе

Разработанный метод контроля состояния изоляции электроприводов для TN-сетей был успешно внедрен в состав преобразователя частоты с 3-уровневым инвертором, разработанным по заказу тайваньской компании HIWIN. Подана заявка на международный патент. Система способна определять ухудшение изоляции электродвигателя до уровня 5 МОм и хуже.

Заключение

Основные результаты работы заключаются в следующем:

1. Разработаны структуры векторного управления для асинхронной и синхронной IPM машин с возможностью ослабления поля в широком диапазоне (4:1).
2. Предложены и экспериментально проверены варианты снижения зависимости качества работы системы управления от параметров конкретных машин: для асинхронной машины это наблюдатель с автоматической подстройкой параметров сопротивления и индуктивности, для синхронной машины – алгоритмы ослабления и компенсации внутренних взаимосвязей электрических параметров за счёт контроля выходного напряжения инвертора.
3. Решены вопросы работы системы управления на пределе напряжения ЗПТ и предотвращения насыщения регуляторов тока за счёт ограничение токов электродвигателя с использованием обратной связи по напряжению инвертора.
4. Для двухуровневых инверторов предложены и экспериментально проверены алгоритмы ШИМ, обеспечивающие компенсацию нелинейностей инвертора (мёртвое время, падение напряжений на полупроводниках), снижение потерь в полупроводниках при переключениях и перераспределение потерь между силовыми элементами инвертора. Оптимизация по перечисленным критериям осуществляется за счёт смены привязки ШИМ в зависимости от значения используемой целевой функции. Получено снижение потерь на 10% по сравнению с классическими алгоритмами ШИМ.
5. Для трёхуровневых инверторов с топологией с Т-образным полумостом реализован алгоритм ШИМ, обеспечивающий снижение потерь и балансировку напряжений конденсаторов звена постоянного тока. Показано, что применение управления по модели с прогнозированием и рациональное использование целевых функций позволяет эффективно управлять инвертором напряжения.

6. Предложен и реализован алгоритм автоматической коррекции смещения и коэффициентов усиления аналоговых сигналов синусно-косинусного датчика положения. Коррекция повышает стабильность измерения скорости по сигналам датчика.
7. Разработан способ измерения скорости по квадратурным сигналам датчика, позволяющий минимизировать задержку измерения относительно момента расчёта контура скорости, что позволяет поднять полосу пропускания контура скорости. При этом с ростом скорости автоматически масштабируется количество импульсов для измерения периода их следования, за счёт чего относительная погрешность ограничена на заданном уровне. Расчётная точность метода составляет ± 1 об/мин в диапазоне скоростей от 0 до 30000 об/мин.
8. Реализован и успешно испытан в составе электропривода комплексный алгоритм измерения скорости с переходом между аналоговыми и цифровыми сигналами синусно-косинусного ДПР.
9. Предложен способ автоматического определения сопротивления и индуктивностей электродвигателя путём анализа переходных процессов токов статора при приложении напряжения. Для синхронных электродвигателей с возбуждением от постоянных магнитов дополнительно определяется зависимость индуктивностей по осям d и q от величины тока. Полученные данные используются для автонастройки регуляторов тока, позволяющая получить в контурах регулирования тока быстрые (в пределах 6 периодов ШИМ) переходные процессы с перерегулированием не более 5%, вне зависимости от величины тока. Работоспособность метода подтверждена экспериментально.
10. Разработан метод контроля состояния изоляции электроприводов для TN-сетей, позволяющий определять ухудшение состояния изоляции двигателя до уровня 5 МОм (и хуже). Алгоритм контроля успешно внедрен в состав преобразователя частоты с 3-уровневым инвертором, разработанным по заказу тайваньской компании HIWIN.

Библиографический список

1. Анучин А. С., Системы управления электроприводов: учебник для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2015. – 373 с.
2. Виноградов А. Б., Векторное управление электроприводами переменного тока. ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В. И. Ленина». – Иваново, 2008. – 298 с.
3. Abu-Rub H., Holtz J., Rodriguez J., Baoming G., Medium-voltage multilevel converters—State of the art, challenges, and requirements in industrial applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Year: 2010, Vol. 57, no. 8, pp. 2581-2596.
4. Andresen M., Ma K., Buticchi G., Falck J., Blaabjerg F., Liserre M., Junction Temperature Control for More Reliable Power Electronics. IEEE Transactions on Power Electronics. Year: 2018, Vol. 33, no. 1, pp. 765-776.
5. Anuchin A., Astakhova V., Shpak D., Zharkov A., Briz F., Optimized method for speed estimation using incremental encoder. International Symposium on Power Electronics (Ee). Year: 2017, pp. 313-318.
6. Anuchin A., Briz F., Shpak D., Lashkevich M., PWM strategy for 3-phase 2-level VSI with non-idealities compensation and switching losses minimization. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC). 21-24 May 2017, pp. 1-6.
7. Anuchin A., Ostrirov V., Prudnikova Yu., Yakovenko M., Briz F., Podlesny M., Thermal stabilization of power devices for compressor drive with start/stop operation mode. 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON). Year 2016, pp. 115-120.
8. Anuchin A., Shpak D., Aliamkin D., Briz F., Adaptive observer for field oriented control systems of induction motors. 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON). Year: 2016, pp. 733-737.

9. Blaschke F., The Principle of Field Orientation as Applied to the New Trans-Vector Closed-Loop Control System for Rotating Field Machines. Siemens Review. Year 1972, vol. 34, p. 217.
10. Blasko V., Lukaszewski R., Sladky R., On line thermal model and thermal management strategy of a three phase voltage source inverter. Conference record of the 1999 IEEE Industry Application Conference. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Year: 1999, vol.2, pp. 1423-1431.
11. Bolognani S., Peretti L., Zigliotto M., Inverter Non-Idealities Override by Repetitive Control. IEEE International Electric Machines & Drives Conference. Year: 2007, Vol.: 1, pp. 71–76.
12. Bolognani S., Petrella R., Prearo A., Sgarbossa L., Automatic tracking of MTPA trajectory in IPM motor drives based on AC current injection. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Year: 2009, pp. 601-608.
13. Bolognani S., Zigliotto M., Self-commissioning compensation of inverter non-idealities for sensorless AC drives applications. 2002 International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, Year: 2002, pp. 30–37.
14. Bonert R., Digital Tachometer with Fast Dynamic Response Implemented by a Microprocessor. IEEE Transactions on Industry Applications. Year: 1983, vol.: IA-19, Issue: 6, pp. 1052 — 1056.
15. Briz F., Degner M.W., Lorenz R.D., Analysis and design of current regulators using complex vectors, IEEE Transactions on Industry Applications. Year: 2000, Vol.: 36, Issue: 3, pp. 817-825.
16. Bruckner T., Holmes D.G., Optimal pulse-width modulation for three-level inverters. IEEE Transactions on Power Electronics. Year 2005, vol. 20, no. 1, pp. 82-89.
17. Calligaro S., Pasut F., Petrella R., Pevere A., Modulation techniques for three-phase three-level NPC inverters: A review and a novel solution for switching losses reduction and optimal neutral-point balancing in photovoltaic applications. Proc. 28th

- Annual IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition APEC. Year: 2013, pp. 2997-3004.
18. Degner M. W., Guerrero J. M., Briz F., Slip gain estimation in field orientation controlled induction machines using the system transient response. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference. Year 2005, vol. 3, pp. 1820-1827.
 19. Deng T., Su Zh., Li J., Tang P., Chen X., Liu P., Advanced Angle Field Weakening Control Strategy of Permanent Magnet Synchronous Motor. IEEE Transactions on Vehicular Technology. Year: 2019, Vol.: 68, Issue: 4, pp. 222-228.
 20. Di Piazza M. C., Pucci M., Efficiency analysis in induction motor drives with discontinuous PWM and electrical loss minimization. International Conference on Electrical Machines (ICEM). Year: 2014, pp. 736–743.
 21. Franke W.-T., Oestreich N., Fuchs F.W., Comparison of transformerless converter topologies for photovoltaic application concerning efficiency and mechanical volume. Proc. IEEE Int. Symp. on Industrial Electronics. Year: 2010, pp. 724-729.
 22. Galvan E., Torralba A., Franquelo L. G., ASIC implementation of a digital tachometer with high precision in a wide speed range. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Year: 1996, Vol.: 43, Issue: 6, pp. 655 — 660.
 23. Giri S. K., Mukherjee S., Kundu S., Banerjee S., Chakraborty C., An Improved PWM Scheme for Three-Level Inverter Extending Operation into Overmodulation Region with Neutral Point Voltage Balancing for Full Power Factor Range. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronic. Year: 2018, Vol.: 6, Issue: 3, pp. 1-12.
 24. Hava A. M., Kerkman R. J., Lipo T. A., A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm, IEEE Transactions on Industry Applications. Year: 1998, Vol.: 34, Issue: 5, pp. 1059–1071.

25. Ide Y., Motor control system including electrical insulation deterioration detecting system. United States Patent. Patent No.: US 8,022,658 B2, Date of Patent: Sep. 20, 2011.
26. IEEE Committee Report, Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations, Part II. IEEE Transactions on Industrial Applications. Year: 1985, vol. IA-21, pp. 865-872.
27. Ilmiawan A. F., Wijanarko D., Arofat A.H., Hindersyah H., Purwad A., An easy speed measurement for incremental rotary encoder using multi stage moving average method. Proc. ICEECS. Year: 2015, pp. 363—368.
28. Jeong S.-G., Park M.-H., The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Year 1991, vol. 38, issue: 2, pp. 108–114.
29. Kato T., Inoue K., Taniyama Y., Yamada K., Optimum reduction of switching losses based on the two-phase PWM modulation method for two-level inverter. IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). Year: 2012, pp. 116-122.
30. Kim H., Degner M. W., Guerrero J. M., Briz F., Lorenz R. D., Discrete-Time Current Regulator Design for AC Machine Drives. IEEE Transactions on Industry Applications. Year: 2010, Vol.: 46, Issue: 4, pp. 1023-1031.
31. Kim S., Yoon Y.-D., Sul S.-K., Ide K., Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of an IPM Machine Based on Signal Injection Considering Inductance Saturation. IEEE Transactions on Power Electronics. Year: 2013, Vol.: 28, Issue: 1, pp. 488-497.
32. Kolar J. W., Ertl H., Zach F. C., Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system. IEEE Transactions on Industry Applications. Year: 1991, Vol.: 27, Issue: 6, pp. 1063–1075.

33. Lee T. M., Chan T. W., The effects of harmonics on the operational characteristics of residual-current circuit breakers. International Conference on Energy Management and Power Delivery. Proceedings of EMPD '95. Year 1995, vol.2, pp. 548-553.
34. Markowski P., Estimating MOSFET switching losses means higher performance buck converters. EETimes [Online]: [//www.planetanalog.com/showArticle.jhtml?articleID=12802296](http://www.planetanalog.com/showArticle.jhtml?articleID=12802296). Year:2002.
35. Murdock D.A., Torres J.E.R., Connors J.J., Lorenz R.D., Active thermal control of power electronic modules. IEEE Transactions on Industry Applications. March-April 2006, Vol.: 42, no.2, pp. 552-558.
36. Nussbaumer P., Vogelsberger M. A., Wolbank Th. M., Induction Machine Insulation Health State Monitoring Based on Online Switching Transient Exploitation. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Year: 2015, Vol.: 62, Issue: 3, pp.1835-1845.
37. Ohmae T., Matsuda T., Kamiyama K., Tachikawa M. A Microprocessor-Controlled High-Accuracy Wide-Range Speed Regulator for Motor Drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Year: 1982, Vol.: IE-29, Issue:3, pp. 207 — 211.
38. Pellegrino G. ,Bojoi R. , Guglielmi P., Cupertino F., Accurate Inverter Error Compensation and Related Self-Commissioning Scheme in Sensorless Induction Motor Drives. IEEE Transactions on Industry Applications. Year: 2010, Vol.: 46, Issue: 5, pp. 1970–1978.
39. Quang N. P., Dittrich J.-A., Vector Control of Three-Phase AC Machines. System Development in the Practice. Springer-Verlag Berlin Heidelberg. Year 2015, p. 364.
40. Ryvkin S., Schmidt-Obermoeller R., Steimel A., Sliding-mode approach to control design for induction motor drive fed by a three-level voltage-source inverter. 13th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC. 1-3 September 2008, pp. 1505-1511.
41. Seok J.-K., Sul S.-K., Induction motor parameter tuning for high performance, drives. IEEE Transactions on Industry Applications. Year: 2001, Vol.: 37, no. 1, pp. 35–41.

42. Sul S.-K., A Novel Technique of Rotor Resistance Estimation Considering Variation of Mutual Inductance. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Jul/Aug 1989, Vol.: 25, Issue: 4, pp. 578-587.
43. Sul S.-K., *Control of Electric Machine Drive Systems*. Wiley. Year 2011, p. 414.
44. Sun K., Shu Q., Field weakening operation control strategies of interior permanent magnet synchronous motor for electric vehicles. *Proceedings of the 30th Chinese Control Conference*. Year: 2011.
45. Trancho E., Ibarra E., Arias A., Kortabarria I., Jurgens J., Marengo L., Fricassè A., Gragger J.V., PM-Assisted Synchronous Reluctance Machine Flux Weakening Control for EV and HEV Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Year: 2018, vol. 65, issue: 4, pp. 2986 – 2995.
46. Tsyokhla I., Griffo A., Wang J., On-Line Monitoring of Winding Insulation Health using High Frequency Common Mode Voltage from PWM. *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*. Year: 2015, pp.1433-1439.
47. Vas P., *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press. Year 1998, p. 768.
48. Votava M., Smidl V., Glasberger T., Peroutka Z., Model predictive control of dual inverter respecting temperature limits of IGBTs. *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*. Year: 2016, pp. 705-715.
49. Zbede Y., Apsley J., Field weakening control of a PM vehicle drive. *The Journal of Engineering*. Year: 2019, Vol.: 2019, Issue: 17, pp. 3510-3515.
50. Zhang Y., Xia B., Yang H., Rodriguez J., Overview of model predictive control for induction motor drives. *Chinese Journal of Electrical Engineering*. Year: 2016, vol.2 , iss.: 1, pp. 62-67
51. Zoeller C., Vogelsberger M. A., Nussbaumer P., Wolbank Th. M., Insulation monitoring of three phase inverter-fed AC machines based on two current sensors only. *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. Year: 2014, pp.1901-1907.

52. Zoeller C., Vogelsberger M. A., Wolbank T. M., Ertl H., Impact of SiC semiconductors switching transition speed on insulation health state monitoring of traction machines. IET Power Electronics. Year: 2016, Vol.: 9, Issue: 15, pp. 2769-2775.