

Министерство транспорта Российской Федерации
Федеральное агентство железнодорожного транспорта
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Дальневосточный государственный университет путей сообщения»

На правах рукописи

СТАРОДУБЦЕВ Дмитрий Алексеевич

**ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ
ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ МАШИН ЭЛЕКТРОВОЗА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА
НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ МОДАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА**

Специальность 2.9.3. Подвижной состав железных дорог, тяга поездов и
электрификация

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук,
профессор
Кулинич Юрий Михайлович

Хабаровск – 2025

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. АНАЛИЗ РАНЕЕ ВЫПОЛНЯЕМЫХ РАБОТ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ ИССЛЕДОВАНИЯ.....	9
1.1 Системы питания вспомогательных машин	9
1.2 Энергетическая эффективность асинхронных электродвигателей	19
1.3 Повышение энергетической эффективности при частотном (скалярном) управлении	21
1.4 Повышение энергетической эффективности при векторном управлении	24
1.5 Постановка цели и задач исследования	31
2 МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С ВЕНТИЛЯТОРНОЙ НАГРУЗКОЙ	33
2.1 Описание системы <i>SimInTech</i>	34
2.2 Математическая модель асинхронного электродвигателя с вентиляторной нагрузкой	35
2.2.1 Уравнение статора и ротора в векторной форме	36
2.2.2 Понятие обобщенной электрической машины.....	38
2.2.3 Электромагнитный момент асинхронного электродвигателя	40
2.2.4 Модель роторной цепи	43
2.2.5 Модель асинхронного электродвигателя.....	43
2.2.6 Проверка адекватности разработанной модели асинхронного электродвигателя.....	52
2.2.7 Математическая модель вентиляторной нагрузки	66
Выводы.....	79
3 МОДАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ С ВЕНТИЛЯТОРНОЙ НАГРУЗКОЙ	80
3.1 Модель асинхронного электродвигателя в пространстве состояний	80
3.2 Синтез модального регулятора	84

3.3	Математическая модель асинхронного электродвигателя с модальным управлением.....	98
3.4	Практическое применение модальной системы управления вспомогательными машинами электровоза переменного тока.....	105
3.5	Выводы.....	107
4	ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ И ЭКОНОМИЧЕСКАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ МОДАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ МАШИН ЭЛЕКТРОВОЗОВ.....	108
4.1	Определение энергетической эффективности схем управления асинхронным электродвигателем с вентиляторной нагрузкой	108
4.2	Определение экономической эффективности схем управления асинхронным электродвигателем с вентиляторной нагрузкой	114
4.2.1	Определение экономического эффекта	115
4.2.2	Определение срока окупаемости.....	117
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ	121
	СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	122
	Приложение А	133
	Приложение Б	134
	Приложение В.....	139
	Приложение Г	141
	Приложение Д.....	142

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. На сегодняшний день одной из лидирующих компаний в сфере по перевозке грузов и пассажиров остается холдинг ОАО «Российские железные дороги», осуществляющий более трети перевозок внутри страны, а также пятую часть мирового железнодорожного грузооборота. Эксплуатационная протяженность железнодорожных участков в России на 2024 год составляет 85,6 тыс. км, а протяженность электрифицированных линий – 44,3 тыс. км.

Основными стратегическими целями холдинга являются: увеличение производственно-экономической эффективности железнодорожной отрасли; повышение качества работы и безопасности перевозок; снижение удельного расхода топливно-энергетических ресурсов, а также улучшение эффективности эксплуатируемого и вновь вводимого подвижного состава. В настоящее время на сети железных дорог России для перевозки грузов и пассажиров эксплуатируют электроподвижной состав переменного и постоянного тока, потребление электроэнергии которых превышает 78 % от общего потребления всей железнодорожной отрасли [1].

Одними из основных потребителей электроэнергии на электроподвижном составе переменного тока являются тяговые электродвигатели и вспомогательные электрические машины, к числу последних относятся мотор-компрессоры, мотор-вентиляторы, расщепители фаз, приводным двигателем которых является асинхронный электродвигатель с короткозамкнутым ротором. Несмотря на продолжительное применение асинхронных электродвигателей в качестве привода вспомогательных машин, они по-прежнему остаются малоэнергоэффективными. Сейчас на электровозах переменного тока применяют прямой пуск асинхронного электродвигателя вспомогательных машин, получающих питание от фазорасщепителя. Основными причинами низкой энергетической эффективности

такой системы питания являются форма и пульсации напряжения в обмотке собственных нужд электровоза.

Существуют также и другие системы питания и управления вспомогательными машинами, однако, несмотря на положительные качества, они не нашли применение на электроподвижном составе из-за повышенных пульсаций и несимметрии питающего напряжения, а также продолжительного времени переходных процессов в переходных режимах работы.

Диссертационная работа является актуальной в связи с необходимостью повышения энергетической эффективности вспомогательных машин электроподвижного состава и задачей улучшения качественных показателей их работы в переходных режимах.

Степень разработанности темы исследования. Диссертационная работа выполнена на основе результатов научных работ отечественных и зарубежных учёных, которые занимались вопросами улучшения энергетической эффективности асинхронных электродвигателей: В.М. Филиповский, В.В. Литовченко, Ю.М. Кулинич, Г.И. Однокопылов, П.Г. Колпахчян, М.Ю. Пустоветов, Ю.Н. Калачев, А.М. Худоногов, И.В. Музылева, О.Б. Шонин, А.С. Алексеев, А.Н. Пахомов, А.А. Федоренко, А.А. Зарифьян, Е.П. Попов, А.А. Бакланов, А.М. Рутштейн, С.В. Стельмашук, О.Л. Рапопорт, А.С. Космодамианский, В.И. Воробьев, А.А. Усольцев, А.Н. Савоськин, А.Д. Лиходедов, В.В. Григорьев, В.Н. Фащилenko, Д.О. Маломыжев, В.В. Рудаков, а также другими учёными и специалистами.

Целью диссертационной работы является повышение энергетической эффективности и улучшение качества регулирования асинхронных электродвигателей вспомогательных машин электроподвижного состава переменного тока.

Для достижения поставленной цели были решены следующие **задачи**:

1. Разработана математическая модель асинхронного электродвигателя мотор-вентиляторной установки.

2. Разработана система модального управления для электродвигателя вспомогательных машин.

3. Выполнено имитационное моделирование работы системы вспомогательных машин.

4. Оценена энергетическая и экономическая эффективность от внедрения системы модального управления вспомогательными машинами.

Научная новизна диссертационной работы заключается в следующем:

1. Синтезирован модальный регулятор для управления вспомогательным асинхронным электродвигателем с вентиляторной нагрузкой.

2. Обоснованно применение асинхронных электродвигателей меньшей мощности в качестве приводных двигателей мотор-вентиляторных установок электровоза.

3. Разработана модель асинхронного электродвигателя с динамической индуктивностью в пространстве состояний.

Практическая значимость работы:

1. Полученные результаты могут являться методической основой для синтеза систем управления асинхронными электродвигателями, работающими в режиме «старт-стоп».

2. Разработанная математическая модель асинхронного электродвигателя с динамической индуктивностью позволяет с большей достоверностью исследовать электромагнитные процессы, протекающие в нем.

3. Применение предлагаемых в работе систем питания и управления позволяет сократить время действия пусковых токов, а также уменьшить пульсации в переходных режимах работы асинхронного электродвигателя.

Объектом исследования является асинхронный электродвигатель, используемый в качестве приводного двигателя вспомогательных машин электроподвижного состава.

Предметом исследования являются средства и методы повышения энергетической эффективности и качественных показателей работы асинхронных электродвигателей вспомогательных машин.

Методы исследования. Результаты, полученные в работе, основаны на корректном использовании теории автоматического управления и решения дифференциальных уравнений, выполнения физического эксперимента, описании модели асинхронного электродвигателя во вращающейся системе координат $d - q$ и теории пространства состояний. Проведение математического моделирования осуществлялось с использованием отечественной среды моделирования *SimInTech*. Физический эксперимент осуществлялся в электромашинном цехе депо «Дальневосточное» ООО «ЛокоТех-Сервис» на асинхронном электродвигателе серии НВА-55С.

Положения, выносимые на защиту:

1. Математическая модель асинхронного электродвигателя с вентиляторной нагрузкой и модальным управлением;
2. Результаты теоретических и экспериментальных исследований асинхронного электродвигателя с системой модального управления.

Достоверность научных положений и результатов, представленных в работе, обоснована теоретически и подтверждена результатами математического моделирования разработанной системы модального управления.

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертационной работы были доложены на: Всероссийской научно-практической конференции творческой молодёжи с международным участием "Научно-техническое и социально-экономическое развитие транспорта и промышленности АТР" г. Хабаровск, 20 апреля 2023 г., ДВГУПС; Четырнадцатой Международной научно-практической конференции «Транспортная инфраструктура сибирского региона» г. Иркутск, 19 октября 2023 г., ИрГУПС; VII международной научно-практической конференции «Транспорт и логистика: Развитие в условиях глобальных изменений потоков» г. Ростов-на-Дону, 2 февраля, 2023 г., РГУПС; XXVI краевом конкурсе молодых ученых г. Хабаровск, 22 января 2024 г., ТОГУ; Всероссийской научно-практической конференции творческой молодёжи с международным участием "Научно-техническое и социально-экономическое развитие транспорта и промышленности АТР" г. Хабаровск, 18 апреля 2024 г., ДВГУПС; VIII

всероссийской научно-технической конференции с международным участием «Эксплуатационная надежность локомотивного парка и повышение эффективности тяги поездов» г. Омск, 14 – 15 ноября 2024 г.; XXVII краевом конкурсе молодых ученых г. Хабаровск, 17 января 2025 г., ТОГУ; заседаниях и научно-технических семи-нарах кафедры «Транспорт железных дорог» ДВГУПС в 2022 – 2025 гг.

Личный вклад соискателя. Автору принадлежат работы по:

1. Выполнению математического моделирования системы модального управления вспомогательными машинами электроподвижного состава;
2. Разработке математической модели асинхронного электродвигателя с динамической индуктивностью;
3. Синтезу модального регулятора;
4. Определению работоспособности системы модального управления;
5. Обоснованию возможность применения модального управления электродвигателем мощностью 30 кВт в качестве приводного двигателя мотор-вентиляторной установки электроподвижного состава;
6. Техничко-экономической оценке реализации на электроподвижном составе модальной системы управления.

Публикации. Результаты проведенных исследований опубликованы в 15 печатных работах, в том числе 7 статьях рецензируемых научных изданиях ВАК и в 1 патенте на изобретение.

Структура и объем работы. Диссертационная работа на соискание ученой степени кандидата технических наук состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы из 105 наименований и приложений. Текст диссертации изложен на 143 страницах, содержит 62 рисунка, 13 таблиц и пять приложений.

1. АНАЛИЗ РАНЕЕ ВЫПОЛНЯЕМЫХ РАБОТ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ ИССЛЕДОВАНИЯ

В настоящее время холдинг «Российские железные дороги» сохраняет за собой лидирующую позицию по энергоэффективности грузовых и пассажирских перевозок как среди железнодорожных компаний, так и среди других видов транспорта. На долю железнодорожного транспорта приходится около 85 % грузовых и 40 % пассажирских перевозок [1].

Согласно распоряжению «Об энергетической стратегии ОАО «РЖД» на период до 2010 года и на перспективу до 2030 года» от 11.02.2008 № 269р [2] и энергетической стратегии на период до 2030 года и на перспективу до 2035 года [3], одним из приоритетных направлений в развитии железнодорожной отрасли является значительное снижение удельного расхода топливно-энергетических ресурсов (ТОР) во всех сферах деятельности компании за счёт повышения энергетических показателей эксплуатируемого в настоящее время подвижного состава.

Основными потребителями электрической энергии на электроподвижном составе переменного тока в силовых цепях являются тяговые электродвигатели, а в цепях собственных нужд — вспомогательные электрические машины. В настоящее время в качестве исполнительного двигателя на электроподвижном составе используют асинхронные электродвигатели с короткозамкнутым ротором.

1.1 Системы питания вспомогательных машин

В настоящее время на электроподвижном составе переменного тока серий 2(3)ЭС5К, ВЛ80^с, ЭП1М и др. схемы питания вспомогательных машин с асинхронным приводом можно разделить на два основных типа. К первому типу можно отнести схемы с электромашинными или конденсаторными преобразователями числа фаз, а второму типу схемы со статическими полупроводниковыми преобразователями собственных нужд.

Сейчас на большинстве современных электровозов переменного тока серий ВЛ60, ВЛ80, ВЛ85, 2ЭС5К применяют систему с электромашинными преобразователями, которая основана на включении в сеть питания вспомогательных машин, фазорасщепителя (пускового двигателя).

Структурная схема питания вспомогательных машин с электромашинным преобразователем представлена на рисунке 1.1

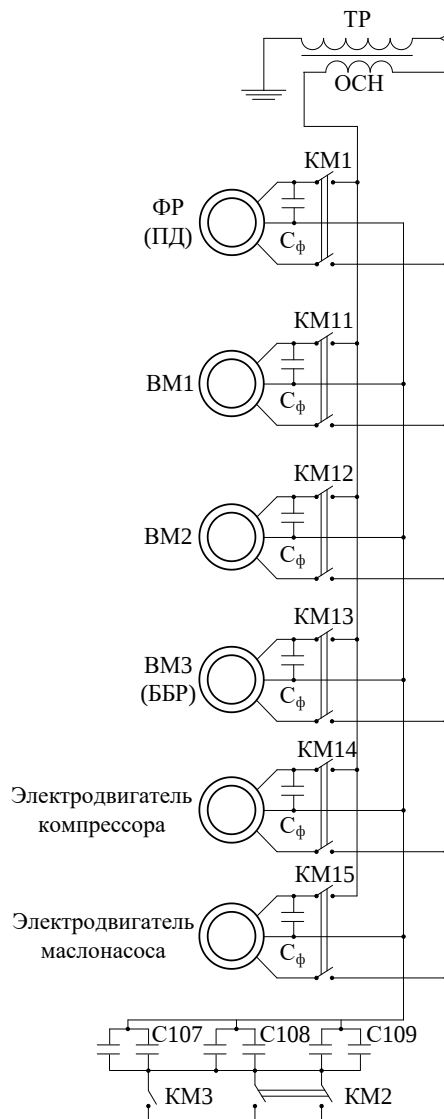


Рисунок 1.1 – Схема питания вспомогательных машин переменного тока с фазорасщепителем (пусковым двигателем):

ТР – тяговый трансформатор; ОСН – обмотка собственных нужд; C_{ϕ} – рабочий конденсатор;

КМ1 – КМ15 – контакторы; ФР – фазорасщепитель; ПД – пусковой двигатель;

ВМ1 – ВМ3 – приводные двигатели вентиляторных установок; ББР – блок балластных резисторов

Принцип работы системы заключается в следующем: перед началом работы вспомогательных машин (мотор-вентиляторных установок ВМ1 – ВМ3, электродвигателя мотор-компрессора, электродвигателя маслососа) запускают фазорасщепитель, который обеспечивает последующий облегченный пуск остальных электродвигателей [4]. В качестве фазорасщепителя применяют асинхронный электродвигатель или специализированную машину с несимметричной обмоткой статора.

На электровозе 2(3)ЭС5К в качестве приводных электродвигателей как вспомогательных машин, так и в качестве пускового электродвигателя используются асинхронные электродвигатели серии НВА-55 мощностью 55 кВт [5, 6].

Главные недостатки системы питания электродвигателей от фазорасщепителя [102] заключаются в несимметрии формы токов и повышенных пульсаций напряжения, получаемого на выходе фазорасщепителя в пусковых и переходных режимах работы, которые приводят к возникновению токов обратной последовательности, вызывающие значительный нагрев обмоток статора и приводят к возникновению пульсаций электромагнитного момента электродвигателя, что способствует выходу машин из строя [93]. Симметричным питающее напряжение будет только при соответствии всех параметров схемы питания расчетным значениям, что на практике трудно выполнимо.

К недостаткам также можно отнести и то, что фазорасщепитель запущен на протяжении всего времени работы вспомогательных машин. Следовательно, фазорасщепитель создает полезную работу только в момент пуска электродвигателя и в переходных режимах работы, из-за чего снижается энергоэффективность применения такой системы питания.

Работа как фазорасщепителя, так и вспомогательного электропривода зависит от формы напряжения, получаемой от обмотки собственных нужд (ОСН), поскольку в установившемся режиме работы 90 % электроэнергии потребляется непосредственно из трансформаторной обмотки собственных нужд с применением конденсаторной батареи [9].

Ранее авторами [7] исследованы схемы питания и были получены кривые напряжений на ОСН, представленные на рисунке 1.2, для следующих вариантов работы электроподвижного состава:

1. При работе электровоза у тяговой подстанции с напряжением в контактной сети 27,5 кВ;
2. При работе электровоза на середине фидерного участка с напряжением контактной сети 25 кВ;
3. При работе электровоза на участке консольного питания с напряжением сети 19 кВ.

Ток на тяговом двигателе во всех трех случаях составлял 810 А.

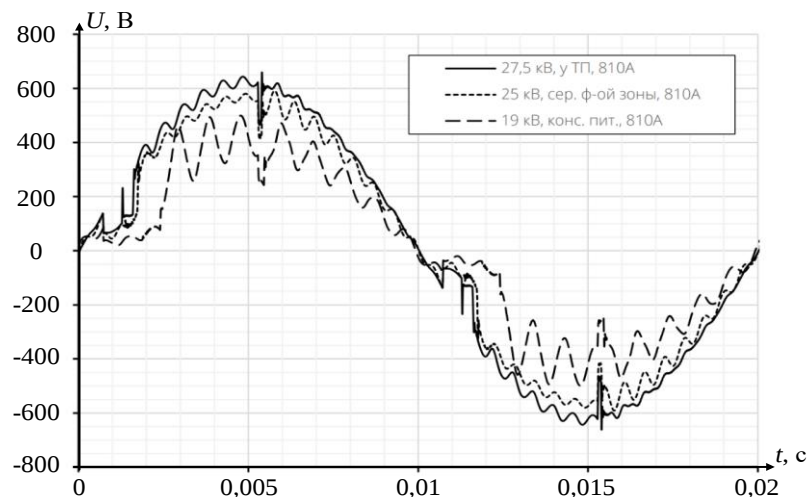


Рисунок 1.2 – Форма напряжения на ОСН

Из анализа рисунка видно, что на обмотке собственных нужд кривая напряжения имеет пульсации, а ее форма изменяется в зависимости от схемы питания электровоза. В соответствии с этим форма напряжения, поступающая на фазорасщепитель и электродвигатели вспомогательных машин также имеет пульсации.

Кроме этого, при движении поезда по перегону наблюдается снижение напряжения сети менее 21 кВ. В случаях движения электровоза по участку с консольным питанием возможно снижение напряжения в контактной сети до 16 – 19 кВ [76, 77]. Такое снижение напряжения в контактной сети приводит к

неравномерности фазных напряжений и токов на асинхронном вспомогательном электроприводе [101], что вызывает преждевременное старение изоляции статорной обмотки и перегрев фаз, а также приводит к увеличению времени пуска электродвигателей, что также является причиной увеличения числа отказов [97].

Согласно статистике отказов [8], в 2023 году на Дальневосточной железной дороге допущено 123 случая выхода из строя вспомогательных машин, из них 112 случаев связаны с отказом приводных асинхронных электродвигателей [103]. Основными причинами отказов являлись: межвитковое замыкание обмотки статора; оплавление обмотки ротора; подгар кабелей 380 вольт в клеммной коробке; разрушение сепаратора подшипника ротора.

Для устранения недостатков системы с фазорасщепителем была принята схема питания вспомогательных машин от конденсаторного преобразователя, применяемая на электровозах серии 2ЭС5К, ЭП1М, ВЛ80ТК, упрощенная структурная схема которой представлена на рисунке 1.3

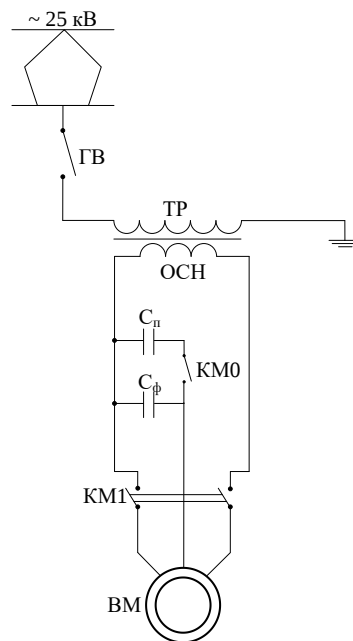


Рисунок 1.3 – Структурная схема конденсаторной системы питания вспомогательных машин:

ГВ – главный выключатель; ТР – тяговый трансформатор; ОСН – обмотка собственных нужд; C_p – пусковой конденсатор; C_ϕ – рабочий конденсатор; КМ0 – КМ1 – контакторы; ВМ – приводной электродвигатель вспомогательных машин

Техническая реализация конденсаторной схемы питания проще, чем схемы с фазорасщепителем, но эксплуатация в реальных условиях показала, что она также не позволяет реализовать трехфазную симметричную систему напряжений для питания вспомогательных машин во всем диапазоне изменения условий работы электроподвижного состава. А отсутствие в схеме фазорасщепителя подвергает электродвигатели тяжелым условиям в пусковых и переходных режимах работы, что подтверждается исследованиями ОАО "ВЭЛНИИ" [9]. Из-за этого в настоящее время основной системой питания электродвигателей вспомогательных машин является система с электромашинными преобразователями. Но такая схема питания обладает малой энергетической эффективностью.

В настоящее время в отечественной и зарубежной практике имеется большой опыт применения систем питания от статических преобразователей собственных нужд, работа которых основана на преобразовании параметров, получаемых с источника питания, в необходимые для потребителей.

Примером такой схемы является система с четырёхквadrантным ($4qS$) преобразователем, которая применяется на электровозах переменного тока серий 2ЭС5 [78], и электровозов двойного питания ЭП10 [79] и ЭП20 [80]. Упрощенная структурная схема питания вспомогательных машин электровоза переменного тока с $4qS$ -преобразователем представлена на рисунке 1.4.

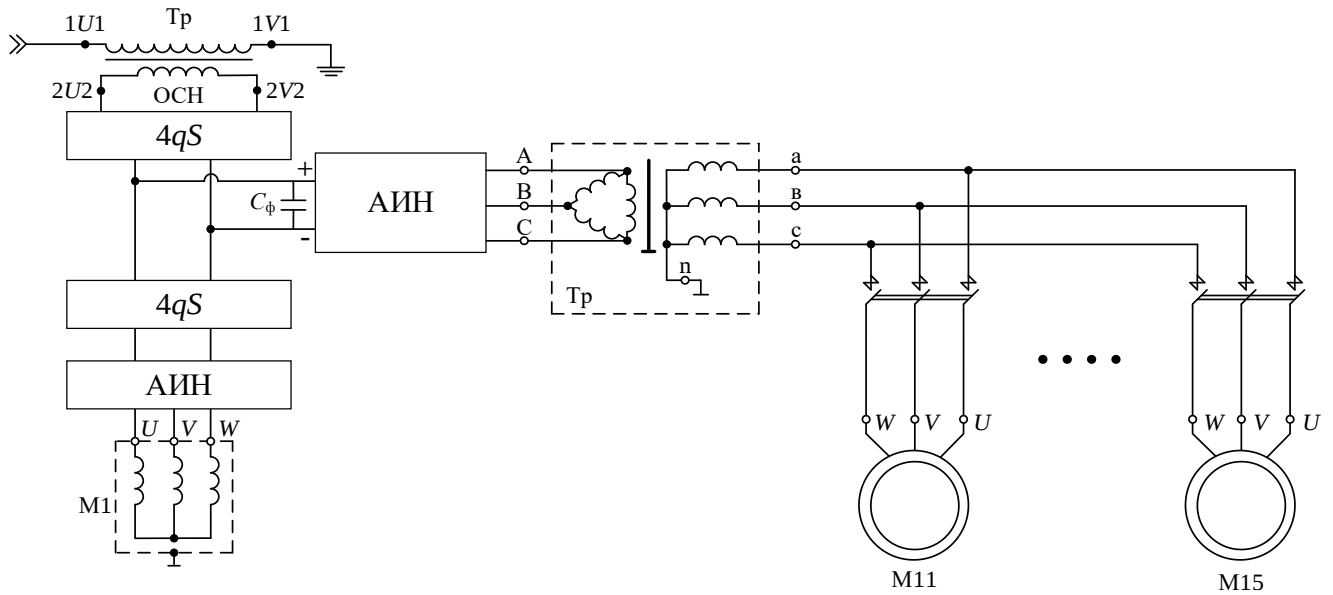


Рисунок 1.4 – Структурная схема питания вспомогательных машин электровоза переменного тока с $4qS$ -преобразователем:

$4qS$ – четырёхквadrантный преобразователь; АИН – автономный инвертор напряжения;

Тр – трансформатор; М1 – тяговый электродвигатель; М11 – М15 – вспомогательный электропривод

Питание вспомогательный электропривод получает от трехфазного автономного инвертора напряжения (АИН) [100], упрощенная структурная схема которого представлена на рисунке 1.5

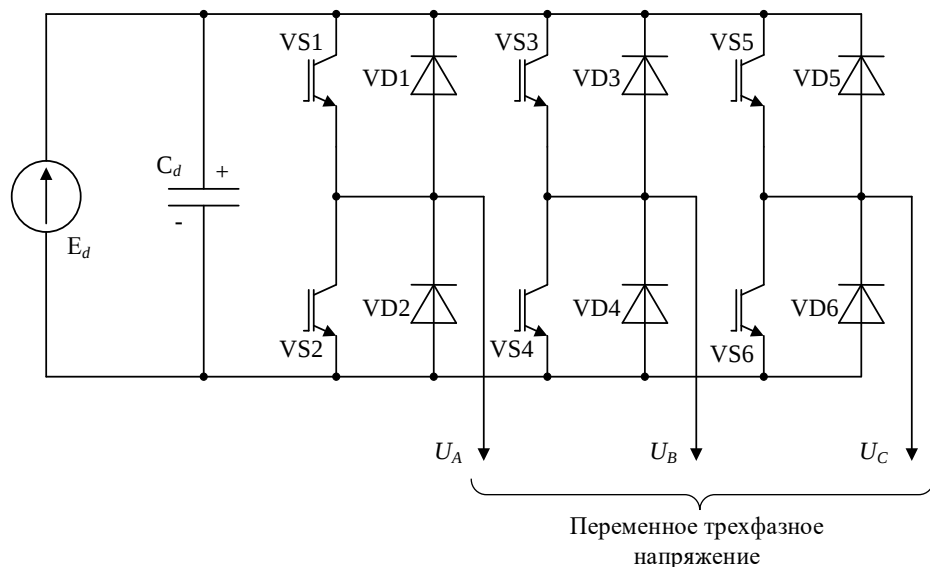


Рисунок 1.5 – Трехфазный автономный инвертор напряжения (АИН):

E_d – источник напряжения; C_d – конденсатор; VS1 – VS6 – IGBT-транзисторы; VD1 – VD6 – обратные диоды

Системы с полупроводниковыми преобразователями собственных нужд могут быть выполнены как с функцией регулирования частоты, так и без нее. Управление напряжением на выходе трехфазного АИН производится за счет применения метода широтно-импульсного модулирования (ШИМ). В элементную базу трехфазного АИН входят полностью управляемые IGBT-транзисторы (VS1 – VS6) с подключенными параллельно им диодами (VD1 – VD6). Параллельно источнику напряжения E_d включен конденсатор C_d большой емкости, используемый в качестве сглаживающего фильтра высших гармоник входного тока [10]. Трехфазный АИН с ШИМ формирует на своем выходе симметричное импульсное трехфазное напряжение $U_A – U_C$. Кривые трехфазной системы напряжения $U_A – U_C$, получаемые на выходе АИН, а также диаграммы управления транзисторами показаны на рисунке 1.6.

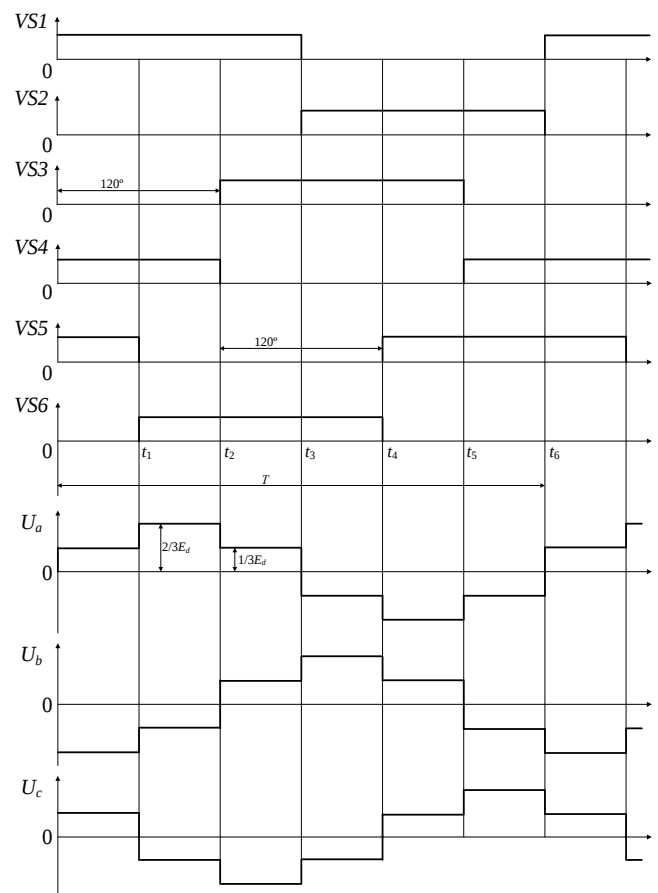


Рисунок 1.6 – Диаграммы работы трехфазного АИН

Импульсы управления транзисторами смещены относительно друг друга на одну треть полупериода работы инвертора (120°). Принцип работы АИН основан на попеременном включении (выключении) транзисторов.

Управление напряжением на выходе трехфазного АИН с применением метода ШИМ, осуществляется по синусоидальному закону

$$u_{m1} = U_{m1} \cdot \sin \omega_m t, \quad (1.1)$$

где U_{m1} – амплитудное значение синусоиды; $\omega_m = 2\pi/T$ – частота моделирующего сигнала.

На вход ШИМ поступают три модулирующих синусоидальных сигнала фаз $A - C$ смещенных между собой на 120° , а также несущая кривая, имеющая пилообразную форму $U_{\text{гпн}}$. Коэффициент амплитудной модуляции (глубина модуляции) определяется отношением амплитуд входного сигнала U_{a-c} и напряжения несущей кривой $U_{\text{гпн}}$

$$\mu = \frac{U_{a-c}}{U_{\text{гпн}}}. \quad (1.2)$$

Для корректной работы АИН необходимо, чтобы частота несущего сигнала $f_{\text{гпн}}$ должна быть нечетно кратна частоте модулирующего сигнала f_m , отношение частот которых характеризует коэффициент модуляции ШИМ $k_{\text{ШИМ}}$

$$k_{\text{ШИМ}} = \frac{f_{\text{гпн}}}{f_m}. \quad (1.3)$$

Переключение транзисторов инвертора происходит в точках пересечения синусоидальных кривых $U_a - U_c$ с несущей $U_{\text{гпн}}$. Диаграммы работы предоставлены на рисунке 1.7.

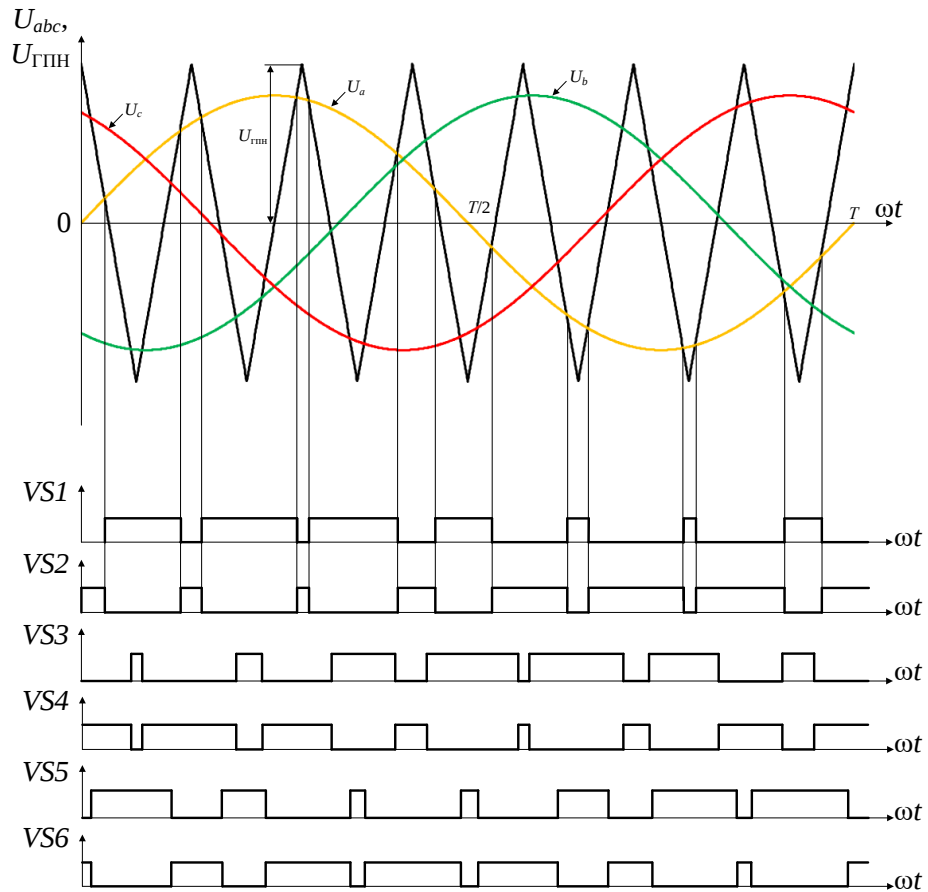


Рисунок 1.7 – Диаграммы работы ШИМ

Из рисунка видно, что импульсы напряжения нагрузки E_d имеют разную ширину в течении одного периода. Следовательно, на выходе инвертора формируется импульсное по форме напряжение нагрузки, величина которого регулируется путем изменения ширины импульсов по синусоидальному закону [10].

Амплитудное значение выходного напряжения зависит от глубины модуляции, а ее частота определяется частотой модулирующего напряжения

$$U_{вых} = \mu \cdot E_d \cdot \sin \omega t. \quad (1.4)$$

Благодаря такому решению система питания позволяет устранить недостатки, связанные с повышенными пульсациями и несимметрией питающего напряжения, а также повысить энергетическую эффективность асинхронных электродвигателей,

применяемых в качестве приводов вспомогательных машин электроподвижного состава.

К решению о смене системы питания на электроподвижном составе переменного тока также пришли ученые Иркутского государственного университета путей сообщения [81]. По результатам проводимых исследований применение систем питания вспомогательных машин от маловентильных преобразователей позволило снизить коэффициент несимметрии по напряжению до 2 % и коэффициент несимметрии по току до 9 % во всем диапазоне изменения напряжения, питающего приводные асинхронные электродвигатели. Кроме этого, применение систем с маловентильными преобразователями позволяет снизить влияние тяговой нагрузки на работу вспомогательных машин и ограничить коэффициент гармонических составляющих тока в пазах электродвигателя до 30 %, что подтверждает эффективность применения $4qS$ -преобразователя в системе питания вспомогательных машин электроподвижного состава.

В свою очередь построение системы питания вспомогательного электропривода с возможностью регулирования напряжения питания электропривода в зависимости от режима работы электроподвижного состава позволит уменьшить их энергопотребление и продлить срок службы.

1.2 Энергетическая эффективность асинхронных электродвигателей

Энергетическая эффективность является одним из ключевых параметров для оценки качества при проектировании как самого асинхронного электродвигателя, так и системы управления им. Понятие «энергетическая эффективность» включает в себя рациональное использование энергетических ресурсов, что, в свою очередь, способствует уменьшению потребляемой объектом энергии при неизменном уровне нагрузочной мощности.

Энергетическая эффективность регламентируется межгосударственным стандартом ГОСТ IEC/TS 60034-30-2-2021, на основании которого определяется класс энергоэффективности вращающихся электрических машин [11].

Обозначение класса состоит из букв IE («International Energyefficiency Class» или «Международный класс энергоэффективности») с последующим указанием одного из пяти классов (IE1 – IE5).

Для повышения энергетической эффективности асинхронных машин в номинальных режимах работы стремятся улучшать значения определенных параметров, а именно снижать потребление электроэнергии, уменьшать величину тока статора и время переходных процессов, в динамических режимах работы электродвигателя.

В настоящее время работы по повышению энергоэффективности асинхронных электродвигателей ведутся по двум основным направлениям.

К первому направлению относят создание новых конструкционных решений в разработке асинхронных электродвигателей [12, 13], что позволяет снизить потери в электроприводе при выполнении им заданных технологических операций с определенным режимом нагрузки.

Второе направление включает в себя разработку более совершенных алгоритмов управления электроприводом по критерию снижения потребления и потерь энергии в двигателе [14, 85]. Именно это направление, на сегодняшний день, является наиболее перспективным.

Вопросами разработки и внедрения систем управления асинхронными электродвигателями в промышленности и на транспорте занимаются множество отечественных [15, 16, 17, 18] и зарубежных [82, 83, 84] ученых.

В настоящее время современные алгоритмы управления асинхронными электродвигателями основаны на представлении электромагнитных процессов в скалярной или векторной форме.

1.3 Повышение энергетической эффективности при частотном (скалярном) управлении

Первой разработанной системой управления асинхронным приводом стала частотная система управления, описанная советским академиком М.П. Костенко в 1925 году.

Частотное (скалярное) управление – метод управления электродвигателями переменного тока, заключающийся в поддержании постоянного отношения питающего напряжения к частоте во всем рабочем диапазоне скоростей ($U / f = \text{const}$).

Исследуя вопрос регулирования скорости вращения асинхронного электродвигателя, М.П. Костенко установил следующие возможные варианты регулирования:

1. При постоянном моменте ($M = \text{const}$) – $U / f = \text{const}$;
2. При постоянной мощности ($P = \text{const}$) – $U / \sqrt{f} = \text{const}$;
3. При моменте, пропорциональном квадрату частоты ($M \sim f^2$) – $U / f^2 = \text{const}$.

Третий случай регулирования относится к вентиляторному типу нагрузки.

М.П. Костенко сформулировал основной закон частотного регулирования: для обеспечения оптимального режима работы асинхронного электродвигателя во всем диапазоне частот и нагрузок необходимо изменять относительное напряжение двигателя γ пропорционально произведению относительной частоты a на квадратный корень относительного электромагнитного момента μ

$$\gamma = a\sqrt{\mu}, \quad (1.5)$$

где γ – относительное напряжение двигателя ($\gamma = U_1/U_{\text{ном}}$); a – относительная частота ($a = f_1/f_{\text{ном}}$); μ – относительный электромагнитный момент ($\mu = M_1/M_{\text{ном}}$).

При скалярном методе управления амплитуда питающего напряжения U является функцией частоты f и при построении графика зависимости частоты от напряжения имеет линейную характеристику. Благодаря линейности скалярного

управления возможно достичь постоянного электромагнитного момента в рабочем диапазоне частот, но на низких скоростях движения электромагнитный момент все же снижается и его необходимо компенсировать путем установки соотношения U/f выше номинальных значений. Из-за снижения электромагнитного момента при малых скоростях движения, для каждого электродвигателя имеет место строго определенный рабочий диапазон использования скалярного управления.

Математической основой для энергоэффективного управления при скалярном методе является зависимость полных потерь ΔP_{Σ} от абсолютного скольжения β , которое определяется из отношения разницы скоростей вращения статора ω_s и ротора ω_r к номинальной скорости вращения поля статора ω_{s0}

$$\beta = \frac{(\omega_s - \omega_r)}{\omega_{s0}}. \quad (1.6)$$

К основным потерям в асинхронном электродвигателе при его работе относятся: потери в меди статора и ротора ΔP_{Cu} , потери в стали (потери на вихревые токи и на гистерезис) ΔP_{Fe} , механические потери $\Delta P_{мех}$ и дополнительные потери ΔP_{add} .

При скалярном управлении построение оптимального закона регулирования заключается в математическом описании различных составляющих потерь и определении коэффициента сдвига по току с последующим включением их в модель асинхронного электродвигателя.

Энергосберегающий закон частотного (скалярного) управления [98] предполагает изменение напряжения на выводах статора асинхронного электродвигателя таким образом, чтобы при нагрузке на валу коэффициент сдвига тока относительно напряжения по 1-й гармонике оставался равным паспортному значению [19]. Для синтеза этого энергосберегающего закона управления в типовую структуру системы управления вводят следующие узлы: вычислитель коэффициента сдвига, регулятор коэффициента сдвига, датчик тока статора.

Пример структурной схемы асинхронного электродвигателя с частотным управлением представлена на рисунке 1.8 [19].

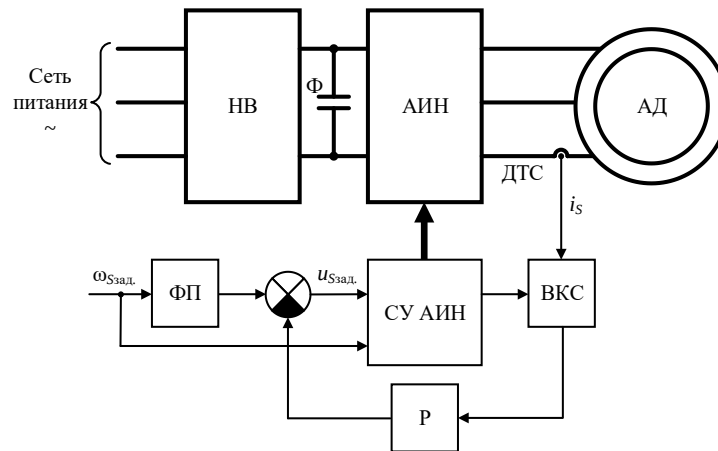


Рисунок 1.8 – Структурная схема асинхронного электродвигателя с частотным управлением: НВ – неуправляемый выпрямитель; Ф – фильтр звена постоянного тока; АИН – автономный инвертор напряжения с ШИМ; АД – асинхронный электродвигатель с короткозамкнутым ротором; ДТС – датчик тока статора; СУ АИН – система управления АИН; ФП – функциональный преобразователь; ВКС и Р – вычислитель и регулятор коэффициента сдвига тока статора

На рисунке 1.9 представлены кривые зависимости суммарных потерь ΔP и коэффициента сдвига по току χ от величины абсолютного скольжения β . Согласно рисунку видно, что кривые потерь ΔP имеют минимум при некотором значении абсолютного скольжения β , которое будет являться оптимальным.

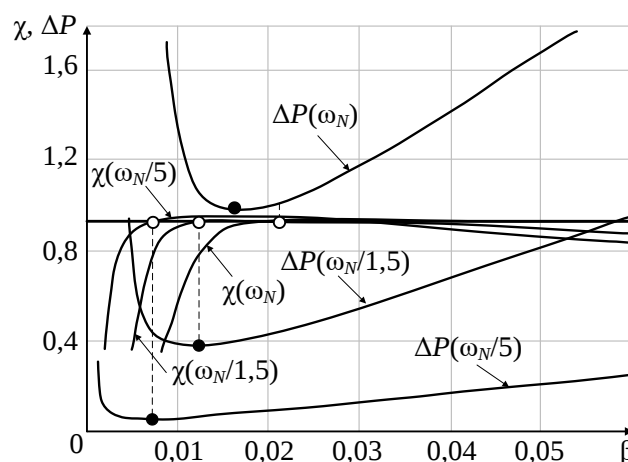


Рисунок 1.9 – График зависимости мощности потерь энергии (ΔP) и коэффициента сдвига по току (χ) от скольжения (β)

Из анализа графика следует, что функции потерь ΔP принимают параболический вид с явно выраженным экстремумом. Согласно такой форме кривой ΔP становится возможным применение поисковых методов оптимальных значений функции.

Основными недостатками, ограничивающим сферы применения метода скалярного управления являются: отсутствие контроля токов статора напрямую; невозможность создания системы скалярного регулирования без датчика скорости, который устанавливается на валу двигателя, так как нагрузка значительно влияет на отставание реальной скорости вращения ротора от частоты питающего напряжения; отсутствует возможность одновременного управления моментом на валу двигателя и скоростью; медленная реакция на быстрые воздействия в динамических режимах работы.

Так же создание модели двигателя с описанием всех потерь является сложной задачей, так как изменение параметров двигателя в рабочем диапазоне температур приводит к изменению координаты экстремума, что способствует отклонению от оптимального режима работы двигателя.

Дальнейшее развитие теории и практики использования асинхронных машин позволило решить эти недостатки и привело к созданию векторной системы управления асинхронным электродвигателем.

1.4 Повышение энергетической эффективности при векторном управлении

В 1971 году Ф. Блашке разработал принцип построения систем управления асинхронным электродвигателем с использованием векторной модели асинхронного электродвигателя с ориентацией системы координат по потокосцеплению ротора ψ_r . В последствии этот метод стали называть векторной системой управления [58].

В математическую основу этого управления были положены дифференциальные уравнения электромагнитных процессов, протекающих в

асинхронном электродвигателе, которые корректно описывают электромагнитные процессы как в статических, так и в динамических режимах работы двигателя [95].

Принцип работы системы векторного управления [21] заключается в контроле величины электромагнитного момента путем управления амплитудой и мгновенной фазой вектора тока статора $\bar{I}_S$.

В отличие от скалярного управления, в котором процессы рассматриваются в неподвижной системе координат, в векторном управлении работа асинхронного электродвигателя описывается во вращающейся $d - q$ системе.

Общий принцип моделирования и построения управления асинхронным электродвигателем заключается в ориентировании системы координат по направлению выбранного вектора, входящего в уравнение электромагнитного момента, проекция на другую координатную ось которого будет равна нулю.

Выбор вектора, по направлению которого ориентируется координатная система, обычно произволен и определяется только простотой и возможностью реализации модели двигателя. Чаще всего вещественную ось d соотносят с потокоцеплением ротора ψ_r . Управление величиной потокоцепления ротора ψ_r происходит с помощью проекции тока статора i_{sd} , а при помощи проекции тока статора i_{sq} можно управлять величиной электромагнитного момента M_{em} . Работа векторной системы управления показана на рисунке 1.10.

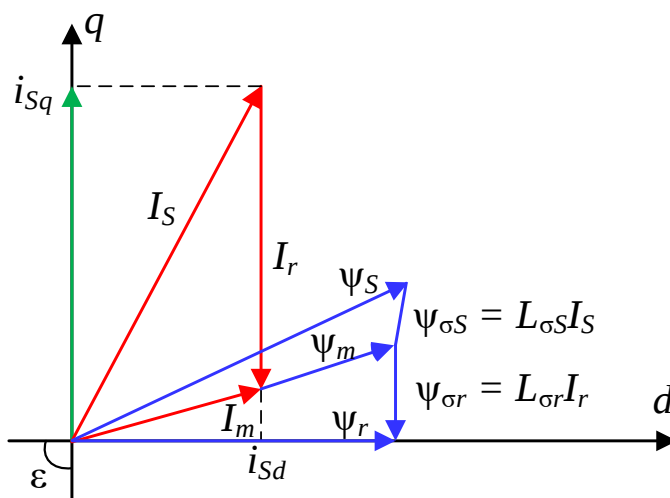


Рисунок 1.10 – Векторная диаграмма системы векторного управления

В математическую основу системы векторного управления положено уравнение электромагнитного момента асинхронного электродвигателя

$$M_{em} = \frac{3}{2} \cdot z_P \cdot \frac{L_m}{L_r} (i_{sq} \psi_{sd} - i_{sd} \psi_{sq}), \quad (1.7)$$

где z_P – число пар полюсов электродвигателя; i_{sd} – проекция вектора тока статора I_s на оси d ; i_{sq} – проекция вектора тока статора I_s на оси q ; ψ_{sd} – поток намагничивания статора относительно оси d ; ψ_{sq} – поток намагничивания статора относительно оси q ; L_m – индуктивность намагничивания; L_r – индуктивность ротора.

Принято считать, что основной закон векторной системы управления основан на постоянном значении потокосцепления ротора ($\psi_r = \text{const}$). Такое упрощение позволяет решить проблему, связанную с невозможностью однозначного определения параметров вектора тока статора I_s через величину электромагнитного момента M_{em} электродвигателя.

Суть энергосберегающего алгоритма при векторной системе управления заключается в достижении минимального значения тока статора I_s для определенного значения момента на валу двигателя M_{em} . На рисунке 1.11 представлены графики зависимости тока статора асинхронного электродвигателя от потокосцепления ротора $I_s(\psi_r)$ при различных значениях момента на валу M_{em} .

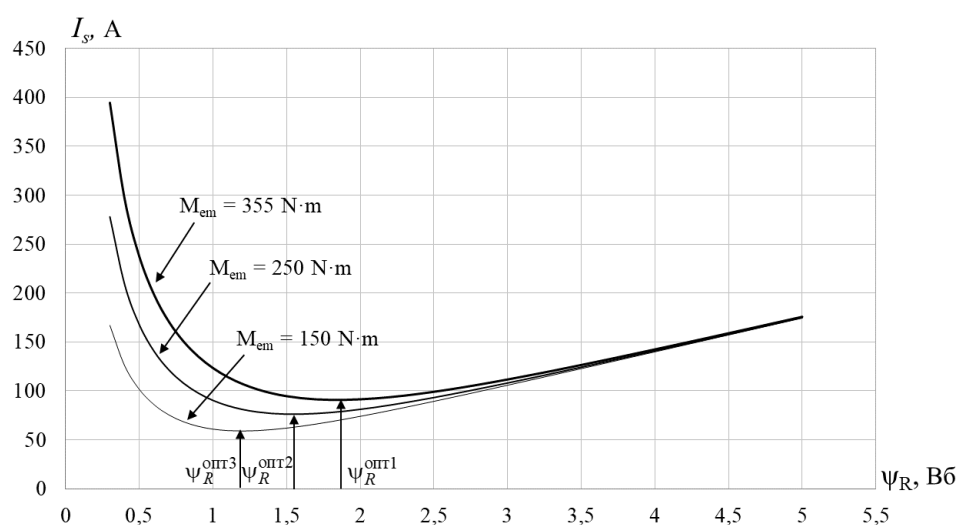


Рисунок 1.11 – Кривые зависимости тока статора I_s от потокосцепления ротора ψ_R при различных значениях момента M_{em} на валу электродвигателя

Кривые на графике, как и при скалярном управлении, имеют параболический характер с явно выраженным экстремумом, эта особенность позволяет применять поисковый метод для нахождения оптимальных параметров работы асинхронного электродвигателя. При работе системы с нагрузками, отличными от номинальной $M_{ном}$, минимальное значение тока статора I_{smin} с увеличением электромагнитного момента M_{em} также увеличивается. Для оптимизации работы асинхронного электродвигателя и повышения энергетической эффективности путем достижения минимума тока статора I_{smin} при любой нагрузке, необходимо устанавливать значение потокосцепления ротора ψ_r таким, чтобы ток статора I_s стремился к минимальному экстремуму.

В связи с этим в настоящее время на математической основе векторного управления разработано несколько систем управления асинхронными электродвигателями, основными из которых являются система экстремального [22, 74, 99] и оптимального [23, 59] управления.

В основе управления асинхронным электродвигателем при экстремальном или оптимальном регулировании лежит принцип изменения величины потокосцепления ротора ψ_r с помощью продольной составляющей тока статора I_{sd} . Передаточная функция канала управления потокосцеплением ротора соответствует апериодическому звену первого порядка с постоянной времени ротора

$$\psi_r = \frac{L_m}{1 + T_R p} I_{sd}, \quad (1.8)$$

где T_R – постоянная времени ротора; $T_R = L_R / R'_R$; R'_R – активное сопротивление обмотки ротора; p – оператор Лапласа.

Поперечная составляющая тока статора I_{dq} , при постоянном значении потокосцепления, позволяет определить угловую частоту вращения ротора ω_r

$$\omega_r = \frac{L_m}{T_R \cdot \psi_r} I_{sq}. \quad (1.9)$$

Действующее значение тока статора I_{dq} , определяется его проекциями на оси $d - q$

$$I_s = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2}. \quad (1.10)$$

В работе [24] рассматривается система экстремального управления асинхронным электродвигателем 4A225M4Y2. Принцип экстремального управления заключается в следующем: при уменьшении тока статора электродвигателя I_s сохраняется приращение потокосцепления $\Delta\psi_r$, выбранное на предыдущем шаге вычисления, а при увеличении тока статора приращение выбирается с противоположным знаком. Классический метод экстремального регулирования [25] предполагает применение фиксированного шага приращения $\Delta\psi_r = \text{const}$. Время переходного процесса при фиксированном шаге приращения составило 40 с.

В работе авторы применили изменяющийся шаг приращения $\Delta\psi_r = \text{var}$, что позволило значительно сократить время поиска экстремального значения тока статора. Результат моделирования системы экстремального регулирования, представленный в работе, показал, что время переходного процесса при переменном шаге приращения потокосцепления $\Delta\psi_r$ составило 24 с, а также уменьшились пульсации тока электродвигателя в установившемся режиме работы.

Несмотря на преимущества данного управления электродвигателем, главным недостатком является достаточно долгое время переходного процесса. Для уменьшения времени переходного процесса была разработана система оптимального управления. Эта система описана в статьях [23, 60, 66] и патенте на изобретение [26].

Для реализации оптимального управления авторами был разработан блок оптимального регулирования (БОР), представленный на рисунке 1.12.

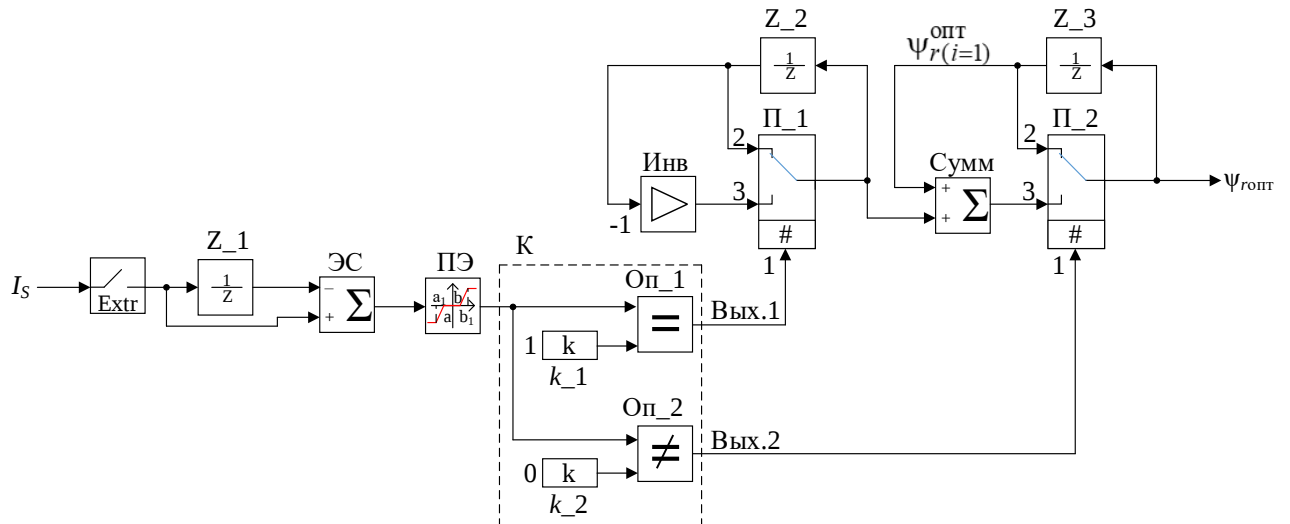


Рисунок 1.12 – Структурная схема блока оптимального регулирования (БОР): Extr – экстраполятор нулевого порядка; Z_1–Z_3 – линии задержки, П_1, П_2 – переключатели; ЭС – элемент сравнения; ПЭ – пороговый элемент; Инв – инвертор; Сумм – сумматор; Оп_1, Оп_2 – операторы; К – коммутатор.

Алгоритм поиска оптимального значения потокосцепления $\psi_{\text{ропт}}$ в БОР заключается в следующем: сигнал тока статора I_s поступает на вход экстраполятора нулевого порядка Extr, который фиксирует текущее значение тока I_{si} в конце каждого шага поиска. С помощью линии задержки Z_1 и элемента сравнения (ЭС) вычисляется величина приращения тока статора $\Delta i_s = i_{si} - i_{s(i-1)}$ на каждом шаге поиска.

Пороговый элемент (ПЭ), имеющий три состояния выхода х, определяет режим продолжения или окончания поиска, а также направление поиска оптимального значения потокосцепления $\psi_{\text{ропт}}$ в соответствии со следующим алгоритмом

$$x = \begin{cases} -1, & \text{если } \Delta i_s < -\delta; \\ 0, & \text{если } -\delta < \Delta i_s < \delta; \\ 1, & \text{если } \Delta i_s > \delta. \end{cases} \quad (1.11)$$

где δ – величина зоны нечувствительности при вычислении тока статора I_s .

Сигнал на первом выходе (Вых.1) коммутатора К создает оператор Оп_1, подключенный к входу первого переключателя П_1, который задает направление поиска с помощью сигналов лог.0 и лог.1. Сигналы лог.0 и лог.1 на выходе (Вых.2) коммутатора К создает оператор Оп_2, подключенный к входу второго

переключателя П_2, который запускает или останавливает процедуру поиска оптимального значения потокосцепления ротора $\psi_{\text{ропт}}$. Алгоритм работы коммутатора К представлен в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Алгоритм работы коммутатора

Вход х	Вых. 1	Вых. 2
-1	0	1
0	0	0
1	1	1

При поступлении сигнала лог.0 на вход первого переключателя П_1 происходит соединение его второго входа с выходом, обеспечивающее соединение входа и выхода линии задержки Z_2. В этом случае не происходит изменение знака сигнала приращения потокосцепления ротора $\Delta\psi_r$ на выходе первого переключателя П_1. В случае появления сигнала лог.1 на входе первого переключателя П_1 происходит соединение выхода с третьим входом, при котором выходной сигнал линии задержки Z_2 инвертируется с помощью блока инвертора Инв. При этом сигнал приращения потокосцепления ротора $\Delta\psi_r$ на выходе первого переключателя П_1 меняет знак и изменяется направление поиска оптимального значения $\psi_{\text{ропт}}$.

При поступлении сигнала лог.0 на вход второго переключателя П_2 происходит соединение его контактами входа и выхода линии задержки Z_3, останавливая процесс поиска оптимального значения, при котором сигнал $\psi_{\text{ропт}}$ на выходе второго переключателя П_2 и, соответственно, блока оптимального регулятора БОР остается неизменным. В случае появления сигнала лог.1 на входе второго переключателя П_2 выходной сигнал $\psi_{\text{ропт}}$ блока оптимального регулятора БОР получается в результате сложения сигналов в сумматоре Сумм в соответствии с выражением

$$\psi_{\text{ропт}} = \psi_{R(i-1)}^{\text{опт}} + \Delta\psi, \quad (1.12)$$

где $\psi_{R(i-1)}^{\text{опт}}$ – значение потокосцепления на предыдущем $(i-1)$ -м шаге; $\Delta\psi$ – шаг поиска, принимающий значения $\pm\Delta\psi$.

Таким образом, блок оптимального регулирования БОР обеспечивает оптимально низкие значения тока электродвигателя $I_{\text{сопт}}$ в соответствии с оптимальными значениями потокосцепления ротора $\psi_{\text{гопт}}$.

Время переходного процесса при применении оптимального регулятора составило 15 с, что на 9 с меньше чем при использовании экстремального управления. Но такое время переходного процесса также является продолжительным.

Преимуществами векторного управления являются:

1. Высокая точность регуляции скорости;
2. Плавный старт и плавное вращение электродвигателя во всем диапазоне частот;
3. Быстрая реакция на изменение нагрузки;
4. Увеличенный диапазон управления;
5. Снижение потерь на нагрев и намагничивание.

К недостаткам векторного управления следует отнести:

1. Большую вычислительную сложность;
2. Необходимость задавать исходные данные (параметры регулируемого привода) при создании систем управления;
3. Большие пульсации тока и момента в переходных режимах работы асинхронного электродвигателя.

1.5 Постановка цели и задач исследования

Выполненный анализ существующих систем питания и управления асинхронными электродвигателями показал, что применяемые на сегодняшний день системы с электромашинными преобразователями имеют большие пульсации напряжения и искажают его форму, а также потребляемые электродвигателем токи также имеют явно выраженные пульсации и амплитудные значения токов фаз

различны. Из-за этого происходит повышенный нагрев привода вспомогательных машин, что, в свою очередь, приводит к входу их из строя. Исходя из этого, для улучшения качества питающего асинхронные электродвигатели напряжения, оптимизации энергетических показателей в пусковых и переходных режимах работы и повышения их надежности предлагается применять схему питания асинхронных электродвигателей от статических преобразователей собственных нужд с использованием модальной системы управления, которая устраняет недостатки скалярной и векторной системы путем задания требуемых показателей качества.

Целью диссертационной работы является повышение энергетической эффективности и улучшение качества регулирования асинхронных электродвигателей вспомогательных машин электроподвижного состава переменного тока.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Разработать математическую модель асинхронного электродвигателя мотор-вентиляторной установки.
2. Разработать систему модального управления.
3. Выполнить имитационное моделирование работы системы.
4. Оценить энергетическую и экономическую эффективность от внедрения системы модального управления на электроподвижном составе.

2 МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С ВЕНТИЛЯТОРНОЙ НАГРУЗКОЙ

В настоящее время в современной науке идут работы по внедрению в практику проектирования новейших методов исследования характеристик сложных систем различных уровней. При создании таких систем, их подсистем и их совместного синтеза возникают задачи, требующие оценки количественных и качественных закономерностей процессов их функционирования. Для решения этих задач на этапе разработки применяют различные методы моделирования, при этом стремятся к тому, чтобы разрабатываемая модель достаточно хорошо отражала исследуемую сторону функционирования объекта.

Одним из наиболее эффективных способов исследования работы электропривода является метод математического моделирования в состав которого входит аналитическое, комбинированное и имитационное моделирование [27]. Их суть заключается в замене электрических и механических систем реального объекта на математические модели, которые схожи по своим свойствам и позволяют получать характеристики рассматриваемого реального объекта. Это дает возможность исследовать свойства реальных, сложных объектов и систем в любых возможных режимах работы, не прибегая к физической модели напрямую.

На сегодняшний день наиболее перспективным является метод имитационного моделирования, при котором реализующий модель алгоритм воспроизводит процесс функционирования системы во времени, что позволяет по исходным данным получить сведения о состоянии процесса в определенные моменты времени.

Для моделирования электромагнитных процессов, протекающих в трехфазном асинхронном электродвигателе с векторной системой управления, был выбран метод математического моделирования, реализованный в системе *SimInTech* компании «3В Сервис».

2.1 Описание системы *SimInTech*

Программное обеспечение *SimInTech* (*Simulation In Technic*) – среда разработки математических моделей и реализации алгоритмов управления. Она является собственной разработкой отечественной компании «ЗВ Сервис» и предназначена для исследования и анализа динамических процессов, протекающих в разрабатываемой модели, а также для проверки работы систем управления техническими объектами [28, 61].

SimInTech предназначен для детального исследования и анализа нестационарных процессов в различных технических системах.

Программное обеспечение *SimInTech* состоит из графической среды разработки с использованием системы реального времени *NordWind*, которая представляет собой исполнительную систему реального времени, предназначенную для запуска сформированных алгоритмов на контроллере. Она обладает модульной архитектурой, которая позволяет настраивать микроконтроллер для различных систем и выполняемых задач. Для написания алгоритмов применяется язык программирования Си [29].

Основными библиотеками, входящими в базу сигналов программной среды *SimInTech*, для создания математических моделей являются [62]:

1. Теплогидравлика;
2. Электротехника;
3. Механика;
4. Электрические приводы;
5. Силовые гидравлические/пневматические машины;
6. Баллистика космических аппаратов;
7. Механические взаимодействия.

В системе *SimInTech* применяется несколько библиотек, позволяющих реализовывать процесс моделирования систем. *SimInTech* обладает открытым интерфейсом, что дает возможность создавать собственные библиотеки для подключения сторонних программ и программных модулей на других языках

программирования. В *SimInTech* интегрирован модуль для генерации кода Си и ST, который производит создание кода для различных операционных систем и микроконтроллеров, а также сохраняет графические изображения в форматах «xml» и «svg».

Расчетную функцию в системе *SimInTech* выполняет расчетное ядро, обеспечивающее численное решение задач математического моделирования динамических процессов в описываемой системе. В её математическую структуру входит 10 явных и 6 неявных методов численного интегрирования дифференциальных уравнений

Визуализация результатов моделирования в системе *SimInTech* осуществляется на виртуальных регистрирующих устройствах, таких как: цифровые индикаторы, универсальные осциллографы, блоки визуализации анимации. Настройка параметров отображения может осуществляться путем изменения параметров во внутреннем интерфейсе каждого из них. Также в состав *SimInTech* входит графический редактор, использующийся для редактирования содержимого графических контейнеров, графических групп и изображений.

2.2 Математическая модель асинхронного электродвигателя с вентиляторной нагрузкой

Первым шагом в разработке систем управления является создание математической модели объекта управления и нагрузки, действующей на объект во время работы. В качестве объекта управления принят асинхронный электродвигатель с короткозамкнутым ротором серии НВА-55С, а в качестве нагрузки – вентиляторная установка ЦВ 9-37,6-7,6, используемая в электровозах серии 2(3)ЭС5К для охлаждения оборудования. Согласно этому комплексная математическая модель будет состоять из следующих основных структурных блоков: модель двигателя и модель вентиляторной нагрузки.

Работу асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором можно описать системой уравнений электрического равновесия статора и ротора

обобщенной электрической машины, при условии принятия напряжения короткозамкнутого ротора равным нулю.

2.2.1 Уравнение статора и ротора в векторной форме

Первым шагом в моделировании асинхронного электродвигателя является определение равновесия напряжения в обмотке статора и ротора. В соответствии со вторым законом Кирхгофа уравнение равновесия напряжений в фазных обмотках статора имеет следующий вид

$$u_{si} = i_{si} r_s - e_i. \quad (2.1)$$

Из уравнения (2.1) следует, что приложенное к обмотке напряжение u_{si} уравнивается величиной падения напряжения $i_{si} r_s$ на активном сопротивлении обмотки и ЭДС e_i , индуцируемой в обмотке магнитным полем электродвигателя.

ЭДС обмотки определяется в соответствии с законом электромагнитной индукции

$$e_i = -\frac{d\psi_i}{dt}, \quad (2.2)$$

где ψ_i – общее потокосцепление обмотки.

Согласно выражениям (2.1) и (2.2) уравнения для фазных напряжений статора имеют вид

$$u_{sa} = i_{sa} r_s + \frac{d\psi_{sa}}{dt}; \quad u_{sb} = i_{sb} r_s + \frac{d\psi_{sb}}{dt}; \quad u_{sc} = i_{sc} r_s + \frac{d\psi_{sc}}{dt}. \quad (2.3)$$

Для трехфазной системы координат уравнения фазных напряжений в векторной форме имеет вид

$$\frac{2}{3} \left(u_{sa} + u_{sb} \bar{a} + u_{sc} \bar{a}^2 \right) = \frac{2}{3} \left(i_{sa} + i_{sb} \bar{a} + i_{sc} \bar{a}^2 \right) r_s + \frac{2}{3} \frac{d}{dt} \left(\psi_{sa} + \psi_{sb} \bar{a} + \psi_{sc} \bar{a}^2 \right). \quad (2.4)$$

Преобразовав формулу (2.4) к общему виду получим уравнение в векторной форме для нахождения напряжения в обмотке статора

$$\bar{u}_s = \bar{i}_s r_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt}. \quad (2.5)$$

Выражение для определения напряжения в обмотке ротора для вращающейся двухфазной системы координат $d - q$ имеет следующий вид

$$u_r = i_r r_r + \frac{d\psi_r}{dt} + j\omega\psi_r. \quad (2.6)$$

Используя уравнения (2.5) и (2.6) получим уравнения электрического равновесия статора и ротора для асинхронного электродвигателя

$$\begin{aligned} \bar{U}_s &= \bar{I}_s R_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j\omega_e \bar{\psi}_s; \\ \bar{U}_r &= \bar{I}_r R_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + j[\omega_e - z_p \omega_r] \bar{\psi}_r, \end{aligned} \quad (2.7)$$

где R_r, R_s – активное сопротивление обмоток ротора и статора; ψ_r, ψ_s – потокосцепление ротора и статора; $\omega_e = d\theta/dt$ – угловая скорость вращения системы координат $d - q$; $\omega_e - z_p \omega_r = \Delta\omega$ – скорость скольжения ротора электродвигателя; ω_r – угловая частота вращения ротора; z_p – число пар полюсов.

Представим векторы напряжения $\bar{U}$, тока $\bar{I}$ и потокосцепления $\bar{\psi}$ в уравнении (2.7) в виде комплексных чисел и разделим после их подстановки в уравнения на вещественную и мнимую части. Учитывая, что проекция потокосцепления ротора на вещественную ось d вращающейся системы координат равна $\psi_{rd} = \psi_d$, а на мнимую ось q равна нулю: $\psi_{rq} = 0$, получаем систему уравнений для проекций напряжений статора (2.8) и ротора (2.9) на оси $d - q$ вращающейся системы координат

$$\begin{cases} U_{sd} = \frac{d\psi_{sd}}{dt} + I_{sd}R_s - \omega_e \psi_{sq}; \\ U_{sq} = \frac{d\psi_{sq}}{dt} + I_{sq}R_s + \omega_e \psi_{sd}. \end{cases} \quad (2.8)$$

$$\begin{cases} 0 = \frac{d\psi_r}{dt} + I_{rd}R_r; \\ 0 = I_{rq}R_r + (\omega_e - z_p \omega_r) \psi_r. \end{cases} \quad (2.9)$$

Для упрощения дальнейшего описания и расчетов электромагнитных процессов, возникающих при работе асинхронного электродвигателя и построения его модели необходимо создать схему обобщенной электрической машины.

2.2.2 Понятие обобщенной электрической машины

Обобщенная электрическая машина – это упрощенная модель реальной электрической машины, которая имеет некоторые упрощения. Одними из них являются: отсутствие неравномерности воздушного зазора в пазах обмоток, наличие явнополусной структуры статора и ротора, что учитывается введением первой гармоники переменной составляющей зазора, магнитная цепь электродвигателя имеет высокую магнитную проницаемость и не насыщается.

На рисунке 2.1 представлена схема замещения электрической машины. За математическую основу, при построении схемы, взяты уравнения (2.7).

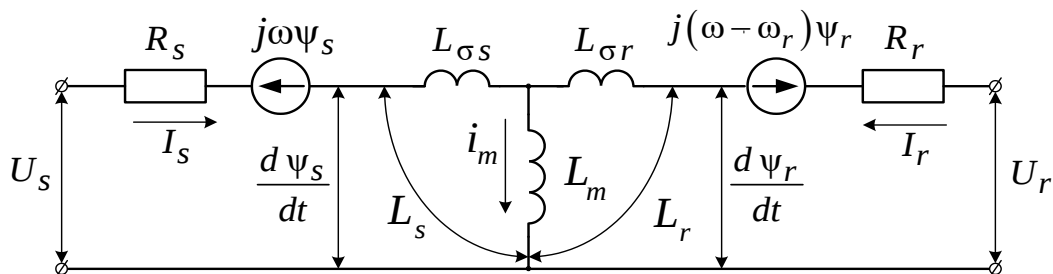


Рисунок 2.1 – Схема обобщенной электрической машины

Проанализировав рисунок 2.1 можно сделать следующие выводы:

1. Вектор тока намагничивания системы $\bar{I}_m$ равен сумме векторов тока статора и ротора

$$\bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}_r.$$

2. Величина потокосцепления статора $\bar{\Psi}_s$ определяется путем сложения величин потока намагничивания и потоком рассеяния статора

$$\bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_m + \bar{\Psi}_{\sigma s}.$$

3. Величина потока рассеяния статора $\bar{\Psi}_{\sigma s}$ равна произведению тока статора на индуктивность рассеяния статора

$$\bar{\Psi}_{\sigma s} = L_{\sigma s} \bar{I}_s.$$

4. Вектор потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$ может быть определен сложением векторов потока намагничивания и потока рассеяния ротора

$$\bar{\Psi}_r = \bar{\Psi}_m + \bar{\Psi}_{\sigma r}.$$

5. Поток рассеяния ротора $\bar{\Psi}_{\sigma r}$ равен произведению индуктивности рассеяния ротора на величину вектора тока ротора

$$\bar{\Psi}_{\sigma r} = L_r \bar{I}_r.$$

6. Поток намагничивания $\bar{\Psi}_m$ определяется произведением тока намагничивания на индуктивность намагничивания электродвигателя

$$\bar{\Psi}_m = L_m \bar{I}_m.$$

Исходя из вышеперечисленных уравнений соотношения величины потокосцеплений выражаются через величины токов статора и ротора

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_m = L_m \bar{I}_m = L_m \bar{I}_s + L_m \bar{I}_r; \\ \bar{\Psi}_s = L_s \bar{I}_s + L_m \bar{I}_r; \\ \bar{\Psi}_r = L_m \bar{I}_s + L_r \bar{I}_r, \end{cases} \quad (2.10)$$

где $L_s = L_m + L_{\sigma s}$ – индуктивность статора; $L_r = L_m + L_{\sigma r}$ – индуктивность ротора; L_m – индуктивность намагничивания.

Следующим шагом в расчете модели асинхронного электродвигателя является определение электромагнитного момента на валу.

2.2.3 Электромагнитный момент асинхронного электродвигателя

Возникновение электромагнитного момента на валу электродвигателя связано с взаимодействием векторов потокоцепления $\bar{\psi}_s$ и тока статора $\bar{I}_s$. Математически он определяется векторным произведением действующего значения каждого из этих векторов. Электромагнитный момент электродвигателя определяется следующим выражением

$$\bar{M}_{em} = 3z_p \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \bar{\psi}_s \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \bar{I}_s \right) = \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot (\bar{\psi}_s \cdot \bar{I}_s) = \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot |\bar{\psi}_s| \cdot |\bar{I}_s| \cdot \sin \varphi. \quad (2.11)$$

Если представить векторы потокоцепления $\bar{\psi}_s$ и тока статора $\bar{I}_s$ на плоскости двухфазной вращающейся системы координат $d - q$, то их произведение будет равно площади параллелограмма, сторонами которого они являются. Графическое представление произведения векторов показано на рисунке 2.2.

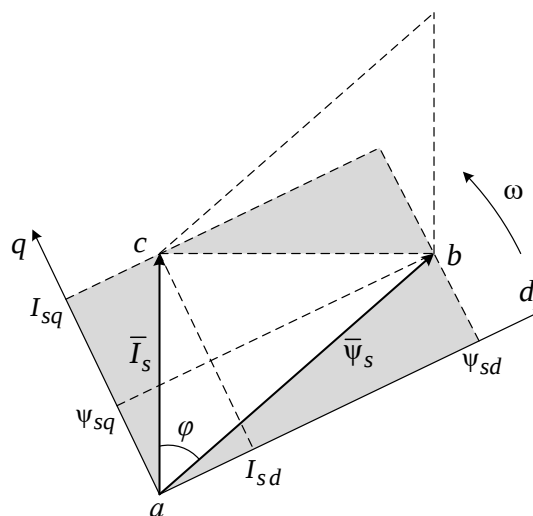


Рисунок 2.2 – Векторное произведение векторов $\bar{\psi}_s$ и $\bar{I}_s$

Из анализа рисунка следует, что площадь параллелограмма равна удвоенной площади треугольника abc . Уравнение для определения площади параллелограмма со сторонами $\bar{\psi}_s$ и $\bar{I}_s$, выраженными через проекции векторов на оси $d - q$ будет иметь вид

$$\begin{aligned} |\bar{\psi}_s| \cdot |\bar{I}_s| \sin \varphi &= 2S_{abc} = \\ &= 2 \cdot \left[I_{sq} \psi_{sd} - \frac{1}{2} \psi_{sd} \psi_{sq} - \frac{1}{2} I_{sd} I_{sq} - \frac{1}{2} (\psi_{sd} - I_{sd}) (I_{sq} - \psi_{sq}) \right] = \\ &= I_{sq} \psi_{sd} - I_{sd} \psi_{sq}, \end{aligned} \quad (2.12)$$

где ψ_{sq} , ψ_{sd} , I_{sq} , I_{sd} – проекции потокосцепления и тока статора на оси $d-q$.

Тогда согласно уравнению (2.12) формула для нахождения электромагнитного момента будет иметь следующий вид

$$M_{em} = \frac{3z_p}{2} \cdot (I_{sq} \psi_{sd} - I_{sd} \psi_{sq}). \quad (2.13)$$

Для определения тока ротора выразим его из третьего уравнения в системе (2.10)

$$\bar{I}_r = \frac{1}{L_r} \bar{\psi}_r - \frac{L_m}{L_r} \bar{I}_s. \quad (2.14)$$

Запишем полученное уравнение тока ротора в системе координат $d - q$, ориентированной по потокосцеплению ротора ψ_r , учитывая величины проекций потокосцепления ротора ($\psi_{rd} = \psi_r$; $\psi_{rq} = 0$)

$$\begin{cases} I_{rd} = \frac{1}{L_r} \psi_r - \frac{L_m}{L_r} I_{sd}; \\ I_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} I_{sq}. \end{cases} \quad (2.15)$$

Для определения величины потокосцепления статора необходимо подставить значение тока ротора из уравнения (2.14) во второе уравнение системы (2.10)

$$\begin{aligned}\bar{\psi}_s &= L_s \bar{I}_s + L_m \bar{I}_r = L_s \bar{I}_s + L_m \left(\frac{1}{L_r} \bar{\psi}_r - \frac{L_m}{L_r} \bar{I}_s \right) = \\ &= L_s \bar{I}_s + \frac{L_m}{L_r} \bar{\psi}_r - \frac{L_m L_m}{L_r} \bar{I}_s = (L_s - L_m K_r) \bar{I}_s + K_r \bar{\psi}_r,\end{aligned}\tag{2.16}$$

где $K_r = L_m/L_r$ – коэффициент приведения ротора.

Используя уравнение (2.16) определим потокосцепление ротора для каждой оси системы координат $d - q$

$$\begin{cases} \psi_{sd} = (L_s - L_m K_r) I_{sd} + K_r \psi_r; \\ \psi_{sq} = (L_s - L_m K_r) I_{sq}.\end{cases}\tag{2.17}$$

Подставляя в уравнение электромагнитного момента (2.13) полученные уравнения систем (2.15) и (2.17) получаем

$$M_{em} = \frac{3}{2} z_p K_r \psi_r I_{sq}.\tag{2.18}$$

Из этого уравнения следует, что электромагнитный момент M_{em} на валу электродвигателя при постоянной величине потокосцепления ротора ψ_r линейно зависит от проекции тока статора I_{sq} на ось q вращающейся системы координат $d - q$.

Следующим шагом в расчете математической модели асинхронного электродвигателя является определение параметров роторной цепи.

2.2.4 Модель роторной цепи

Математическую основу модели роторной цепи составляет система уравнений (2.19), полученная путем совместного решения первых уравнений систем (2.9) и (2.15)

$$\begin{cases} 0 = \frac{d\psi_r}{dt} + I_{rd}R_r; \\ I_{rd} = \frac{1}{L_r}\psi_r - \frac{L_m}{L_r}I_{sd}. \end{cases} \quad (2.19)$$

Для определения потокосцепления выразим из системы уравнений (2.19) производную $d\psi_r/dt$

$$\frac{d\psi_r}{dt} = \frac{1}{T_r}(L_m I_{sd} - \psi_r), \quad (2.20)$$

где $T_r = L_r/R_r$ – постоянная времени цепи ротора.

2.2.5 Модель асинхронного электродвигателя

В качестве объекта математического моделирования принят асинхронный электродвигатель НВА-55С, мощностью 55 кВт, применяемый в качестве приводного электродвигателя мотор-вентилятора в электровозах переменного тока серий 2(3)ЭС5К «Ермак», ЭС4К, ЭП1М, ЭП20. Трехфазная обмотка статора, соединенная по схеме «звезда», подключена к симметричной системе с линейным напряжением 380 В. Напряжение на фазе обмотки статора составляет 220 В.

В справочнике [30] приведены параметры Г-образной схемы замещения электродвигателя в относительных единицах. Исходя из них произведем расчет электрических параметров электродвигателя, используемых при его моделировании.

Номинальный ток статора электродвигателя составляет

$$I_{1H} = \frac{P_H}{3U_{1H}\eta_H \cos \varphi_H} = \frac{55\,000}{3 \cdot 220 \cdot 0,88 \cdot 0,8} = 118,37 \text{ A.} \quad (2.21)$$

Номинальная скорость электродвигателя

$$\omega_H = \frac{\pi n}{30}(1 - s_H) = \frac{3,14159 \cdot 1430}{30}(1 - 0,014) = 147,653 \text{ рад / с.} \quad (2.22)$$

Номинальный момент электродвигателя

$$M_H = \frac{P_H}{\omega_H} = \frac{55\,000}{147,653} = 372,5 \text{ Н} \cdot \text{м.} \quad (2.23)$$

Номинальное сопротивление

$$R_{\text{НОМ}} = \frac{U_{1H}}{I_{1H}} = \frac{220}{118,37} \approx 1,86 \text{ Ом.} \quad (2.24)$$

Сопротивления обмоток статора и ротора электродвигателя в абсолютных величинах

$$R_s = R'_1 \cdot R_{\text{НОМ}} = 0,027 \cdot 1,86 = 0,05 \text{ Ом;}$$

$$R'_r = R''_2 \cdot R_{\text{НОМ}} = 0,015 \cdot 1,86 = 0,03 \text{ Ом.} \quad (2.25)$$

Индуктивности рассеяния статора $L_{\sigma s}$ и ротора $L_{\sigma r}$, а также индуктивность намагничивания обмоток L_m в модели принимается постоянной величиной и рассчитывается по следующим формулам

$$L_{s\sigma} = \frac{x'_1 \cdot R_{\text{НОМ}}}{2\pi f} = \frac{0,086 \cdot 1,86}{314,159} = 0,00051 \text{ Гн};$$

$$L_{r\sigma} = \frac{x''_2 \cdot R_{\text{НОМ}}}{2\pi f} = \frac{0,140 \cdot 1,86}{314,159} = 0,00083 \text{ Гн};$$

$$L_m = \frac{x_\mu \cdot R_{\text{НОМ}}}{2\pi f} = \frac{4,2 \cdot 1,86}{314,159} = 0,0248 \text{ Гн.}$$
(2.26)

Индуктивность статора и ротора

$$L_s = L_{s\sigma} + L_m = 0,00051 + 0,0248 = 0,0253 \text{ Гн};$$

$$L_r = L_{r\sigma} + L_m = 0,00083 + 0,0248 = 0,0257 \text{ Гн.}$$
(2.27)

Остальные параметры, необходимые для моделирования, рассчитаны и приведены в таблице 2.1.

Начало таблицы 2.1 – Электрические параметры электродвигателя

Наименование показателя, размерность	Обозначение	Значение
Номинальная мощность на валу электродвигателя, кВт	$P_{\text{н}}$	55
Линейное напряжение статора, В	$U_{1\text{л}}$	380
Номинальное значение КПД, %	$\eta_{\text{н}}$	88
Номинальное значение cosφ	$\cos\varphi_{\text{н}}$	0,8
Номинальное скольжение, %	$s_{\text{н}}$	1,4
Число полюсов	z_p	4
Номинальная частота вращения, об/мин	$n_{\text{н}}$	1430
Номинальная угловая скорость, рад/с	$\omega_{\text{н}}$	147,653
Номинальный момент, Н·м	$M_{\text{н}}$	372,5
Сопротивление обмотки статора, Ом	R_s	0,05

Наименование показателя, размерность	Обозначение	Значение
Индуктивность рассеяния обмотки статора, Гн	$L_{\sigma s}$	0,00051
Индуктивность статора, Гн	L_s	0,0253
Сопротивление ротора, Ом	R_r	0,03
Индуктивность рассеяния ротора, Гн	$L_{\sigma r}$	0,00083
Индуктивность ротора, Гн	L_r	0,0257
Индуктивность намагничивания, Гн	L_m	0,0248

Конец таблицы 2.1

Наименование показателя, размерность	Обозначение	Значение
Эквивалентное сопротивление статора, Ом	$R_{s\varnothing} = R_s + k_r^2 R_r$	0,0769
Постоянная времени статора, с	$T_{s\varnothing} = L_{s\varnothing} / R_{s\varnothing}$	0,017
Постоянная времени ротора, с	$T_r = L_r / R_r$	0,921
Коэффициент электромагнитной связи ротора	$k_r = L_m / L_r$	0,97
Эквивалентная индуктивность статора, Гн	$L_{\varnothing} = L_s \left(1 - L_m^2 / L_s L_r \right)$	0,00131
Коэффициент электромагнитной связи статора	$k_s = L_m / L_s$	0,98

Момент инерции вращения ротора асинхронного электродвигателя НВА-55С был определен экспериментально согласно методике, описанной в [31], на реальном электродвигателе, представленном в лаборатории Дальневосточного государственного университета путей сообщения.

Экспериментальная установка для определения момента инерции представлена на рисунке 2.3 и состоит из шкива 2, насаженного на вал электродвигателя, блока 5 и груза 1, подвешенного на веревке 3, второй конец которой прикреплен к шкиву 2. Необходимыми приборами измерений являлись линейка 4 и секундомер.



Рисунок 2.3 – Установка для определения момента инерции:

1 – груз; 2 – шкив; 3 – нить; 4 – линейка; 5 – шкив

Принцип определения момента инерции заключается в следующем: на прикрепленный к валу шкив наматывается нить, проходящая через блок. К нити прикрепляется груз таким образом, чтобы при его вертикальном падении в нижней точке груз не касался земли. С помощью линейки определяется нижнее положение груза y_1 . После этого вращая шкив равномерно, в один ряд наматывается нить. Подняв на некоторое расстояние груз, по линейке определяется его верхнее положение y_0 . Пройденное грузом расстояние рассчитывается по формуле

$$h_1 = |y_1 - y_0|. \quad (2.28)$$

Отпустив шкив запускаем секундомер и отсчитываем время, пройденное грузом от точки верхнего (начального) y_1 положения груза, до точки нижнего (конечного) y_0 положения груза.

Пройдя нижнюю точку y_1 нить начнет наматываться на шкив, что поднимет груз вверх. Зафиксировав расстояние, пройденное грузом от нижней точки y_1 до его полной остановки в верхнем положении y_2 определяем высоту подъема груза

$$h_2 = |y_2 - y_1|. \quad (2.29)$$

Получив время движения груза t и оба расстояния h_1 и h_2 определяем момент инерции электродвигателя по следующей формуле

$$J = mr^2 \left(gt^2 \cdot \frac{h_2}{h_1(h_1 + h_2)} - 1 \right), \quad (2.30)$$

где m – масса груза, кг; r – радиус шкива, м; t – время движения груза, с; g – ускорение свободного падения, $\text{м} \cdot \text{с}^{-2}$; h_1 – расстояние, пройденное грузом от верхнего до нижнего положения груза, м; h_2 – расстояние, на которое был поднят груз, м.

В установке для определения момента инерции в качестве груза использовался металлический диск массой 1,38 кг. Радиус шкива равен 0,0485 м. Среднее время падения груза составило 7,63 с. В ходе эксперимента момент инерции вращения ротора двигателя НВА-55С составил 0,681 $\text{кг} \cdot \text{м}^2$.

Исходя из вышеизложенных формул математическая модель электродвигателя, записанная в форме Коши для декартовой системы координат $d - q$, вращающейся с угловой скоростью ω_e , будет иметь следующий вид [32]

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{L_{\sigma}}(u_{sd} - i_{sd}R_s - K_r p \psi_r) + \omega_e i_{sq}; \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{L_{\sigma}}(u_{sq} - i_{sq}R_s - K_r \omega_e \psi_r) - \omega_e i_{sd}; \\ \frac{d\psi_r}{dt} = \frac{1}{T_r}(L_m i_{sd} - \psi_r); \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2J} z_p K_r i_{sq} \psi_r - M_c, \end{cases} \quad (2.31)$$

где $L_{\sigma} = L_s(1 - K_s K_r)$ – общая индуктивность рассеяния статора; K_s и K_r – коэффициенты электромагнитной связи статора и ротора соответственно; R_s – активное сопротивление обмотки статора; T_r – постоянная времени обмотки ротора; z_p – число пар полюсов электродвигателя; M_c – момент сопротивления на валу электродвигателя; J – момент инерции, приведенный к валу электродвигателя.

Из первых двух уравнений системы (2.31) следует, что составляющие токов i_{sd} и i_{sq} в смежных каналах регулирования будут оказывать существенное влияние на процессы, протекающие в переходных (динамических) режимах работы двигателя. Перекрестные связи по токам можно скомпенсировать, исключив их взаимное влияние.

Компенсирующая составляющая напряжения для канала тока i_{sd} выбирается с противоположным знаком относительно тока [20]

$$u_{d_ком} = -\omega_e i_{sq} L_{\sigma} = -\omega_e i_{sq} (L_s - L_m K_r). \quad (2.32)$$

Аналогичное выражение можно записать для компенсирующего напряжения в канале тока i_{sq}

$$u_{q_ком} = \omega_e i_{sd} L_{\sigma} = \omega_e i_{sd} (L_s - L_m K_r). \quad (2.33)$$

Исключив из первого уравнения системы (2.31) выражение для производной потокосцепления ротора $p\psi_r$ путем совместного решения первого и третьего

уравнений. С учетом уравнений (2.32) и (2.33) система уравнений (2.31) принимает вид

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{u_{sd}}{L_{\sigma}} - \frac{1}{T_{\sigma}} i_{sd} + \frac{K_r \psi_r}{L_{\sigma} T_r}; \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{u_{sq}}{L_{\sigma}} - \frac{1}{T_{\sigma}} i_{sq} - \frac{K_r z_p}{L_{\sigma}} \omega_r \psi_r; \\ \frac{d\psi_r}{dt} = \frac{1}{T_r} (L_m i_{sd} - \psi_r); \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2J} z_p K_r i_{sq} \psi_r - M_c, \end{cases} \quad (2.34)$$

где $T_{\sigma} = \frac{L_{\sigma}}{R_{\sigma}} = \frac{L_s - L_m K_r}{R_s - K_r^2 R_r}$ эквивалентная постоянная времени цепи статора.

Угол потокосцепления ротора θ относительно неподвижной системы координат можно определить путем интегрирования угловой скорости ω_e вращения системы координат $d - q$

$$\theta = \int \omega_e dt. \quad (2.35)$$

Механическая составляющая модели описывается уравнением электромеханического равновесия системы

$$M_{em} - M_c = J \frac{d\omega_r}{dt}. \quad (2.36)$$

В соответствии с уравнениями (2.34) – (2.36), в пакете прикладных программ *SimInTech* разработана математическая модель асинхронного электродвигателя, структурная схема которого представлена на рисунке 2.4

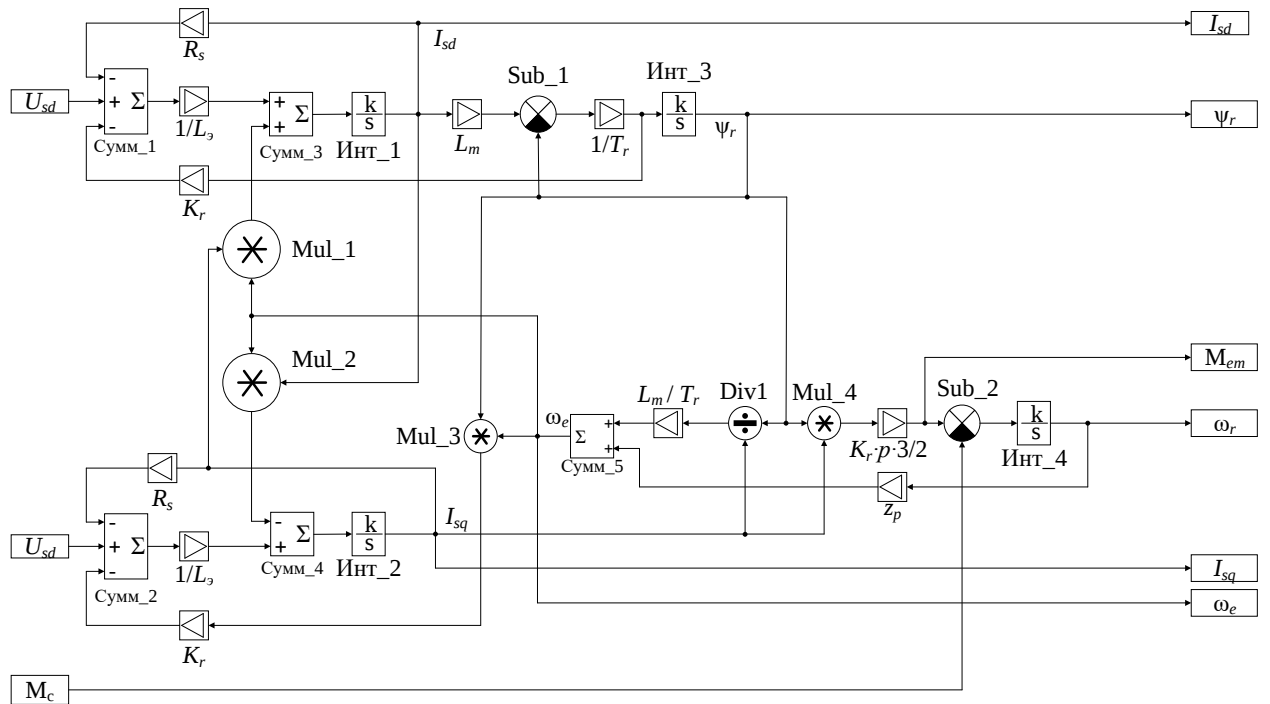


Рисунок 2.4 – Структурная схема математической модели электродвигателя НВА-55С

Работа схемы заключается в следующем: на вход модели поступают сигналы проекций напряжений статора U_{sd} и U_{sq} на оси вращающейся системы координат $d - q$, а также значение момента сопротивления M_c на валу электродвигателя.

Первое уравнение системы (2.34) реализовано в верхней части схемы на базе первого сумматора Сумм_1 и усилителей R_s , K_r , $1/L_3$. Значение эквивалентной индуктивности $L_3 = L_s - L_m K_r$, записанной в знаменателе уравнения, определяется параметрами, входящими в выражения (2.7), (2.10) и (2.14). Уравнение системы записано в форме Коши для производной тока статора dI_{sd} . Значение составляющей тока статора I_{sd} определяется в результате интегрирования уравнения с помощью первого интегратора Инт_1, на выходе которого образуется сигнал тока I_{sd} .

Второе уравнение системы (2.34) смоделировано в нижней части рисунка 2.4 на основе второго сумматора Сумм_2 и таких же усилителей R_s , K_r , $1/L_3$. Значение составляющей тока статора I_{sq} получается в результате интегрирования второго уравнения с помощью второго интегратора Инт_2, на выходе которого формируется сигнал тока I_{sq} .

Сигнал потокосцепления ротора ψ_r вычисляется на выходе третьего интегратора Инт_3 в результате интегрирования третьего уравнения системы (2.34).

Значение угловой частоты вращения ротора ω_r вычисляется в соответствии с четвертым уравнением системы (2.34) путем интегрирования. Сигнал ω_r является выходным сигналом модели электродвигателя, а также используется в модели для вычисления угловой скорости вращения ω_e системы координат $d - q$ путем перемножения частоты вращения ротора ω_r на число пар полюсов z_p и суммирование блоком Сумм_5 полученного значения с результатом отношения взаимной индуктивности и постоянной времени ротора L_m/T_r .

2.2.6 Проверка адекватности разработанной модели асинхронного электродвигателя

Для проверки адекватности работы модели двигателя была создана установка для измерения частоты вращения вала асинхронного электродвигателя, структурная схема и сама установка представлена на рисунках 2.5 и 2.6.

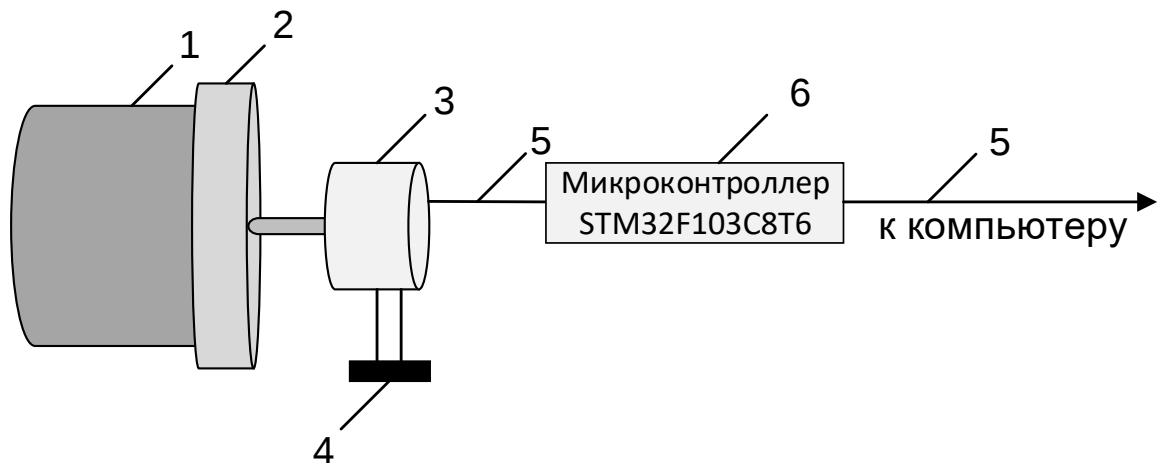


Рисунок 2.5 – Структурная схема установки для измерения частоты вращения вала электродвигателя:

1 – вал электродвигателя; 2 – переходная втулка; 3 – энкодер; 4 – питание энкодера; 5 – провод USB Type-C; 6 – микроконтроллер

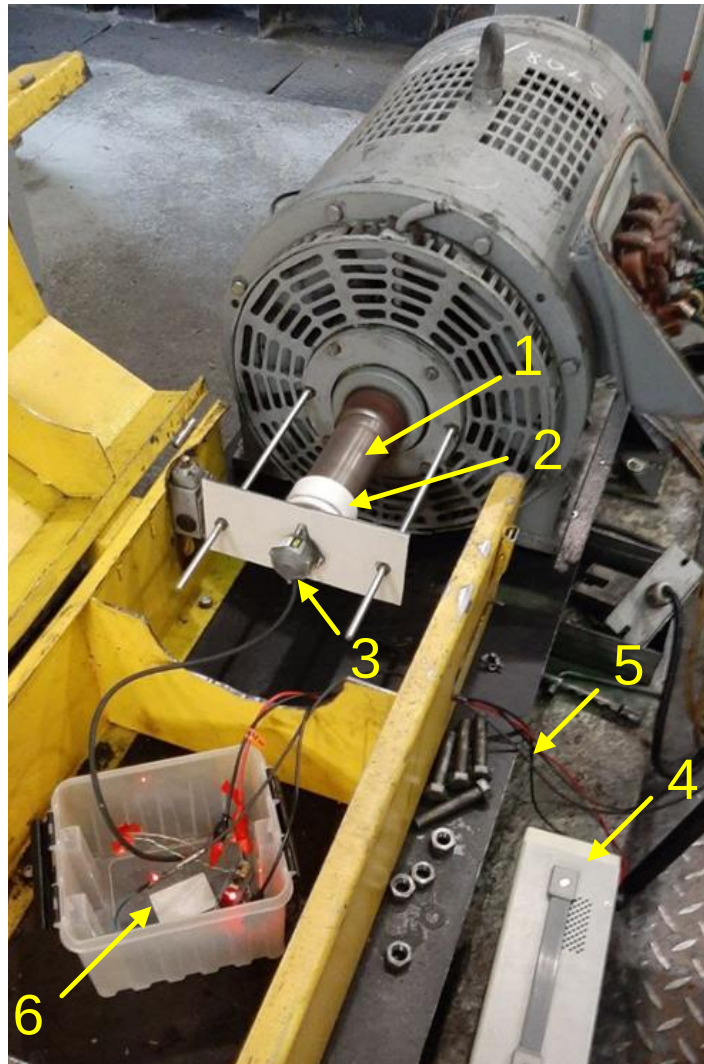


Рисунок 2.6 – Установка для измерения частоты вращения вала электродвигателя:

1 – вал электродвигателя; 2 – переходная втулка; 3 – энкодер; 4 – питание энкодера; 5 – провод USB Type-C; 6 – микроконтроллер

Установка состоит из энкодера серии DKS40-R5J02048 [33] 3, технические данные которого представлены в таблице 2.2, прикрепленного на вал электродвигателя 1 через переходную самоцентрирующуюся втулку 2, микроконтроллера STM32F103C8T6 [34, 63, 64] 6 и проводов подключения энкодера к микроконтроллеру и микроконтроллера к компьютеру 5. Питание энкодер получает от индивидуального источника питания 4.

Таблица 2.2 – Технические характеристики энкодера

Наименование показателя	Значение
Тип	DKS40-R5J02048
Количество импульсов на один оборот	2048
Измерительный шаг	90° электрический градус
Коммуникационный интерфейс	Открытый коллектор
Время инициализации	40 мс
Частота входного сигнала	≤ 50 кГц
Ток нагрузки	30 мА
Рабочий ток	≤ 40 мА
Вид подключения	Кабель, 8 жил, универсальный, 0,5м
Напряжение питания	10 – 30 В
Механическое исполнение	Сплошной вал, Торцевой фланец
Диаметр вала	8 мм
Длина вала	13 мм

Технические характеристики микроконтроллера представлены в таблице 2.3.

Начало таблицы 2.3 – Технические характеристики микроконтроллера

Наименование показателя	Значение
Тип	Микроконтроллер
Вид	ARM
Интерфейс	SPI, I2C, CAN, USB, LIN, USART, IrDA
Частота	72 МГц
Объем Flash-памяти	65 кб
Объем памяти SRAM	20 кб
Напряжение питания	2-3,6 В

Окончание таблицы 2.3

Наименование показателя	Значение
Ширина шины данных	32-бит
Наличие АЦП/ЦАП	АЦП 10х12b
Рабочая температура	-40 ... +85 С°

Программный код представлен в приложении А.

Для передачи данных с микроконтроллера на компьютер использовался *USB-TTL* модуль на микросхеме CH340E. Он обеспечивает преобразование сигнала *USB* в *TTL*-сигнал и наоборот, что позволяет подключать микроконтроллеры к компьютеру для передачи данных и программирования. Транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ, *TTL*) – один из разновидностей цифровых логических микросхем, построенных на основе биполярных транзисторов. *TTL*-сигнал работал с протоколом *RS232*.

USB в работе был определен как *COM* порт, а для считывания сигналов, приходящих от микроконтроллера, применялась программа *Termite*.

На компьютер с энкодера поступают данные о количестве импульсов за оборот (имп/об). Для определения частоты вращения вала ротора необходимо преобразовать полученный сигнал с энкодера по следующей формуле

$$n_{\text{энк}} = \frac{N \cdot 60}{4096 \cdot \Delta t}, \quad (2.37)$$

где N – количество импульсов за оборот, имп/об; 4096 – число импульсов за оборот с двух каналов передачи данных; Δt – время выборки, с ($\Delta t = 0,01$ с.).

Пуск реального асинхронного электродвигателя осуществлялся путем подачи питания от источника трехфазного синусоидального напряжения, без использования систем управления электродвигателем. Такую схему питания называют прямым пуском электродвигателя. Исходя из этого следует, что для проверки адекватности модели асинхронного электродвигателя необходимо проводить моделирование также при прямом пуске. Для этого была создана схема

прямого пуска модели асинхронного электродвигателя, структурная схема которой представлена на рисунке 2.7.

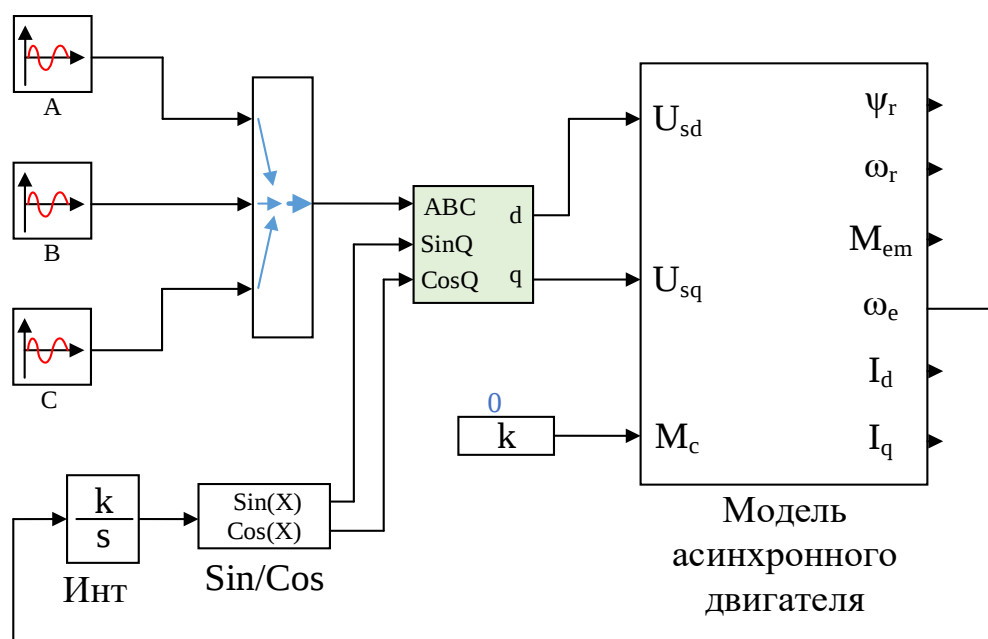


Рисунок 2.7 – Структурная схема прямого пуска модели асинхронного электродвигателя

Входное напряжение на модели электродвигателя создается тремя блоками синусоидального напряжения величиной 380 В и со сдвигом фаз равным 120°. С помощью блока преобразования координат из неподвижной трехфазной системы координат ABC получаем сигнал во вращающейся системе координат $d - q$.

Математическую основу блока преобразования координат составляет следующая система уравнений

$$\begin{cases} d = \left(\frac{B-C}{\sqrt{3}} \right) \sin Q + A \cos Q; \\ q = \left(\frac{B-C}{\sqrt{3}} \right) \cos Q - A \sin Q, \end{cases} \quad (2.38)$$

где A, B, C – величина напряжения в проекции на оси координат A, B и C , В; $\sin Q$ – синус угла между неподвижной осью фазы A и вращающейся осью d ; $\cos Q$ – косинус угла между неподвижной осью фазы A и вращающейся осью d ; d –

величина напряжения в проекции на ось d ; q - величина напряжения в проекции на ось q .

Значение углов, входящих в уравнение (2.38) формируются на выходе интегратора в соответствии с сигналом круговой частоты ω_e , поступающем на вход интегратора. Вычисление значений $\sin Q$ и $\cos Q$ производится с помощью тригонометрического преобразователя Sin/Cos.

Выполнив моделирование работы схемы, представленной на рисунке 2.7, была получена кривая частоты вращения ротора ω_r , которую, для проверки адекватности работы модели, необходимо сравнить с реальной кривой частоты вращения. Исходя из этого с помощью установки, представленной на рисунке 2.6, была получена кривая частоты вращения вала асинхронного электродвигателя, снятая с реального электродвигателя серии НВА-55С.

На рисунке 2.8 представлены кривые зависимости частоты вращения вала ротора электродвигателя ω_r , полученные при моделировании (1) и натурном эксперименте (2).

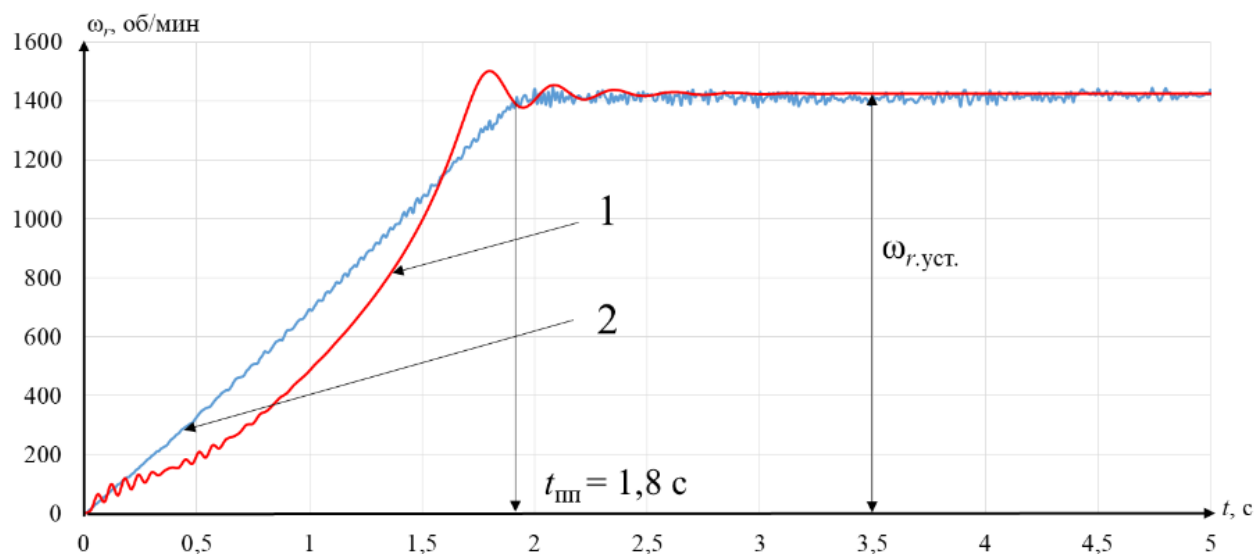


Рисунок 2.8 – Кривые частоты вращения ротора ω_r , полученные:

1 – модель асинхронного электродвигателя; 2 – реальный электродвигатель

Из анализа рисунка следует, что кривые частоты вращения ротора имеют одинаковое время переходного процесса $t_{пн}$. Частота вращения в установившемся режиме работы $\omega_{r,уст.}$ в модели (1) также совпадает с экспериментальными данными.

(2), однако сам характер переходных процессов на интервале $0 < t_{\text{пн}}$ существенно отличается.

Чтобы подтвердить достоверность полученных значений частоты вращения реального электродвигателя необходимо проверить на достоверность получаемые с энкодера данные. Для этого была собрана измерительная установка, представленная на рисунке 2.9.

Целью работы является проверка и сравнение значений, полученных с выхода энкодера с расчетной частотой вращения ротора асинхронного электродвигателя и цифрового тахометра.

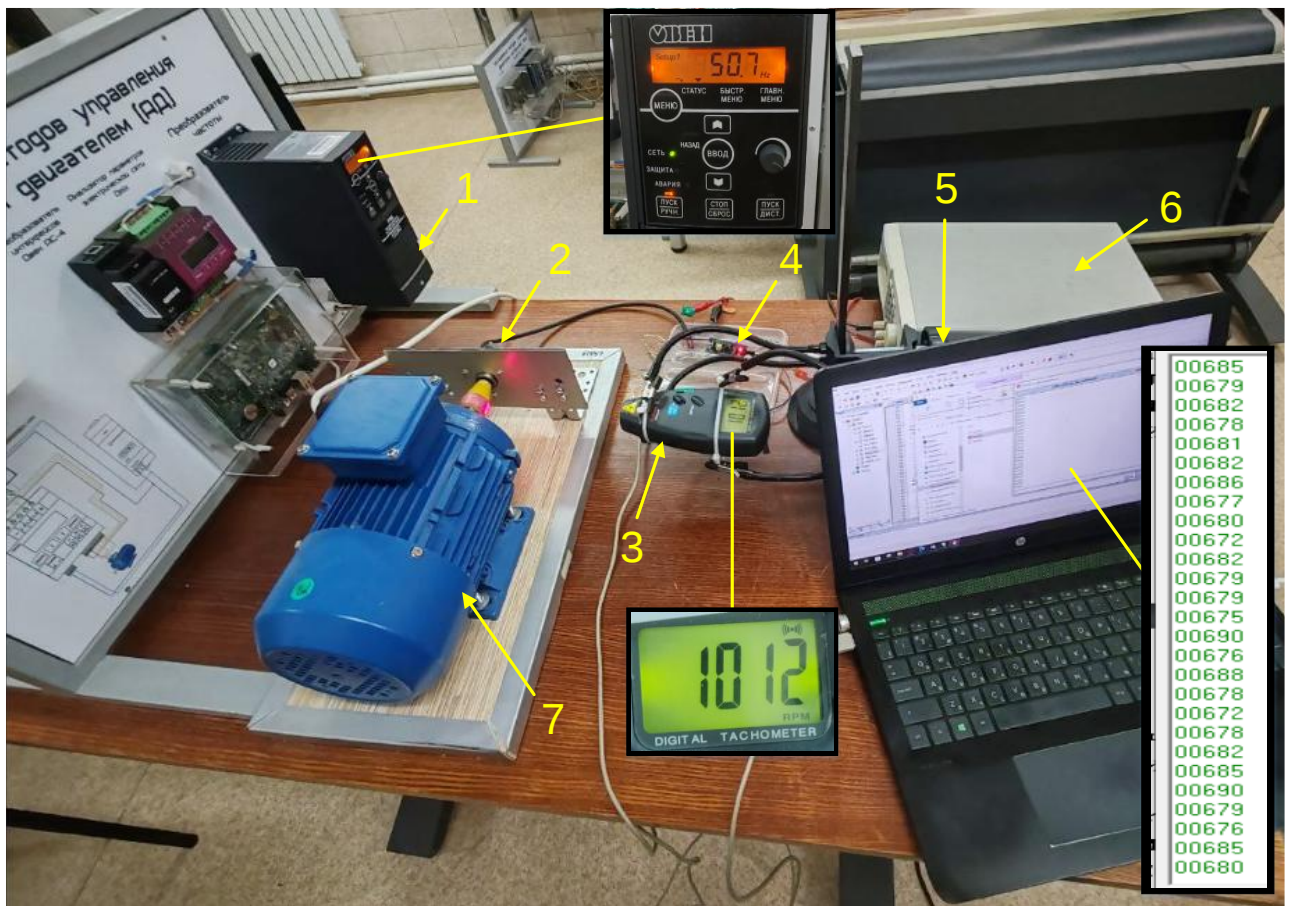


Рисунок 2.9 – Установка для проверки достоверности данных, полученных с выхода энкодера:

1 – преобразователь частоты; 2 – энкодер; 3 – цифровой тахометр DT6234В;
4 – микроконтроллер; 5 – ноутбук; 6 – источник питания; 7 – асинхронный электродвигатель АИР80В6.

Установка состоит из преобразователя частоты 1, энкодера 2, закрепленного на валу асинхронного электродвигателя АИР80В6 7, цифрового тахометра 3, микроконтроллера 4. Полученные с энкодера данные поступают на компьютер 5. Для питания энкодера был применен индивидуальный источник питания 6.

Основные параметры асинхронного электродвигателя АИР80В6 представлены в таблице 2.4.

Таблица 2.4 – Параметры асинхронного электродвигателя АИР80В6.

Наименование показателя	Значение
Название	АИР80В6
Напряжение	220/380 В
Ток	5,25/3,04 А
Частота вращения	910 об/мин
Частота питающего напряжения	50 Гц
cosφ	0,76
Мощность	1,1 кВт
Число пар полюсов	3

Проверка достоверности заключается в определении погрешности данных, полученных с энкодера при разных частотах питающего напряжения, и сравнении их с расчетным значением синхронной частоты вращения асинхронного электродвигателя, рассчитываемой по формуле

$$n_{\text{син}} = \frac{f \cdot 60}{p}, \quad (2.39)$$

где f – частота питающего напряжения, Гц; p – число пар полюсов.

Для проверки достоверности поступающих с энкодера данных были также получены значения частоты с цифрового тахометра DT6234В, с погрешностью измерения 0,05%, при нескольких частотах преобразователя частоты.

Полученные данные представлены в таблице 2.5.

Таблица 2.5 – Результаты проверки достоверности полученных данных

Источники измерения	Частота вращения ротора		
	15 Гц	31,3 Гц	50,7 Гц
Энкодер	303,2	631,3	1016,6
Цифровой тахометр	299,4	625,2	1012
Расчетное значение синхронной частоты вращения ротора	300	626	1014
Ошибка, %	1,07	0,85	0,25

Из анализа данных, представленных в таблице 2.5, следует, что максимальная погрешность измерения частоты вращения вала ротора асинхронного электродвигателя с помощью энкодера составляет 1,07 %. На основании этого можно считать, что получаемые с выхода энкодера данные достоверны и их можно использовать для анализа работы асинхронного электродвигателя.

Таким образом экспериментальные данные подтверждают существенные различия кривых частоты вращения ротора ω_r модели и натурного эксперимента в интервале $0 < t_{\text{пп}}$. На этом основании можно констатировать, что разработанная модель асинхронного электродвигателя не адекватно описывает электромагнитные процессы в переходных режимах и требует дальнейшей доработки.

Для упрощения моделирования схемы, представленной на рисунке 2.4, значение индуктивности намагничивания L_m принимали постоянной величиной. Согласно [35, 65] электродвигатели работают в пределах всей нелинейной кривой намагничивания, включая зону насыщения, следовательно, зависимость магнитного потока от тока статора $\Phi = f(I_s)$ также является нелинейной [96]. Соответственно индуктивность намагничивания L_m при работе электродвигателя будет переменной величиной, зависящей от тока статора [36]. Для повышения точности моделирования работы асинхронного электродвигателя в переходных режимах работы принято решение заменить статическую индуктивности намагничивания L_m ее динамической характеристикой L_m^d .

Величина индуктивности рассчитывается по следующей формуле

$$L_m^d = L_m(I_s) + \frac{dL_m(I_s)}{di_s} \cdot I_s = \frac{w \cdot S \cdot B}{I_s} + \frac{dL_m(I_s)}{di_s} \cdot I_s, \quad (2.40)$$

где $dL_m(I_s)/di_s$ – динамическая составляющая индуктивности намагничивания.

Величина магнитной индукции зависит от материала магнитопровода. Согласно [37] сердечник статора асинхронного электродвигателя НВА-55С набран из изолированных между собой листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм, марки 2212.

Магнитная индукция рассчитывается по формуле

$$B = \mu \mu_0 \cdot H, \quad (2.41)$$

где μ – магнитная проницаемость сердечника, Гн/м; μ_0 – магнитная постоянная, в системе измерений СИ $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; H – напряженность магнитного поля, А/м.

Напряженность поля H рассчитывается по следующей формуле

$$H = \frac{w \cdot I_s}{l_c}. \quad (2.42)$$

Значения напряженности магнитного поля H от магнитной индукции B для стали 2212 представлены в приложении Б.

Ток статора I_s в зависимости от магнитной индукции B рассчитывается согласно следующему уравнению

$$I_s = \frac{B \cdot l_c}{\mu \mu_0 \cdot w}. \quad (2.43)$$

Использував кривую зависимости магнитной индукции B от напряженности поля H стали 2212 были получены значения тока для каждого значения магнитной индукции. После это подставляя в формулу (2.40) ток статора и соответствующее ему значение магнитной индукции был получен массив значений индуктивности в

зависимости от тока статора. По полученным данным был построен график зависимости динамической индуктивности от тока статора представленный на рисунке 2.10

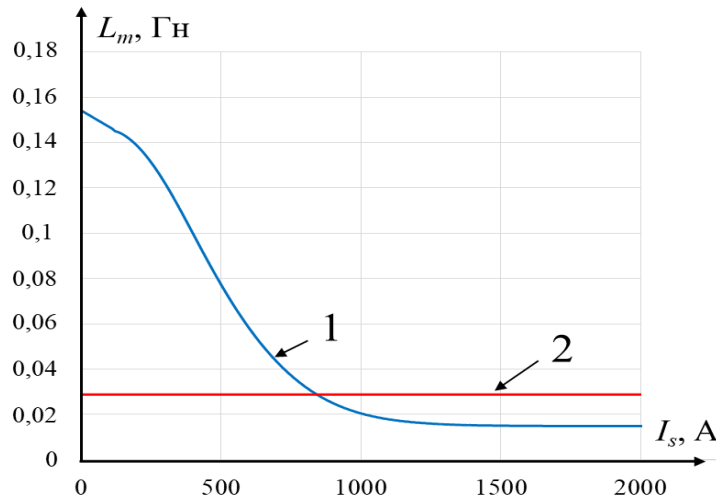


Рисунок 2.10 – Кривая зависимости индуктивности от тока статора:

1 – динамическая индуктивность; 2 – статическая индуктивность

Площадь поперечного сечения сердечника статора S , входящая в уравнение (2.40), определяется из его геометрических размеров [30]. На рисунке 2.11 представлена упрощенная схема магнитной системы [38].

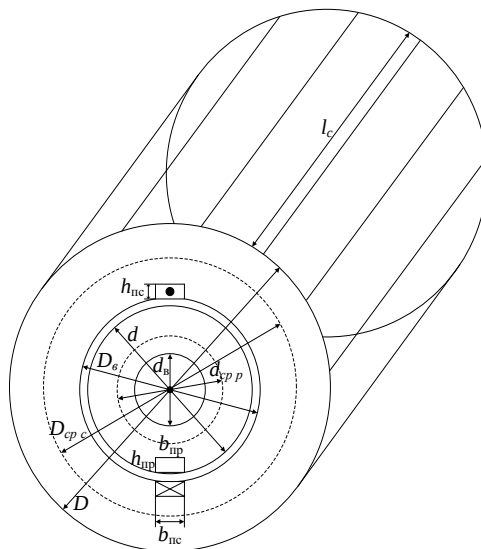


Рисунок 2.11 – Схема магнитной системы: D – внешний диаметр статора; $D_в$ – внутренний диаметр статора; $D_{ср.с}$ – диаметр средней линии статора; d – внешний диаметр ротора; $d_в$ – внутренний диаметр ротора; $d_{ср.р}$ – диаметр средней линии ротора; l_c – длина статора; $h_{пс}$, $b_{пс}$ – высота и ширина паза статора; $h_{пр}$, $b_{пр}$ – высота и ширина паза ротора

С учетом геометрических размеров магнитной системы, представленной на рисунке 2.11, площадь поперечного сечения сердечника рассчитывается по следующей формуле

$$S = \frac{(D - D_B - 2 \cdot h_{\text{ПС}}) \cdot l_c}{2}. \quad (2.44)$$

$$S = \frac{(0,392 - 0,25 - 2 \cdot 0,027) \cdot 0,244}{2} = 0,01074 \text{ м}^2.$$

С учетом формул (2.40) – (2.44) и значений магнитной индукции, представленной в приложении Б, модель асинхронного электродвигателя была доработана. Ее структурная схема представлена на рисунке 2.12

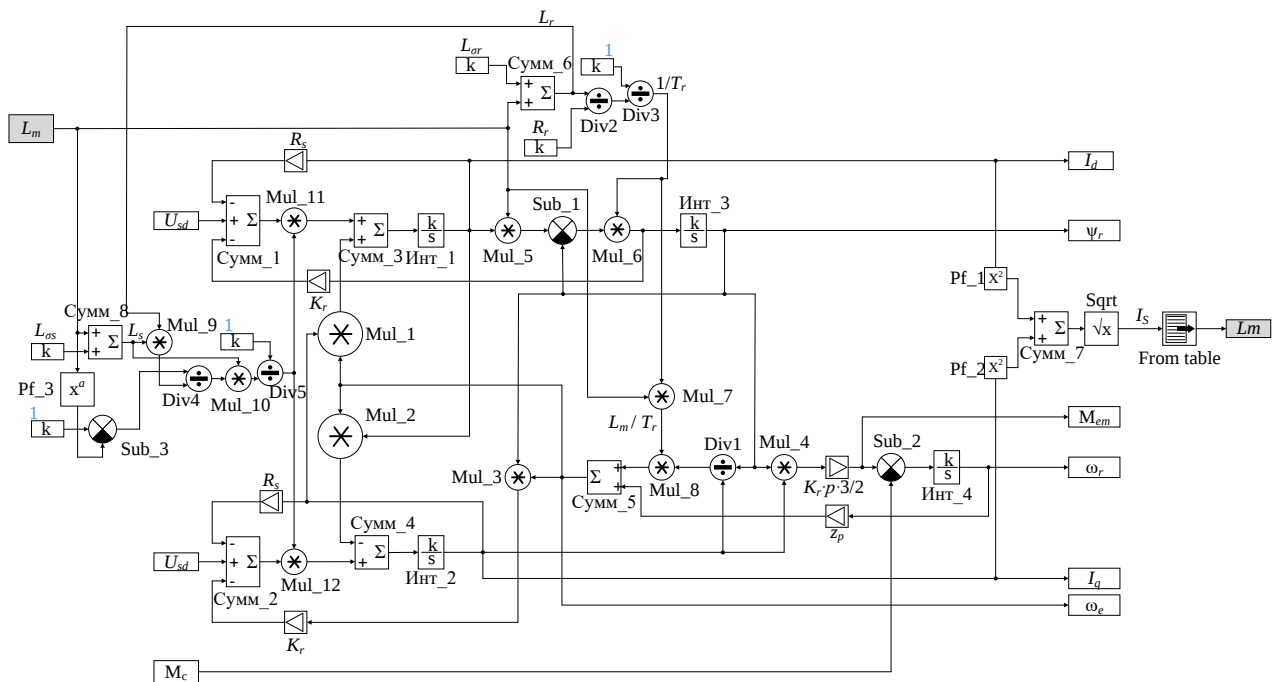


Рисунок 2.12 – Структурная схема уточненной модели асинхронного электродвигателя

Из рисунка 2.12 видно, что в модель асинхронного электродвигателя были внесены следующие изменения:

1. Блок « L_m » заменен на блок «Mul_5» на вход которого поступают значение динамической индуктивности L_m , с выхода блока «From table», и сигнал с выхода блока «Инт_1».

2. Блок « $1/T_r$ » заменен на блоки: «Сумм_6», на вход которого поступают значения динамической индуктивности L_m и постоянное значение индуктивности рассеивания статора $L_{\sigma s}$. На выходе этого блока формируется значение индуктивности статора L_s ; «Div2» в числитель которого поступает значение индуктивности статора L_s , а в знаменатель постоянное значение индуктивности рассеивания ротора $L_{\sigma r}$. На выходе этого блока формируется значение постоянной времени ротора T_r ; «Div3» который реализует деление единицы на постоянную времени ротора; «Mul_6» на вход которого поступают сигналы с выходов блоков «Div3» и «Sub_1».

3. Блок « L_m/T_r » заменен на блок «Mul_7» на вход которого поступают значения динамической индуктивности L_m , с выхода блока «From table» и постоянной времени ротора T_r с выхода блока «Div3».

4. Блоки « $1/L_s$ » в верхней и нижней частях схемы заменены на блоки умножения «Mul_11» и «Mul_12». На вход этих блоков поступают сигналы с выходов блока «Сумм_1» и «Сумм_2» соответственно. Также на вход блоков поступает сигнал с выхода блока деления «Div_5», который входит в систему определения эквивалентной индуктивности, реализованной в левой части схемы, рассчитанной согласно следующему уравнению

$$L_{\Sigma} = L_s \left(1 - L_m^2 / L_s L_r \right). \quad (2.45)$$

Величина тока статора в модели рассчитывается по следующей формуле

$$I_s = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2}. \quad (2.46)$$

Рассчитанное значение тока статора поступает на вход блока «From table», в котором таблично задан массив данных значений индуктивности от тока статора. Согласно этому при подаче на вход блока «From table» значений тока, на его выходе формируется значение индуктивности, которое выбирается из массива

данных, путем сопоставления тока статора с равным ему значением динамической индуктивности. Массив данных блока «*From table*» представлен в приложении В.

На рисунке 2.13 показаны кривые частот вращения ротора ω_r , полученные с помощью уточненной математической модели (2) и реального асинхронного электродвигателя (1).

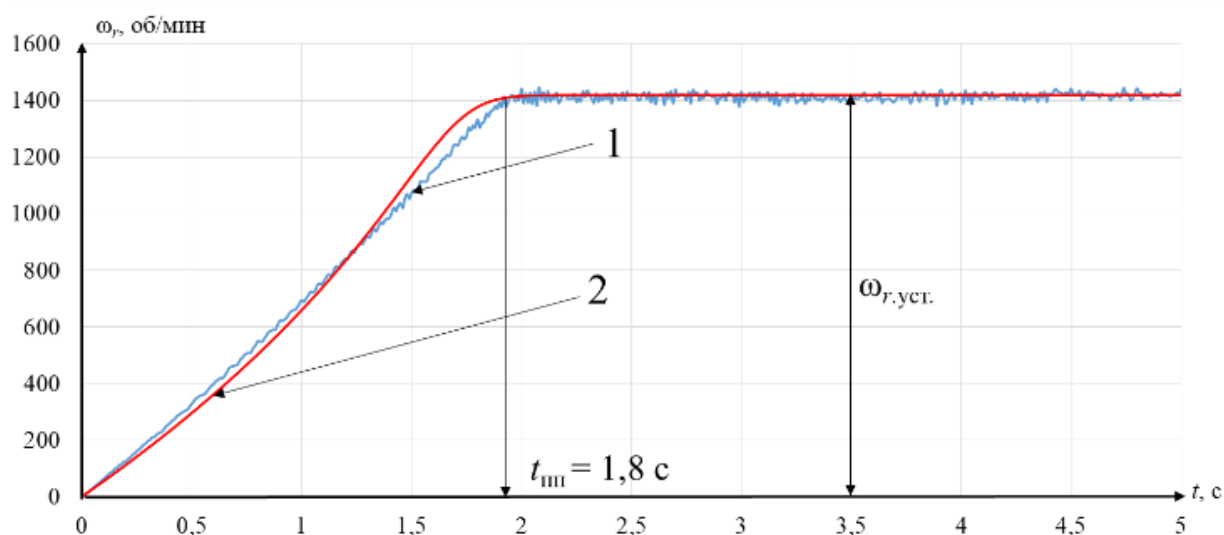


Рисунок 2.13 – Кривые частоты вращения ротора уточненной модели и реального электродвигателя:

1 – Кривая частоты вращения ротора реального электродвигателя; 2 – Кривая частоты вращения модели двигателя

Из рисунка видно, что кривые частоты вращения ротора ω_r в переходном и установившемся $\omega_{r,уст.}$ режимах работы реального электродвигателя и математической модели совпадают по характеру и времени переходного процесса.

Для определения сходимости моделей была рассчитана их корреляционная зависимость. В качестве показателя адекватности работы модели был принят коэффициент множественной детерминации R^2 . Расчет был выполнен согласно формуле коэффициента множественной детерминации общего вида

$$R^2 = 1 - \frac{\sum(\hat{y}_x - \bar{y})^2}{\sum(y_i - \bar{y})^2} \quad (2.47)$$

Согласно проведенному расчету, значение коэффициента детерминации составило $R^2 = 0,996$, что свидетельствует о адекватности отображения электромагнитных процессов. В этой связи применение уточненной математической модели асинхронного электродвигателя может быть рекомендовано для разработки системы управления асинхронным электродвигателем.

2.2.7 Математическая модель вентиляторной нагрузки

В электровозах серии 2(3)ЭС5К, ЭП20, ВЛ85 для каждой секции применяется принудительная система вентиляции, которая предназначена для охлаждения выпрямительно-инверторных преобразователей (ВИП), тяговых двигателей (ТД), сглаживающих реакторов (РС), выпрямительной установки возбуждения (ВУВ), блока балластных резисторов (ББР) и блоков диодов (БД). Кроме охлаждения узлов и агрегатов электровоза система вентиляции также предназначена для обеспечения требуемого избыточного давления в кузове с целью защиты от проникновения в него пыли, снега и иных загрязняющих веществ во время движения поезда, а также для охлаждения кузова в летнее время [39].

Вентиляция включает в себя три мотор-вентиляторные установки ВС1 – ВС3. Принцип работы систем ВС1 и ВС2 одинаков и заключается в заборе воздуха через вертикальные лабиринтные жалюзи с помощью центробежного вентилятора-воздухоочистителя ЦВ 9-37,6-7,6. Подача воздуха в кабину и на охлаждение ВИП, сглаживающих реакторов, тяговых трансформаторов и тяговых двигателей происходит через переходной патрубок, специальные окна и воздухораспределительную камеру. Вентиляция кузова обеспечивается воздухом, поступающим из систем ВС1 и ВС2. В свою очередь система ВС3 предназначена для работы в режиме рекуперативного торможения [40, 41, 42, 43].

Для охлаждения электрооборудования локомотива, вентиляция должна обеспечивать требуемое значение нагнетаемого воздуха для его принудительного

обдува. Требуемое количество охлаждаемого воздуха для силового оборудования представлено в таблице 2.6.

Таблица 2.6 – Требуемое количество охлаждаемого воздуха для силового оборудования электровоза 2(3)ЭС5К «Ермак».

	ВИП	СР	ТД	ВУВ	ББР	БД
Номинальное значение расхода воздуха на охлаждение, м ³ /мин	246±5	25±5	70±5	10±2	250	25±3

Пример системы вентиляции ВС1 электровоза серии 2(3)ЭС5К «Ермак» представлен на рисунке 2.14.

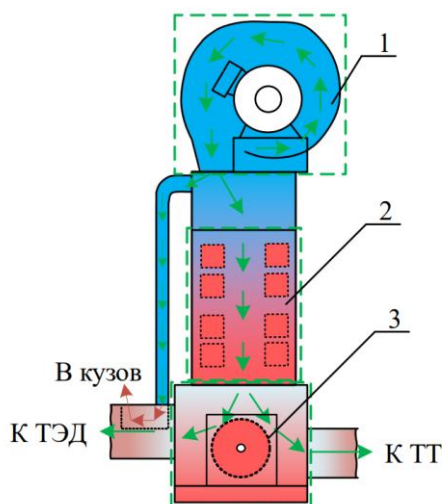


Рисунок 2.14 – Система вентиляции ВС1 электровоза серии 2(3)ЭС5К: 1. Вентилятор ЦВ9-37,6-7,6; 2 – Выпрямительно-инверторный преобразователь (ВИП); 3 – Сглаживающий реактор (СР)

Основные технические характеристики вентилятора ЦВ9-37,6-7,6 [39, 44] представлены в таблице 2.7.

Начало таблицы 2.7 – Технические характеристики вентилятора ЦВ 9-37,6-7,6

Параметр	Значение
Тип вентилятора	ЦВ 9-37,6-7,6
Диаметр рабочего колеса (по концам лопаток), мм	760

Конец таблицы 2.7

Параметр	Значение
Полное давление $p_{\text{ном}}$, даПа (кгс/ м ²)	336 (343)
Мощность на валу электродвигателя, кВт	24
Номинальная производительность $Q_{\text{ном}}$, м ³ /мин	265
Эффективность очистки воздуха от снега, %	90
КПД максимальный $\eta_{\text{е.ном}}$	0,6
Частота вращения, об/мин	1470

При работе мотор-вентиляторной установки на вал приводного электродвигателя действует момент сопротивления, зависящий от основных рабочих характеристик вентилятора, которыми являются:

1. Подача вентилятора – объем воздуха, протекающий через вентилятор в единицу времени, м³/с;
2. Статическое (полное) давление вентилятора, мПа;
3. Мощность, потребляемая вентилятором, кВт;
4. Момент сопротивления на вал электродвигателя, Нм.

Расчет основных рабочих характеристик выполняется согласно методике, описанной в [45]. Рабочая характеристика вентилятора, представленная на рисунке 2.15, во время эксплуатации, возрастает экспоненциально, что приводит к изменению угловой скорости вращения рабочего колеса вентилятора и, как следствие, ведет к изменению всех его рабочих параметров.

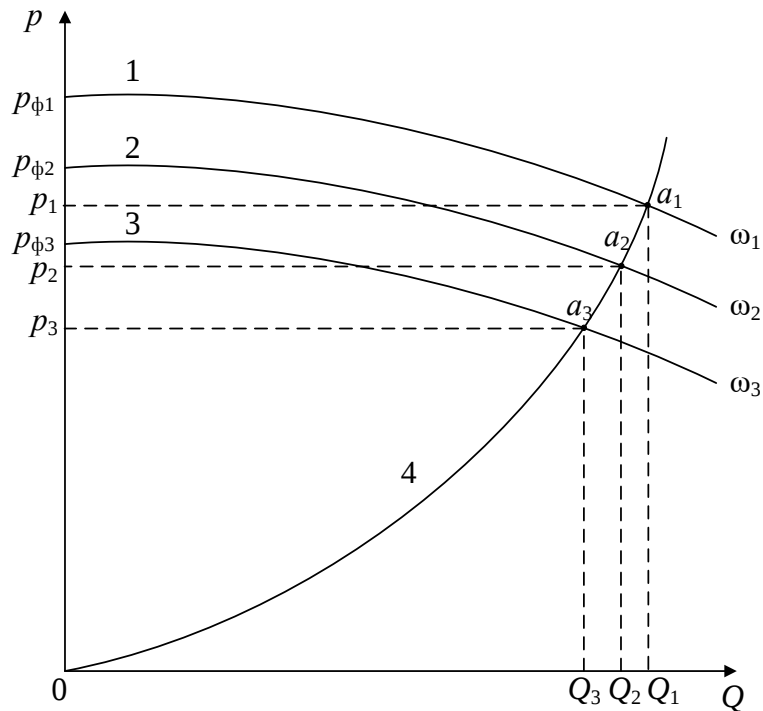


Рисунок 2.15 – Рабочая характеристика вентилятора: 1, 2, 3 – напорные характеристики вентилятора при изменяемой угловой скоростью вращения вала электродвигателя; 4 – рабочая характеристика вентилятора; $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ – величины угловой скорости вращения вала ротора; a_1, a_2, a_3 – рабочие точки вентилятора; $p_{\phi 1}, p_{\phi 2}, p_{\phi 3}$ – фиктивное статическое давление при нулевой подаче; p_1, p_2, p_3 – рабочее давление вентилятора; Q_1, Q_2, Q_3 – рабочая подача вентилятора

Следовательно, расчет характеристик вентилятора необходимо выполнять при переменной угловой скорости рабочего колеса, с учетом того, что при работе вентилятор не испытывает противодействия, обусловленного статическим напором, возникающим при его работе в группе с другими вентиляторами. Расчет осуществляют с помощью следующих формул:

Для текущего значения подачи

$$Q = Q_{\text{НОМ}} \cdot \frac{\omega}{\omega_{\text{НОМ}}}. \quad (2.48)$$

Для текущего значения статического давления

$$p = p_{\text{НОМ}} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{НОМ}}} \right)^2. \quad (2.49)$$

Расчет изменения КПД в зависимости угловой скорости вращения вентилятора производим по формуле Муди [47]

$$\eta_{\varepsilon} = 1 - \frac{1 - \eta_{\varepsilon, \text{НОМ}}}{\left(\frac{\omega}{\omega_{\text{НОМ}}} \right)^{0,36}}. \quad (2.50)$$

Потребляемая вентилятором мощность, определяется выражением

$$N_{\varepsilon} = \frac{Q \cdot p}{1000 \cdot \eta_{\varepsilon}}, \text{ кВт}, \quad (2.51)$$

где Q – секундная подача вентилятора, м³/с; p – полное статическое давление, создаваемое вентилятором, Па; η_{ε} – паспортное КПД вентилятора.

Одной из основных параметрических зависимостей, влияющей на энергетические показатели вентилятора, является зависимость момента статического сопротивления от угловой скорости рабочего колеса, которая определяется согласно выражению

$$M_{\text{с}} = \frac{Q \cdot p}{\omega_r \cdot \eta_{\varepsilon}}, \text{ Нм}. \quad (2.52)$$

Потребляемая мощность мотор-вентиляторной установки, работающей от приводного асинхронного электродвигателя, рассчитывается по формуле

$$P_{\text{в}} = \frac{N_{\text{в}}}{\eta_{\text{дв}} \cdot \eta_{\text{пр}}}, \quad (2.53)$$

где $\eta_{\text{дв}}$ – КПД приводного электродвигателя; $\eta_{\text{пр}}$ – КПД преобразовательного устройства.

В программной среде *SimInTech* построена схема, моделирующая вентиляторную нагрузку на приводной электродвигатель. В ее математическую

основу положены уравнения (2.45) – (2.50). Структурная схема модели вентиляторной нагрузки представлена на рисунке 2.16

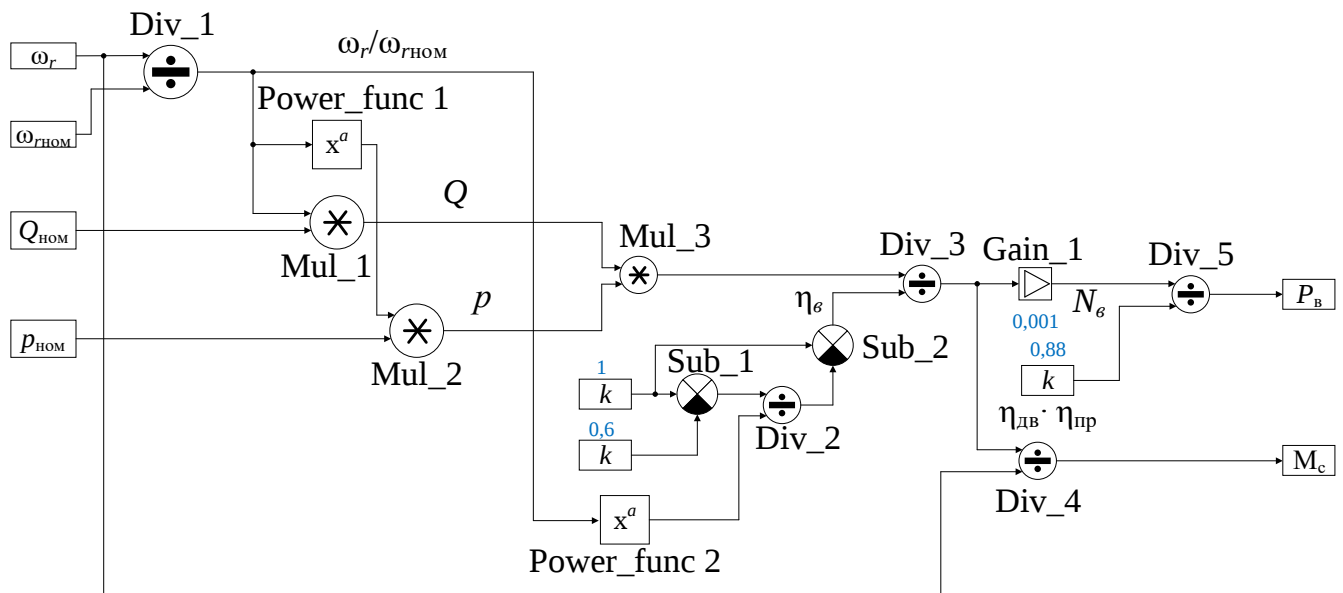


Рисунок 2.16 – Структурная схема модели вентиляторной нагрузки

Уравнение (2.45) реализовано в верхней части схемы. Для расчета подачи воздуха Q на блок деления «Div_1» поступают сигналы действительного ω_r и номинального $\omega_{гном}$ значения частоты вращения ротора. С выхода блока деления «Div_1» сигнал поступает на вход блока умножения «Mul_1». Также на вход блока умножения подается сигнал номинального значения подачи воздуха $Q_{ном}$. На выходе блока «Mul_1» формируется действующее значение подачи воздуха Q .

Уравнение (2.46) реализовано в средней части схемы. Для расчета текущего значения статического давления p на вход блока умножения «Mul_2» поступают сигналы номинального значения статического давления $p_{ном}$ и значение взятого в квадрат отношения действительной частоты вращения ротора ω_r и номинального значения частоты вращения ротора $\omega_{гном}$.

Расчетное значение КПД вентилятора в зависимости от угловой скорости вращения вентилятора реализуется на выходе блока вычитания «Sub_2» в результате решения уравнения (2.47).

Значение потребляемой мощности вентилятором $N_в$, согласно уравнению (2.48), реализуется на выходе усилителя «Gain_1».

Момент статического сопротивления вентилятора M_c определяемый согласно уравнению (2.49), реализуется на выходе блока деления «Div_4».

Значение потребляемой мощности мотор-вентиляторной установки P_v поступает с выхода блока деления «Div_5».

Результатами моделирования работы асинхронного электродвигателя с вентиляторной нагрузкой при прямом пуске являются кривые частоты вращения ротора электродвигателя $\omega_r(t)$, потокосцепления ротора $\psi_r(t)$, тока статора электродвигателя $I_s(t)$, потребляемой мощности мотор-вентиляторной установки $P_v(t)$ и кривая подачи воздуха $Q(t)$ представленные на рисунках 2.17 – 2.21

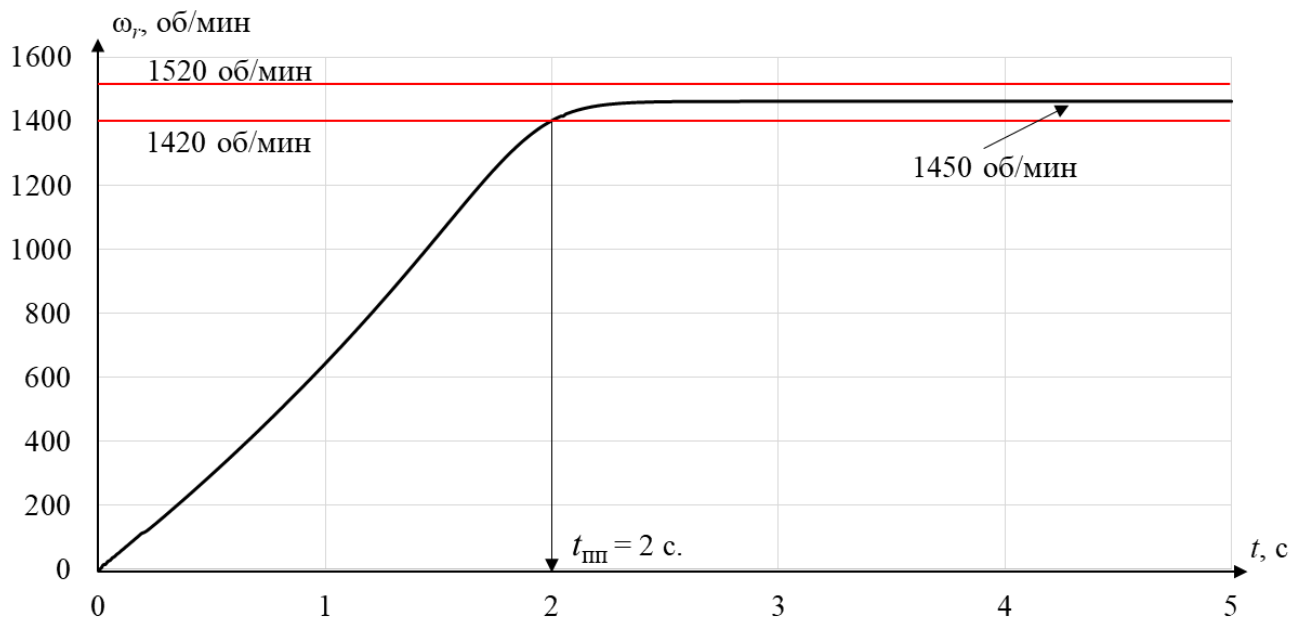


Рисунок 2.17 – Кривая частоты вращения ротора модели асинхронного электродвигателя с вентиляторной нагрузкой

Из анализа кривой частоты вращения ротора асинхронного электродвигателя с вентиляторной нагрузкой, представленной на рисунке 2.18 следует, что время переходного процесса увеличилось и составило $t_{пн} = 2$ с, что на 0,2 с больше, чем при работе без нагрузки (рисунок 2.13).

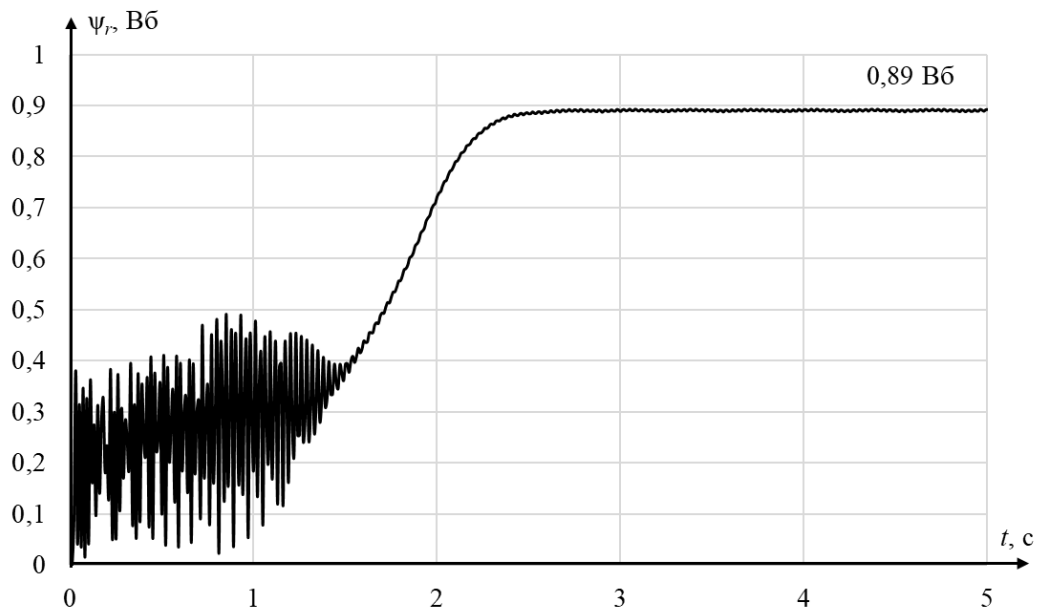


Рисунок 2.18 – Кривая потокосцепления модели асинхронного электродвигателя с вентиляторной нагрузкой

Из кривой потокосцепления ротора модели асинхронного электродвигателя видно, что величина потокосцепления в установившемся режиме работы составляет 0,89 Вб.

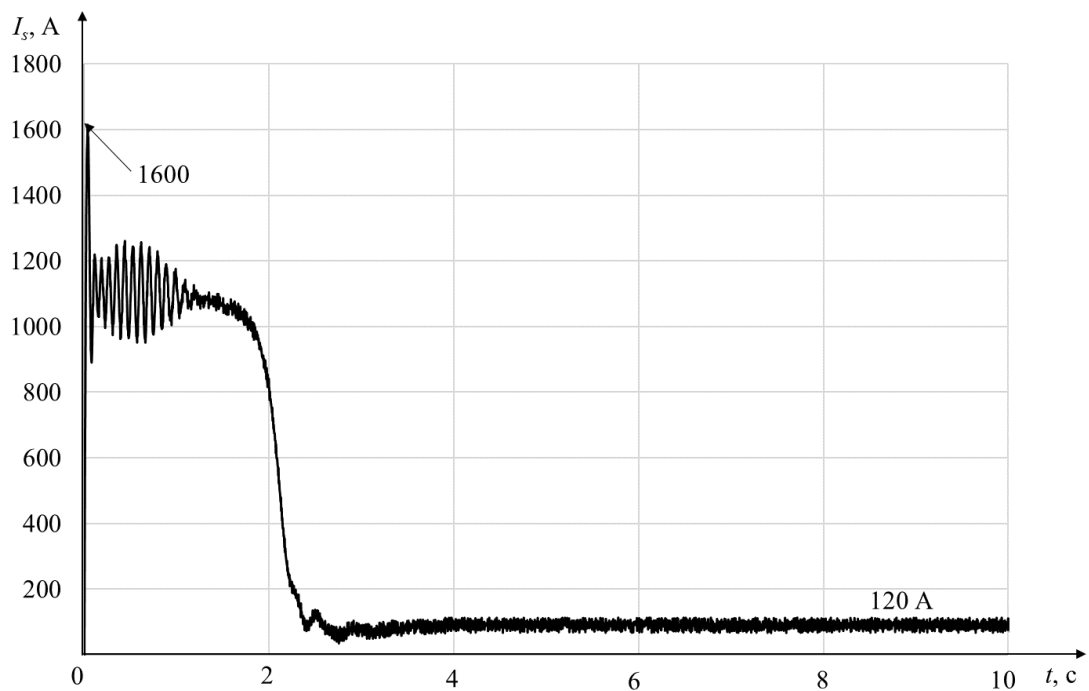


Рисунок 2.19 – Кривая тока статора модели асинхронного электродвигателя с вентиляторной нагрузкой

Из анализа рисунка 2.19 следует, что максимальное действующее значение тока статора, полученное с модели, составляет 698 А, а номинальное значение равно 118 А.

На рисунке 2.20 и 2.21 представлены кривая потребляемой мощности и кривая подачи воздуха мотор-вентиляторной установки.

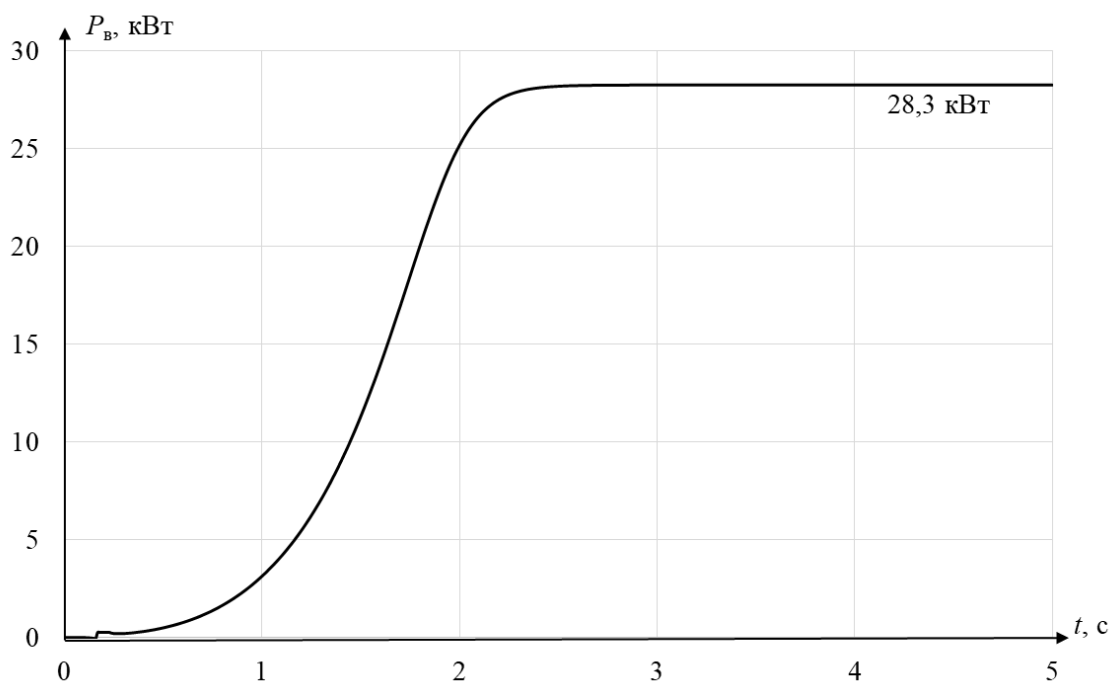


Рисунок 2.20 – Кривая потребляемой мощности мотор-вентиляторной установки

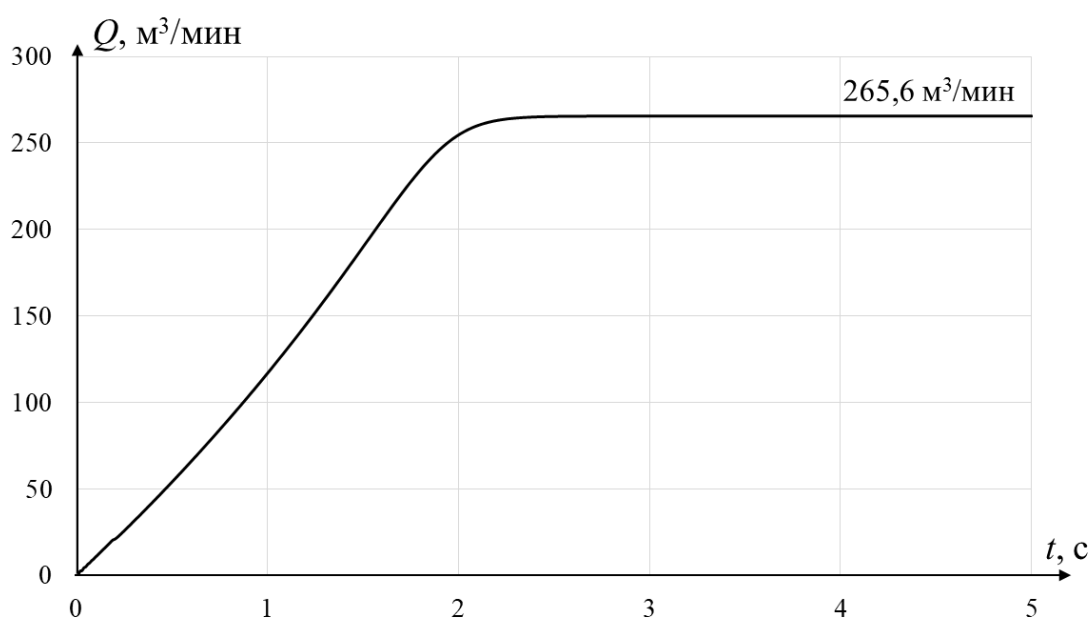


Рисунок 2.21 – Кривая подачи воздуха

Согласно рисунку 2.21 и таблице 2.6 вентиляторная установка реализует необходимую подачу воздуха для охлаждения агрегатов электровоза.

Из анализа рисунка 2.20 следует, что для работы мотор-вентиляторной установки с приводным асинхронным электродвигателем мощностью 55 кВт в номинальном режиме работы требуется мощность $P_{\text{в}} = 28,3$ кВт.

Для проверки полученного результата проведем расчет требуемой мощности приводного двигателя [46] по следующей формуле

$$P_{\text{дв}} = \frac{K_z \cdot Q_{\text{ном}} \cdot p_{\text{ном}}}{1000 \cdot \eta_{\text{в}} \cdot \eta_{\text{пр}}}, \quad (2.54)$$

где K_z – коэффициент запаса, отн. ед. Для вентиляторов мощностью более 5 кВт принимается в диапазоне от 1,1 до 1,15.

$$P_{\text{дв}} = \frac{1,1 \cdot 4,4167 \cdot 3360}{1000 \cdot 0,6 \cdot 0,92} = 29,3 \text{ кВт.}$$

Из анализа выполненного моделирования и поверочного расчета следует, что в существующих системах вентиляции приводной асинхронный электродвигатель выбирают практически в два раза большей мощности, чем требуется для работы вентиляторного агрегата.

Эксплуатация приводного асинхронного электродвигателя на мощности, менее номинального значения, приводит к снижению КПД всей мотор-вентиляторной установки. КПД приводного асинхронного электродвигателя можно определить с помощью круговой диаграммы (рис. 2.22), построение которой описано в [104] в соответствии с рекомендациями ГОСТ 7217-87.

Исходные данные для построения диаграммы были взяты из протокола приемо-сдаточных испытаний № 2314 при проведении опыта холостого хода и короткого замыкания двигателя НВА-55 от 27.04.2025 г.

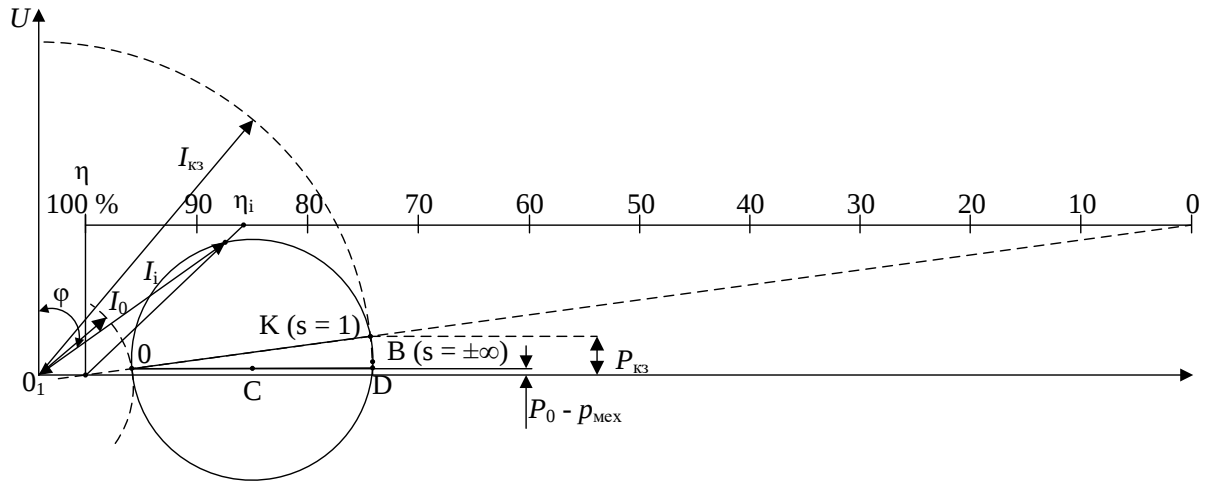


Рисунок 2.22. – Круговая диаграмма асинхронного электродвигателя НВА-55

С помощью круговой диаграммы была получена зависимость КПД $\eta_{\text{дв}}$ от мощности P асинхронного электродвигателя НВА-55, представленная на рисунке 2.23.

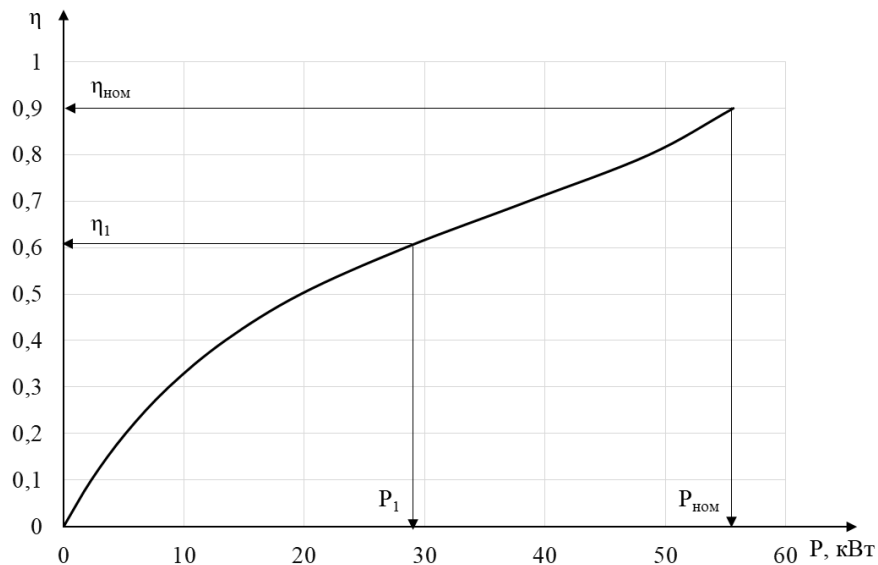


Рисунок 2.23 – Зависимость КПД от мощности асинхронного электродвигателя НВА-55

Как следует из рисунка 2.23, КПД приводного электродвигателя, работающего при мощности 28,3 кВт, составляет 60 %. Согласно этому, КПД мотор-вентиляторной установки составит:

$$\eta_{\text{МВ}} = \eta_{\text{в}} \cdot \eta_{\text{п}} \cdot \eta_{\text{дв}} = 0,6 \cdot 0,92 \cdot 0,61 = 0,337 \quad (2.55)$$

где $\eta_{\text{в}}$ – КПД вентилятора; $\eta_{\text{п}}$ – КПД передачи, значение которого равно 0,92; $\eta_{\text{дв}}$ – КПД приводного электродвигателя.

Исходя из полученного значения КПД мотор-вентиляторной установки следует, что приводной электродвигатель нагружен только на 53 %, что приводит к недоиспользованию 37 % полезной мощности и, кроме этого, к снижению КПД самого приводного двигателя, а также всей системы вспомогательных машин локомотива [105].

Одними из причин завышения мощности приводного асинхронного электродвигателя являются несимметрия питающего напряжения и большие колебания тока статора при пуске и в переходных режимах работы [22]. Исходя из этого, применение предлагаемых в работе систем питания асинхронного электродвигателя позволит применить менее мощные асинхронные машины в качестве приводов мотор-вентиляторных установок, что повысит их энергетическую эффективность, а также повысит КПД мотор-вентиляторной установки.

Для дальнейшего синтеза системы управления асинхронным электродвигателем были приняты параметры типового асинхронного электродвигателя серии 4А180М4У3 мощностью 30 кВт. Заменив параметры электродвигателя в математической модели (рисунок 2.12), были получены следующие результаты моделирования, представленные кривой тока статора и кривыми производительности и рабочего давления мотор-вентиляторной установки на рисунках 2.24 и 2.25 соответственно.

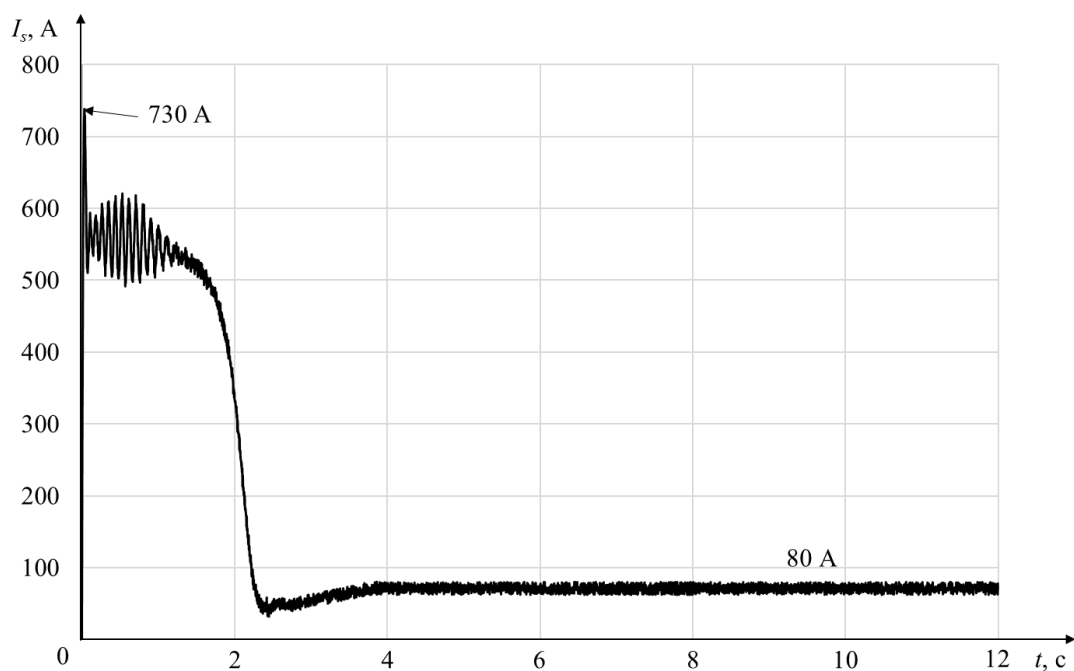


Рисунок 2.24 – Кривая тока статора модели асинхронного электродвигателя мощностью 30 кВт с вентиляторной нагрузкой

Из анализа рисунка 2.24 следует, что величина пускового тока, выбранного двигателя мощностью 30 кВт, равна 730 А, а номинальная величина тока составила 80 А.

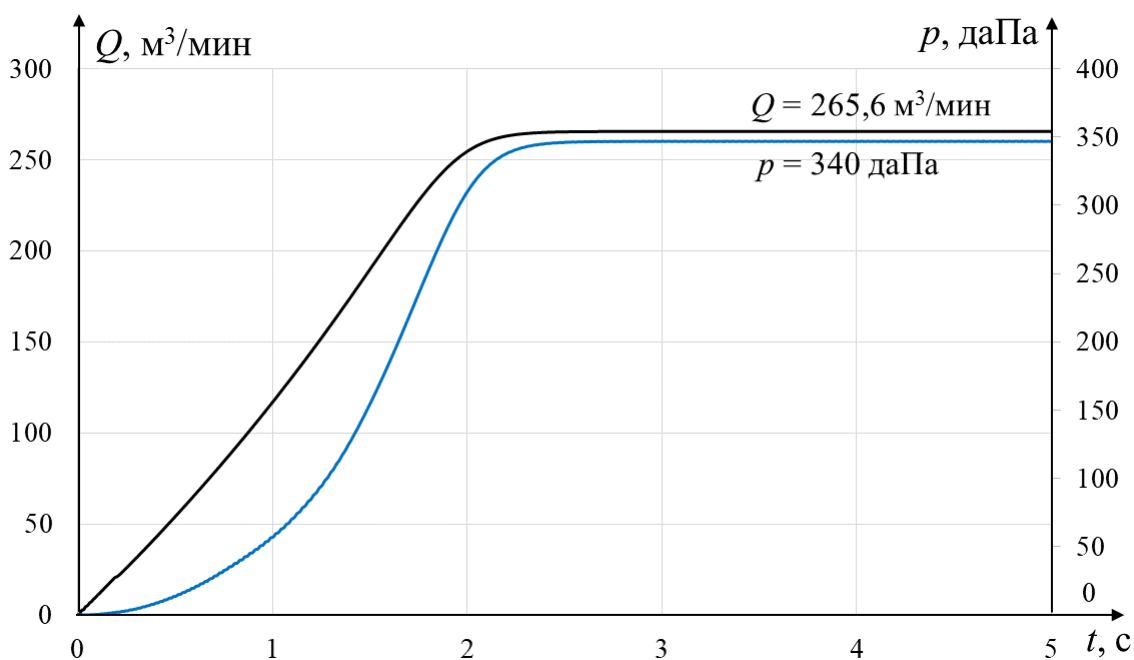


Рисунок 2.25 – кривая производительности Q и рабочего давления p мотор-вентиляторной установки с приводным двигателем мощностью 30 кВт

Из анализа рисунка 2.25 следует, что выбранный электродвигатель мощностью 30 кВт, предлагаемый в качестве приводного электродвигателя мотор-вентиляторной установки, способен реализовать необходимую производительность Q и давление воздуха p . Поскольку асинхронный электродвигатель, мощностью 30 кВт работает при той же мощности, равной 28,3 кВт, что соответствует его номинальной нагрузке, КПД мотор-вентиляторной установки составит:

$$\eta_{\text{МВ}} = \eta_{\text{В}} \cdot \eta_{\text{П}} \cdot \eta_{\text{ДВ}} = 0,6 \cdot 0,92 \cdot 0,902 = 0,498 \quad (2.56)$$

Согласно выполненному расчету, КПД мотор-вентиляторной установки составит 49,8 %, что на 16,1 % больше, чем при использовании приводного двигателя мощностью 55 кВт.

Таким образом применение предлагаемой системы питания позволит устранить несимметрию питающего напряжения, применять электродвигатели меньшей мощности в качестве приводных двигателей и повысить КПД мотор-вентиляторной установки.

Выводы

1. Разработана математическая модель асинхронного электродвигателя с динамической индуктивностью в системе координат $d - q$.
2. Проведена проверка адекватности работы модели, результаты которой свидетельствуют о том, что уточненную модель можно применять для синтеза систем управления.
3. Разработана модель вентиляторной нагрузки.
4. Проведен расчет потребляемой мощности вентиляторной установки, который показал, что для работы установки в номинальном режиме требуется менее мощный приводной электродвигатель, чем применяется в настоящее время.

3 МОДАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ С ВЕНТИЛЯТОРНОЙ НАГРУЗКОЙ

Желаемые показатели качества регулирования в динамических режимах работы асинхронного электродвигателя можно обеспечить за счет включения в структуру управления модального регулятора [48, 67]. Синтез структуры системы автоматического регулирования [92] (САР) основывается на применении теории пространства состояний с использованием принципов модального регулирования [68]. Заданное качество переходных процессов обеспечивается путем использования в модальном регуляторе безынерционных обратных связей, объединяющих переменные состояний объекта с его входом.

Для оценки энергетической эффективности применения модального управления асинхронным электродвигателем, модель которого описана в главе 2, необходимо рассмотреть принципы модального управления и метода пространства состояний для асинхронного электродвигателя, синтезировать модальный регулятор и на основе полученных результатов моделирования сделать вывод о возможности применения модального управления. Согласно полученным при моделировании данным, мотор-вентиляторная установка потребляет мощность равную 28,3 кВт, поэтому для синтеза модального управления приняты параметры типового асинхронного электродвигателя серии 4А180М4У3 мощностью 30 кВт.

3.1 Модель асинхронного электродвигателя в пространстве состояний

Система модального управления [89] является замкнутой системой автоматического управления (САУ), работа которой основана на обеспечении заданного распределения корней λ_n характеристического уравнения системы

$$X(t) = C_1 e^{\lambda_1 t} + C_2 e^{\lambda_2 t} + \dots + C_n e^{\lambda_n t}. \quad (3.1)$$

Каждая составляющая свободного движения системы соответствует отдельному корню λ_n или паре комплексно сопряженных корней, которые зависят

от коэффициентов характеристического уравнения системы. Согласно этому принцип модального управления заключается в подборе таких коэффициентов модального регулятора, которые обеспечивали бы заданные параметры замкнутой системы автоматического регулирования. В зарубежной литературе корни характеристического уравнения системы называют модами, поэтому такое управление называют модальным [49].

Поскольку объектом управления является асинхронный электродвигатель, имеющий в своей структуре внутренние перекрестные связи, то для применения модального управления необходимо знать его текущее состояние. Под состоянием системы понимают минимальное количество значений переменных величин системы, способных однозначно определить положение (состояние) системы в любой момент времени [49]. Для этого необходимо описать объект управления в пространстве состояний [87]. Структурная схема объекта управления в пространстве состояний представлена на рисунке 3.1

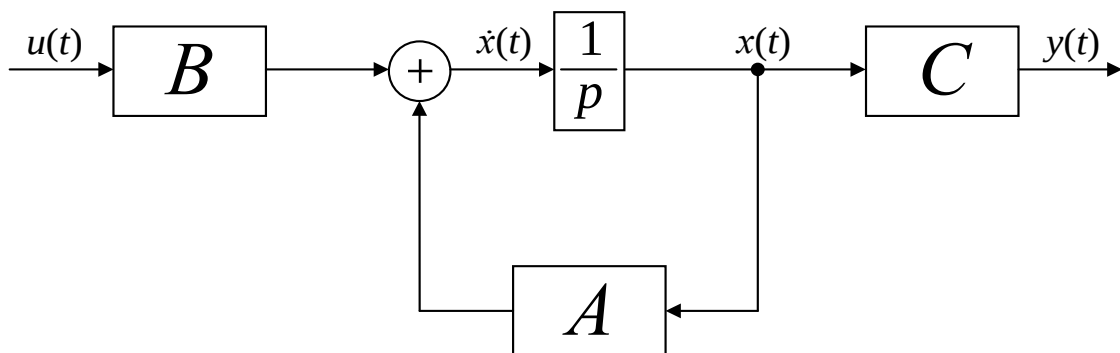


Рисунок 3.1 – Структурная схема САР в пространстве состояний: $u(t)$ – входное воздействие; $y(t)$ – выходное воздействие; A – матрица коэффициентов состояния системы; B – матрица коэффициентов управления; C – матрица коэффициентов выхода по состоянию системы

Стандартная форма записи уравнений динамики САР n -го порядка в пространстве состояний при нулевых начальных условиях имеет вид

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + Bu \\ Y = CX \end{cases}, \quad (3.2)$$

где $\dot{X}$ – n -мерная матрица-столбец первых производных переменных состояний; A – матрица коэффициентов состояния системы; B – матрица коэффициентов управления; C – матрица коэффициентов выхода по состоянию системы; X – n -мерный вектор-столбец пространства состояний.

В математическую основу собственных матриц объекта A и управления B вошла система уравнений в форме Коши в декартовой системе координат $d - q$ (2.31) приведенная к матричной форме

$$A = \begin{vmatrix} -\frac{1}{T_\sigma} & 0 & \frac{K_r}{L_{\text{ЭКВ}} T_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_\sigma} & -\frac{K_r z_p}{L_{\text{ЭКВ}}} \omega_r & -\frac{K_r z_p}{L_{\text{ЭКВ}}} \psi_r \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{3z_p K_r}{2J} \psi_r & \frac{3z_p K_r}{2J} i_{sq} & 0 \end{vmatrix} \quad B = \begin{vmatrix} \frac{K_{\text{ИНВ}}}{L_{\text{ЭКВ}}} & 0 \\ 0 & \frac{K_{\text{ИНВ}}}{L_{\text{ЭКВ}}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix} \quad (3.3)$$

Поскольку в модели электродвигателя, описанной во 2 главе, управление ведется по двум каналам, а именно по каналу потокосцепления ротора ψ_r и каналу частоты вращения ротора ω_r , то синтез системы управления выполняется на базе одноканальной структуры модального управления координатами состояний, относящимися к контурам потокосцепления ротора и угловой скорости электродвигателя. При таких принципах построения САУ обеспечиваются заданные параметры качества регулирования в динамических режимах работы.

Для составления матриц коэффициентов состояний объекта A и управления B каждого канала управления асинхронным электродвигателем необходимо разделить матрицы из уравнения (3.3) соответственно на два канала управления [86], а именно:

1. Для канала управления потокосцеплением ротора ψ_r

$$A_{\psi_r} = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{13} \\ a_{31} & a_{33} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\frac{1}{T_\vartheta} & \frac{K_r}{T_r L_{\text{ЭКВ}}} \\ \frac{L_m}{T_r} & -\frac{1}{T_r} \end{vmatrix} \quad (3.4)$$

$$B_{\psi_r} = \begin{vmatrix} b_{11} \\ b_{21} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{K_{\text{ИНВ}}}{L_{\text{ЭКВ}}} \\ 0 \end{vmatrix} \quad (3.5)$$

$$Y_{\psi_r} = \begin{vmatrix} 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{sd} \\ \psi_r \end{vmatrix} = \psi_r. \quad (3.6)$$

2. Для канала управления частотой вращения ротора ω_r

$$A_{\omega_r} = \begin{vmatrix} a_{22} & a_{24} \\ a_{42} & a_{44} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\frac{1}{T_\vartheta} & -\frac{K_r z_p}{L_{\text{ЭКВ}}} \cdot \psi_r \\ \frac{3z_p K_r}{2J} \cdot \psi_r & 0 \end{vmatrix} \quad (3.7)$$

$$B_{\omega_r} = \begin{vmatrix} b_{22} \\ b_{32} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{K_{\text{ИНВ}}}{L_{\text{ЭКВ}}} \\ 0 \end{vmatrix} \quad (3.8)$$

$$Y_{\omega_r} = \begin{vmatrix} 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{sq} \\ \omega_r \end{vmatrix} = \omega_r. \quad (3.9)$$

На рисунке 3.2 представлено расположение корней исходной разомкнутой системы по двум каналам управления.

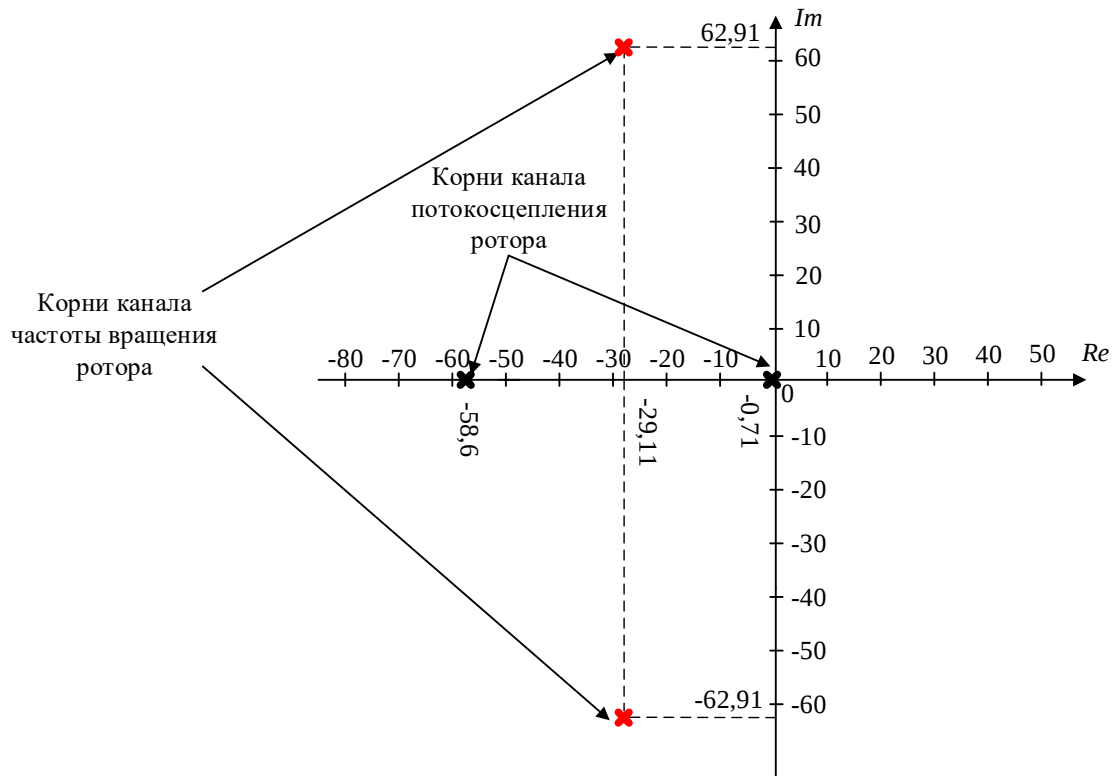


Рисунок 3.2 – Графическое расположение корней исходной разомкнутой системы

Как видно из рисунка, все корни лежат левее мнимой оси и имеют отрицательную вещественную часть. Согласно корневому критерию устойчивости система является устойчивой.

Выбор коэффициентов (корней характеристического уравнения системы) модального регулятора зависит от желаемой формы, характера переходного процесса и времени переходного процесса в САР.

Следующим шагом в создании системы модального управления является синтез модального регулятора.

3.2 Синтез модального регулятора

Структурная схема САР с модальным управлением [32] имеет схожий вид с рекурсивным фильтром [69], который использует в своей структуре один или большее выходов системы в качестве входа, то есть имеет обратную связь. Но разница между модальным регулятором и рекурсивным фильтром заключается в том, что обратная связь в рекурсивном фильтре реализована по выходной величине,

а в модальном управлении обратная связь реализуется по переменным состояний объекта.

На рисунке 3.3 представлена схема САР с модальным регулятором, состоящая из трех основных матриц: матрицы объекта A , матрицы управления B , матрицы выходных значений C . В обратную связь включена матрица модального регулятора K .

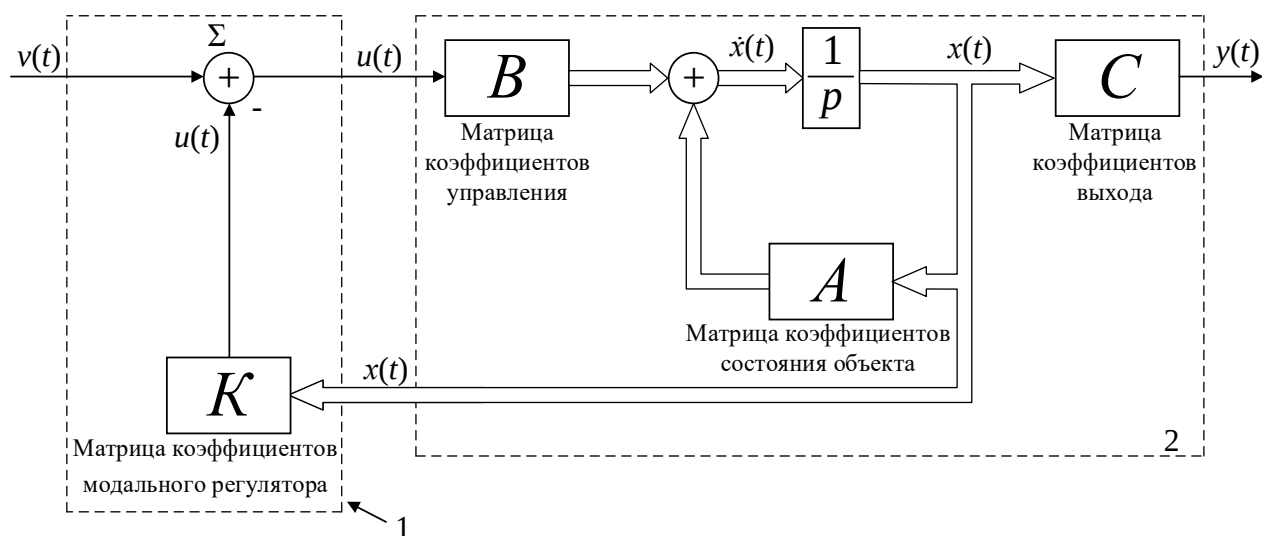


Рисунок 3.3 – Структурная схема САР с модальным регулятором: 1 – Модальный регулятор; 2 – Объект управления

Описываемая блоками $A - C$ и интегратором $1/p$ модель асинхронного электродвигателя имеет обратную связь не по выходной координате $y(t)$, а по переменным состояний $x(t)$. Обратная связь реализуется с помощью модального регулятора, состоящего из матрицы обратной связи K , которая состоит из безынерционных коэффициентов k_i и сумматора Σ . Согласно этому уравнение системы с модальным регулятором имеет вид

$$u(t) = - \sum_{i=1}^n k_i x_i(t) = -k_1 x_1(t) - k_2 x_2(t) - \dots - k_n x_n(t), \quad (3.10)$$

где $x_i(t)$ – состояния объекта управления; k_i – безынерционные коэффициенты модального регулятора.

Согласно уравнению (3.10), поведение системы в динамических режимах работы определяют коэффициенты модального регулятора k . В связи с этим синтез модального регулятора заключается в определении таких коэффициентов передачи k_i , при которых замкнутая САР имела бы заданный желаемый характер переходных процессов [50].

Синтез модельного регулятора заключается в выполнении нескольких этапов.

Первой операцией является определение характеристического полинома исходной системы. Для этого рассчитываются численные значения, входящие в матрицу A и B каждого канала управления

$$A_{\Psi_r} = \begin{vmatrix} -\frac{1}{T_\Theta} & \frac{K_r}{T_r L_{\text{ЭКВ}}} \\ \frac{L_m}{T_r} & -\frac{1}{T_r} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -79,22895 & 431,5707 \\ 0,069151 & -1,24557 \end{vmatrix}$$

$$B_{\Psi_r} = \begin{vmatrix} \frac{K_{\text{ИНВ}}}{L_{\text{ЭКВ}}} \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 111221,5 \\ 0 \end{vmatrix}$$

$$A_{\omega_r} = \begin{vmatrix} -\frac{1}{T_\Theta} & -\frac{K_r z_p}{L_{\text{ЭКВ}}} \cdot \Psi_r \\ \frac{3z_p K_r}{2J} \cdot \Psi_r & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -79,22895 & -658,323 \\ 4,055968 & 0 \end{vmatrix}$$

$$B_{\omega_r} = \begin{vmatrix} \frac{K_{\text{ИНВ}}}{L_{\text{ЭКВ}}} \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 111221,5 \\ 0 \end{vmatrix}$$

После этого определяем корни матрицы A каждого канала управления. Характеристическое уравнение исходной разомкнутой системы в общем виде представлено следующим уравнением

$$d(p) = p^n - d_{n-1}p^{n-1} + \dots + d_1p + d_0, \quad (3.11)$$

где d_{n-1} – корни матрицы A .

Поскольку асинхронный электродвигатель представляет собой систему второго порядка, то характеристические полиномы каждого канала управления исходной системы будут иметь такой же порядок:

$$d_{\psi_r}(p) = p^2 + 80,47452p + 68,84166.$$

$$d_{\omega_r}(p) = p^2 + 79,22895p + 2670,13702.$$

Следующим шагом необходимо определить управляемость исходного объекта. Для этого составляем матрицу управляемости исходного объекта

$$U = \begin{bmatrix} B & AB & A^2B & \dots & A^{n-1}B \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Согласно утверждению Р. Калмана, объект управления – асинхронный электродвигатель является полностью управляемым, если ранг матрицы управляемости U , равен порядку объекта управления [51]

$$\text{rank } U = n, \quad (3.13)$$

где n – порядок объекта управления.

Выполнив условие управляемости, необходимо представить матрицы объекта A и управления B в каноническом (нормальном) базисе для того, чтобы дальнейший расчет модального регулятора проводился относительно корней характеристического уравнения системы, что позволит упростить последующие вычисления. Матрицы в каноническом базисе составляется согласно уравнению общего вида

$$A_k = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ -d_0 & -d_1 \end{vmatrix} \quad B_k = \begin{vmatrix} 0 \\ 1 \end{vmatrix} \quad (3.14)$$

Из полученных корней характеристического уравнения каждого канала управления составляются матрицы канонического (нормального) вида, в последнюю строку которой записываются корни в обратном порядке и с противоположным знаком.

$$A_{k(\psi_r)} = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ -68,84166 & -80,47452 \end{vmatrix} \quad B_{k(\psi_r)} = \begin{vmatrix} 0 \\ 1 \end{vmatrix}$$

$$A_{k(\omega_r)} = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ -2670,13702 & -79,22895 \end{vmatrix} \quad B_{k(\omega_r)} = \begin{vmatrix} 0 \\ 1 \end{vmatrix}$$

После этого определяем матрицу управляемости в каноническом виде и обратную матрицу управляемости исходной не замкнутой системы согласно следующим уравнениям

$$U_k = \begin{bmatrix} B_k & A_k B_k & A_k^2 B_k & \dots & A_k^{n-1} B_k \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$U_i = U^{-1}. \quad (3.16)$$

В соответствии с полученными значениями матриц управляемости в обычном и каноническом виде рассчитывается матрица преобразования

$$P = U_k \cdot U^{-1}. \quad (3.17)$$

Следующим шагом в синтезе модального регулятора является выбор желаемого характеристического полинома. В САР характер переходных процессов определяется значениями коэффициентов желаемого характеристического полинома [88], описываемого формулой

$$D(\lambda) = \lambda^n + A_{n-1}\Omega\lambda^{n-1} + \dots + A_1\Omega^{n-1}\lambda + \Omega^n. \quad (3.18)$$

Структура САУ с обратной связью по координатам состояния позволяет задавать необходимые значения среднегеометрического корня Ω и коэффициенты формы $A_{n-1} - A_1$, тем самым обеспечивая заранее заданные показатели переходного процесса.

В зависимости от требуемых показателей качества регулирования и порядка объекта управления выбирается требуемый (желаемый) стандартный характеристический полином и соответствующий ему график переходного процесса [90]. В качестве желаемых полиномов замкнутой САУ могут использоваться различные стандартные характеристические полиномы 1 – 8 порядка. К основным характеристическим полиномам относят полиномы Баттерворта и биномиальные полиномы Ньютона.

Полиномом Баттерворта называется алгебраический полином n -го порядка, количество корней которого совпадает с количеством комплексных чисел, корни подчиняются распределению Баттерворта и имеют отрицательную вещественную часть [52].

Полином Баттерворта определяется по формуле

$$a(s) = \prod_{i=1}^n \left(s - \omega e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \frac{2i-1}{2n}\pi\right)} \right) = s^n + a_{n-1}\omega s^{n-1} + \dots + a_1\omega^{n-1}s + \omega^n. \quad (3.19)$$

В таблице 3.1 представлены характеристические полиномы Баттерворта с 1 по 6 порядок [53].

Таблица 3.1 – Характеристические полиномы Баттерворта

Порядок полинома n	Характеристический полином
1	$s + \omega_0$
2	$s^2 + 1,41\omega_0 s + \omega_0^2$
3	$s^3 + 2\omega_0 s^2 + 2\omega_0^2 s + \omega_0^3$
4	$s^4 + 2,6\omega_0 s^3 + 3,4\omega_0^2 s^2 + 2,6\omega_0^3 s + \omega_0^4$
5	$s^5 + 3,24\omega_0 s^4 + 5,24\omega_0^2 s^3 + 5,24\omega_0^3 s^2 + 3,24\omega_0^4 s + \omega_0^5$
6	$s^6 + 3,86\omega_0 s^5 + 7,46\omega_0^2 s^4 + 9,13\omega_0^3 s^3 + 7,46\omega_0^4 s^2 + 3,86\omega_0^5 s + \omega_0^6$

По представленным характеристическим полиномам 1 – 6 порядков в программной среде *SimInTech* были построены графики переходных процессов при единичном возмущающем воздействии, представленные на рисунке 3.4

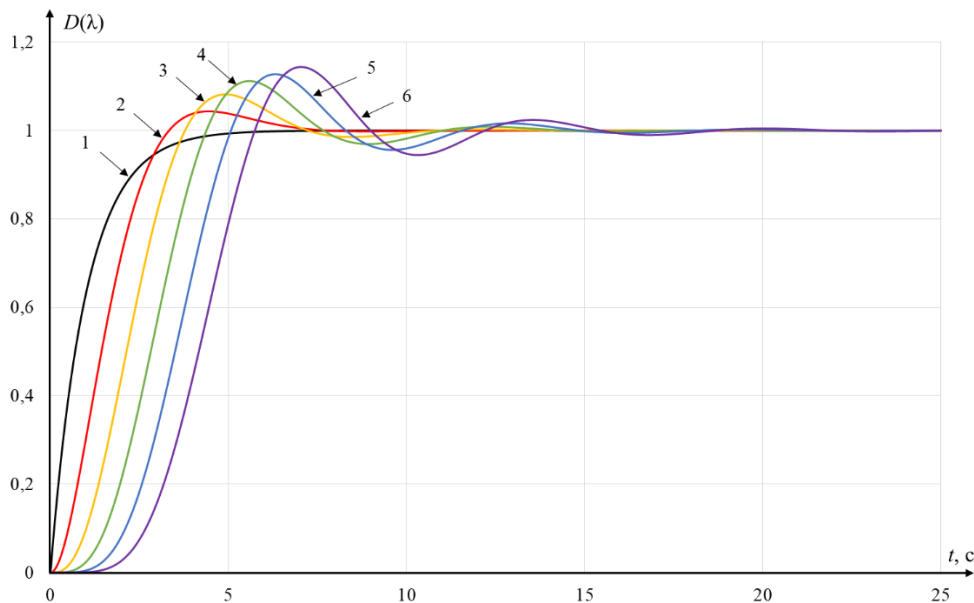


Рисунок 3.4 – Кривые переходного процесса характеристических полиномов Баттерворта с 1 по 6 порядок

Все корни полинома Баттерворта располагаются на полуокружности радиусом ω_0 с левой стороны от мнимой оси Im комплексной плоскости на равном расстоянии

от начала координат и через равные углы α . Причем угол между ближайшими корнями относительно мнимой оси составляет $180/2n$.

Корни полинома Баттерворта рассчитываются согласно формуле

$$\lambda_i = \Omega_0 \left(-\sin \frac{2i-1}{2n} \pi + j \cos \frac{2i-1}{2n} \pi \right), \quad (3.20)$$

где n – порядок системы; $i = 1, 2, \dots, n$ – порядковый номер коэффициента полинома; $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица.

Расположение корней характеристического полинома Баттерворта на комплексной плоскости представлено на рисунке 3.5

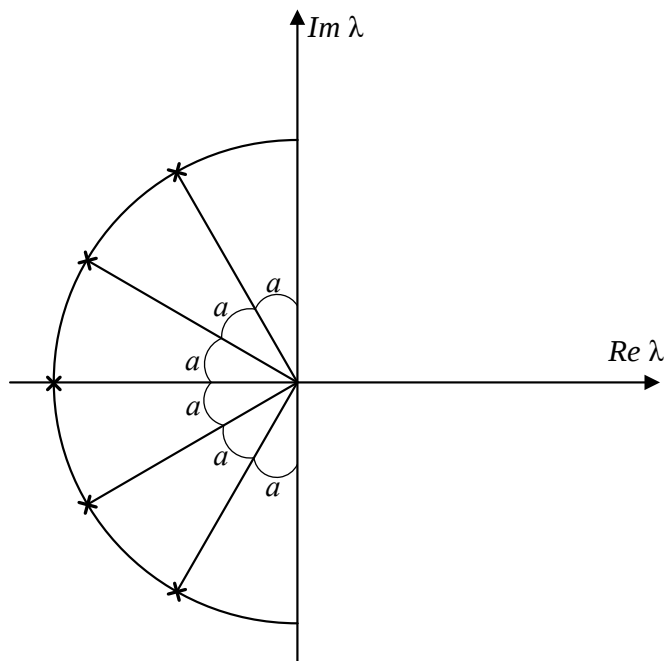


Рисунок 3.5 – Графическое расположение корней полинома Баттерворта: Im – мнимая ось; Re – вещественная ось

Под биномиальным распределением Ньютона понимают такое распределение корней характеристического уравнения на комплексной плоскости, которые имеют только отрицательную вещественную часть, то есть $s_i = -\omega$. Биноминальное распределение Ньютона задается в общем виде следующим уравнением

$$a(s) = (s + \omega)^n = s^n + a_{n-1}\omega s^{n-1} + \dots + a_1\omega^{n-1}s + \omega^n. \quad (3.21)$$

В таблице 3.2 представлены характеристические полиномы Ньютона с 1 по 6 порядок [53].

Таблица 3.2 – Биномиальные полиномы Ньютона

Порядок полинома n	Характеристический полином
1	$s + \omega_0$
2	$s^2 + 2\omega_0 s + \omega_0^2$
3	$s^3 + 3\omega_0 s^2 + 3\omega_0^2 s + \omega_0^3$
4	$s^4 + 4\omega_0 s^3 + 6\omega_0^2 s^2 + 4\omega_0^3 s + \omega_0^4$
5	$s^5 + 5\omega_0 s^4 + 10\omega_0^2 s^3 + 10\omega_0^3 s^2 + 5\omega_0^4 s + \omega_0^5$
6	$s^6 + 6\omega_0 s^5 + 15\omega_0^2 s^4 + 20\omega_0^3 s^3 + 15\omega_0^4 s^2 + 6\omega_0^5 s + \omega_0^6$

На рисунке 3.6 представлены графики переходных процессов при единичном возмущающем воздействии биномиальных полиномов Ньютона с 1 по 6 порядок.

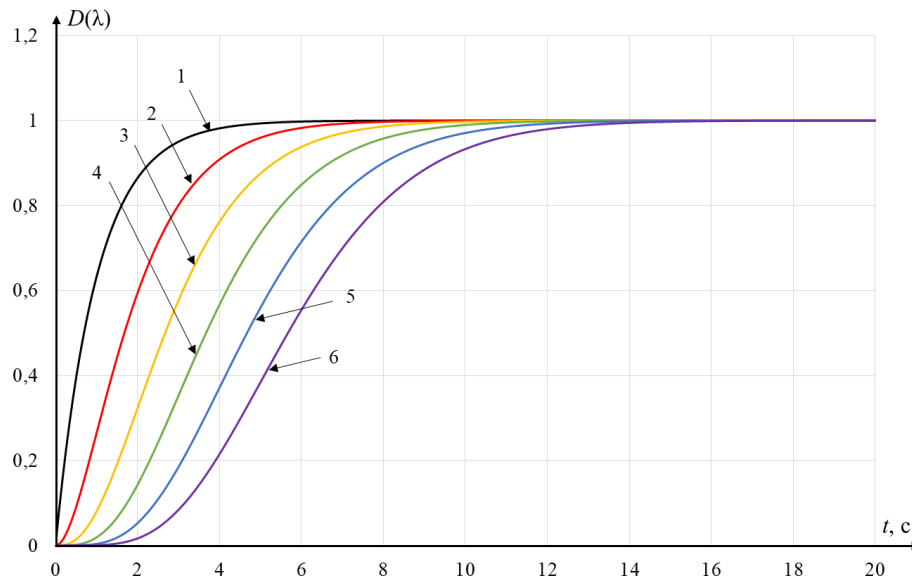


Рисунок 3.6 – Кривые переходного процесса характеристических полиномов Ньютона с 1 по 6 порядок

Контуры регулирования частоты вращения ротора и потокосцепления ротора представляют собой системы второго порядка, следовательно, желаемый характеристический полином следует выбирать такого же порядка. Исходя из этого для синтеза модального регулятора для каждого канала управления были использованы стандартные полиномы. Биноминальный полином Ньютона второго порядка был использован для канала управления оборотами ротора, что позволило достичь монотонный апериодический характер переходных процессов в САР без перерегулирования.

$$D_{\omega_r}(p) = p^2 + 2\Omega p + \Omega^2. \quad (3.22)$$

Для канала управления потокосцеплением был выбран полином Баттерворта также второго порядка, с помощью которых было достигнуто высокое быстродействие системы.

$$D_{\psi_r}(p) = p^2 + 1,41\Omega p + \Omega^2. \quad (3.23)$$

Выбрав желаемые характеристические полиномы необходимо определить значение среднегеометрического корня, входящего в уравнения (3.20) – (3.23), по следующей формуле

$$\Omega = \frac{t_{\text{пп}}^*}{t_{\text{пп}}}, \quad (3.24)$$

где $t_{\text{пп}}^*$ – время переходного процесса желаемой передаточной функции, $t_{\text{пп}}$ – требуемое время переходного процесса.

Под временем переходного процесса желаемой передаточной функции $t_{\text{пп}}^*$ понимается момент времени, когда переходная кривая попадает в область Δ , находящуюся в пределах 0,1 – 0,5 от единичного установившегося значения $h(t)$ [91]. Для определения времени переходного процесса желаемой передаточной

функции t_{π}^* преобразуем полиномы Ньютона (3.22) и Баттерворта (3.23) в виде передаточных функций.

- передаточная функция биномиального полинома Ньютона

$$W_{\text{Ньют.}}(p) = \frac{1}{p^2 + 2p + 1}. \quad (3.25)$$

- передаточная функция полинома Баттерворта

$$W_{\text{Бат.}}(p) = \frac{1}{p^2 + 1,41p + 1}. \quad (3.26)$$

По полученным передаточным функциям в программной среде *SimInTech* строим кривые переходного процесса при единичном возмущении. Графики переходных процессов полиномов Ньютона и Баттерворта представлены на рисунке 3.7.

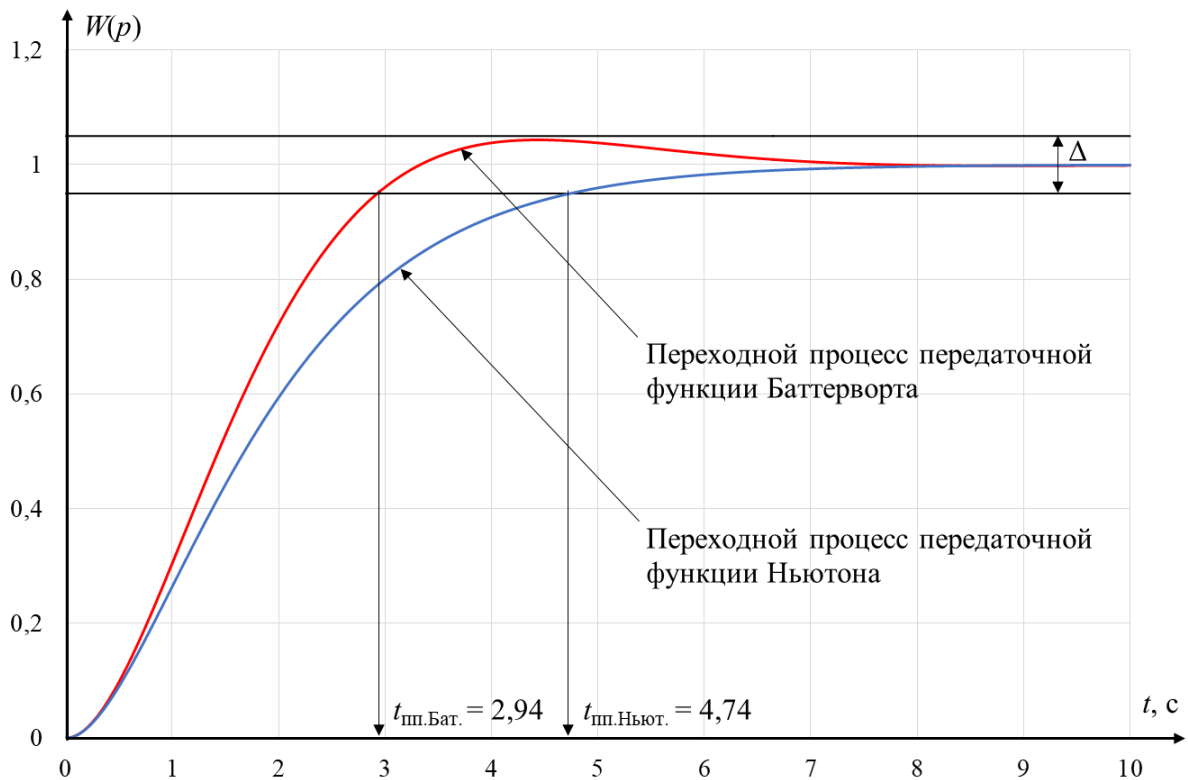


Рисунок 3.7 – Переходной процесс передаточной функции полиномов Ньютона и Баттерворта при единичном возмущении

Из анализа рисунка следует, что время переходного процесса для передаточной функции биномиального полинома Ньютона составило 4,74 с, а передаточная функция полинома Баттерворта достигла области окончания переходного процесса Δ за 2,94 с.

Желаемое время переходного процесса $t_{\text{пн}}$, значение которого входит в знаменатель уравнения (3.24), подбирается в зависимости от требуемых показателей качества переходного процесса.

Поскольку у мотор-вентиляторной установки без системы управления время переходного процесса составляет $t_{\text{пн}} = 2$ с. (рис. 2.17), то для синтеза модального регулятора желаемое время переходного процесса $t_{\text{пн}}$ было принято равным 1 и 4 с. Дальнейший расчет синтеза модального регулятора представлен для времени переходного процесса $t_{\text{пн}} = 1$ с. Для $t_{\text{пн}} = 4$ с расчет выполняется аналогично.

Подставив значения времени переходного процесса в уравнение (3.24) получили следующие значения среднегеометрического корня для каждого желаемого полинома

- для биномиального полинома Ньютона второго порядка

$$\Omega_{\text{Ньют.}} = \frac{4,74}{1} = 4,47.$$

- для полинома Баттерворта второго порядка

$$\Omega_{\text{Бат.}} = \frac{2,94}{1} = 2,94.$$

Полученные значения среднегеометрических корней поставляем в уравнения желаемых характеристических полиномов канала управления частотой вращения ротора ω_r (3.22) и канала управления потокосцеплением ротора ψ_r (3.23) соответственно.

$$D_{\omega_r}(p) = p^2 + 9,48 p + 22,4676.$$

$$D_{\psi_r}(p) = p^2 + 4,15716p + 8,6436.$$

На рисунке 3.8 предоставлено расположение корней желаемых полиномов каждого канала управления на комплексной плоскости.

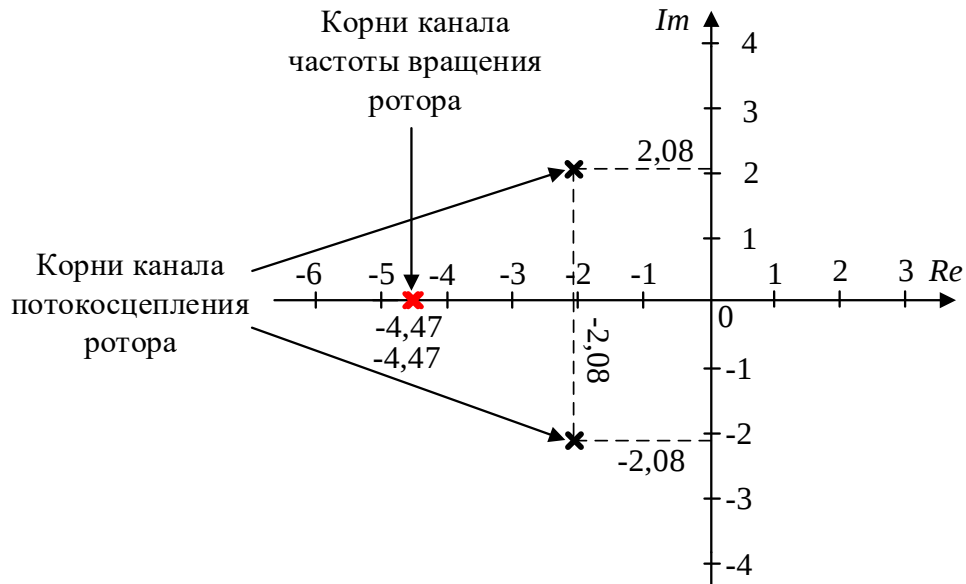


Рисунок 3.8 – Графическое расположение корней желаемых полиномов

Из анализа рисунка 3.2 и 3.8 следует, что корни характеристического уравнения системы изменили свое положение на графике. Так у корней канала скорости, теперь нет мнимой части, что позволяет избавиться от перерегулирования, а у канала потокосцепления, наоборот, появилась мнимая часть, которая способствует уменьшению времени протекания переходных процессов в системе.

Следующим шагом является формирование в каноническом виде вектора параметрических отклонений (невязок) k коэффициентов обратных связей a_i желаемого характеристического полинома и характеристического полинома исходной системы d_i для каждого канала управления

$$k = [a_0 - d_0 \quad a_1 - d_1 \quad \dots \quad a_{n-1} - d_{n-1}] \quad (3.27)$$

Согласно уравнению (3.27), вектор параметрических отклонений для канала управления частотой вращения ротора ω_r будет иметь следующий вид

$$k_{\omega_r} = [22,4676 - 2670,137022 \quad 9,48 - 79,22895] = [-2647,669422 \quad -69,74895]$$

В свою очередь, для канала управления потокосцеплением ротора ψ_r вектор параметрических отклонений будет иметь вид

$$k_{\psi_r} = [8,6436 - 68,84166 \quad 4,15716 - 80,47452] = [-60,19806 \quad -76,31736]$$

Получив значения вектора параметрических отклонений для каждого канала управления определяем коэффициенты обратной связи модального регулятора согласно следующему уравнению

$$K = k \cdot P, \quad (3.28)$$

где k – вектор параметрических отклонений, P – матрица преобразования.

В результате синтеза были получены следующие коэффициенты модального регулятора:

- для канала управления потокосцеплением ротора ψ_r

$$K_{\psi_r} = 0,2711; \quad 9,2052. \quad (3.29)$$

- для канала управления частотой вращения ротора ω_r

$$K_{\omega_r} = 0,0002349; \quad 0,00495. \quad (3.30)$$

Код программы для расчета коэффициентов модального регулятора каждого канала управления асинхронным электродвигателем представлен в приложении Г.

Структурная схема модального регулятора, представленная на рисунке 3.9.

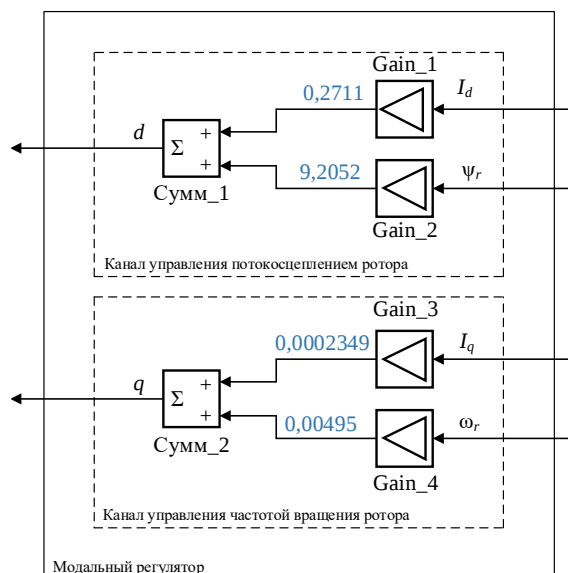


Рисунок 3.9 – Структурная схема модального регулятора

В математическую основу структурной схемы модального регулятора вошло уравнение (3.10) для каждого из каналов управления электродвигателем. Обратная связь канала управления потокосцеплением ротора асинхронного электродвигателя реализована в модальном регуляторе в виде двух усилителей Gain_1 и Gain_2, в которые устанавливаются коэффициенты (3.29), и сумматора Сумм_1. В свою очередь обратная связь канала управления частотой вращения ротора асинхронного электродвигателя также состоит из двух усилителей Gain_3 и Gain_4, коэффициенты усиления которых равны рассчитанным коэффициентам модального регулятора для канала управления частотой вращения ротора (3.30), и сумматора Сумм_2. Сигналы с выходов сумматоров Сумм_1 и Сумм_2 поступают на отрицательный вход блоков вычитания, тем самым замыкая систему.

3.3 Математическая модель асинхронного электродвигателя с модальным управлением

Структурная схема асинхронного электродвигателя с вентиляторной нагрузкой и модальным регулятором представлена на рисунке 3.10.

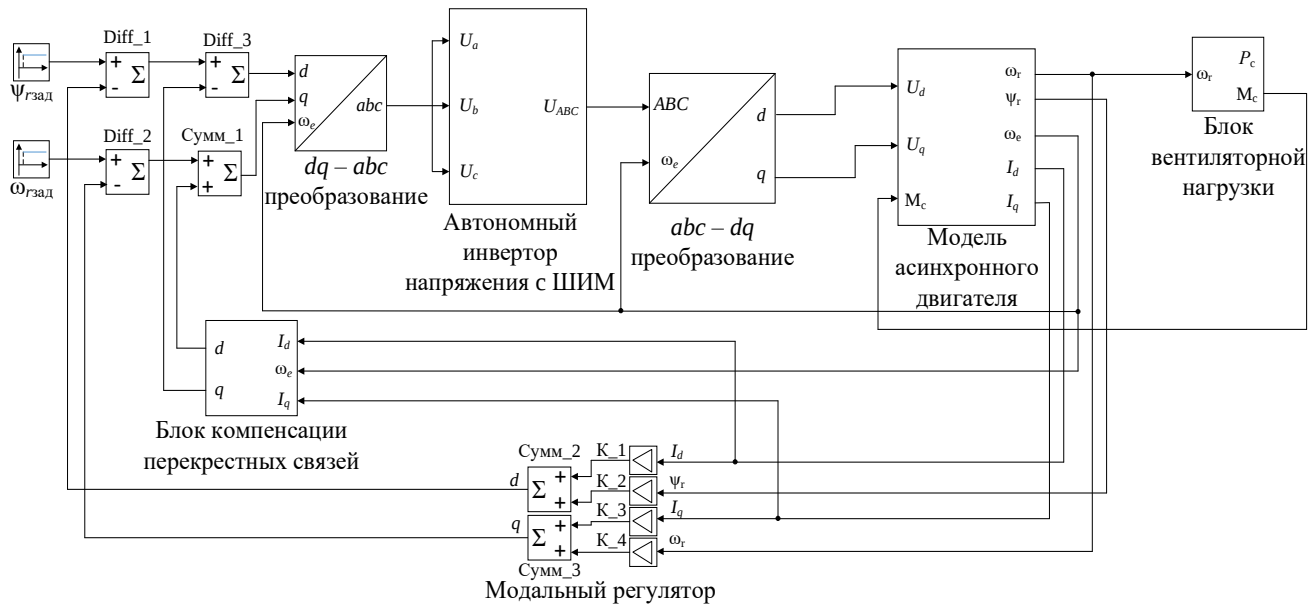


Рисунок 3.10 – Структурная схема мотор-вентиляторной установки с модальным регулятором

Структурная схема мотор-вентиляторной установки с модальным регулятором состоит из двух блоков преобразования координат « $dq - abc$ » и « $abc - dq$ », автономного инвертора напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), модели асинхронного электродвигателя, блока вентиляторной нагрузки, блока компенсации перекрестных связей (БКПС) и модального регулятора.

Входными сигналами в системе являются заданные значения потокоцепления ротора $\psi_{зад}$ и частоты вращения ротора $\omega_{зад}$, численные значения которых соответственно равны 0,89 Вб и 1450 об/мин. Эти сигналы поступают на вход блока преобразования координат « $dq - abc$ », в котором осуществляется переход из двухфазной вращающейся системы координат $d - q$ в неподвижную трехфазную систему abc .

Структурная схема блока преобразования координат $dq - abc$ представлена на рисунке 3.11.

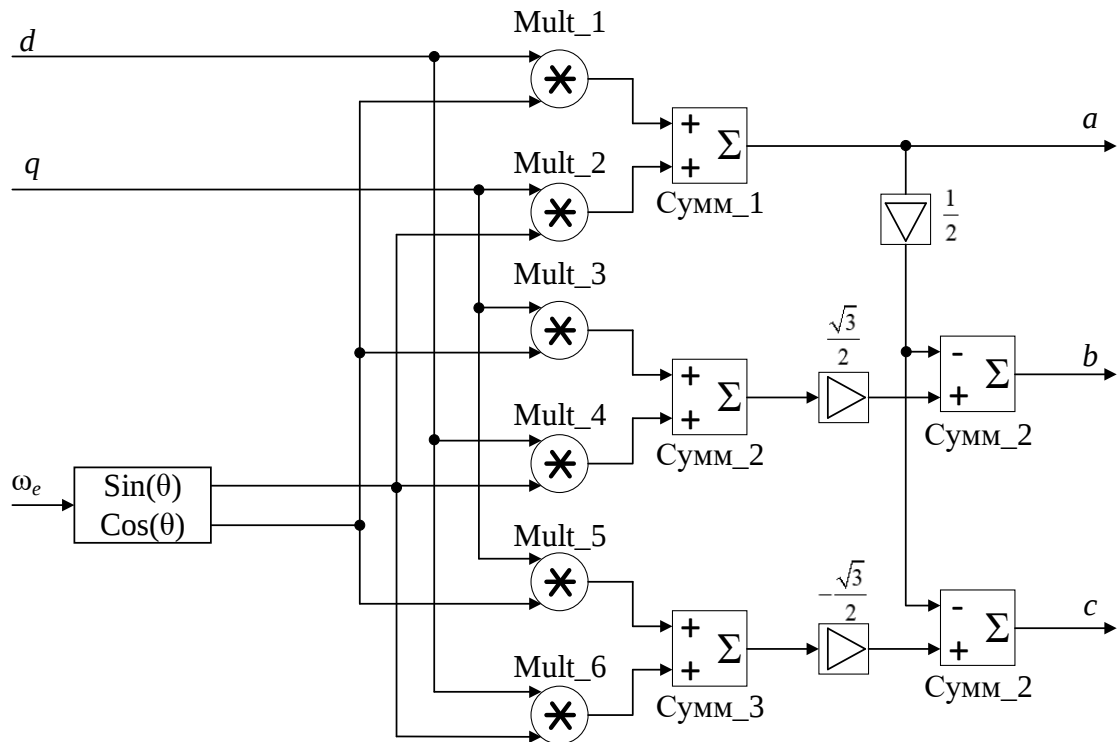


Рисунок 3.11 – Структурная схема блока преобразования координат $dq - abc$

В математическую основу блока вошла следующая система уравнений

$$\begin{cases} a = d \cdot \cos\theta - q \cdot \sin\theta; \\ b = \frac{\sqrt{3}}{2}(d \cdot \sin\theta + q \cdot \cos\theta) - \frac{1}{2}(d \cdot \cos\theta - q \cdot \sin\theta); \\ c = -\frac{1}{2}(d \cdot \cos\theta - q \cdot \sin\theta) - \frac{\sqrt{3}}{2}(d \cdot \sin\theta + q \cdot \cos\theta), \end{cases} \quad (3.31)$$

где θ – угол между неподвижной осью a и вращающейся осью d .

Полученные, после перехода из вращающейся системы координат к неподвижной системе, сигналы $a - c$ поступают на вход АИН с ШИМ, структурная схема и принцип работы которого представлен на рисунке 1.5 – 1.7.

ШИМ сигнал с выхода АИН поступает на блок $abc - dq$, преобразующий сигнал из неподвижной трехфазной во вращающуюся двухфазную систему координат.

Структурная схема блока преобразования координат $abc - dq$ представлена на рисунке 3.12.

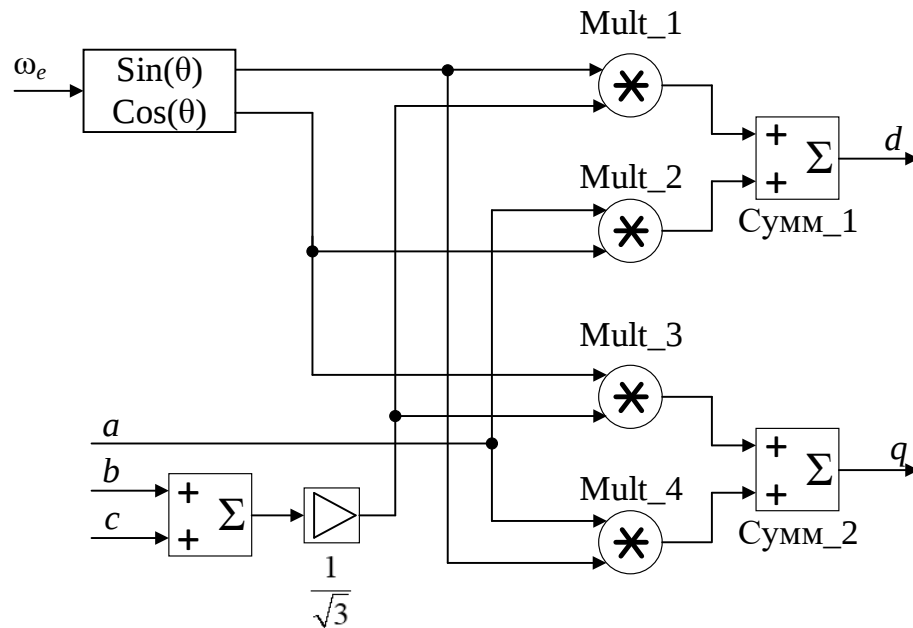


Рисунок 3.12 – Структурная схема блока преобразования координат $abc - dq$

Математическую основу блока составила система уравнений (3.32)

$$\begin{cases} d = \left(\frac{b-c}{\sqrt{3}} \right) \cdot \sin\theta + a \cdot \cos\theta; \\ q = \left(\frac{b-c}{\sqrt{3}} \right) \cdot \cos\theta + a \cdot \sin\theta. \end{cases} \quad (3.32)$$

Напряжения U_d и U_q с выхода блока преобразования « $abc - dq$ » поступает на вход модели асинхронного электродвигателя. Также на вход модели поступает сигнал с выхода блока вентиляторной нагрузки, моделирующий момент сопротивления M_c на валу асинхронного электродвигателя. Структурная схема и описание принципа работы блока вентиляторной нагрузки представлены в главе 2.2.7.

Поскольку модель асинхронного электродвигателя имеет перекрестные связи, которые не позволяют модальному регулятору взаимодействовать с каждым каналом управления отдельно, то для исключения этого влияния в структурную схему модели мотор-вентиляторной установки добавлен блок компенсации перекрёстных связей (БКПС) [54], математическую основу которого составляет следующая система уравнений

$$\begin{cases} d = U_d - i_q \cdot \omega_e \cdot \frac{R_s \cdot T_s}{k_{\Pi}}; \\ q = U_q + i_d \cdot \omega_e \cdot \frac{R_s \cdot T_s}{k_{\Pi}}, \end{cases} \quad (3.33)$$

где U_d , U_q – сигналы напряжения системы управления; ω_e – угловая скорость вращения магнитного поля ротора; R_s и T_s – эквивалентное сопротивление и эквивалентная электромагнитная постоянная времени цепи статора соответственно; k_{Π} – коэффициент передачи преобразователя частоты; i_d и i_q – составляющие тока статора.

На вход БКПС поступают сигналы частоты вращения магнитного поля ротора ω_e и две составляющие тока статора I_d , I_q . Блок включен в обратную связь схемы мотор-вентиляторной установки через вычитатель «Diff_3» и сумматор «Сумм_1», на один из входов которых поступают значения составляющих напряжения U_d и U_q . Структурная схема блока компенсации перекрестных связей (БКПС) представлена на рисунке 3.13

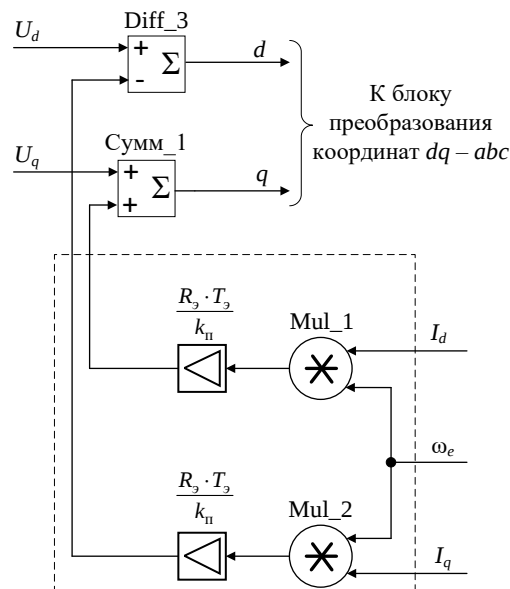


Рисунок 3.13 – Структурная схема БКПС

На выходе модели асинхронного электродвигателя формируются сигналы потокосцепления ротора ψ_r , частоты вращения вала ротора ω_r , угловой скорости вращения магнитного поля ротора ω_e , составляющие тока статора I_d и I_q . Эти

сигналы подаются на вход модального регулятора, реализующего модальную систему управления двигателем. В его структуру входят два сумматора «Сумм_2», «Сумм_3» и усилители $K_1 - K_4$, в которых заданы коэффициенты, полученные при синтезе. Усилители K_1 и K_2 , сумматор «Сумм_2» и соответствующий им вычитатель «Diff_1» образуют цепь обратной связи модального регулятора по каналу потокосцепления ротора ψ_r . Аналогично обратная связь по частоте вращения ротора выполняется с помощью усилителей K_3 и K_4 , сумматора «Сумм_3» и вычитателя «Diff_2».

Результаты работы модели мотор-вентиляторной установки с модельным регулятором представлены на рисунках 3.14 – 3.18.

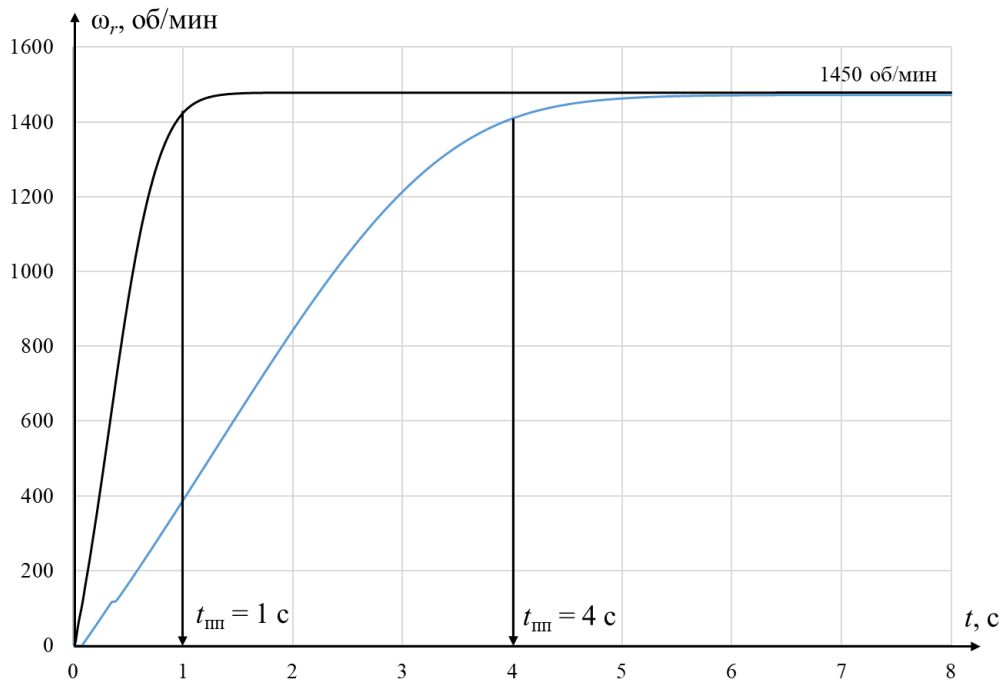


Рисунок 3.14 – График частоты оборотов ротора мотор-вентиляторной установки с модальным регулятором

Из рисунка 3.14 следует, что время переходного процесса совпадает по величине с заданными значениями, которые были выбраны при синтезе модального регулятора в главе 3.2. Установившееся значение частоты оборотов асинхронного электродвигателя с модальным регулятором совпадает заданным значением $\omega_{\text{зад}}$.

На рисунке 3.15 представлена кривая потокосцепления ротора.

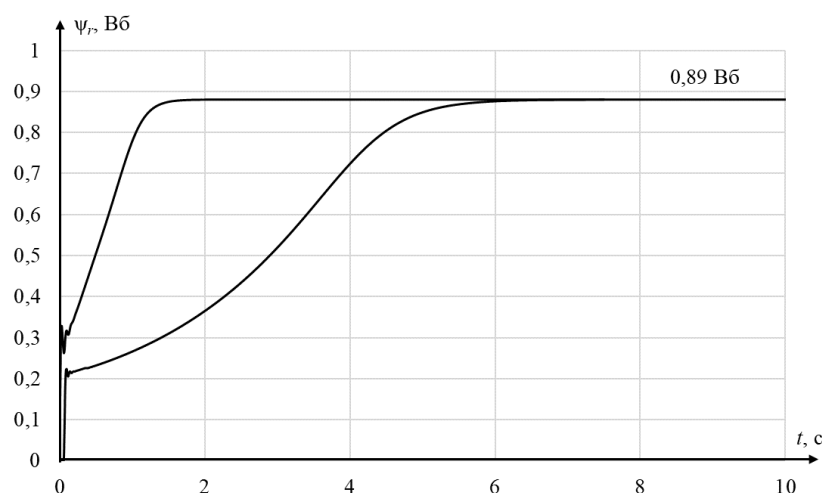


Рисунок 3.15 – Кривая потокосцепления ротора асинхронного электродвигателя с модальным регулятором

Согласно графику, установившееся значение потокосцепления ротора также равно по величине заданному значению $\Psi_{r\text{зад}}$.

На рисунке 3.16 представлен график изменения тока статора мотор-вентиляторной установки.

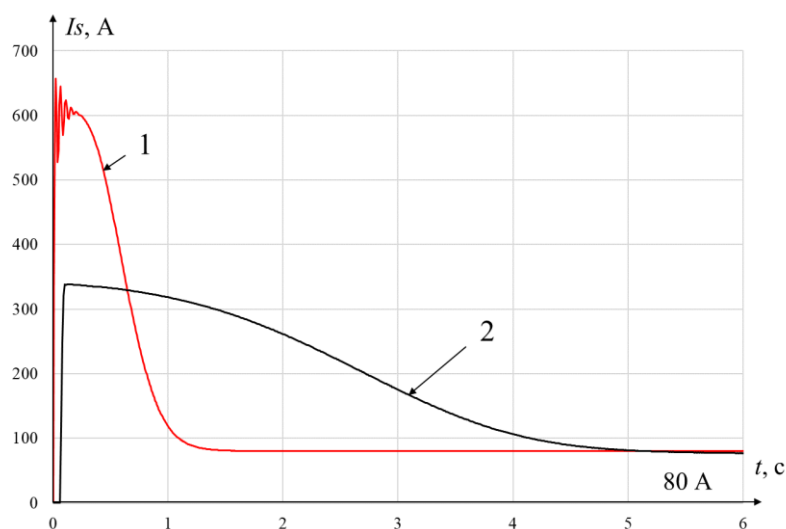


Рисунок 3.16 – График тока статора мотор-вентиляторной установки с модальным регулятором

Из графика кривой тока статора видно, что время переходного процесса также совпадает с заданными значениями временем равными 1 и 4 с., а асинхронный электродвигатель в установившемся режиме работает при номинальном значении тока статора.

Результатом поверочного расчета подачи воздуха $Q_{\text{ном}}$ при пониженной мощности асинхронного электродвигателя (30 кВт) и модальной системой управления, представленного на рисунке 3.17, установлено, что выбранный двигатель реализует соответствующую руководству по эксплуатации номинальную величину подачи воздуха [39].

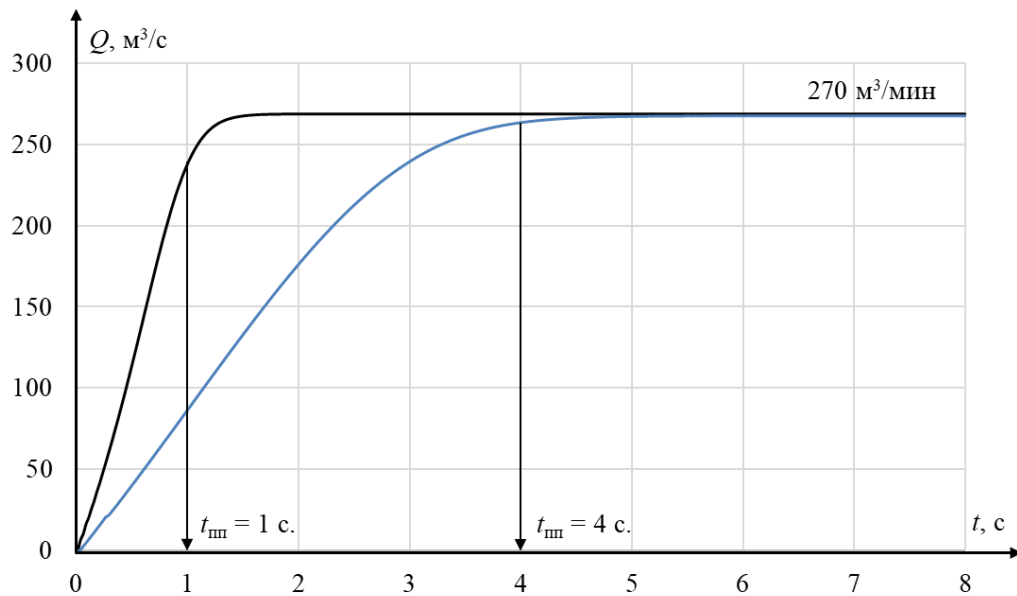


Рисунок 3.17 – Кривая подачи воздуха мотор-вентиляторной установки с модальным регулятором

3.4 Практическое применение модальной системы управления вспомогательными машинами электровоза переменного тока

В качестве объекта для практического внедрения модального управления вспомогательными машинами электроподвижного состава переменного тока был принят электровоз 2(3)ЭС5К «Ермак». На рисунке 3.18 представлена упрощенная схема цепей вспомогательных машин секции электровоза с внедренной системой модального управления.

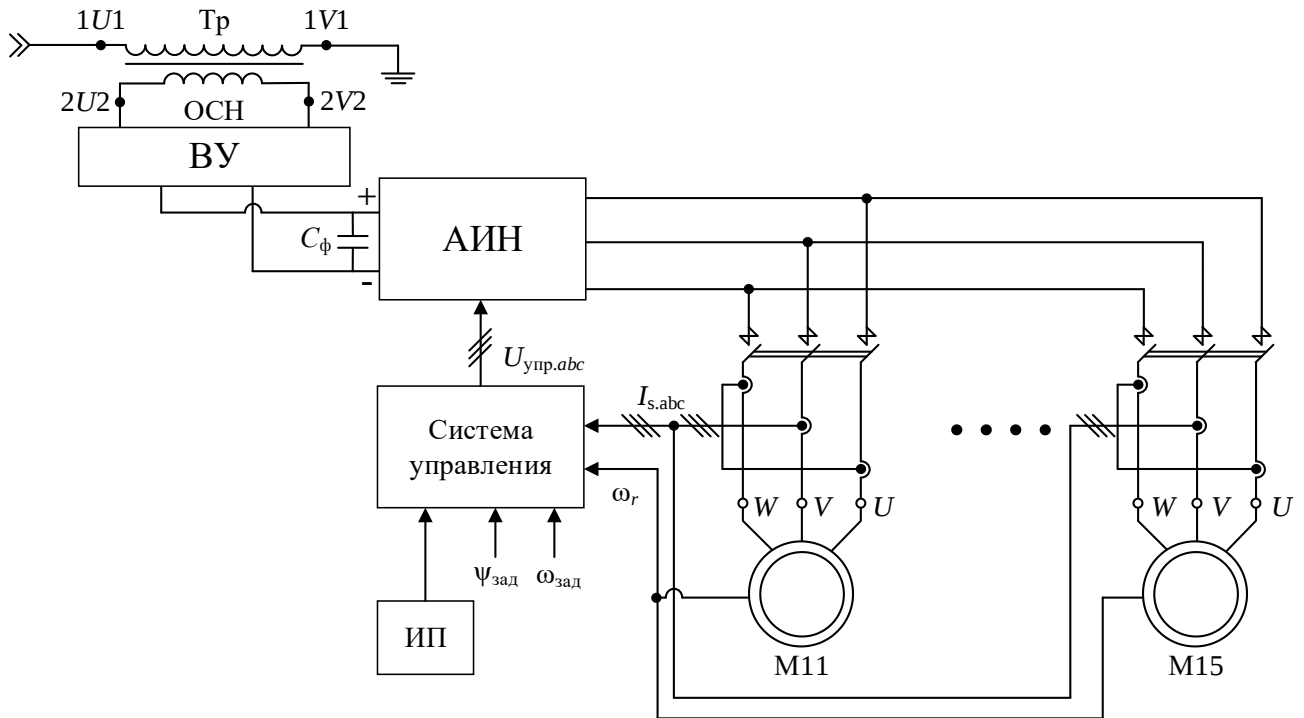


Рисунок 3.18 – Упрощенная схема цепей вспомогательных машин секции электровоза с модальным управлением

Тяговый трансформатор электровоза ТР формирует на обмотке собственных нужд (ОСН) однофазное напряжение, которое поступает на вход выпрямительной установки (ВУ). На ее выходе формируется однофазное напряжение U_d . Для уменьшения пульсаций напряжения U_d в ее структуру включен сглаживающий емкостной фильтр C_ϕ .

Выпрямленное напряжение U_d поступает на вход блока автономного-инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией (АИИ с ШИМ), на выходе которого формируется трехфазное переменное напряжение U_{abc} .

Для регулирования этого напряжения в систему включены блоки управления «Система управления», работа которых основана на модальном управлении.

На вход блока «Система управления» поступают заданные значения сигналов потокосцепления ротора $\psi_{зад}$ и частоты вращения ротора $\omega_{зад}$, сигналы токов статора I_{sabc} и действующее значение частоты вращения ротора ω_r . На выходе блока формируются сигналы напряжения $U_{упр.abc}$, которые регулируют открытие и закрытие *IGBT*-транзисторов в АИИ. Питание система управления получает от

индивидуального источника питания ИП. Каждый асинхронный электродвигатель получает питание от индивидуального АИН, что позволяет управлять всеми машинами независимо друг от друга.

3.5 Выводы

1. Описан принцип управления асинхронным электродвигателем в пространстве состояний.
2. Синтезирован модальный регулятор.
3. Обоснована возможность применения модального управления электродвигателем мощностью 30 кВт, в качестве приводного двигателя мотор-вентиляторной установки.
4. Представлена упрощённая схема цепей вспомогательных секции электровоза с внедренной системой модального управления.

4 ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ И ЭКОНОМИЧЕСКАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ МОДАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ МАШИН ЭЛЕКТРОВОЗОВ

В предыдущей главе была описана система модального управления асинхронным электродвигателем с вентиляторной нагрузкой. Для определения энергетической и экономической эффективности применения модального регулятора в системах с асинхронными электродвигателями сравним действующую схему пуска вспомогательных машин, получающих питание от пускового двигателя с модальной системой управления асинхронным электродвигателем.

Одними из основных критериев энергетической эффективности являются: уменьшение величины тока статора и потребляемой электродвигателем мощности при выполнении операций.

4.1 Определение энергетической эффективности схем управления асинхронным электродвигателем с вентиляторной нагрузкой

Так как в настоящее время на электровозах серии 2(3)ЭС5К применяют схему работы вспомогательных машин с питанием от пускового двигателя (ПД), то для определения энергетической эффективности была смоделирована упрощенная схема цепи вспомогательных машин электровоза 2(3)ЭС5К, представленная на рисунке 4.1.

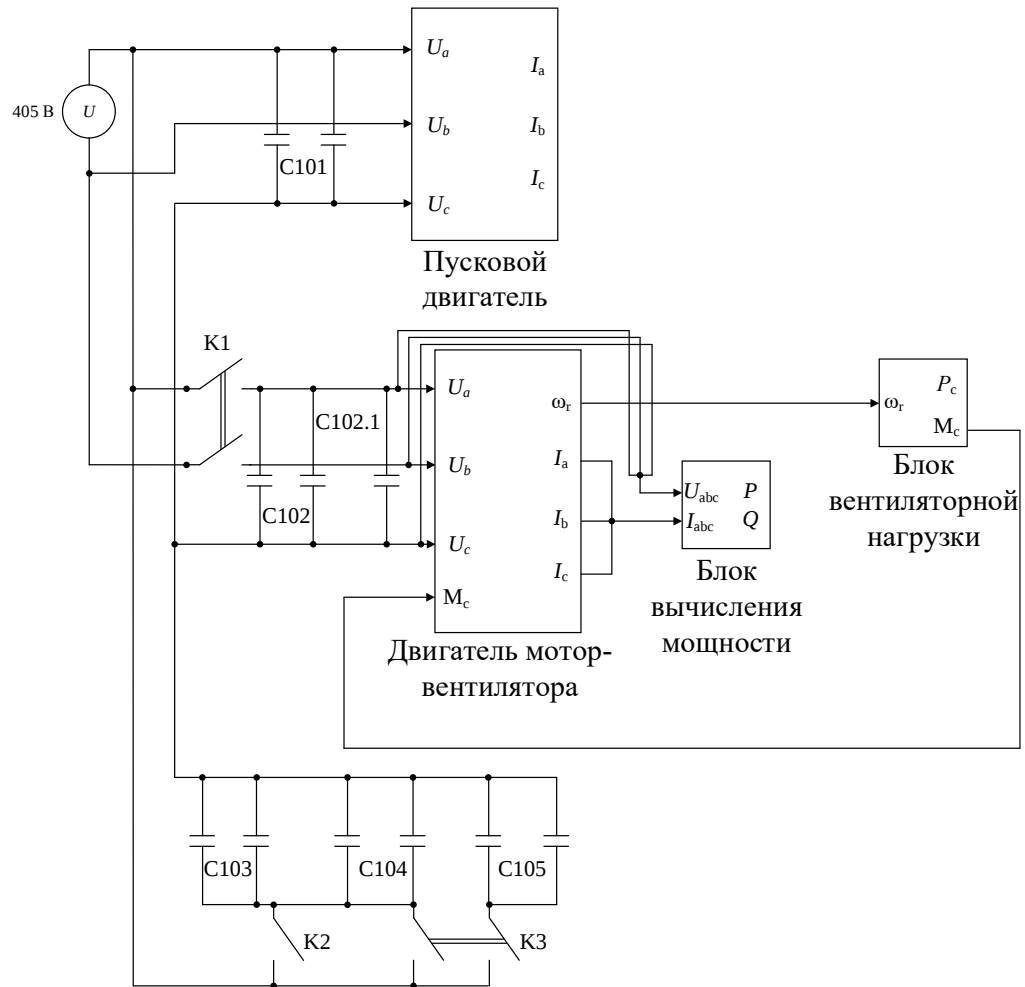


Рисунок 4.1 – Упрощенная схема питания вспомогательных машин электровоза 2(3)ЭС5К:
K1 – K3 – Ключи; C101 – C105 – Конденсаторы.

Структурная схема модели состоит из конденсаторов C101–105, ключей K1–K3 и моделей пускового двигателя и двигателя мотор-вентилятора. В качестве моделирования нагрузки используется блок вентиляторной нагрузки.

На вход системы поступает однофазное напряжение величиной 405 В. Для преобразования однофазного напряжения в трехфазное используются конденсаторы C101 – C105 и пусковой двигатель. Конденсатор C103 включен в работу при пуске системы и при работе вспомогательных машин, а конденсаторы C104 и C105 включаются в работу только во время пуска.

В качестве моделей пускового двигателя и двигателя мотор-вентилятора принята математическая модель асинхронного электродвигателя, описанная в главе 2.2.6. Вентиляторная нагрузка, используемая в качестве момента

сопротивления на валу двигателя, поступает с модели вентиляторной нагрузки, описанной в главе 2.2.7.

Для определения энергетической эффективности с модели были получены кривые токов фаз, кривая тока статора и частоты вращения ротора.

На рисунке 4.2 представлены действующие значения токов по каждой фазе, полученные с модели.

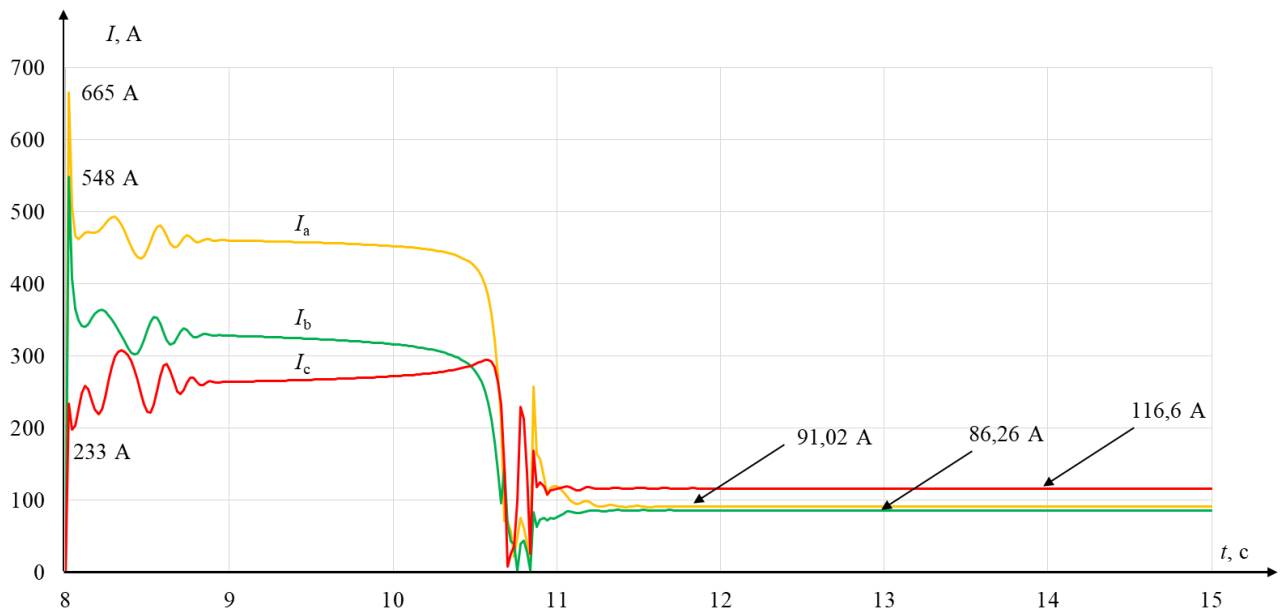


Рисунок 4.2 – Кривые действующих значений токов фаз $I_a - I_c$ математической модели мотор-вентиляторной установки

Из-за применения пускового двигателя кривые тока имеют разные амплитудные значения. Отсутствие повышенных пульсаций тока (см. рисунок 1.3) обусловлено использованием идеального источника однофазного напряжения для питания пускового двигателя.

На рисунке 4.3 представлена кривая частоты вращения ротора, полученная с математической модели

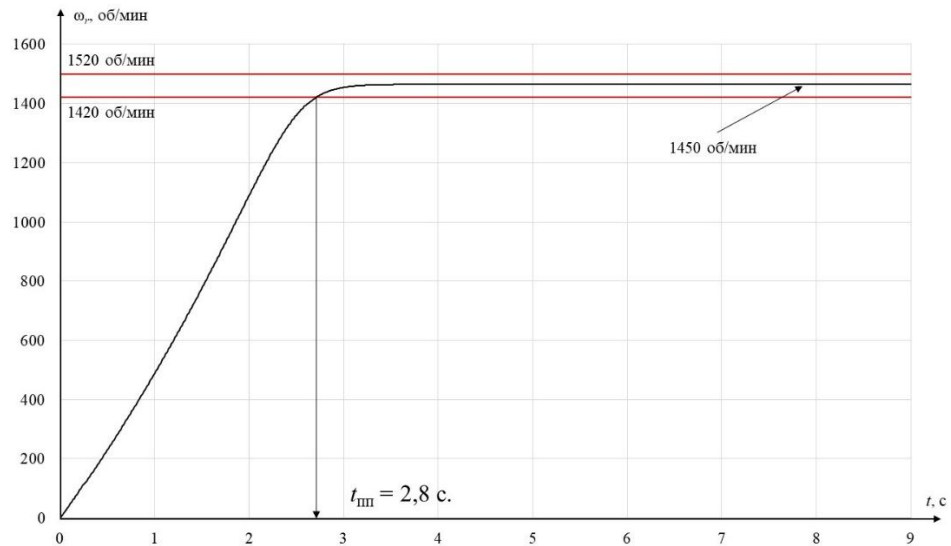


Рисунок 4.3 – Кривая частоты вращения ротора

Из графика следует, что асинхронный электродвигатель мотор-вентиляторной установки, при питании от пускового двигателя, достигает установившегося значения частоты вращения ротора за 2,8 с.

Кривая тока статора, снятая с модели представлена на рисунке 4.4. Во время переходного процесса на двигатель действуют большие пусковые токи, что увеличивает потребляемую мощность.

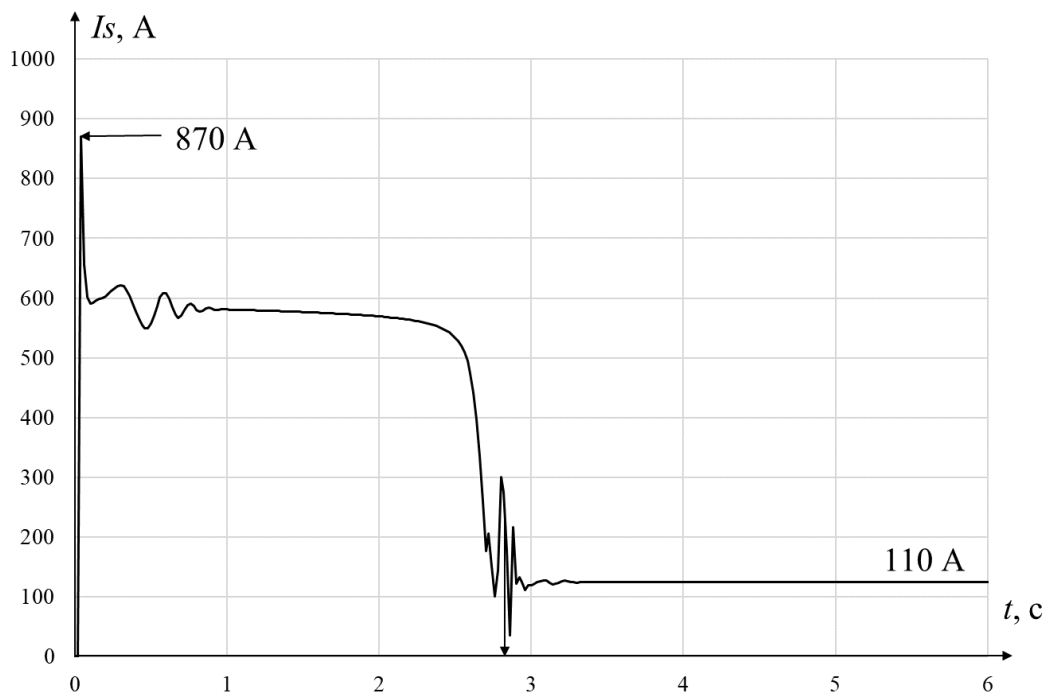


Рисунок 4.4 – Кривая тока статора асинхронного электродвигателя мотор-вентиляторной установки

Из анализа графика видно, что максимальное значение тока статора составило 870 А, а установившееся значение тока равно 110 А.

Одной из причин низкой энергоэффективности этой системы управления является то, что при не запущенных вспомогательных машинах пусковой двигатель находится в рабочем состоянии, потребляя электроэнергию и не реализуя полезной работы. Также при неисправности пускового двигателя его заменяют одной из мотор-вентиляторных установок, что негативно сказывается на ее надежности.

Для определения энергетической эффективности применения модального управления было проведено сравнение кривых частоты вращения ротора ω_r , тока статора I_s , а также потребляемой мощности модели асинхронного электродвигателя мощностью 55 кВт с питанием от пускового двигателя и с применением модального регулятора.

На рисунке 4.5 представлен совместный график кривых тока статора математических моделей мотор-вентиляторной установки с применением модального регулятора и пускового двигателя.

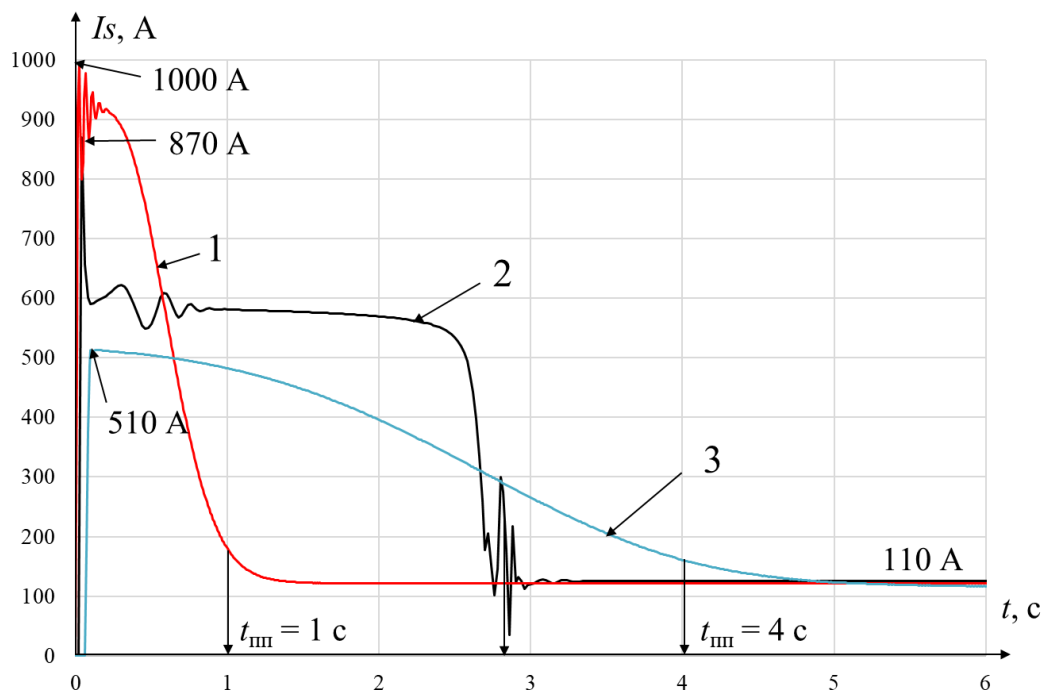


Рисунок 4.5 – Кривые тока статора математических моделей мотор-вентиляторной установки:

1, 3 – кривая тока статора мотор-вентиляторной установки мощностью 55 кВт с модальным регулятором и временем переходного процесса равным 1 с и 4 с соответственно; 2 – кривая тока статора мотор-вентиляторной установки мощностью 55 кВт с пусковым двигателем;

Величина пускового тока статора в модели мотор-вентиляторной установки мощностью 55 кВт с модальной системой управления составила 1000 А и 510 А при времени переходного процесса, равного 1 с и 4 с соответственно.

В системе мотор-вентиляторной установки с пусковым двигателем величина пускового тока статора составила 800 А при времени переходного процесса – 2,8 с. Установившееся значение тока статора I_s электродвигателя в системе с модальным регулятором и пусковым двигателем составило 110 А.

Зависимость пускового тока статора I_s от времени переходного процесса $t_{\text{пн}}$ представлена на рисунке 4.6, из анализа которого следует, что при изменении времени переходного процесса в диапазоне от 1 с до 5 с величина пускового тока статора I_s принимает значения от 1000 А до 493 А. Установившееся значение тока статора I_s во всех моделях мотор-вентиляторной установки достигло номинального значения 110 А. Таким образом применение предлагаемой системы управления приводит к уменьшению пусковых токов и пульсаций в динамических режимах работы асинхронного электродвигателя [94].

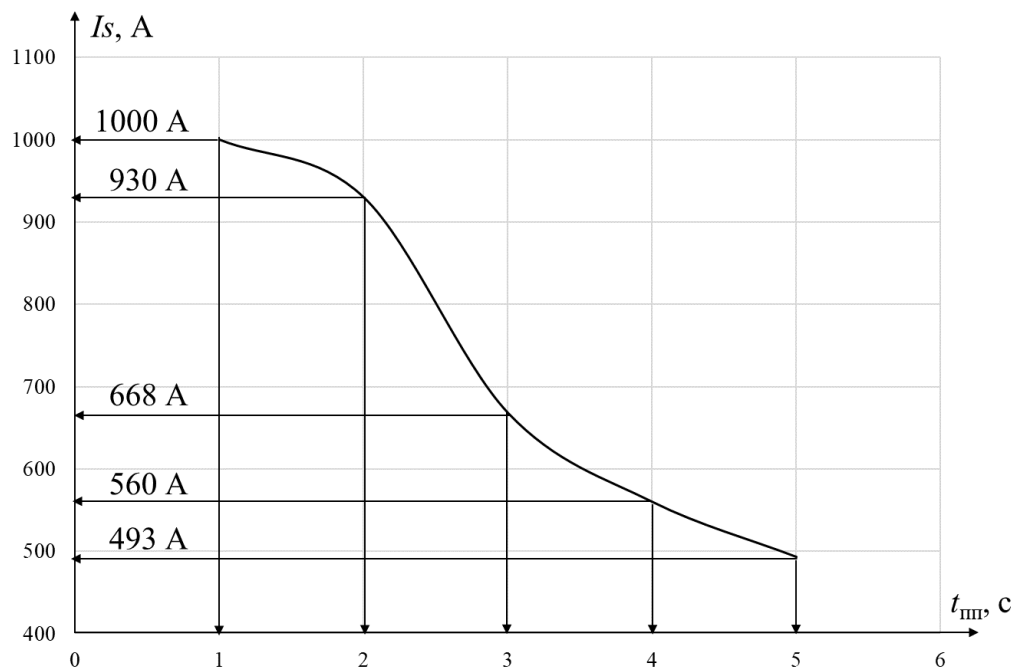


Рисунок 4.6 – Зависимость пускового тока статора от времени переходного процесса

Кривые частоты вращения ротора асинхронного электродвигателя мотор-вентиляторной установки с модальным регулятором и пусковым двигателем представлены на рисунке 4.7, из которого следует, что время переходного процесса при применении модального регулятора изменяется в зависимости от заданного значения при синтезе. При этом частота вращения ротора в установившемся режиме работы в обеих математических моделях составляет 1450 об/мин.

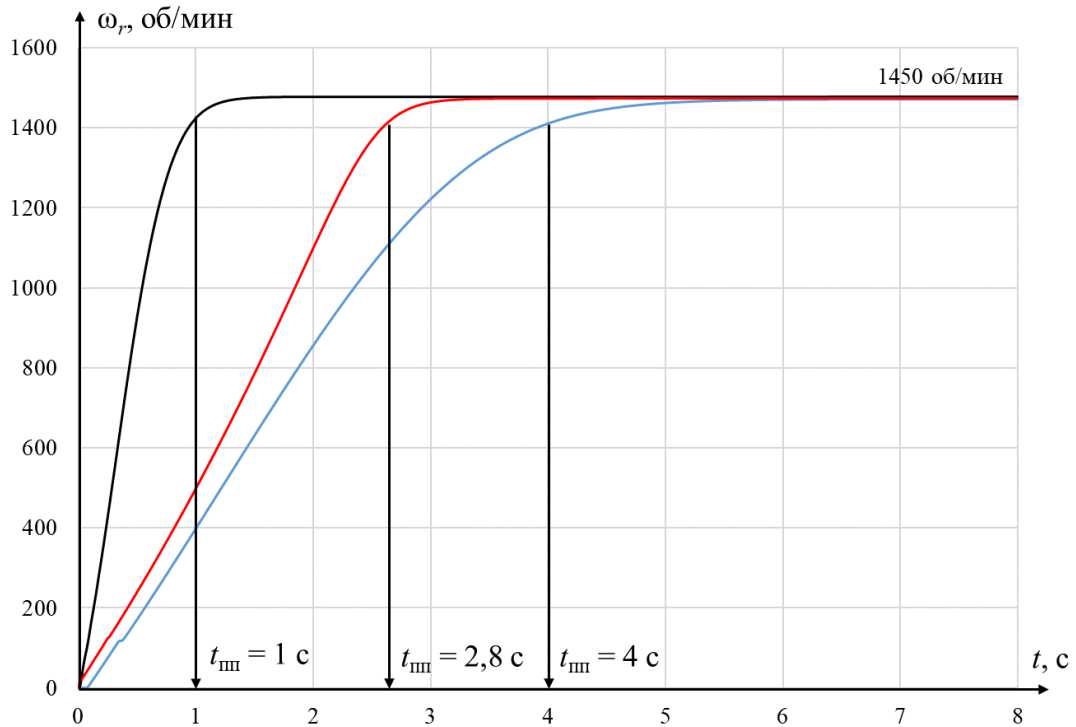


Рисунок 4.7 – Кривые частоты вращения ротора математической модели мотор-вентиляторной установки

4.2 Определение экономической эффективности схем управления асинхронным электродвигателем с вентиляторной нагрузкой

Для оценки целесообразности внедрения модального регулятора в систему управления вспомогательными машинами электроподвижного состава, кроме энергетической, была определена экономическая эффективность, основными критериями которой являются экономический эффект от внедрения модальной системы управления и срок окупаемости.

4.2.1 Определение экономического эффекта

Экономическим эффектом от внедрения модального регулятора в систему управления является уменьшение финансовых затрат, связанных с оплатой потребленной вспомогательными машинами электроэнергии за время поездки.

Для определения экономической эффективности модального управления использованы данные о времени работы мотор-вентиляторной установки при поездке по участку «Ин – Хабаровск 2» с общим временем работы мотор-вентиляторной установки равным 9 ч, которая состоялась 8 августа 2024 г. представленные в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Исходные данные поездки

Маршрут	Номер электровоза	Время поездки	Количество включений мотор- компрессора	Время работы
Ин – Хабаровск 2	ЗЭС5К (№217)	9 ч.	38	1314 с.

Согласно результатам моделирования мотор-вентиляторная установка с приводным двигателем мощностью 55 кВт, получающего питание от пускового двигателя, потребляет 64,386 кВт·ч электроэнергии. Поскольку мотор-вентиляторная установка работает в течении всей поездки, то потребляемая ею мощность без модального регулятора определяется по следующей формуле

$$P_{\text{мв1}} = S \cdot t = 64,386 \cdot 9 = 579,47 \text{ кВт}; \quad (4.1)$$

где $P_{\text{мв1}}$ – потребленная мощность мотор-вентиляторной установкой за поездку с питанием от пускового двигателя, кВт;

S – полная потребляемая мощность приводного двигателя, кВт·ч;

t – время работы установки, ч.

Полная мощность S потребляемая мотор-вентиляторной установкой с применением модальной системы управления при времени переходного процесса $t_{\text{пп}} = 1$ с, составляет 59,186 кВт·ч электроэнергии, а при $t_{\text{пп}} = 4$ с полная мощность S составила 44,672 кВт·ч. Согласно этому потребленная мощность мотор-вентиляторной установкой за поездку с применением модальной системы управления составит 532,674 кВт и 402,048 кВт соответственно.

Исходя из выполненного расчета, мотор-вентиляторная установка с модальной системой управления потребляет на 8,08 % меньше электроэнергии при времени переходного процесса равного 1 с и на 30,62 % меньше при времени переходного процесса равного 4 с. Для дальнейшего расчета годового экономического эффекта Δ_r для одной секции электровоза серии 2(3)ЭС5К были приняты значения, полученные при времени переходного процесса равного 4 с.

Годовой экономический эффект рассчитывается путем произведения сэкономленной электроэнергии при применении модальной системы управления на стоимость одного кВт·ч. Для этого было рассчитано удельное значение расхода электроэнергии от применения модального регулятора в системе вспомогательных машин.

$$\Delta A = \frac{\Delta P}{V \cdot P_{\text{поезда}} \cdot 10^4}, \quad (4.2)$$

где V – техническая скорость поезда, согласно [55] равна 37,6 км/ч; $P_{\text{поезда}}$ – средний вес поезда за 2024 год, согласно [55] равен $P_{\text{поезда}} = 4063$ т; ΔP – снижение потребляемой мощности для одной секции электровоза, $\Delta P = 59,142$ кВт.

$$\Delta A = \frac{59,142}{37,6 \cdot 0,4063} = 3,8713 \text{ кВт} \cdot \text{ч} / 10^4 \text{ ткм брутто}. \quad (4.3)$$

Согласно годовому отчету ОАО РЖД за 2024 год [55] среднегодовая производительность электровоза (W_e) составляет $61210,5 \cdot 10^4$ ткм брутто. Тогда экономия электроэнергии составляет

$$A = \Delta A \cdot W_e. \quad (4.4)$$

$$A = 3,8713 \cdot 61210,5 = 236964,208 \text{ кВт} \cdot \text{ч}.$$

Индивидуальным тарифом на услуги по передаче электрической энергии по сетям Дальневосточной дирекции по энергообеспечению «Трансэнерго» [56], стоимость кВт·ч для Дальневосточной дирекции тяги установлена в размере 3,02 руб. Тогда годовой экономический эффект $\mathcal{E}_r$ при внедрении модального регулятора составит

$$\mathcal{E}_r = 236964,208 \cdot 3,02 = 715631,908 \text{ руб.}$$

Таким образом годовой экономический эффект от внедрения модального регулятора для одной секции электровоза 2(3)ЭС5К составил 715631,908 руб. в год.

4.2.2 Определение срока окупаемости

Сроком окупаемости является период времени, за который доход от экономического эффекта покроет затраты, направленные на внедрение системы. Срок окупаемости рассчитывается по следующей формуле

$$T = \frac{3}{\mathcal{E}_r}, \quad (4.5)$$

где 3 – затраты на внедрение, руб.; $\mathcal{E}_r$ – годовой экономический эффект, руб.

Для расчета затрат на внедрение принимаем, что модернизацию производим для одной секций электровоза 2(3)ЭС5К, а именно для трех мотор-вентиляторных установок.

Затраты на внедрения включают в себя общую стоимость элементов модальной системы управления C_3 , отчисления на социальные нужды $E_{\text{соц}}$ и в фонд оплаты труда (ФОТ).

В таблице 4.2 представлены необходимые элементы для модернизации вспомогательных машин.

Таблица 4.2 – Стоимость элементов модальной системы управления

Наименование элемента	Количество, шт.	Стоимость, руб./шт.	Сумма, руб.
Соединительные шины	3	4000	12000
Автономный инвертор напряжения INSTART LCI-G55-4 IP54 55кВт 690В	3	246145	738435
Микроконтроллер (STM32F103C8T6)	3	1500	4500
Трансформатор тока TTE-100-1200/5А	9	2320	20880
Энкодер DKS40-R5J02048	3	13500	40500
Итого (Общая стоимость C_3)			816315

Количество отчислений в фонд оплаты труда (ФОТ) определяется суммой основной $Z_{\text{осн}}$ и дополнительной $Z_{\text{доп}}$ заработной платы, которые рассчитываются по следующим формулам

$$Z_{\text{осн}} = Z_{\text{т}} \cdot (D_{\text{р}} + D_{\text{н}}) \cdot (1 + D_{\text{п}}); \quad (4.6)$$

$$Z_{\text{доп}} = \frac{9\% \cdot Z_{\text{осн}}}{100\%},$$

где $Z_{\text{т}}$ – тарифная заработная плата, руб.; $D_{\text{р}}$ – районный коэффициент, $D_{\text{р}} = 1,2$; $D_{\text{н}}$ – дальневосточная надбавка, $D_{\text{н}} = 0,1$; $D_{\text{п}}$ – коэффициент премий, $D_{\text{п}} = 0,3$.

Тарифной заработной платой $Z_{\text{т}}$ принято считать произведение трудоёмкости выполняемой работы T на часовую тарифную ставку работника $C_{\text{тс}}$. Согласно [57] величина часовой тарифной ставки определяется по формуле

$$C_{\text{тс}} = \frac{N}{H_{\text{ср.м.}}} \cdot K_{\text{разр.}}, \quad (4.7)$$

где N – минимальный размер оплаты труда. Согласно [57] с 1 января 2024 года МРОТ составляет 19242 руб; $H_{\text{ср.м.}}$ – среднемесячная норма рабочего времени, на

2024 г. составляет 164,92 ч.; $K_{\text{разр.}}$ – тарифный коэффициент присвоенного разряда, для слесаря шестого разряда $K_{\text{разр.}} = 2,56$.

$$C_{\text{ТС}} = \frac{19242}{164,92} \cdot 2,56 = 298,687 \text{ руб.}$$

Трудоемкость выполняемых работ, направленных на внедрение модальной системы управления, представлена в таблице 4.3

Таблица 4.3 – Тарифная заработная плата

Вид работ	Трудоемкость, чел.-ч.	Часовая тарифная ставка, руб.	Сумма, руб.
Монтаж автономного инвертора напряжения	170	298,687	50776,79
Установка системы модального управления	36	298,687	10752,73
Настройка модального регулятора	6	298,687	1792,12
Итого (тарифная заработная плата C_c)			63321,64

Подставляя численные значения в формулу (4.6) получаем

$$E_{\text{осн}} = 63321,64 \cdot (1,2 + 0,1) \cdot (1 + 0,3) = 107013,57 \text{ руб.}$$

$$E_{\text{доп}} = \frac{9\% \cdot 107013,57}{100\%} = 9631,22 \text{ руб.}$$

Согласно этому отчисления в ФОТ составят

$$\text{ФОТ} = 107013,57 + 9631,22 = 116644,79 \text{ руб.}$$

Отчисления на социальные нужды E рассчитываются путем произведения ФОТ на процент страховых взносов, который на 2024 год составляет 30%.

$$E_{\text{соц}} = 0,3 \cdot \text{ФОТ} = 0,3 \cdot 116644,79 = 34993,44 \text{ руб.}$$

Исходя из полученных результатов расчетов, затраты на внедрение модальной системы управления вспомогательными машинами одной секции электровоза серии 2(3)ЭС5К составят

$$З = 816315 + 116644,79 + 34993,44 = 967953,23 \text{ руб.}$$

Подставляя полученные результаты затрат на внедрение $З$ и годового экономического эффекта $\mathcal{E}_r$ в формулу (4.5) получим срок окупаемости

$$T = \frac{967953,23}{715631,908} = 1,352 \text{ года.}$$

Таким образом внедрение системы модального управления на электровоз 2(3)ЭС5К окупится за 1 год и 5 месяцев.

В соответствии с полученными результатами применение модального регулятора в системе вспомогательных машин электровоза переменного тока является энергетически эффективным по сравнению с используемой в настоящее время схемой питания от пускового двигателя.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные выводы по результатам выполненной работы:

1. Обосновано применение асинхронного электродвигателя меньшей мощности в качестве приводного двигателя вспомогательных машин на электроподвижном составе. Выполненный расчет показал, что для номинального режима работы мотор-вентиляторной установки в качестве приводного электродвигателя может быть применен электродвигатель мощностью 30 кВт. Его применение позволит уменьшить потребляемую электроэнергию и увеличить КПД установки.

2. Разработана обобщенная математическая модель асинхронного электродвигателя с динамической индуктивностью, вентиляторной нагрузкой и модальным регулятором.

3. Разработана система модального управления вспомогательными машинами электроподвижного состава переменного тока, позволяющая изменять время переходного процесса, уменьшить величину пусковых токов и пульсаций в переходных режимах работы асинхронного электродвигателя.

4. Выполнен расчет энергетической и экономической эффективности от внедрения системы модального управления в схему питания вспомогательных машин электровоза 2(3)ЭС5К. Согласно расчетам, применение системы модального управления при увеличении времени переходного процесса уменьшает величину пускового тока и снижает потребляемую электроэнергию на 30,62 %. Срок окупаемости предложения составил 1 год и 5 месяцев.

5. Полученные результаты могут являться методической базой для синтеза систем управления асинхронными электродвигателями, работающими в режиме «старт-стоп».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Официальный сайт федеральной службы государственной статистики. – Электрон. дан. – Режим доступа: <https://rosstat.gov.ru/statistics/transport>.
2. «Об энергетической стратегии ОАО «РЖД» на период до 2010 года и на перспективу до 2030 года». Распоряжение ОАО «РЖД» от 11.02.2008 № 269р – Электрон. дан. – Режим доступа: https://company.rzd.ru/ru/9263/page/105104?id=35#navPart_6745.
3. «Энергетическая стратегия «ОАО РЖД» на период до 2030 года и на перспективу до 2035 года». М., 2022.
4. Федюков Ю.А. Расщепитель фаз и расщепительный эффект / Ю. А. Федюков, Е. А. Марченко, С. В. Фошкина // Локомотив, 2011 №4.
5. Васько Н.М., Козельский Н.П. Электровоз ВЛ80°. Руководство по эксплуатации. М.: Транспорт. 1982. 622 с.
6. Некрасов О. А. Вспомогательные машины электровозов переменного тока / О. А. Некрасов, А. М. Рутштейн – М.: Транспорт, 1988 – 223 с.
7. Литовченко В.В., Малютин А.Ю. Применение маловентильных преобразователей в системе питания вспомогательных цепей электровозов переменного тока: дис. ... канд. тех. наук: 05.09.03 / Малютин Артём Юрьевич. – М., 2017. – 149 с.
8. Анализ по вспомогательным машинам электроподвижного состава Дальневосточной дирекции тяги.
9. Федюков Ю. А. Энергетические характеристики расщепителей фаз // Электровозостроение. Сборник научных трудов. – Новочеркасск: ОАО "ВЭЛНИИ", 2011 т. 43.
10. Кулинич Ю.М. Электронная и преобразовательная техника : учеб. пособие / Ю.М. Кулинич. – Хабаровск : Изд-во ДВГУПС, 2008. – 175 с. : ил.
11. Межгосударственный стандарт. ГОСТ IEC/TS 60034-30-2-2021 Машины электрические вращающиеся. Часть 30-2. Классы эффективности двигателей

переменного тока с регулированием частоты вращения (код IE). – Электрон. дан. – Режим доступа: https://gostassistant.ru/doc/155aa832-08a5-43f9-b33b-603ccef76cc0?utm_referrer=https%3A%2F%2Fyandex.ru%2F.

12. Колпаков А. Перспективы развития электропривода // Силовая электроника. 2004. № 1. С. 46–48.

13. Смирнов В.П., Куренков А.С. Комплексные изменения конструкции и обслуживания асинхронных вспомогательных машин тяговых электроприводов электровозов переменного тока: дис. ... канд. тех. наук: 2.9.3 / Куренков Алексей Семенович. – М., 2023. – 173 с.

14. Branko Blanusa. New Trends in Efficiency Optimization of Induction Motor Drives // New Trends in Technologies : Devices, Computer, Communication and Industrial Systems. 2010. P. 341–358.

15. Космодамианский А. С., Воробьев В. И., Пугачев А. А. Системы скалярного управления тяговым асинхронным двигателем // Электротехника. 2016. № 9. С. 44–50.

16. Ключников А. Т., Турпак А. М. Бездатчиковое векторное управление асинхронным двигателем при расчете в комплексной форме // Вестник Пермского национального исследовательского политехнического университета. Электротехника, информационные технологии, системы управления. 2020. № 33. С. 160–176.

17. Космодамианский А. С., Воробьев В. И., Пугачев А. А. Моделирование электропривода с асинхронным двигателем в режиме минимума мощности потерь // Электротехника. 2012. № 12. С. 26–31.

18. Шонин О. Б., Пронько В. С. Энергосберегающие алгоритмы частотного управления асинхронным приводом с уточнением области минимума потерь на основе методов нечеткой логики // Записки Горного института. 2016. Т. 218. С. 270–280.

19. Браславский И.Я., Ишматов З.Ш., Костылев А.В., Плотников Ю.В., Поляков В.Н., Эрман Г.З., Антонов Д.Л. Энергетическая эффективность законов скалярного

частотного управления асинхронным электроприводом // Электротехника. 2012. № 9. С. 44-47.

20. Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями: учеб. пособие. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2006. – 94 с.

21. Кулинич Ю. М., Шухарев С. А., Духовников В. К., Гуляев А. В. Моделирование векторного управления асинхронным приводом вспомогательных машин электроподвижного состава // Вестник Научно-исследовательского института железнодорожного транспорта (Вестник ВНИИЖТ). 2022. Т. 81, № 1. С. 23 –30. <https://doi.org/10.21780/2223-9731-2022-81-1-23-30>.

22. Шрамко М.Е., Гуляев А.В., Кейно М.Ю. Повышение надежности и энергоэффективности привода вспомогательных машин электровозов переменного тока // Транспорт азиатско-тихоокеанского региона. 2021. № 4. С. 20–26.

23. Кулинич Ю. М., Шухарев С. А., Духовников В. К., Стародубцев Д. А. Оптимальное управление асинхронным приводом вспомогательных машин электроподвижного состава // Вестник Научно-исследовательского института железнодорожного транспорта. 2023. Т. 82, № 1. С. 7.

24. Кулинич Ю.М., Шухарев С.А., Гуляев А.В. Повышение энергетической эффективности вспомогательных машин электровоза переменного тока // Вестник научно-исследовательского института железнодорожного транспорта (Вестник ВНИИЖТ). 2021. Т. 80. № 5. С. 276–284. DOI: <https://dx.doi.org/10.21780/2223-9731-2021-80-5-276-284>.

25. Растринин Л.А. Системы экстремального управления. М.: Наука, 1974. 630 с.

26. Пат. 2819147 Российская Федерация, МКП H02P 21/06 (2006.01). Устройство управления асинхронным двигателем / Кулинич Ю.М., Шухарев С.А., Духовников В.К., Стародубцев Д.А. ; заявитель и патентообладатель Дальневосточный гос. ун-т. путей сообщения. – №2023100336; заявл. 10.01.2023 ; опубл. 14.05.2024, Бюл. №14.

27. Советов Б.Я, Яковлев С.А. Моделирование систем. Учеб. Для вузов – 3-е изд., перераб. И доп. – М.: Высш. Шк., 2001. – 343 с.: ил. ISBN 5-06-003860-2.

28. Онищенко Г. Б., Калачев Ю. Н. Simintech: системы управления и моделирования электропривода. 2022. – 154 с.: ил. ISBN 978-5-93700-152-8.
29. Солдатов А.И. Основы программирования на языке СИ / А.И. Солдатов, М.; Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2015. – 118с.
30. Кравчик А.Э. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин, Е.А. Соболенская. – М.: Энергоиздат. 1982. – 504 с., ил.
31. Измерение момента инерции махового колеса и силы трения в опоре : метод. указ. – Минск : Изд-во БГУИР, 2022. – 6 с. : ил.
32. Кулинич Ю. М., Стародубцев Д. А. Модальное управление асинхронным двигателем в пространстве состояний // Транспорт Азиатско-Тихоокеанского региона, 2023. № 3(36). С. 84–93.
33. DKS40 DKS40-R5J02048, Инкрементальные энкодеры. Технический паспорт изделия. 7 с. : ил.
34. Datasheet STM32F103C8T6. – Электрон. дан. – Режим доступа: <https://static.chipdip.ru/lib/597/DOC018597489.pdf>.
35. Исследование влияния нелинейности кривой намагничивания тягового электродвигателя на переходные процессы в силовой цепи электровоза». Труды МИИТа, сборник №912, 1997 г.
36. Розенблат М.А. Магнитные усилители и модуляторы, М. – Л., Госэнергоиздат, 1963. 112 с. с черт.
37. Двигатели асинхронные АНЭ225L4УХЛ2. Руководство по эксплуатации. – Электрон. дан. – Режим доступа: <https://el-dv.com/downloads/rukovodstvo-po-ekspluatacii-na-dvigateli-asinhronnie-ane225l4uhl2.pdf>.
38. Костенко М.П. Электрические машины [Текст]: учебник для студентов высш. техн. учеб. заведений / М.П. Костенко, Л.М. Пиотровский - Изд. 3-е, перераб. - Л., Энергия, 1973. – 230с.
39. Электровоз магистральный 2ЭС5К (3ЭС5К). Руководство по эксплуатации. Книга 2. «Описание и работа. Компоновка оборудования. Монтаж электрический.

Система вентиляции.» ИДМБ.661142.009 РЭ2 (ЗТС.001.012 РЭ2). 2006. Новочеркасск. 95 с.

40. Электровоз магистральный 2ЭС5К (ЗЭС5К). Руководство по эксплуатации. Книга 7. «Использование по назначению» ИДМБ.661142.009 РЭ7 (ЗТС.001.012 РЭ7). 2006. Новочеркасск. 190 с.

41. Бакланов, А. А. Энергетическая эффективность рекуперативного торможения пассажирских электровозов постоянного тока / А. А. Бакланов, А. П. Шиляков // Известия Транссиба / Омский гос. ун-т путей сообщения. – Омск. – 2019. – № 2 (38). – С. 23 – 33.

42. Мельниченко О.В., Устинов Р.И. повышение работоспособности выпрямительно-инверторных преобразователей электровоза переменного тока в режиме рекуперативного торможения: дис. ... кан. тех. наук: 05.22.07 / Устинов Роман Иванович. – М., 2020. – 180 с.

43. Мельниченко О.В., Томилов В.С. Повышение эффективности режима рекуперативного торможения электровоза переменного тока: дис. ... кан. тех. наук: 2.9.3 / Томилов Вячеслав Станиславович. – М., 2022. – 154 с.

44. Д.О. Маломыжев. Анализ системы охлаждения силового тягового оборудования электровоза переменного тока серии «Ермак» [Электронный ресурс] / О.В. Мельниченко, Д.О. Маломыжев, Л.В. Демин, Р.И. Устинов // Молодая наука Сибири: электрон. науч. журн. – 2021.

45. Фащиленко В. Н. Регулируемый электропривод насосных и вентиляторных установок горных предприятий. М.: Горная книга, 2011. 260 с. [Fashchilenko V. N. Adjustable Electric Drive for Pumping and Fan Installations at Mining Enterprises. Moscow: Gornaya kniga; 2011. 260 p. (In Russ.)]. EDN: <https://www.elibrary.ru/raynmx>.

46. Шеховцов В.П. «Расчет и проектирование ОУ и электроустановок промышленных механизмов». В. П. Шеховцов. – М. : ФОРУМ, 2010. – 352 с.: ил. ISBN 978-5-91134-390-3.

47. Вахвахов Г.Г. Энергосбережение и надежность вентиляторных установок. — М.: Стройиздат, 1989.

48. Музылева И. В., Языкова Л. Н., Мещеряков В. Н. Применение метода пространства состояний для обобщенной системы типа «один вход – один выход» // Вестник кибернетики. 2022. № 4 (48). С. 59–68. DOI 10.34822/1999-7604-2022-4-59-68.

49. Филиповский В.М. Системы управления в пространстве состояний: Учебное пособие / В.М. Филиповский. – СПб., 2022. – 75 с.

50. Кулинич Ю.М., Стародубцев Д.А. Применение метода модального управления в асинхронном приводе // Вестник Научно-исследовательского института железнодорожного транспорта (Вестник ВНИИЖТ). 2023. Т. 82, №4. С. 348–357. <https://doi.org/10.21780/2223-9731-2023-82-4-348-357>.

51. Панкратов, В.В. Специальные разделы современной теории автоматического управления: учеб. Пособие / В.В. Панкратов, Е.А. Зима, О.В. Нос. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007 – 220 с. ISBN 978-5-7782-0953-4.

52. Рюхин В.Ю. Анализ влияния нулей и полюсов передаточной функции на динамические свойства : учеб. пособие / В.Ю. Рюхин. – Минск : Изд-во БГУИР, 2022. – 8 с. : ил.

53. В.В. Григорьев, Н.В. Журавлёва, Г.В. Лукьянова, К.А. Сергеев Синтез систем автоматического управления методом модального управления. — С-Пб: СПбГУ ИТМО, 2007. — 108 с. ил.

54. Чертыков П.Н., Пахомов А.Н. Влияние перекрестных связей в системе асинхронного электропривода с модальным управлением. Научный форум: Технические и физико-математические науки № 9(38), 2020 г.

55. Годовой отчет ОАО РЖД за 2023 год. Электрон. дан. – Режим доступа: <https://company.rzd.ru/ru/9471>.

56. Экспертное заключение о корректировке индивидуальных цен (тарифов) на услуги по передаче электрической энергии (мощности) на 2024 год, установленных на основе долгосрочных параметров регулирования на 2020-2024 годы, по сетям ОАО "Российские железные дороги" филиал "Трансэнерго" структурное подразделение Дальневосточная Дирекция по энергообеспечению в границах Хабаровского края для взаиморасчетов с акционерным обществом

"Дальневосточная распределительная сетевая компания" (филиал "Хабаровские электрические сети") Электрон. дан. – Режим доступа: <https://goo.su/QG4VI>.

57. Распоряжение ОАО ржд от 12.12.2023 № 3159/р Электрон. дан. – Режим доступа: <https://base.garant.ru/409301836/>.

58. Хитров А.И. Системы управления электроприводов. Псковский государственный университет. 2009. 92 с.

59. Шухарев С. А., Стародубцев Д. А. Перспективы развития систем энергосбережения вспомогательных машин на электроподвижном составе // Транспорт Азиатско-Тихоокеанского региона, 2023. № 1 (34). С. 79–83.

60. Кулинич Ю.М., Стародубцев Д.А. Применение оптимальных алгоритмов для управления вспомогательными машинами электроподвижного состава переменного тока. Научно-техническое и экономическое сотрудничество стран АТР в XXI веке. 2023. Том 1. С. 32-37.

61. Карташев Б.А., Шабаетов Е.А., Козлов О.С., Щекатуров А.М. SimInTech: Среда динамического моделирования технических систем. 2017. С. 424. ISBN: 978-5-97060-482-3.

62. Герман-Галкин С. Г., Карташов Б.А., Литвинов С. Н. SimInTech: Модельное проектирование электромеханических мехатронных модулей движения. 2020. С. 494. ISBN: 978-5-97060-693-0.

63. Шухарев С. А., Стародубцев Д. А. Применение микроконтроллера STM32 при подготовке специалистов высшего образования // Транспорт Азиатско-Тихоокеанского региона, 2023. № 1 (34). С. 21–24.

64. Шухарев С. А., Стародубцев Д. А. Применение микроконтроллера STM32 // Транспорт и логистика: Развитие в условиях глобальных изменений потоков. Сборник научных трудов VII международной научно-практической конференции. Ростов-на-Дону. 2023. С. 432-434.

65. Савоськин А.Н., Алексеев А.С. Исследование влияния нелинейности кривой намагничивания тягового электродвигателя на переходные процессы в силовой цепи электровоза. Юбилейный сборник научных трудов МИИТа. 1997. С. 84-88.

66. Кулинич Ю.М. Моделирование оптимального управления асинхронным приводом / Ю.М. Кулинич, С.А. Шухарев, Д.А. Стародубцев // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. 2023. № 1 (77). С. 83–93. DOI 10.26731/1813-9108.2023.(77).83-93.

67. Кулинич Ю. М., Шухарев С. А., Духовников В. К., Стародубцев Д. А. Синтез цифрового регулятора одноконтурной системы автоматического регулирования // Транспорт Азиатско-Тихоокеанского региона, 2023. № 2 (35). С. 69–74.

68. Кулинич Ю.М. Повышение качества регулирования асинхронных двигателей с модальным управлением / Ю.М. Кулинич, Д.А.Стародубцев // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. 2023. № 3(79). С. 124–134. DOI 10.26731/1813-9108.2023.3(79).124-134.

69. Федотов А.А. Цифровая фильтрация биомедицинских сигналов: Метод. указания / – Самар. нац. исследов. ун-т.; сост. А.А. Федотов; Самара, 2016 28 с.

70. Александров, А.Г. Оптимальные и адаптивные системы: Учеб. пособие для вузов по спец. «Автоматика и упр. в техн. системах» / А.Г. Александров – М. : Высш. шк., 1989. – 263 с.

71. Березин, И.С. Методы вычислений. В 2 т. Т.1. / И.С. Березин, Н.П. Жидков – М. : ГИФМЛ, 1962. – 464 с.

72. Кацман, М.М. Электрические машины: учебник для студ. образоват. учреждений сред. проф. образования / М.М. Кацман. – 9-е изд., стер. – М. : Издательский дом «Академия», 2008. – 496 с.

73. Растринин, Л.А. Системы экстремального управления / Л.А. Растринин. – М. : Наука, 1974. – 623 с.

74. Широченко, Н.Н. Улучшение энергетики электровазов переменного тока / Н.Н. Широченко, В.А. Татарников, З.Г. Бибинеишвили. // Железнодорожный транспорт. М. : 1988. – №7. – С. 33 – 37.

75. Сипайлов, Г.А. Математическое моделирование электрических машин: учебное пособие для студентов вузов / Г.А. Сипайлов, А.В. Лоос – М. : Высшая школа, 1980 – 176 с.

76. Повысить надежность асинхронных двигателей. Электрон. дан. – Режим доступа: <https://company.rzd.ru/ru/9401/page/78314?accessible=true&id=8358>.

77. Электроснабжение железных дорог: учеб. пособие. В 2 ч. Ч. 1 / И.В. Игнатенко. – Хабаровск: Изд-во ДВГУПС, 2013. – 113 с.: ил.

78. Электровоз магистральный 2ЭС5. Руководство по эксплуатации. Книга 5. «Электронное оборудование» ЗТС.001.018 РЭ5. 2006. 68 с.

79. Система управления и диагностики электровоза ЭП10 / Под ред. С. В. Покровского. — М.: Интекст, 2009 — 356 с.

80. Смаглюков Д.А. Устройство и эксплуатация электровоза ЭП20: учеб. пособие. – М.: ОАО «Российские железные дороги», 2015. – 360 с. ISBN 978-5-89035-787-8.

81. Макаров, В. В. Пути совершенствования асинхронного привода вспомогательных машин грузовых электровозов переменного тока / В. В. Макаров, В. Н. Иванов, А. М. Худоногов // Локомотив. – 2024. – № 9(213). – С. 13-14. – EDN CIJQIF.

82. El Daoudi, S. Comparison between PI-DTC-SPWM and fuzzy logic for a sensorless asynchronous motor drive / S. El Daoudi, L. Lazrak // Protection and Control of Modern Power Systems. – 2021. – Vol. 6, No. 1. – P. 1-13. – DOI 10.1186/s41601-021-00216-9.

83. Eun, Y., Kim, J., Kim, K., and Cho, D. Discrete-time Variable Structure Controller with a Decoupled Disturbance Compensator and Its Application to a CNC Servomechanism/ IEEE Trans. Control Syst. Technol., 1999. №4.

84. Tanaka K., Wang H.O. Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach. John Wiley & Sons Inc., 2001.

85. Бесекерский, В.А. Лекции по теории автоматического регулирования / В.А. Бесекерский. – Л. : ЛКВВИА, 1962. – 583 с.

86. Пахомов А.Н., Коротков М.Ф., Федоренко А.А. Модальное управление электроприводом переменного тока // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М.Ф. Решетнева. 2021. №3(36). С. 70–74 [Pakhomov A.N., Korotkov M.F., Fedorenko A.A. Alternating current electric

drive modal control. The Siberian Aerospace Journal. 2021;(3):70-74. (In Russ.)]. EDN: <https://www.elibrary.ru/ofyhgx>.

87. Деруссо П.М., Рой Р., Клоуз Ч. Пространство состояний в теории управления / пер. с англ. Р.Т. Янушевского; под ред. М.В. Меерова. М.: Наука, 1970. 620 с.

88. Терехов В.М., Осипов О.И. Системы управления электроприводов. М.: Академия, 2005. 304 с.

89. Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства, М.: Машиностроение, 1976, 184.

90. Мещеряков В.Н. Динамика электромеханических систем подъемно-транспортных механизмов с асинхронным электроприводом, Липецк: ЛГТУ, 2002. 120.

91. Музылева И. В. Элементарная теория линейных систем в задачах и упражнениях: учебное пособие для вузов / И. В. Музылева. – 2-е изд., стер. – Санкт-Петербург : Лань, 2022. – 428с. : ил. – Текст : непосредственный. ISBN 978-5-507-44723-7.

92. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического управления / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – Изд. 4-е, перераб. и доп. – СПб, Изд-во «Профессия», 2003. – 752 с.

93. Романова В. В., Хромов С. В., Суслов К. В. Анализ воздействующих факторов, влияющих на эксплуатационную надежность низковольтных асинхронных электродвигателей // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. 2021. Т. 23, № 3. С. 80–89.

94. Analysis of parametric sensitivity and structural optimization of modal control systems with state controllers / A.A. Anisimov, D.G. Kotov, S.V. Tararykin, V.V. Tyutikov // Journal of Computer and Systems Sciences International. – 2011. – Т. 50. – № 5. – С. 698–713.

95. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. – Иваново: Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина, 2008. – 298 с.

96. Пустоветов М.Ю., Пехотский И.В. Способ учёта нелинейности кривой намагничивания при переменной частоте питающего напряжения. – Новочеркасск: Вестник ВЭЛНИИ, 2004, № 1.

97. Синявский И.В., Пустоветов М.Ю. Компьютерное моделирование динамики тепловых процессов в асинхронном двигателе при несимметрии питающих напряжений. – Новочеркасск: Вестник ВЭЛНИИ, 2011, № 2.

98. . Шрейнер Т.Р. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами / Т.Р.Шрейнер, Ю.А.Дмитренко. Кишинев: Штиинца, 1982. 224 с.

99. Поляков В.Н. Экстремальное управление электрическими двигателями / В.Н.Поляков, Р.Т.Шрейнер. Екатеринбург: УГТУ-УПИ. 2006. 420 с.

100. Филатов В. Двух- и трёхуровневые инверторы на IGBT // Силовая электроника, 2012 № 4.

101. ГОСТ 13109-97. Межгосударственный стандарт. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.

102. Шестопёров Г. Н. Анализ электрических характеристик в системах питания вспомогательных машин электровозов переменного тока серии "Ермак" / Г. Н. Шестопёров, О. Г. Арискин, А. А. Тишкин, И. В. Синявский // Электровозостроение. Сборник научных трудов – Новочеркасск: ОАО "ВЭЛНИИ", 2011 т. 61.

103. Ермолин П. П. Надёжность электрических машин / П. П. Ермолин, И. П. Жерихин – Л.: Энергия, – 248 с.

104. Вольдек А.И. Электрические машины. Учебник для студентов высш. техн. Заведений. – 3-е изд., перераб. – Л.: Энергия, 1978. – 832 с., ил.

105. Сборник научных трудов «Электровозостроение», Том 39, Новочеркасск, 1998 г.

Патент на изобретение

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ
№ 2819147УСТРОЙСТВО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ
ДВИГАТЕЛЕМ

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Дальневосточный государственный университет путей сообщения" (ДВГУПС) (RU)*

Авторы: *Кулинич Юрий Михайлович (RU), Шухарев Сергей Анатольевич (RU), Духовников Вячеслав Константинович (RU), Стародубцев Дмитрий Алексеевич (RU)*

Заявка № 2023100336
Приоритет изобретения 10 января 2023 г.
Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации 14 мая 2024 г.
Срок действия исключительного права
на изобретение истекает 10 января 2043 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов



ПРОГРАММНЫЙ КОД МИКРОКОНТРОЛЛЕРА STM32F103C8T6**main.c**

```
1. include "stm32f10x.h"
2.
3. void RCC_Init(void);
4. void Ports_Init(void);
5. void TIM_Init(void);
6. void USART2_Init(void);
7.
8. uint8_t counter = 0;
9. uint8_t num = 0;
10.
11. uint8_t digits[6] = {0,0,0,0,0,13};
12.
13.int main(void)
14.{
15.    RCC_Init();
16.    Ports_Init();
17.    TIM_Init();
18.    USART2_Init();
19.
20.    while(1)
21.    {
22.    }
23.}
24.void TIM2_IRQHandler(void)
25.{
```

```

26.    CLEAR_BIT(TIM2->SR, TIM_SR_UIF);
27.
28.    uint16_t result = TIM1->CNT;
29.    digits[0] = counter;
30.    digits[1] = result / 1000;
31.    result = result - digits[1] * 1000;
32.    digits[2] = result / 100;
33.    result = result - digits[2] * 100;
34.    digits[3] = result / 10;
35.    digits[4] = result - digits[3] * 10;
36.    for (uint8_t i = 0; i < 5; i++)
37.    {
38.        digits[i] += 48;
39.    }
40.
41.    CLEAR_REG(TIM1->CNT);
42.    counter = 0;
43.
44.    SET_BIT(USART2->CR1, USART_CR1_TXEIE);
45.
46.}
47.
48.void TIM1_UP_IRQHandler(void)
49.{
50.    CLEAR_BIT(TIM1->SR, TIM_SR_UIF);
51.    counter++;
52.}
53.
54.void USART2_IRQHandler()
55.{

```

```

56.     while(READ_BIT(USART2->SR, USART_SR_TXE) == 0) {}
57.     WRITE_REG(USART2->DR, digits[num]);
58.     num ++;
59.     if (num == 6)
60.     {
61.         CLEAR_BIT(USART2->CR1, USART_CR1_TXEIE);
62.         num = 0;
63.     }
64.}

```

delays.c

```

65.include "delays.h"
66.
67.uint16_t left_us;
68.uint16_t left_ms;
69.
70.void DelayInit(void)
71.{
72.    SystemCoreClockUpdate();
73.    SysTick_Config(SystemCoreClock/1000000);
74.}
75.
76.void Delay_us(uint16_t time_us)
77.{
78.    if(!READ_BIT(SysTick->CTRL, SysTick_CTRL_ENABLE_Msk)) //
79.    {
80.        DelayInit();
81.    }
82.
83.    left_us = time_us;
84.    while(left_us != 0);

```

```

85.}
86.
87.void Delay_ms(uint16_t time_ms)
88.{
89.    left_ms = time_ms;
90.    while(left_ms != 0)
91.    {
92.        Delay_us(1000);
93.        left_ms--;
94.    }
95.}
96.
97.void SysTick_Handler()
98.{
99.    if(left_us)
100.    {
101.        left_us--;
102.    }
103.}

```

delays.h

```

104.    ifndef __DELAYS_H
105.    define __DELAYS_H
106.
107.    include "stm32f10x.h"
108.
109.    void DelayInit(void);
110.    void Delay_us(uint16_t);
111.    void Delay_ms(uint16_t);
112.
113.    #endif

```

Ports_Init.c

```
114. include "stm32f10x.h"
115. void Ports_Init(void)
116. {
117.     WRITE_REG(GPIOA->CRH, 0x00000088);
118.     WRITE_REG(GPIOA->ODR, 0x00000300);
119.
120.     CLEAR_BIT(GPIOA->CRL, GPIO_CRL_CNF2);
121.     CLEAR_BIT(GPIOA->CRL, GPIO_CRL_MODE2);
122.     SET_BIT(GPIOA->CRL, GPIO_CRL_CNF2_1);
123.     SET_BIT(GPIOA->CRL, GPIO_CRL_MODE2_0);
124. }
```

RCC_Init.c

```
125. void RCC_Init(void)
126. {
127.     SET_BIT(RCC->CFGR, RCC_CFGR_HPRE_DIV1);
128.     SET_BIT(RCC->CFGR, RCC_CFGR_PPRE1_DIV2);
129.     SET_BIT(RCC->CFGR, RCC_CFGR_PPRE2_DIV2);
130.
131.     SET_BIT(RCC->APB2ENR, RCC_APB2ENR_AFIOEN);
132.     SET_BIT(AFIO->MAPR,
133.
134.     SET_BIT(RCC->APB2ENR, RCC_APB2ENR_IOPAEN);
135.     SET_BIT(RCC->APB2ENR, RCC_APB2ENR_IOPBEN);
136.     SET_BIT(RCC->APB1ENR, RCC_APB1ENR_USART2EN);
137. }
```

**ЗНАЧЕНИЯ НАПРЯЖЁННОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ H , А/см, ДЛЯ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СТАЛЕЙ 2212, 2213 И 2214**

Магнитная индукция B , Тл	Напряженность магнитного поля H , А/см	Динамическая магнитная проницаемость μ	Ток статора, соответствующий напряженности поля I_s , А
0,6	3,9	0,153846	1,6375
0,65	4,2	0,154762	1,75
0,7	4,5	0,155556	1,875
0,75	4,8	0,15625	2,025
0,8	5,1	0,156863	2,15
0,85	5,5	0,154545	2,291667
0,9	5,8	0,155172	2,416667
0,95	6,1	0,155738	2,541667
1	6,4	0,15625	2,691667
1,05	6,7	0,156716	2,816667
1,1	7,1	0,15493	2,958333
1,15	7,4	0,155405	3,083333
1,2	7,7	0,155844	3,208333
1,25	8	0,15625	3,358333
1,3	8,3	0,156627	3,483333
1,35	8,7	0,155172	3,625
1,4	9	0,155556	3,75
1,45	11,5	0,126087	4,791667
1,5	14	0,107143	5,833333
1,55	18	0,086111	7,5
1,6	25	0,064	10,41667
1,65	36	0,045833	15
1,7	58	0,02931	24,16667
1,75	87,1	0,020092	36,29167
1,8	120	0,015	50
1,85	160	0,011563	66,66667
1,9	200	0,0095	83,33333
1,95	250	0,0078	104,1667
2	300	0,006667	125
2,05	373	0,005496	155,4167

2,1	464	0,004526	193,3333
2,15	564	0,003812	235
2,2	674	0,003264	280,8333
2,25	789	0,002852	328,75
2,3	909	0,00253	378,75
2,35	1034	0,002273	430,8333
2,4	1189	0,002019	495,4167
2,45	1369	0,00179	570,4167
2,5	1560	0,001603	650
2,55	1780	0,001433	741,6667
2,59	2000	0,001295	833,3333

МАССИВ ДАННЫХ ЗНАЧЕНИЙ ИНДУКТИВНОСТИ ОТ ТОКА СТАТОРА

Индуктивность L_{Σ} , Гн	Ток статора I_s , А
0	0
34,034	0,001363
30,07353	0,003256
23,76007	0,00629
16,4591	0,012211
9,26966	0,027241
3,024377	0,100531
1,71055	0,207872
4,635347	0,087827
5,716659	0,080229
5,18756	0,098346
3,547543	0,158337
1,562527	0,392467
0,264854	2,509961
0,95329	0,751404
5,193023	0,14786
14,81567	0,055304
31,91926	0,027285
58,86826	0,01567
98,29355	0,009909
153,0924	0,006699
226,4287	0,004757
321,7324	0,003508
442,7001	0,002666
593,2949	0,002076
777,7462	0,00165
1000,55	0,001334

ПРОГРАММНЫЙ КОД СИНТЕЗА МОДАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА

Код для расчета коэффициентов модального регулятора канала управления потокосцеплением ротора.

1. format long
2. A_psi=[-58.2235 678.1575; 0.031904 -1.0858];
3. B_psi=[200779.6;0];
4. e_psi=eig(A_psi);
5. ps_psi=poly(e_psi)
- 6.
7. U_psi=[B_psi A_psi*B_psi];
8. r_psi=rank(U_psi)
- 9.
- 10.Ak_psi=[0 1; -41.583139 -59.3093];
- 11.Bk_psi=[0;1];
- 12.Uk_psi=[Bk_psi Ak_psi*Bk_psi];
- 13.Ui_psi=inv(U_psi);
- 14.P_psi=Uk_psi*Ui_psi;
- 15.k_psi=[-29.619839 -54.4324];
- 16.K_psi=k_psi*P_psi
- 17.

Код для расчета коэффициентов модального регулятора канала управления частотой вращения ротора.

1. format long
2. A_w=[-58.2235 -999.308; 4.83871 0];
3. B_w=[200779.6;0];
4. e_w=eig(A_w);

5. $ps_w = \text{poly}(e_w)$
- 6.
7. $U_w = [B_w \ A_w * B_w];$
8. $r_w = \text{rank}(U_w)$
- 9.
10. $Ak_w = [0 \ 1; -4835.3616 \ -58.2235];$
11. $Bk_w = [0; 1];$
12. $Uk_w = [Bk_w \ Ak_w * Bk_w];$
13. $Ui_w = \text{inv}(U_w);$
14. $P_w = Uk_w * Ui_w;$
15. $k_w = [-4804.26459 \ -47.07056];$
16. $K_w = k_w * P_w$
- 17.