

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего
образования

«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ТОМСКИЙ
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Акционерное общество «Научно-производственный центр «Полнос»»

На правах рукописи

ПЕРЕВОЩИКОВ ФИЛИПП ВЛАДИМИРОВИЧ

**СИНТЕЗ АДАПТИВНОГО РЕГУЛЯТОРА НАПРЯЖЕНИЯ
АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С МИНИМИЗАЦИЕЙ
ГАРМОНИЧЕСКИХ ИСКАЖЕНИЙ В ФАЗНЫХ ТОКАХ ДВИГАТЕЛЯ**

Специальность: 2.4.2. Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук,
профессор Букреев В.Г.

ТОМСК-2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
ГЛАВА 1. АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ РАБОТЫ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПРОМЫШЛЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ	10
1.1 Особенности работы асинхронных электроприводов промышленного назначения	10
1.2 Структура и алгоритмы управления АЭП.....	16
1.2.1 Структура АЭП применяемых на промышленных объектах.....	16
1.2.2 Алгоритмы управления АЭП.....	18
1.2.3 Алгоритмы идентификации спектрального состава потребляемых двигателем АЭП токов	19
1.3 Методы синтеза адаптивных регуляторов напряжения.....	25
1.3.1 Анализ методов параметрической адаптации.....	27
1.3.2 Сигнальная адаптация на основе наблюдателей: принципы и применение	30
1.3.3 Роль и место предиктивного управления в адаптивном регулировании	33
1.4 Методы синтеза наблюдателей состояния асинхронных электродвигателей.....	36
1.4.1 Адаптивные MRAS наблюдатели	38
1.4.2 Фильтры Калмана: от расширенного до унсцентрированного	39
1.4.3 Наблюдатели на основе скользящих режимов и гибридные подходы	41
1.4.4 Сравнительный анализ и комплексная характеристика методов	43
1.5 Выводы.....	45
ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ И ИМИТАЦИОННЫЕ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА	48
2.1 Математическое описание асинхронного двигателя с учетом нелинейности магнитных материалов	48
2.2 Имитационная модель АЭП со скалярным управлением при различных вариантах реализаций ШИМ	56
2.3 Имитационная модель АЭП векторной системой управления	63
2.4 Имитационная модель бездатчикового асинхронного электропривода	69
2.5 Выводы.....	85

ГЛАВА 3. АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ АЭП С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ВЫХОДНОМУ НАПРЯЖЕНИЮ АИН	87
3.1 Структура адаптивного регулятора напряжения с использованием наблюдателей состояния	87
3.2 Методика синтеза параметров закона регулирования и адаптации	90
3.2.1 Методика синтеза базового регулятора на основе денормированных полиномов	90
3.2.2 Методика определения закона адаптации регулятора напряжения	103
3.3 Оценка эффективности разработанного регулятора напряжения	114
3.4 Выводы	116
ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫМ СТЕНДОМ	118
4.1 Структура экспериментального стенда	118
4.2 Программное обеспечение экспериментального стенда	123
4.3 Микропроцессорная система управления электроприводом экспериментального стенда	125
4.3.1 Формирование модулирующего сигнала ШИМ	125
4.3.1.1 Синусоидальная ШИМ	126
4.3.1.2 Векторная ШИМ	126
4.4 Экспериментальные исследования и верификация математической модели	130
4.5 Выводы	147
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	148
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	150
Приложение А. Акты внедрения результатов диссертационной работы	163

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Асинхронный электропривод (АЭП) является в настоящее время основой для ряда современных производственных процессов. Это связано в первую очередь с тем, что АЭП имеет высокие эксплуатационные характеристики и простую конструкцию при низкой удельной стоимости по сравнению с другими типами двигателей. Для ряда АЭП промышленного назначения на первое место выдвигаются определенные требования в соответствии с государственными стандартами [1- 3] к качеству вибро-шумовых характеристик (ВШХ) и к частотному спектру выходных токов автономного инвертора напряжения (АИН) электропривода. Наряду с этим, АЭП должен обеспечивать заданную производительность и возможность стабильной работы в условиях низкого качества питающей сети, что ограничивает возможность регулирования частоты [4]. Ввиду особенностей широтно-импульсного модулирования (ШИМ) выходного напряжения АИН, зачастую параметры вышеописанных требований находятся на граничных значениях либо не выполняются вовсе даже при использовании известных мер оптимизации спектрального состава токов и, как следствие, ВШХ [5].

Вопросами исследования и моделирования электроприводов с асинхронным двигателем занимались Р.Т. Шрейнер, А.А. Усольцев, А.М. Зюзев, В.Я. Беспалов, В.В. Панкратов, А.Б. Виноградов, Peter Vas, M. Liserre, T.A. Lipo и др. Вибрационные и шумовые процессы в электроприводах промышленного назначения рассматривались в работах В.Г. Гуляева, В.Н. Костюкова, М.С. Гаспарова, J. Friedrichs, J. Lu и др.

Анализ публикаций показал, что достаточно эффективным путем снижения уровня вибрации и шума в электромеханической системе (ЭМС) является их подавление непосредственно в источнике возмущений [6]. При рассмотрении АЭП можно выделить следующие источники возмущений: электромагнитного, механического и, например, аэродинамического или

гидродинамического происхождения в том случае, если рабочий орган ЭМС является турбомеханизмом. Вибрации такого рода минимизируются на этапе разработки конструкции ЭМС, включая двигатель электропривода. Вибрации механического происхождения, в основном определяются конструкцией двигателя АЭП (качеством конструкторской документации, процессом изготовления двигателя и его комплектующих) и непосредственным образом зависят от пульсаций электромагнитного момента и, как следствие, фазных токов двигателя. Электромагнитные вибрации, созданные высшими гармониками токов двигателя, могут также оказывать значительное влияние на ВШХ, особенно в окрестности значений собственных резонансных частот всей электромеханической системы [8-11]. Наиболее эффективной мерой снижения вибраций электромагнитного происхождения является их минимизация путем улучшения спектрального состава токов асинхронного двигателя алгоритмическим обеспечением системы управления АЭП [12].

Объектом исследования является асинхронный электропривод промышленного оборудования.

Предмет исследования: модели асинхронного электропривода, законы и алгоритмы управления автономным инвертором напряжения.

Цель работы: улучшение гармонического состава токов асинхронного двигателя.

Основные задачи исследования:

1. Анализ особенностей работы АЭП промышленного оборудования и требований к характеристикам электропривода;
2. Разработка адекватных имитационной и математической моделей АЭП, позволяющих оценить эффективность предложенных законов и алгоритмов управления;
3. Синтез адаптивного регулятора напряжения АИН, обеспечивающего минимизацию коэффициента гармонических искажений (КГИ), что позволяет улучшить спектральный состав токов двигателя АЭП;

4. Разработка структуры и алгоритма работы широтно-импульсного модулятора АИН, позволяющего улучшить спектральный состав фазных токов двигателя АЭП;

5. Исследование на верифицированной имитационной модели АЭП разработанного алгоритма адаптации регулятора напряжения АИН с целью доказательства его эффективности.

Методы исследования. Для решения поставленных задач использовались: основные положения теории электрических машин переменного тока и теории электропривода; методы современной теории управления электромеханическими объектами; математическое моделирование, численное решение систем дифференциальных уравнений. Имитационное моделирование проводилось с применением программной среды MatLab Simulink. Теоретические результаты апробировались экспериментальными исследованиями на разработанном испытательном стенде.

Достоверность научных результатов подтверждается строгим обоснованием расчетных методик и принимаемых допущений, корректным использованием современных методов научных исследований, а также проведением экспериментов на макетных устройствах. Все разделы диссертационной работы логически взаимосвязаны, а выводы и рекомендации органично вытекают из теоретических и экспериментальных материалов работы.

Научная новизна:

1. Разработана математическая модель АЭП, учитывающая нелинейный частотно-зависимый характер индуктивности намагничивания двигателя путем введения эмпирических коэффициентов, полученных в ходе непосредственного сравнения данных, полученных с макетного образца и модельных данных. Модель также учитывает дискретность и нелинейность управляющего воздействия.

2. Предложена структура наблюдателя неизмеряемых переменных состояния АЭП, учитывающая нелинейный частотно-зависимый характер постоянной времени ротора асинхронного двигателя.

3. Синтезированы структура и алгоритм работы адаптивного регулятора напряжения АЭП, обеспечивающие уменьшение гармонических искажений, что непосредственным образом улучшает качество спектра фазных токов двигателя АЭП и его виброшумовых характеристик.

Практическая значимость работы:

1. Создан программный продукт в пакете MatLab Simulink, реализующий имитационную модель АЭП, учитывающая нелинейность параметров двигателя и позволяющий исследовать динамические и статические процессы в электроприводе.

2. Разработана программа работы контроллера АЭП, позволяющая осуществить управление, контроль состояния силовой части разработанного макетного образца с отображением информации на персональном компьютере для решения исследовательских задач.

3. Предложена методика синтеза адаптивного регулятора напряжения АИН, который позволяет минимизировать распределенные спектральные составляющие фазных токов двигателя АЭП.

Научные положения, выносимые на защиту:

1. Модифицированные математическая и имитационная модели АЭП, учитывающие нелинейный характер изменения параметров двигателя, дискретность управления АД и позволяющие исследовать статические и динамические режимы работы электропривода.

2. Структура регулятора напряжения АИН и алгоритм синтеза с сигнальной адаптацией, обеспечивает минимизацию КГИ спектра фазных токов двигателя АЭП.

3. Алгоритмы синтеза наблюдателей неизмеряемых переменных состояния АЭП, использующие модифицированные математические модели и

позволяющие с требуемой точностью получить оценку компонент вектора состояния, необходимых для работы адаптивного регулятора.

Личный вклад автора. Научные результаты, выносимые на защиту и составляющие основное содержание диссертации, получены автором самостоятельно. В публикациях автора разработаны и сформулированы основные принципы синтеза используемого регулятора напряжения, проведены исследования его свойств; проведена проверка адекватности математической модели АЭП; представлены и сравнены алгоритмические решения для вычисления оценки неизмеряемых компонент вектора состояния АЭП, используемых для реализации разработанного регулятора; показаны особенности электромеханических процессов и отражения механических воздействий на форму токов потребляемых двигателем АЭП.

Автор непосредственно участвовал в разработке математических моделей и аппаратно-программных средств, проведении экспериментальных исследований, обработке количественных данных и создании макетного образца АЭП.

Реализация результатов диссертационной работы. Результаты диссертационной работы в виде программ и алгоритмических решений используются при разработке АЭП в процессе выполнения научно-исследовательской работы в АО «НПЦ «Полюс», а также в учебном процессе Инженерной школы энергетики Национального исследовательского Томского политехнического университета подготовки студентов по направлению 13.04.02 Электроэнергетика и электротехника. Подтверждением использования результатов диссертационной работы является наличие актов внедрения.

Соответствие диссертации паспорту научной специальности.

В соответствии с формулой специальности 2.4.2 Электротехнические комплексы и системы диссертация содержит теоретические и экспериментальные исследования, позволившие изучить системные свойства, выполнить математическое и имитационное моделирование АЭП (пункт 1);

выполнить структурный и параметрический синтез, реализовать алгоритмы эффективного управления АЭП (пункт 3); исследовать работоспособность и качество функционирования АЭП с разработанным алгоритмом при разнообразных моментах нагрузки на валу двигателя (пункт 4).

Апробация результатов работы. Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на конференциях:

XV Международная техническая конференция «Современные проблемы машиностроения» (г. Томск, 2019 г., 2022 г.);

XIX Международная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук» (г. Томск, 2022 г.);

IX Научно-практической конференция «Энергетика и энергосбережение: Теория и практика.» (г. Кемерово, 2024 г.);

IV Всероссийская с международным участием молодежная конференция «Бутаковские чтения» (г. Томск, 2024 г.);

XX научно-техническая конференция ОАО «НПЦ «Полюс» «Электронные и электромеханические системы и устройства» (г. Томск, 2023 г.);

В период аспирантской подготовки результаты исследований докладывались на семинарах отделения электроэнергетики и электротехники Инженерной школы энергетики НИ ТПУ и отделения автономной энергетики и преобразовательной техники АО «НПЦ «Полюс».

Публикации. Результаты выполненных исследований отражены в 10 научных работах, в том числе: 3-х публикациях в изданиях, входящих в базу SCOPUS; 2-х публикациях в изданиях, входящих в перечень ВАК РФ, 5-ти публикациях в сборниках материалов научно-технических конференций.

Структура и объем диссертационной работы. Диссертация включает введение, четыре главы, заключение, список литературы из 109 наименований, приложения. Диссертация изложена на 165 страницах машинописного текста, содержит 93 рисунка, 8 таблиц, 1 приложение на 3 страницах.

ГЛАВА 1. АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ РАБОТЫ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПРОМЫШЛЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ

1.1 Особенности работы асинхронных электроприводов промышленного назначения

Работа асинхронных электроприводов промышленных механизмов зачастую накладывает ограничения к виброакустическим характеристикам и как следствие к спектральному составу потребляемых двигателем АЭП токов. В отличие от бытовых или маломощных применений, где стоимость и габариты могут быть доминирующими факторами, для промышленных объектов приоритетом является надежность, энергоэффективность и соответствие нормам по шуму и вибрации. Согласно санитарным нормам [13] для производственных помещений, где располагаются электропривода промышленного оборудования, при условиях воздействия локальной вибрации с текущими среднеквадратичными уровнями, превышающими санитарные нормы более чем на 12 дБ (в 4 раза), по интегральной оценке, не допускается. Работа в условиях воздействия общей вибрации с текущими среднеквадратичными уровнями, превышающими санитарные нормы более чем на 24 дБ (в 8 раз), по интегральной оценке, также не допускается.

Вибрация и шум асинхронного двигателя АЭП включает три основные категории источников: электромагнитные, механические и гидрогазодинамические (в том случае если рабочий орган является турбомеханизмом) [14].

Первым источником тонального шума в асинхронных двигателях является электромагнитное взаимодействие ротора и статора. Этот механизм заключается в периодическом изменении магнитного потока в воздушном зазоре между вращающимся ротором и неподвижным статором. Это приводит к периодическим флуктуациям радиальных сил Максвелла, действующих на ярмо статора [15]. В результате такого взаимодействия порождаются набор

спектральных компоненты радиального усилия, действующего на двигатель электропривода:

$$\begin{aligned}
 p_r(t) = \frac{B^2(t)}{2\mu_0} \approx \sum_{j=0}^N B_j^2(t) \sin^2(j\omega_j t + \varphi_j) + \\
 + B_1(t) \sum_{\mu=2}^N B_\mu(t) \left\{ \cos((\mu-1)\omega_\mu t + \psi_{\mu,1}^0) - \cos((\mu+1)\omega_\mu t + \psi_{\mu,1}^1) \right\} \sim \\
 \sum_{j=0}^N i_{1,j}^2(t) \sin^2(j\omega_j t + \varphi_j) + \\
 + i_{1,1}(t) \sum_{\mu=2}^N i_{1,\mu}(t) \left\{ \cos((\mu-1)\omega_\mu t + \psi_{\mu,1}^0) - \cos((\mu+1)\omega_\mu t + \psi_{\mu,1}^1) \right\}.
 \end{aligned} \tag{1.1}$$

где $p_r(t)$ - радиальное усилие; $B(t)$ - результирующая индукция в зазоре двигателя; $B_\mu(t)$ - гармоника индукции под номером μ ; $B_1(t)$ - фундаментальная компонента индукции в зазоре двигателя; $i_{1,\mu}(t)$ - гармоника тока под номером μ ; $i_{1,1}(t)$ - фундаментальная компонента тока статора двигателя; ω_μ - угловая частота гармоники под номером μ ; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м - абсолютная магнитная проницаемость вакуума.

Помимо этого, в электрической машине создаются аксиальные усилия, вызывающие вибрацию вследствие смещения ротора относительно сердечника статора. И тангенциальные силы, создаваемые вследствие появления гармоник в токе статора, которые провоцируют появления пульсаций в электромагнитном моменте двигателя [16]. Электромагнитный момент определяются выражением (1.2)

$$M_{эм}(t) \sim \left(\begin{aligned} & \sum_{m=0}^M i_{1\beta,m} \sin(m\omega t + \psi_m) \cdot \sum_{n=0}^N \psi_{2\alpha,n} \sin(n\omega t + \psi_n) - \\ & - \sum_{i=0}^I i_{1\alpha,i} \sin(m\omega t + \psi_m) \cdot \sum_{j=0}^J \psi_{2\beta,j} \sin(n\omega t + \psi_n) \end{aligned} \right) \tag{1.2}$$

где $M_{эм}(t)$ - электромагнитный момент сил; $i_{1\beta,m}, i_{1\alpha,i}$ - амплитуда соответствующей гармоники тока статора в двухфазной системе координат; $\psi_{2\beta,j}, \psi_{2\alpha,n}$ - амплитуда соответствующей гармоники потокосцепления ротора в двухфазной системе координат.

Пульсации сил и момента сил создаваемые (1.1,1.2), в свою очередь, передаются на корпус двигателя, излучаясь в окружающий воздух в виде шума. Частота этих вибраций лежит в диапазоне частот 100-4000Гц [7]. Для двигателей с открытым исполнением, имеющих широкую поверхность охлаждения, этот эффект особенно выражен.

Пульсации магнитных сил действуют как распределенный источник вибрации, что определяет модальную форму колебаний статора. Важно отметить, что эти же пульсации сил являются источником структурных вибраций двигателя, которые также вносят вклад в общую вибрацию. Следует также отметить, что вклад в уровень электромагнитной вибрации может достигать +15-20дБ в области 250-550 Гц [4] при питании двигателя от АИН по причине взаимодействия магнитных полей гармоник частоты $n \cdot f_{\text{зад}}$ с основной формируемой гармоникой частоты задания $f_{\text{зад}}$ в условиях резонанса, где n - номер соответствующей гармоники. За базовый нулевой уровень берется вибрация двигателя при питании от сети/электромеханического преобразователя.

Также важнейшим источником шума является механическое взаимодействие в подшипниковых узлах [14]. Механический шум — это физическое явление, при котором при наличии дефектов (выкрашивание, трещины, отсутствие смазки) в элементах качения происходит ударное взаимодействие тел. При вращении вала эти дефекты стремительно генерируют импульсные силы и локальные градиенты давления в смазочном слое. Этот процесс генерирует широкополосный шум в высокочастотном диапазоне. В отличие от тонального электромагнитного шума, который концентрируется на дискретных частотах, механический шум от подшипников имеет непрерывный спектр с характерными резонансными пиками. Хотя на начальных стадиях износа его вклад может быть незначительным, по мере увеличения интенсивности дефектов общий уровень вибрации значительно возрастает, особенно в области высоких частот. Экспериментально было

подтверждено, что повышение уровня износа приводит к увеличению амплитуд вибрации и интенсивности шума [14]. Для промышленных приводов управление состоянием подшипников является критически важной задачей. Агрегаты должны эксплуатироваться в режимах, максимально удаленных от зоны критического износа, что требует обеспечения надлежащего обслуживания. Развитие механических дефектов также может оказывать комплексное влияние на электромагнитный шум: оно может "заглушать" тональные составляющие на высоких частотах за счет своего мощного широкополосного спектра, но общая суммарная интенсивность шума при этом возрастает.

Третьим источником шума газогидродинамические явления рабочего органа АЭП. Внутри любого турбомеханизма течение процессов является сложным, нестационарным и турбулентным. Количественная оценка шума, вызванного турбулентностью, представляет собой значительную сложность. Вязкие напряжения в турбулентном потоке можно рассматривать как источник акустического излучения. Этот шум также является преимущественно широкополосным и вносит свой вклад в общий фоновый уровень шума АЭП [14]. При увеличении скорости потока и, соответственно, числа Рейнольдса, интенсивность турбулентности возрастает, что приводит к увеличению вклада этого источника шума [17]. В некоторых случаях, при высоких скоростях, турбулентный шум может стать преобладающим, особенно в низкочастотном диапазоне, смещая спектр шума от дискретных тонов к более равномерному фону.

Современные системы автоматического управления регулируемым электроприводом насосных агрегатов, как правило, опираются на применении достижений силовой электроники. В частности, в состав таких систем входят автономные инверторы, которые обеспечивают желаемое напряжение питания для объекта управления. Подобное решение не лишено недостатков – импульсное формирование выходных величин инвертора сопровождается существенными гармоническими искажениями их спектра, что негативно

сказывается на форму выходных токов инвертора, которые и вводят дополнительные компоненты в электромагнитный момент двигателя, что опять же вносит вынужденные механические колебания модульно - блочной структуры АЭП [18,19].

Высшие гармоники, содержащиеся в спектре выходных токов, обычно разделяют на три группы. Первая – высокочастотная группа гармонических компонент, которые находятся в области опорной частоты широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Они не имеют существенного влияния на коэффициент гармонических искажений, так как достаточно хорошо фильтруются самим двигателем до 1-2 % по соотношению к основной гармонике частоты задания. Вторая группа частот вызвана наличием пульсаций в выпрямленном напряжении, которое осуществляет питание инвертора. Они должны быть максимально подавлены входным LC-фильтром. Однако это не всегда возможно в полной мере из-за массогабаритных показателей фильтра. Третья группа – гармоники, кратные фундаментальной, вплоть до 1 кГц. Именно они вызывают повышенный нагрев и вибрацию электродвигателя. Также на практике снижение влияния этой группы компонент весьма затруднительно для электроприводов большой мощности из-за пропорционального роста параметров индуктивности и ёмкости фильтров со снижением величины его полосы пропускания. Так, например типовой спектр тока в номинальном режиме АЭП работы представлен на рисунке 1.1.

Причины появления данных частот в спектре могут быть весьма разнообразны. Основные из них это – дискретное формирование опорного и модулирующего сигнала; неидеальная динамика силовых ключей, которая требует введения задержек между комплементарными переключениями в стойке; реакция ротора и механической нагрузки [5].

В ходе практических изысканий было установлено, то что уровень вышеописанных спектральных составляющих можно незначительно снизить уменьшением основной гармоники питающего напряжения и введением

зависимости частоты опорного сигнала ШИМ для снижения частоты переключений в некоторых режимах работы установки с целью снижения влияния искусственно введенных задержек между коммутациями силовых ключей. Однако, эти меры не всегда могут помочь в ходе оптимизации состава спектра. Поэтому необходима такая организация управления, которая позволила бы в реальном времени следить за изменениями в координатах регулирования, и при необходимости корректировать гармонический состав потребляемого тока.

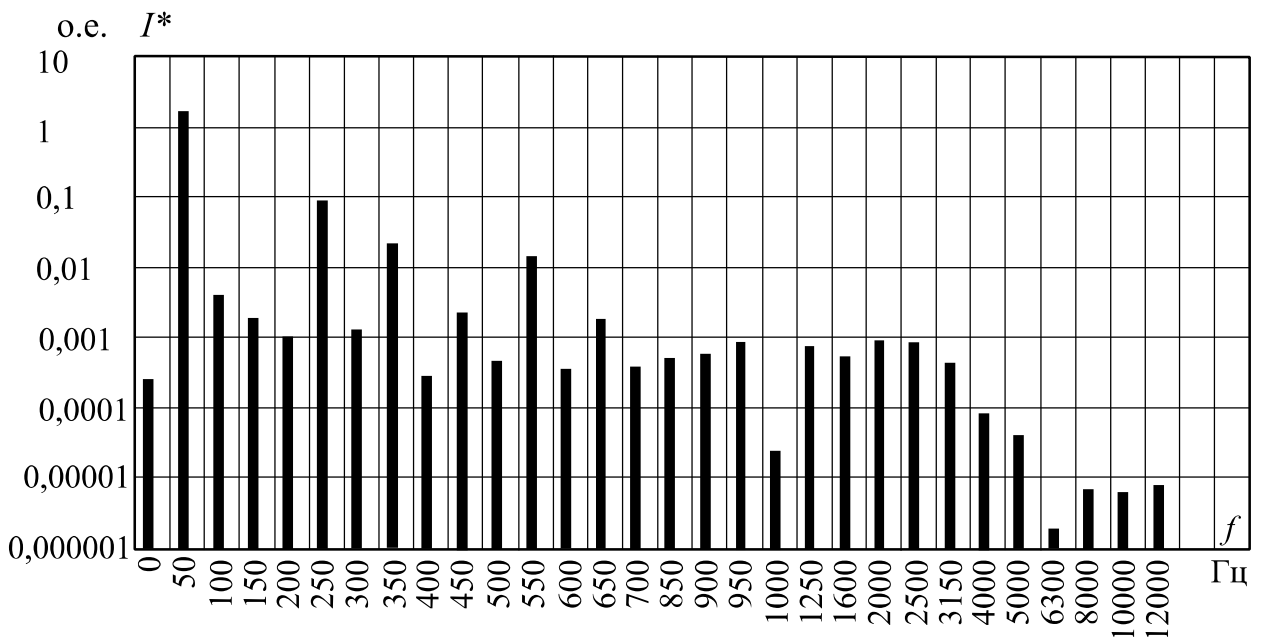


Рисунок 1.1 – Гармонический состав фазного тока АЭП

Повышенный уровень шума, при работе АЭП наблюдаются в области 300 Гц, что связано с наличием в выходном токе инвертора гармоник кратных основной [4].

Более того, при изменении напряжения U_{dc} питания инвертора, коэффициент гармонических искажений (КГИ) может менять свое значение, вместе с амплитудой кратных гармоник. Подобная картина представлена на рисунке 1.2.

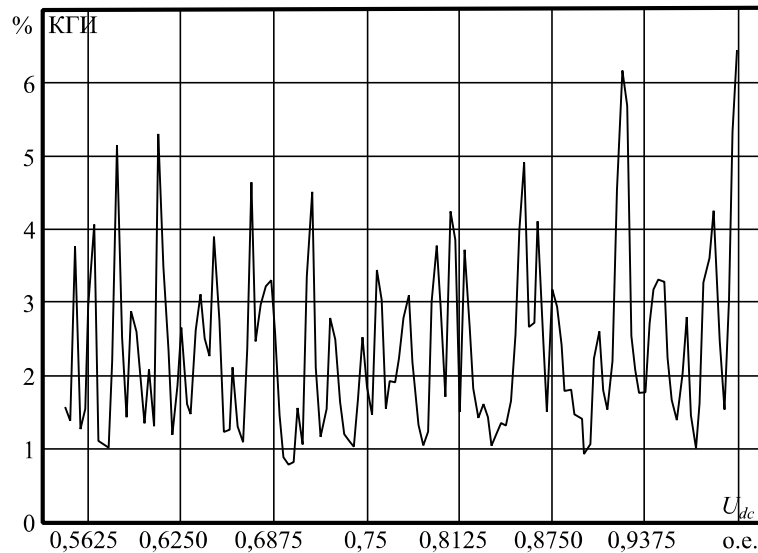


Рисунок 1.2 – Зависимость КГИ(U_{dc})

Причем в широком диапазоне изменения U_{dc} достаточно проблематично выделить определенную зависимость изменения КГИ, а следовательно, и стратегию регулирования напряжения в том случае, если бы система автоматического управления подразумевала поиск оптимального значения исходя из минимума КГИ.

1.2 Структура и алгоритмы управления АЭП

1.2.1 Структура АЭП применяемых на промышленных объектах

Современный АЭП представляет собой иерархическую систему, состоящую из нескольких уровней (рисунок 1.3).

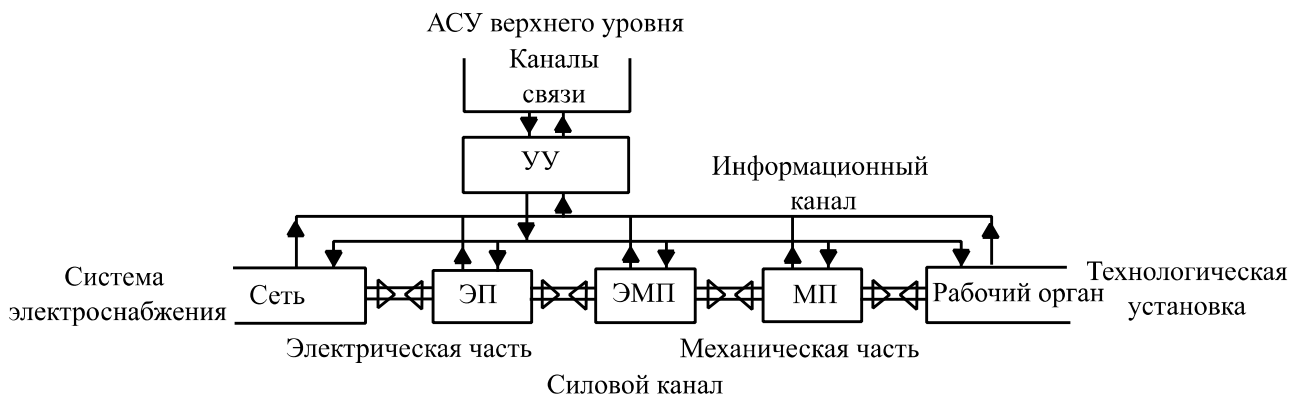


Рисунок 1.3 – Структура АЭП с взаимодействием его частей с иерархическими уровнями

1. Уровень силовой части АЭП:

Основу АЭП составляет частотно-регулируемый привод (ЧРП), который включает:

ЭП – электрический преобразователь - трехфазный мостовой инвертер на IGBT-транзисторах, преобразующий постоянное напряжение звена постоянного тока в трехфазное переменное напряжение с регулируемой амплитудой и частотой.

ЭМП – электромеханический преобразователь в данном случае – асинхронный двигатель.

Интерфейсы: связь с системой автоматизации промышленного объекта (например, по протоколу Modbus TCP/IP или CANopen) для передачи данных и получения команд.

2. Уровень управления.

УУ – устройство управления. Это программное ядро АЭП, реализованное на микроконтроллере или DSP. Оно включает:

Алгоритм управления скоростью/моментом: может быть скалярным (V/f) или векторным (FOC).

Алгоритм бездатчикового управления: для оценки скорости и потока без механического датчика (энкодера).

Система диагностики и защиты: Мониторинг токов, напряжений, температуры, а также обнаружение аномалий (например, механический дефект двигателя либо рабочего органа).

3. Уровень системной автоматизации.

АЭП интегрируется в общую систему промышленного объекта. На этом уровне решаются задачи:

- управление по технологическому параметру
- логика работы агрегата: автоматический пуск/останов, резервирование и т.д.
- сбор и передача данных: информация о состоянии АЭП (скорость, ток, мощность, ошибки) передается АСУ верхнего уровня

1.2.2 Алгоритмы управления АЭП

Выбор алгоритма управления определяет производительность, динамику и энергоэффективность АЭП.

Скалярное управление $\frac{U}{f}$ — это самый простой и распространенный метод. Он основан на поддержании постоянного отношения напряжения статора U к его частоте f , что теоретически обеспечивает постоянный магнитный поток в зазоре двигателя [20,21].

Преимущества: простота реализации, низкая стоимость.

Недостатки: плохая динамика, низкий пусковой момент, значительная зависимость от параметров двигателя, особенно на низких скоростях. Не подходит для задач, требующих точного управления моментом.

Векторное управление с ориентацией по полю ротора (FOC) — это наиболее передовой метод, обеспечивающий высочайшее качество управления. FOC декомпозирует ток статора на две независимые составляющие: I_d (ток потокосцепления ротора) и I_q (ток электромагнитного момента). Путем управления этими составляющими можно независимо регулировать потокосцепления ротора и момент, как в двигателе постоянного тока [22].

Преимущества FOC: высокая динамика, большой пусковой момент, точное управление скоростью и моментом во всем диапазоне, высокая энергоэффективность.

Недостатки: высокая вычислительная сложность, чувствительность к ошибкам в параметрах двигателя (что компенсируется адаптивными наблюдателями).

1.2.3 Алгоритмы идентификации спектрального состава потребляемых двигателем АЭП токов

Вне зависимости от управления (скалярного или векторного), как было сказано выше – процедура формирования прикладываемого к двигателю напряжения – импульсная, что порождает искажения в спектральном составе токов этого двигателя и как следствие ухудшение вибро-шумовых характеристик. Для того, чтобы понимать с чем «бороться» системе управления АЭП, ей необходимо идентифицировать величины этих гармонических компонент в реальном времени, чтобы система управления смогла отработать и компенсировать их с целью уменьшения вибраций. Подобную процедуру возможно осуществить с помощью различных устройств фильтрации нежелательных гармоник. Наиболее известным и интуитивно близким является метод преобразование Фурье [23-26]. Существует множество алгоритмов преобразования Фурье, которые позволяют узнать спектральный состав того или иного сигнала. Ныне наиболее распространен алгоритм Кули-Тьюки [27-31]. Но данный алгоритм вычисляет полный спектр на желаемом интервале частот и из-за этого имеет некоторые вычислительные особенности.

Безусловно, алгоритм Кули-Тьюки быстрее, чем «прямое» вычисление дискретного преобразования Фурье (ДПФ), которое требует N^2 операций [23]. В свою очередь алгоритм Кули – Тьюки требует $N \log_2(N)$ операций «сложение – умножение», что при выборке $N = 2^{10}$ дает более чем стократное ускорение (102,4 раз). Но хочется подчеркнуть, что все эти суждения работают для выборок, размер которых представляет из себя четное число формата $N = 2^v, v = \overline{1, \text{inf}}$. В противном случае скорость вычислений резко снижается и приближается к количеству вычислительных операции классического ДПФ – $4N^2$ вещественных умножения и $4N^2$ вещественных сложения для комплексной входной последовательности.

Однако можно избежать такого количества вычислений, в том случае если необходимо знать информацию только о «избранных» гармонических составляющих сигнала. В этом случае вычисление одного «бина» спектра за счет периодичности ДПФ имеет следующий вид [5]:

$$X(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \exp(j2\pi \frac{n}{N}(N-k)). \quad (1.1)$$

Интересен тот факт, что (1.1) — это свертка входного сигнала с некоторой импульсной характеристикой фильтра на основе ДПФ (1.2):

$$h_n(k) = \exp(j2\pi \frac{n}{N}k). \quad (1.2)$$

Применив Z-преобразование [32] к (1.2), получим передаточную функцию такого фильтра (1.3):

$$H(z) = \frac{1-z^N}{1-e^{j2\pi \frac{n}{N}} \cdot z^{-1}}. \quad (1.3)$$

Для удобства применения формулу (1.3) можно модифицировать, исключив член $-z^N$ в числителе передаточной функции, который ограничивает длину импульсной характеристики на уровне N отсчетов. В работе фильтра ничего не изменится только при том условии, что конечное вычисление будет производиться порциями по N отсчетов, обнуляя предыдущие [33-36].

Следующее изменение связано с тем, что в обратной связи фильтра стоит комплексное число, поэтому рациональным шагом будет сокращение вычислений за счет исключения «комплексности» в рекурсивной части фильтра. Этого можно достичь переносом ее в нерекурсивную часть [23]:

$$H(z) = \frac{1-e^{-j2\pi \frac{n}{N}} \cdot z^{-1}}{\left(1-e^{-j2\pi \frac{n}{N}} \cdot z^{-1}\right)\left(1-e^{j2\pi \frac{n}{N}} \cdot z^{-1}\right)} = \frac{1-e^{-j2\pi \frac{n}{N}} \cdot z^{-1}}{\left(1-2\cos(2\pi \frac{n}{N}) \cdot z^{-1} + z^{-2}\right)}. \quad (1.4)$$

Рекурсивная часть в таком случае состоит из линии задержки с двумя элементами памяти, причем один из коэффициентов в линии единичный, что

позволяет при обработке каждого отсчета сигнала выполнять лишь одно вещественное умножение и два вещественных сложения. А в целом вычислительная нагрузка на 1 такт программы составляет $2N+1$ вещественных сложений и $N+2$ вещественных умножений, что в

$M = \frac{3}{2} N \log_2 N$ и $K = \frac{N \log_2 N}{N+2}$ меньше по сравнению с алгоритмом Кули-

Тьюки для сложения и умножения соответственно. Так, например, при выборке $N = 2^{10}$ выигрыш в количестве операций составляет порядка $M = 8$ для операции сложения и $N = 10$ для операции умножения. Структурная схема фильтра в канонической форме представлена на рисунке 1.4.

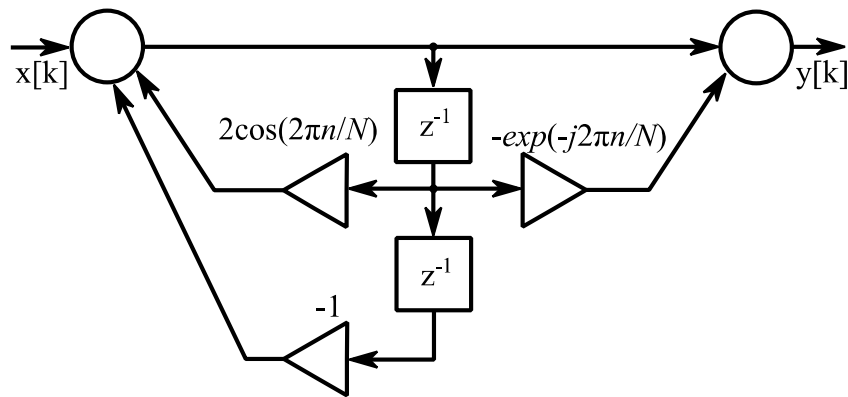


Рисунок 1.4 – Структурная схема алгоритма фильтрации

Для проверки работоспособности алгоритма он был воспроизведен в MATLAB Simulink с помощью S-function на базе языка «Си». Через вышеописанный блок пропускался пробный сигнал вида (1.5):

$$s(t) = \begin{cases} 1 \cdot \sin(\omega \cdot t) + 0,2 \cdot \sin(5 \cdot \omega \cdot t) + 0,15 \cdot \sin(6 \cdot \omega \cdot t) + 0,1 \cdot \sin(7 \cdot \omega \cdot t), & \text{if } 0,8 \leq t \leq 0,4 \text{с;} \\ 3 \cdot \sin(\omega \cdot t) + 0,3 \cdot \sin(5 \cdot \omega \cdot t) + 0,3 \cdot \sin(6 \cdot \omega \cdot t) + 0,2 \cdot \sin(7 \cdot \omega \cdot t), & \text{if } 0,8 > t > 0,4 \text{с,} \end{cases} \quad (1.5)$$

где $\omega = 2\pi f_s = 2\pi \cdot 50 = 314,1592$ рад/с. Или в покомпонентном представлении формула (1.5) имеет вид, представленный на рисунке 1.5.

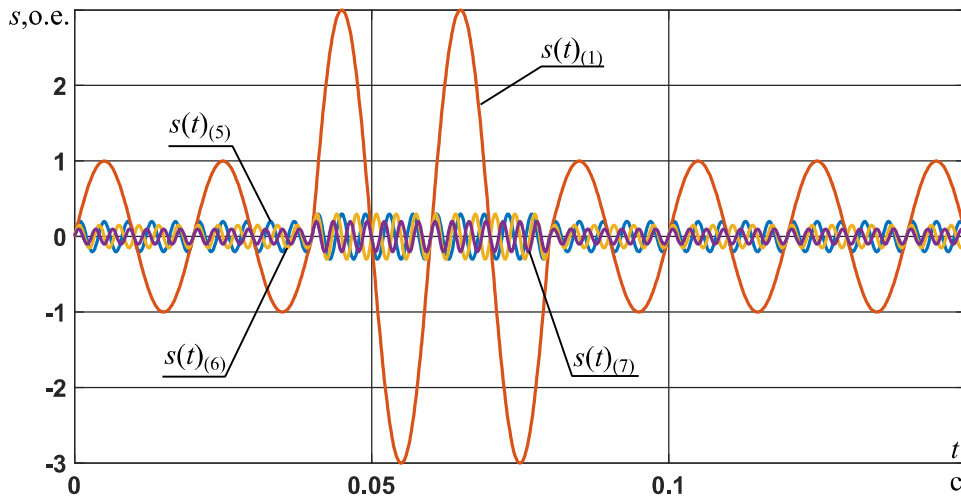


Рисунок 1.5 – Фильтруемый сигнал в покомпонентном представлении

После прохождения данного сигнала через блок фильтрации была получена переходная характеристика оценки амплитуд гармоник при частоте вызова функции `main()` $F_d = 1000$ Гц и $N = 20$ (рисунок 1.6).

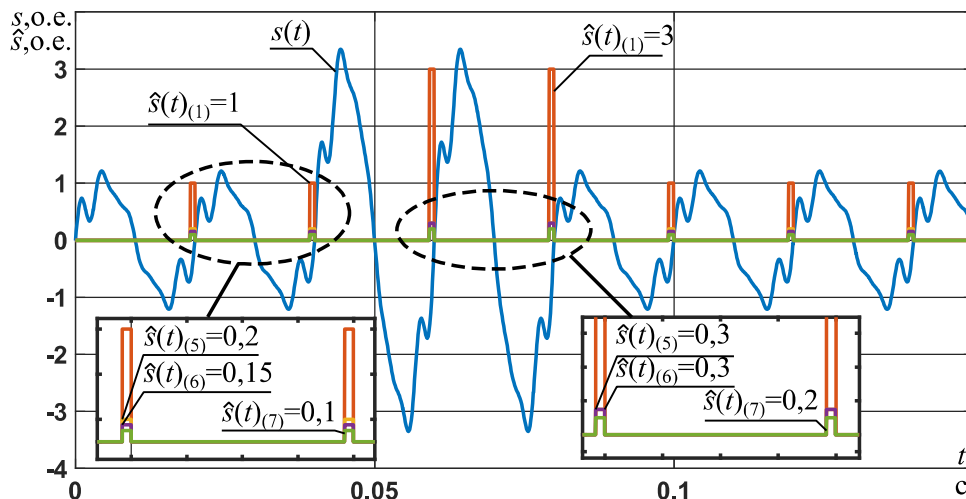


Рисунок 1.6 – Результат фильтрации

В конечном итоге наблюдается идеальный результат, так как ошибки оценивания нет. В данном случае спектр сигнала не подвержен размытию, поскольку гармоники кратны фундаментальной и частотная ось преобразования совпадает с частотами искомым «бинов». Это обеспечивается за счет целочисленного произведения нормированной фундаментальной частоты и количества отсчетов входного сигнала $m = \tilde{f}_s N = \frac{f_s}{F_d} N = \frac{50}{1000} 20 = 1$.

Если же в спектре присутствуют некратные гармоники, то нужно вызывать

функцию фильтра с иной частотой, чтобы обеспечить условие целочисленности m для каждой из частот сигнала. В противном случае будет наблюдаться искажение результатов вследствие растекания спектра. Чаще всего этот эффект принципиально неустраним, поэтому необходимо искать компромисс по соотношению ошибок оценивания и разрешения частотной оси спектра. Для оценки работоспособности фильтра была написана программа, реализующая описанный алгоритм Герцеля на микроконтроллере, который осуществлял управление асинхронным электроприводом. Функция, включающая в себя фильтр, работала с частотой 1000 Гц. В этом случае размер выборки N был равен 50, что на цикл работы фильтра создает не более чем 153 арифметических операций. Наиболее наглядные и интерпретируемые без дополнительных разложений результаты в динамических режимах получены для основной гармоники и представлены на рисунке 1.7.

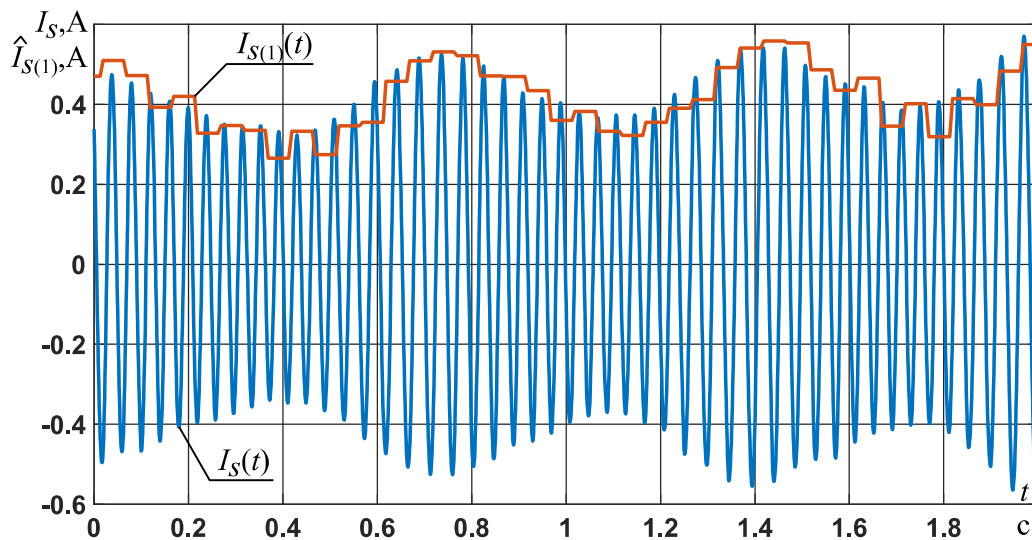


Рисунок 1.7 – Кривая тока $I_s(t)$ и оценка $\hat{I}_{s(1)}(t)$ при переменной нагрузке двигателя

Может показаться что фильтр работает удовлетворительно, но это не совсем так. Поскольку спектр подвержен явлению растекания, что подразумевает перераспределение спектральной энергии между рядом стоящими «бинами». Однако избавиться от этого невозможно, так как микроконтроллерная реализация позволяет делать выборку отсчетов при любой частоте дискретизации длиной не более $N = 320$. Это число, во-

первых, отличается от любой степени двойки, а во-вторых, не позволяет достичь разрешающей способности частотной оси спектра хотя-бы в 1 Гц при дискретизации выше, чем 320 Гц, что непозволительно мало. Поэтому приходилось искусственно увеличивать N для получения удовлетворительного частотного разрешения при получении спектра классическими средствами с целью сравнения результата, полученного с микроконтроллера. А это и приводит к эффекту растекания, которым придется пренебречь. В ходе сравнения полученных оценок с вычисленными значениями были построены графики ошибок вычисления гармоник $\hat{I}_{s(j)}$ с экспериментальными значениями амплитуд гармоник $I_{s(j)}$ тока статора

$\hat{E} = \frac{I_{s(j)} - \hat{I}_{s(j)}}{I_{s(j)}}$, которые представлены на рисунке 1.8.

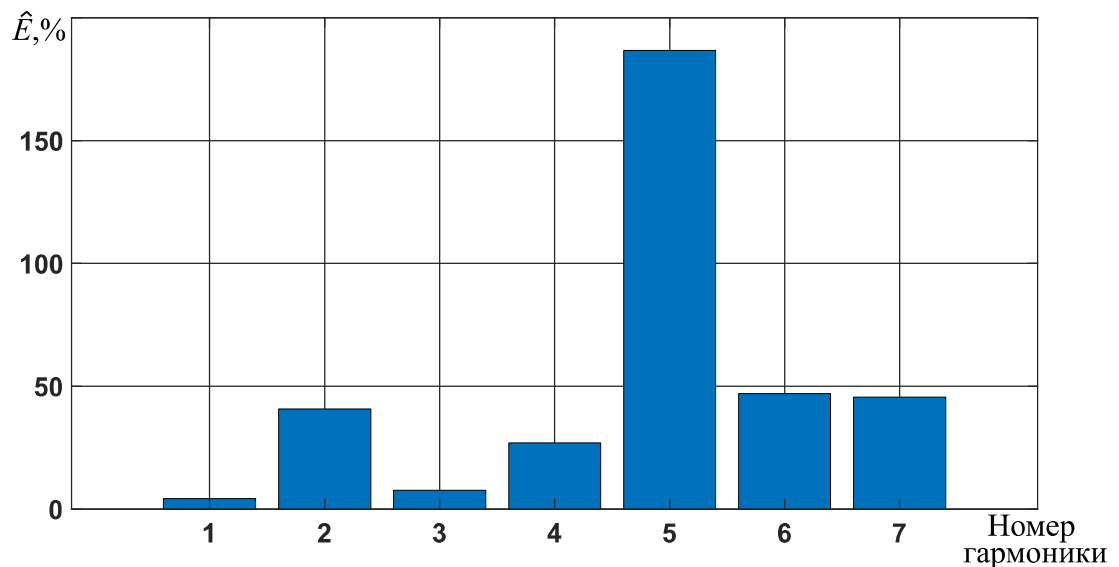


Рисунок 1.8 – Ошибки оценивания гармонического состава

По полученным рисункам можно сделать вывод, что максимум ошибки в районе пятой гармоники, причем он достаточно высок (более 150%). Сравнительно адекватные результаты для некоторых гармоник, были получены вследствие того, что окончательное вычисление нерекурсивной части фильтра происходило в окрестности нуля исследуемого сигнала. В

других же случаях расчет мог произойти чуть раньше или позже, что и значительно исказило окончательный результат, но так или иначе ошибка оценки «младших» из набора гармоник остается на сравнительно низком уровне. Таким образом можно заключить, что известные алгоритмы определения спектрального состава работают не совсем корректно в режиме реального времени, что ограничивает область их применения.

1.3 Методы синтеза адаптивных регуляторов напряжения

Адаптивное управление представляет собой область теории управления, направленную на создание систем, способных автоматически изменять свою структуру или параметры в ответ на изменения во внешней среде или во внутренних свойствах объекта управления [37]. В контексте асинхронного электропривода на базе двухуровневого автономного инвертора напряжения, адаптивность является критически важным требованием для обеспечения высокой производительности, стабильности и точности регулирования в широком диапазоне рабочих условий. Асинхронные двигатели характеризуются значительной нелинейностью и чувствительностью к изменениям таких параметров, как сопротивление ротора, обусловленное нагревом, а также к внешним возмущениям, таким как колебания момента нагрузки [38]. Двухуровневый инвертор, в свою очередь, вносит собственные нелинейности и искажения в сигнал управления из-за паразитных явлений, в частности, времени мертвых зон в работе силовых ключей [39]. Традиционные контроллеры, такие как пропорционально-интегральные (ПИ) регуляторы, спроектированные для определенного режима работы, демонстрируют значительное снижение качества управления при изменении этих параметров. Именно поэтому разработка и применение адаптивных регуляторов напряжения становится необходимостью для решения задачи поддержания заданного спектрального распределения выходных токов инвертора.

Все методы адаптивного управления можно условно разделить на две большие категории: параметрическая и структурная адаптация [40]. Параметрическая адаптация предполагает изменение только численных значений параметров (коэффициентов усиления, весовых коэффициентов) уже существующего регулятора. Это наиболее распространенный подход, позволяющий системе "подстраиваться" под меняющиеся условия без изменения ее фундаментальной структуры [41]. С другой стороны, структурная адаптация подразумевает изменение самой архитектуры регулятора, например, путем переключения между несколькими заданными контроллерами или добавления/удаления компонентов. Однако в современной практике все большую популярность приобретает третья, более узкая категория — сигнальная адаптация [42-44]. Этот подход, в отличие от параметрического, не изменяет ни структуру, ни параметры основного регулятора. Вместо этого он осуществляет коррекцию его выходного сигнала путем добавления дополнительного корректирующего воздействия, которое компенсирует влияние возмущений и неопределенностей системы. Таким образом, базовый регулятор продолжает работать так же, как и в неадаптивной системе, но его эффективность значительно повышается за счет внешней сигнальной коррекции, которая позволяет более быстро реагировать на внешние возбуждения по сравнению с параметрической адаптацией [42].

Ключевой проблемой, требующей применения адаптивных методов, является неопределенность параметров. Наиболее критичным параметром является роторное сопротивление R_2 , которое может изменяться на 50% и более в зависимости от температуры двигателя. Изменение R_2 приводит к рассогласованию между реальными и эталонными значениями потокосцепления, что вызывает ошибку в расчете момента и, как следствие, деградацию динамических характеристик привода. Другие параметры, такие как индуктивности (L_1, L_2, L_m) , также могут меняться в зависимости от насыщения магнитопровода. Кроме того, система подвержена внешним

возмущениям, главным из которых является момент нагрузки $M_{эм}$, который может изменяться скачкообразно или плавно. Паразитные эффекты самого инвертора, в первую очередь время мертвых зон, создают дополнительное постоянное напряжение на выходе инвертора, которое действует как возмущение на систему. Все эти факторы (неопределенность параметров, внешние возмущения, паразитные эффекты) формируют совокупность причин, которые делают применение адаптивных регуляторов напряжения не просто желательным, а абсолютно необходимым для достижения высокого качества управления [45].

1.3.1 Анализ методов параметрической адаптации

Параметрическая адаптация является одним из наиболее развитых и широко используемых направлений в области адаптивного управления. Ее суть заключается в том, что внутренние параметры (например, коэффициенты усиления пропорционально-интегрального регулятора или весовые коэффициенты нейронной сети) изменяются в реальном времени таким образом, чтобы минимизировать ошибку регулирования или некоторый функционал качества. Для асинхронного электропривода это особенно важно для компенсации изменяющихся параметров двигателя, в первую очередь роторного сопротивления, которое сильно зависит от температуры.

Одним из фундаментальных подходов к параметрической адаптации является использование систем с моделью-эталонном (Model Reference Adaptive System, MRAS). Идея MRAS заключается в сравнении выхода адаптивной модели (реализующей модель объекта управления с текущими оценками неизвестных параметров) с выходом эталонной модели (реализующей идеальную модель объекта при известных номинальных параметрах) [46,47]. Разница между этими выходами (ошибка рассогласования) используется в законе адаптации для корректировки оцениваемого параметра. Для асинхронного двигателя наиболее

распространенным является применение MRAS для онлайн-идентификации роторного сопротивления R_2 . В одном из подходов сравниваются два независимых оценителя потокосцепления, полученные из уравнения напряжений статора и из выражения для электромагнитного момента [20]. Ошибка рассогласования этих оценок является функцией от R_2 , и закон адаптации, основанный на теореме Ляпунова, позволяет найти динамическое уравнение для оценки $\hat{R}_2(t)$, которая стремится к истинному значению R_2 . Для автоматической настройки параметров ПИ-регулятора в системе MRAS также могут использоваться оптимизационные методы, например, на основе генетических алгоритмов, которые позволяют находить оптимальные коэффициенты K_p и K_i для заданных показателей качества переходного процесса [47].

Другим классическим подходом является использование теории гиперустойчивости (Hyperstability Theory), которая позволяет синтезировать законы адаптации, гарантирующие устойчивость всей замкнутой системы даже при наличии неизмеряемых возмущений [48,49]. Эта теория послужила основой для разработки многочисленных адаптивных контроллеров, однако ее практическая реализация может быть сложной из-за обилия матричных выражений.

Современная тенденция в области параметрической адаптации – это переход от аналитических методов к интеллектуальным, основанным на искусственном интеллекте (ИИ) и машинном обучении (МО) [50-56]. Эти подходы позволяют решать задачи настройки параметров в условиях высокой нелинейности и неопределенности, где традиционные методы оказываются малоэффективными.

Нейро-нечеткое управление (ANFIS) – комбинирует преимущества нейронных сетей (способность к обучению на основе данных) и нечеткой логики (возможность моделировать экспертизу человека). ANFIS может использоваться для создания самообучающегося контроллера, который

адаптирует свои правила и параметры на основе текущих состояний системы [57]. Например, ANFIS может выступать в роли регулятора скорости, а его параметры адаптируются в реальном времени для поддержания оптимальной производительности [58].

Генетические алгоритмы – являются методами глобальной оптимизации, имитирующими эволюционные процессы. Они могут быть использованы для "внешней" автонастройки параметров ПИ-регулятора или других контроллеров [59-61]. Процесс заключается в кодировании возможных значений коэффициентов K_p и K_i в виде "генов", формировании начальной популяции, оценке "приспособленности" каждого решения (индивида) на основе целевой функции (например, минимальное перерегулирование, быстрое время регулирования) и последующем выполнении операций скрещивания и мутации для получения новых поколений решений.

Обучение с подкреплением (RL) – это один из самых передовых направлений, где агент (контроллер) учится оптимальной стратегии управления путем взаимодействия со средой (электроприводом) [62,63]. Агент совершает действия (формирует управляющее воздействие) и получает вознаграждение (reward) или штраф (penalty) в зависимости от того, улучшилось ли состояние системы (например, уменьшилась ли ошибка регулирования или энергопотребление). Цель агента – максимизировать суммарное вознаграждение в долгосрочной перспективе. RL-агент может быть обучен не только принимать решения в режиме реального времени, но и оптимизировать сами параметры контроллера, например, преобразуя стандартный ПИ-контроллер в "актерскую" сеть, веса которой обучаются с помощью RL.

Хотя эти методы демонстрируют высокий потенциал, они имеют и свои недостатки. Во-первых, их вычислительная сложность может быть очень высокой, что усложняет их реализацию в реальном времени на устройствах с ограниченными ресурсами. Во-вторых, процесс обучения и настройки таких

систем может быть длительным и требовать большого объема данных или моделирования. В-третьих, интерпретируемость результатов обучения может быть затруднена, особенно в случае глубоких нейронных сетей.

Таким образом, параметрическая адаптация остается мощным инструментом для повышения качества управления инверторными приводами. От классических систем MRAS и гиперустойчивости до современных интеллектуальных подходов на основе ИИ и МО, этот класс методов постоянно развивается. Однако, сигнальная адаптация предлагает альтернативный и часто более эффективный подход к решению проблемы возмущений и неопределенностей, не требующий изменения параметров самого регулятора.

1.3.2 Сигнальная адаптация на основе наблюдателей: принципы и применение

Сигнальная адаптация представляет собой мощный и все более популярный класс методов адаптивного управления. Ее ключевое преимущество заключается в том, что она позволяет компенсировать влияние возмущений и неопределенностей системы, не изменяя ни структуру, ни параметры основного регулятора [64,65]. Вместо этого, к выходному сигналу стандартного регулятора добавляется дополнительное корректирующее воздействие, полученное с помощью специального расчетного алгоритма – наблюдателя неизмеряемых компонент вектора состояний. Такой подход позволяет сохранить всю наработанную экспертизу в проектировании базовых контроллеров (например, ПИ-регуляторов) и сосредоточиться на разработке высокоэффективного механизма компенсации возмущений.

Принцип работы наблюдателя состояния неизмеряемых компонент вектора состояния, который также и оценивает возмущения заключается в представлении всей совокупности внешних возмущений, внутренних нелинейностей и параметрических неопределенностей системы в виде единого

эквивалентного входного возмущения $d(t)$. Рассмотрим обобщенную модель объекта управления. Если стандартное уравнение движения системы имеет вид $G(s)u = y$, то с учетом возмущения оно преобразуется к виду $G(s)(u - d) = y$. Задача наблюдателя состоит в том, чтобы получить оценку $\hat{d}(t)$ этого неизмеряемого возмущения $d(t)$. После получения этой оценки она используется в виде обратной связи для компенсации своего влияния на систему. Итоговый управляющий сигнал, поступающий на объект, формируется по формуле $u = u_0 + \Delta u$, где u_0 — это базовый управляющий сигнал, сформированный стандартным регулятором (например, ПИ-регулятором), а Δu — корректирующее воздействие, равное оценке возмущения (с соответствующим знаком), $\Delta u = -\hat{d}(t)$. Таким образом, структура и параметры регулятора, формирующего u_0 , полностью сохраняются, но система получает способность противостоять широкому классу помех и неопределенностей [42].

Математическая реализация наблюдателя обычно основана на модели объекта управления. Для электроприводов, структура наблюдателя может включать фильтры низкой частоты и высокой частоты для разделения сигнала возмущения по частотам. В цифровой реализации наблюдатель представляет собой дискретную систему, которая на каждом шаге вычисляет оценку возмущения на основе измеряемых выходных сигналов и предыдущих значений. Выбор настраиваемых параметров наблюдателя (например, полосы пропускания фильтров) является ключевой задачей проектирования, поскольку от них зависит скорость реакции системы и уровень шума, попадающего в контур управления.

Методы на основе наблюдателей неизмеряемых компонент вектора состояний нашли широкое применение для решения практически всех основных проблем, связанных с качеством управления инверторными приводами:

1. Компенсация внешних возмущений. Главным внешним возмущением в электроприводе является изменение момента нагрузки на валу двигателя. Наблюдателей неизмеряемых компонент вектора состояний способен быстро оценивать эти изменения и формировать соответствующее корректирующее воздействие, что позволяет поддерживать заданную скорость или положение с высокой точностью даже при значительных и быстрых изменениях нагрузки.

2. Компенсация внутренних неопределенностей. Изменение параметров двигателя, в частности роторного сопротивления R_2 , является одной из главных причин деградации качества управления асинхронного привода [66]. Наблюдателей неизмеряемых компонент вектора состояний может рассматривать всю эту неопределенность как часть эквивалентного входного возмущения и компенсировать ее, не требуя отдельной идентификации параметра R_2 .

3. Компенсация паразитных эффектов инвертора. Одним из наиболее серьезных источников возмущений является время мертвых зон в работе силовых IGBT- транзисторов в инверторе. Это время необходимо для предотвращения короткого замыкания верхнего и нижнего плеч инвертора, но в результате его работы на выходе инвертора появляется постоянное паразитное напряжение, которое искажает форму тока и создает дополнительный момент, действующий как возмущение [16]. Множество работ посвящено разработке наблюдателей неизмеряемых компонент вектора состояний, специально предназначенных для компенсации эффекта «мертвого времени». В некоторых реализациях используется параллельная структура с наблюдателем неизмеряемых компонент и традиционным токовым контуром, что позволяет эффективно подавлять гармоники, порожденные «мертвым временем».

Наиболее распространены следующие варианты:

1. Прямая компенсация по выходу: оценка возмущения $\hat{d}(t)$ вычитается из управляющего сигнала u_0 непосредственно перед подачей на объект. Это наиболее простая и распространенная схема [1].

2. Прямая компенсация по входу: оценка возмущения $\hat{d}(t)$ добавляется к сигналу-заданию, действуя как прямое воздействие на систему. Этот подход может быть полезен в некоторых специфических случаях.

3. Гибридные системы: часто наблюдатель объединяется с другими типами регуляторов, например, с ПИ-регулятором, для создания двухконтурной системы. В такой системе ПИ-регулятор работает на внутреннем контуре для обеспечения быстрой реакции на малые возмущения, а наблюдатель возмущений компенсирует крупные и медленно меняющиеся помехи.

4. Интеграция с другими методами: наблюдатели могут быть частью более сложных систем, таких как адаптивные системы с активным подавлением возмущений (ADRC), где они выполняют роль центрального элемента для оценки и компенсации всех внешних и внутренних возмущений.

Таким образом, сигнальная адаптация на основе наблюдателей представляет собой гибкий и мощный инструмент для повышения надежности и качества управления инверторными асинхронными приводами. Она позволяет эффективно бороться с широким кругом проблем – от изменения нагрузки и параметров двигателя до нелинейностей самого инвертора, не усложняя при этом структуру основного контура регулирования.

1.3.3 Роль и место предиктивного управления в адаптивном регулировании

Методы предиктивного управления (ПУ) представляют собой одно из наиболее прогрессивных направлений в современном управлении, которое органично интегрирует в себя концепции как параметрической, так и сигнальной адаптации, предлагая при этом уникальные возможности для

решения сложных задач управления инверторными приводами [67]. В отличие от традиционных методов, основанных на локальных обратных связях (например, ПИ-регуляторов), ПУ использует модель объекта управления для прогнозирования его будущего поведения на определенном временном горизонте и решает в каждый момент времени оптимизационную задачу для выбора управляющего воздействия [67].

Основная идея ПУ заключается в следующем. На каждом дискретном шаге времени система "протестировала" все возможные последовательности управляющих воздействий (которые ограничены набором векторов напряжения, доступных от инвертора) и выбрала ту, которая наилучшим образом минимизирует заранее определенную функцию стоимости (или целевую функцию). Функция стоимости, как правило, является суммой квадратов отклонений управляемых переменных (например, тока или момента) от заданных значений и квадратов управляющих воздействий (или их изменений), что позволяет одновременно добиваться хорошего качества регулирования и экономии энергии. Для системы "двухуровневый инвертор - асинхронный двигатель" вектором состояния может быть, например, вектор токов статора, а вектором управления — вектор напряжений статора. Поскольку инвертор может генерировать только конечное число комбинаций открытия/закрытия своих ключей, для двухуровневого инвертора существует восемь возможных векторов напряжения (шесть активных и два нулевых). Алгоритм ПУ перебирает все эти векторы, выбирает тот, который приводит к наименьшему значению функции стоимости после одного шага прогнозирования, и применяет его в течение следующего интервала времени.

Связь ПУ с адаптивным управлением проявляется в нескольких ключевых аспектах, сочетающих черты обоих подходов:

1. Сигнальная адаптация через моделирование и прогнозирование. По своей сути, ПУ является мощным инструментом для сигнальной адаптации. Возможность включать модель возмущений (например, модель изменения момента нагрузки или деградации параметров двигателя) прямо в прогнозную

модель системы позволяет алгоритму заранее "видеть" их влияние и компенсировать его в процессе решения оптимизационной задачи [67]. То есть, ПУ не просто реагирует на возмущение после его появления, а пытается предсказать его действие и выбрать управляющее воздействие, которое нейтрализует это действие еще до того, как оно окажет существенное влияние на систему. Это делает ПУ особенно эффективным для управления системами, чувствительными к возмущениям, такими как электроприводы.

2. Параметрическая адаптация через онлайн-идентификацию. Эффективность МРС напрямую зависит от точности используемой модели объекта управления. Если параметры двигателя (R_2, L_1, L_2) или нагрузочные характеристики меняются, качество управления будет деградировать. Современные подходы решают эту проблему с помощью адаптивных ПУ. В таких системах в реальном времени выполняется онлайн-идентификация параметров системы (например, с помощью методов рекурсивных наименьших квадратов или наблюдателей). Полученные в результате идентификации обновленные параметры используются для коррекции модели, заложенной в алгоритм ПУ. Это позволяет системе адаптироваться к изменяющимся условиям работы, сохраняя высокое качество управления [68].

3. Гибкость в определении функции стоимости. Функция стоимости в ПУ является универсальным инструментом для реализации различных режимов управления. Можно легко изменять весовые коэффициенты в этой функции в зависимости от текущего режима работы привода. Например, в режиме ускорения можно поставить больший вес на быстроту отклика (минимизацию ошибки тока), а в установившемся режиме — на энергоэффективность (минимизацию управляющего воздействия). Эта возможность может считаться формой параметрической адаптации, так как она изменяет "характер" поведения контроллера без изменения его структуры.

4. Модель-свободное предиктивное управление (МСПУ). Это еще более продвинутое направление, которое стремится преодолеть основной недостаток ПУ — зависимость от точной математической модели. МСПУ

использует данные, полученные из измерений, для построения модели "черного ящика" (например, с помощью нейронных сетей) и прогнозирования будущего поведения системы [69,70]. Такой подход может быть менее чувствителен к неопределенности параметров, но его вычислительная сложность может быть еще выше.

Несмотря на свои очевидные преимущества, широкое применение ПУ в промышленности сталкивается с рядом трудностей, главная из которых — высокая вычислительная сложность. Перебор всех возможных последовательностей управляющих воздействий становится вычислительно невыполнимым для систем с большим числом состояний или при увеличении горизонта прогнозирования.

1.4 Методы синтеза наблюдателей состояния асинхронных электродвигателей

Основой для разработки современных систем управления асинхронными электроприводами послужили классические линейные методы синтеза наблюдателей, среди которых наиболее фундаментальным является наблюдатель Люенбергера [22]. Его концепция заключается в создании математической модели объекта управления, которая имитирует его поведение на основе доступных измеряемых входов и выходов. Разница между фактическими и оценочными выходами используется для коррекции внутреннего состояния модели таким образом, чтобы ошибка оценки стремилась к нулю. Для системы, описываемой линейными дифференциальными уравнениями в пространстве состояний (1.6):

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \mathbf{X}(t) = \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}\mathbf{U}(t) \\ \mathbf{Y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{X}(t) \end{cases} \quad (1.6)$$

где $\mathbf{X}(t)$ — вектор состояния, $\mathbf{U}(t)$ — вектор управления, $\mathbf{Y}(t)$ — вектор измеряемых выходов, \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} — матрицы соответствующих размерностей, наблюдатель Люенбергера имеет вид (1.7):

$$\frac{d}{dt} \hat{X}(t) = A\hat{X}(t) + BU(t) + L(Y(t) - C\hat{X}(t)) \quad (1.7)$$

Здесь $\hat{X}(t)$ — вектор оценки состояния, а L — матрица коэффициентов усиления наблюдателя. Выбор матрицы L определяет скорость сходимости ошибки оценки $E(t) = X(t) - \hat{X}(t)$ к нулю. Если пара (A, C) является наблюдаемой, то существует такой L , что матрица системы ошибки $A - LC$ будет иметь произвольно заданные собственные значения, что обеспечивает желаемую динамику ошибки [22,71].

Несмотря на свою простоту и эффективность для линейных систем, стандартный наблюдатель Люенбергера обладает рядом ограничений при применении к асинхронному двигателю, который является нелинейным объектом. Его производительность напрямую зависит от точности математической модели, включая параметры двигателя, такие как сопротивления статора и ротора (R_1, R_2) и индуктивности (L_1, L_2, L_m). Любое отклонение этих параметров от номинальных значений, особенно роторного сопротивления, которое сильно зависит от температуры и скольжения, приводит к увеличению ошибки оценки и может вызвать неустойчивость системы [72]. Тем не менее, положительные стороны наблюдателя Люенбергера, такие как простота реализации и понятная теория настройки, позволяют рекомендовать его для применения в АЭП.

В целом, классические линейные наблюдатели, будучи отправной точкой в развитии теории наблюдения, имеют ограниченное применение в современных высокоточных системах управления асинхронными приводами. Их главные достоинства — простота, низкая вычислительная сложность и хорошо разработанная теория настройки. Однако их чувствительность к параметрическим неопределенностям и неспособность эффективно работать с нелинейными возмущениями побудили исследователей разрабатывать более совершенные адаптивные и робастные подходы.

1.4.1 Адаптивные MRAS наблюдатели

Понимание ограниченности классических линейных наблюдателей привело к созданию целого семейства адаптивных и робастных алгоритмов, способных работать в условиях неопределенности параметров и внешних возмущений, характерных для асинхронных электроприводов. Одним из наиболее известных и широко применяемых подходов является наблюдатель на основе модели с адаптивной системой (MRAS) [22,72]. Его принцип основан на сравнении выходов двух различных моделей одного и того же двигателя. Одна модель (опорная) строится на основе одной пары измеряемых переменных (например, статорного тока и частоты), а вторая (оценочная) — на другой паре (например, статорного тока и оцененной скорости). Разница (ошибка) между выходами этих моделей используется для формирования закона адаптации, который настраивает оценочную модель до тех пор, пока эта ошибка не станет равной нулю. При этом скорость вращения ротора становится выходом адаптивного закона. MRAS-наблюдатели получили широкое распространение в бездатчиковом управлении благодаря своей относительной простоте и хорошей производительности [22,72]. Они способны оценивать скорость и поток, а также адаптироваться к изменениям параметров, таким как сопротивление ротора, хотя их робастность все же ограничена. Современные исследования направлены на улучшение MRAS-структур путем добавления поправочных членов для коррекции оценки потока ротора, что повышает точность и диапазон работы [73].

В последние годы большое внимание уделяется адаптивным наблюдателям, которые не только оценивают состояние, но и непрерывно идентифицируют ключевые параметры двигателя. Такие наблюдатели представляют собой комбинацию структуры наблюдателя и закона адаптации, который обновляет оценки параметров. Например, в работах [74, 75] представлен адаптивный наблюдатель, способный одновременно оценивать механические переменные, а также сопротивления статора и ротора.

В совокупности эти подходы формируют мощный арсенал для создания робастных систем управления. MRAS предлагает простой и понятный механизм адаптации, а наблюдатели с идентификацией параметров достигают нового уровня автономности и устойчивости. Выбор конкретного метода зависит от компромисса между требуемой точностью, сложностью реализации, вычислительными затратами и уровнем неопределенности, характерным для конкретного применения.

1.4.2 Фильтры Калмана: от расширенного до унсцентрированного

Статистические подходы к оценке состояния, основанные на фильтре Калмана, представляют собой мощный класс методов, которые минимизируют среднеквадратичную ошибку оценки на основе вероятностной модели системы. Для линейных систем с гауссовскими шумами процесса и измерений линейный фильтр Калмана (ЛФК) является оптимальным оценщиком [76]. Однако асинхронный двигатель является нелинейным объектом, что потребовало разработки его нелинейных аналогов.

Расширенный фильтр Калмана (ЕКФ) стал первым и наиболее популярным решением этой проблемы. Его принцип заключается в линеаризации нелинейных моделей системы и измерений в точке текущей оценки с помощью разложения в ряд Тейлора первого порядка (вычисление якобиана) [77]. Таким образом, ЕКФ последовательно выполняет два шага: прогноз и коррекция, аналогично КФ, но с использованием линеаризованных моделей. Это позволяет применять КФ-подобный алгоритм к нелинейным системам. ЕКФ активно используется для оценки скорости вращения, потока ротора и даже параметров самого двигателя, таких как сопротивление ротора, в бездатчиковых приводах [77,78]. Он является основой многих практических реализаций, однако его производительность сильно зависит от точности линеаризации. Если система сильно нелинейна или начальная оценка далека от истинного значения, линеаризация может быть неточной, что приводит к

деградации качества оценки и даже к расходимости фильтра []. Для улучшения производительности предлагаются различные модификации ЕКФ, такие как улучшенный ЕКФ (IEKF), который использует итерационный процесс для получения более точной линеаризации на каждом шаге [77].

Унсцентрированный фильтр Калмана (UKF) был разработан как альтернатива ЕКФ с целью преодоления проблем, связанных с аппроксимацией производных [79]. Вместо линеаризации UKF использует детерминированный набор точек (называемых сигма-точками), которые точно передают первые несколько моментов распределения вероятностей исходной случайной величины. Эти точки проходят через нелинейную функцию, и затем оценка состояния и ковариационная матрица ошибки строятся путем обратного расчета статистических моментов. Этот подход имеет ряд преимуществ. Во-первых, он не требует вычисления якобианов, что упрощает реализацию для сложных моделей. Во-вторых, аппроксимация распределения вероятностей обычно более точна, особенно для сильно нелинейных систем, что приводит к более стабильной работе и лучшей точности оценки [79]. Исследования показывают, что UKF часто превосходит ЕКФ по точности и робастности, особенно в задачах оценки состояния асинхронных двигателей. Однако эта точность достигается ценой значительно большей вычислительной сложности. UKF требует выполнения множества матричных операций для расчета и обновления всех сигма-точек на каждом шаге, что делает его более требовательным к вычислительным ресурсам по сравнению с ЕКФ.

В контексте асинхронных электроприводов фильтры Калмана, и, в частности, ЕКФ, представляют собой один из самых точных подходов к оценке состояния. Они способны одновременно оценивать несколько переменных (скорость, поток, параметры) и предоставлять оценку ковариационной матрицы ошибки, что позволяет количественно оценить достоверность оценки. Главным компромиссом является их высокая вычислительная сложность, что требует использования достаточно мощных цифровых процессоров (ЦСП) или программируемых логических интегральных схем

(ПЛИС). Выбор между ЕKF и UKF часто сводится к компромиссу между простотой реализации и требуемой точностью [79]: ЕKF остается привлекательным для систем с умеренной нелинейностью и ограниченными вычислительными ресурсами, в то время как UKF предпочтителен там, где требуется максимальная точность и стабильность.

1.4.3 Наблюдатели на основе скользящих режимов и гибридные подходы

Наблюдатели на основе скользящих режимов (SMO) представляют собой класс робастных алгоритмов, основанных на теории нелинейного управления. Их ключевое свойство — способность делать динамику системы устойчивой к широкому классу параметрических неопределенностей и внешним возмущениям [80]. Принцип работы SMO заключается в принудительном "приведении" траектории системы в пространстве состояний на особую поверхность (скользящий режим), на которой система ведет себя желаемым образом. Это достигается путем применения разрывного (обычно знакового) управления, что обеспечивает высокую скорость реакции на возмущения. Для асинхронного двигателя SMO могут быть спроектированы для оценки скорости, потока или даже полного вектора состояния [81].

Основным недостатком первого порядка SMO является эффект "чаттеринга" — высокочастотные колебания оценок, вызванные идеализированной моделью разрывного управления. Эти колебания могут привести к усталости механических частей привода, увеличению потерь и снижению качества управления. Для решения этой проблемы были разработаны наблюдатели второго и высших порядков. Наиболее известным является супер-скручивающийся наблюдатель (Super-Twisting Sliding Mode Observer - STSMO), который относится к классу второго порядка [82]. В отличие от первого порядка SMO, который использует знаковую функцию, STSMO включает в себя интеграл от знаковой функции, что позволяет достичь

сходимости в конечное время и значительно снизить уровень сшивания, сохраняя при этом высокую робастность [82]. Алгоритм STSMO для оценки статорного потока может иметь вид (1.7):

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\psi}_{1\alpha}}{dt} = U_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha} + k_1 \text{sign}(i_{1\alpha}) + k_2 \int \text{sign}(i_{1\alpha}) dt, \\ \frac{d\hat{\psi}_{1\beta}}{dt} = U_{1\beta} - R_1 i_{1\beta} + k_1 \text{sign}(i_{1\beta}) + k_2 \int \text{sign}(i_{1\beta}) dt. \end{cases} \quad (1.7)$$

где $\hat{\psi}_{1\alpha}, \hat{\psi}_{1\beta}$ - проекции вектора потокосцепления статора; $U_{1\alpha}, U_{1\beta}$ - напряжения питания статора; $i_{1\alpha}, i_{1\beta}$ - токи статора; R_1 - сопротивление ротора; коэффициенты k_1 и k_2 выбираются для обеспечения устойчивости и конечного времени сходимости. Экспериментальные результаты показывают, что STSMO способен обеспечить очень высокую точность оценки (например, ошибка оценки положения ротора 0,01 рад) и стабильную работу двигателя на очень низких скоростях (до 150 об/мин) без необходимости дополнительных техник, таких как инъекция сигналов. Благодаря своим свойствам, STSMO является одним из наиболее перспективных подходов для практических бездатчиковых систем, базирующихся на скользящем режиме.

В последние годы наблюдается явный тренд на гибридизацию различных подходов для достижения лучших совокупных характеристик. Одним из наиболее успешных направлений является комбинация скользящего режима с наблюдателем неизмеряемых компонент вектора состояний []. В такой структуре наблюдатель оценивает сумму всех неизвестных возмущений (внутренних нелинейностей, параметрических неопределенностей, внешних нагрузок), а затем эта оценка используется для компенсации в законе управления скользящего режима. Это позволяет значительно снизить необходимый уровень разрывного управления, при сохранении высокой робастности системы [83]. Такой гибридный SMCDOB (Sliding Mode Control with Disturbance Observer) показал превосходные результаты в подавлении возмущений и улучшении качества тока [83,84].

Еще одним перспективным гибридным направлением является Active Disturbance Rejection Control (ADRC) и его ключевой компонент — расширенный наблюдатель состояния (Extended State Observer - ESO) [85]. Парадигма ADRC рассматривает всю сумму неизвестных динамик, возмущений и нелинейностей как единое "расширенное состояние" системы. ESO предназначен для одновременной оценки реальных состояний системы и этого расширенного состояния (т.е. суммарного возмущения). Затем оценка суммарного возмущения используется для его компенсации в контуре управления, что делает систему практически инвариантной к этим возмущениям [86]. ADRC и ESO демонстрируют выдающуюся робастность и простоту настройки, что делает их чрезвычайно привлекательными для применения в сложных и неопределенных системах, таких как асинхронные двигатели. ESO может быть спроектирован как линейный или нелинейный, а его параметры легко настраиваются путем перемещения полюсов, что является большим преимуществом по сравнению со сложными процедурами настройки PID-регуляторов.

Таким образом, наблюдатели на основе скользящих режимов, особенно в их модифицированных и гибридных вариантах, представляют собой одно из наиболее мощных и развивающихся направлений в области оценки состояния асинхронных приводов. Они предлагают уникальный баланс между высокой робастностью, быстрой сходимостью и возможностью снижения недостатков, присущих классическим SMO.

1.4.4 Сравнительный анализ и комплексная характеристика методов

Выбор оптимального метода синтеза наблюдателя для асинхронного электропривода является компромиссом, определяемым требованиями конкретной задачи управления. Каждый из рассмотренных подходов обладает своими сильными и слабыми сторонами по ключевым критериям:

1. Точность оценки является ключевым фактором. В этом отношении лидируют фильтры Калмана, особенно UKF, который благодаря более точной аппроксимации нелинейностей обычно превосходит EKF [79]. Наблюдатели второго порядка, такие как STSMO, также демонстрируют очень высокую точность, что было подтверждено экспериментально, где ошибка оценки положения ротора составила всего 0.01 радиана [82]. Адаптивные наблюдатели, способные в реальном времени компенсировать отклонения параметров, также обеспечивают высокую точность в динамике [86].

2. Робастность к параметрическим неопределенностям, особенно к изменению сопротивления ротора R_2 , является критическим требованием для любого наблюдателя в асинхронном приводе. Здесь наибольшие преимущества имеют наблюдатели на основе скользящих режимов (SMO/STSMO) и ADRC/ESO. По своей природе, скользящие режимы обеспечивают инвариантность системы к широкому классу возмущений и неопределенностей. ADRC/ESO, рассматривая неопределенности как часть состояния, пассивно их оценивает и активно отбрасывает, что делает систему чрезвычайно робастной. Фильтры Калмана (EKF/UKF) могут быть робастными, но их производительность напрямую зависит от правильной настройки статистических характеристик шумов, что может быть нетривиальной задачей [79]. Стандартные линейные наблюдатели, такие как LO, крайне чувствительны к параметрическим отклонениям и требуют либо точной предварительной идентификации, либо использования дополнительных адаптивных механизмов [72].

3. Вычислительная сложность является решающим фактором при выборе метода для практической реализации, так как она определяет требования к микроконтроллеру или цифровому сигнальному процессору. По этому критерию лидерами являются классические линейные наблюдатели (LO, PI-Observer) и простые MRAS-структуры, которые требуют минимальных вычислительных ресурсов и могут быть легко реализованы даже на бюджетных контроллерах [72]. Сложность SMO и STSMO выше, но

все еще остаётся приемлемой для современных DSP. EKF занимает промежуточное положение, требуя выполнения матричных операций и вычисления якобианов [77].

4. Скорость сходимости определяет, насколько быстро наблюдатель "захватывает" истинное значение оцениваемых переменных после запуска или при резких изменениях нагрузки. Наблюдатели на основе скользящих режимов, в частности STSMO, обеспечивают конечное время сходимости, что является их теоретическим преимуществом [82]. Фильтры Калмана могут иметь медленную сходимость, если начальная оценка далека от истинного значения или если матрицы шумов настроены неверно [77].

В итоге, не существует универсального "лучшего" наблюдателя. Выбор должен основываться на приоритетах проекта. Для систем с ограниченными вычислительными ресурсами и менее требовательных к точности можно использовать LO или MRAS (что приоритетно в задачах электропривода в условиях импортозамещения). Если требуется максимальная точность и доступна мощная вычислительная платформа, то UKF является предпочтительным выбором. Для приложений, где критически важна робастность к возмущениям и параметрическим неопределенностям, а уровень шума измерений не является доминирующим фактором, STSMO является превосходным вариантом. Гибридные подходы, такие как SMC+наблюдатель состояния или ADRC, представляют собой передовой уровень, сочетающий сильные стороны разных методов для достижения высочайшей производительности.

1.5 Выводы

1. Анализ особенностей работы АЭП показал необходимость снижения шума и вибрации, производимых установкой. Показано, что шум, производимый АЭП, также обусловлен электромагнитными эффектами и не может быть эффективно снижен без доработки конструкции, что подчеркивает

необходимость создания алгоритма управления, который позволял бы минимизировать описанные эффекты.

2. Анализ структуры и алгоритмов современных АЭП показал, что отказ от устаревших методов регулирования в пользу ЧРП с асинхронным двигателем позволяет не только кардинально повысить эффективность и снизить эксплуатационные расходы, но в перспективе дать возможность создавать алгоритмы, позволяющие корректировать спектральный состав выходных токов силового преобразователя АЭП.

3. Установлено, что адаптивное управление является интересной альтернативой в области управления АЭП. Основными причинами, требующими применения адаптивных методов, являются неопределенность параметров асинхронного двигателя (в первую очередь роторного сопротивления, зависящего от температуры), внешние возмущения (колебания момента нагрузки) и внутренние нелинейности самого инвертора (эффект времени мертвых зон). Наибольший акцент сделан на сигнальной адаптации, реализованной преимущественно с помощью наблюдателей неизмеряемых компонент вектора состояния. Этот подход, позволяет значительно повысить качество управления, компенсируя широкий спектр возмущений — от внешней нагрузки до паразитных эффектов инвертора — без какой-либо модификации основного регулятора.

4. Анализ показывает, что современная тенденция в разработке наблюдателей четко направлена на повышение их робастности и адаптивности. Если классические линейные наблюдатели, такие как наблюдатель Люенбергера, оказались слишком уязвимыми к параметрическим неопределенностям, характерным для асинхронных двигателей (особенно к изменению сопротивления ротора из-за нагрева, то новые поколения алгоритмов были созданы именно для борьбы с этой проблемой. Наблюдатели на основе скользящих режимов, в особенности их второй порядок — супер-скручивающийся наблюдатель (STSMO) — демонстрируют исключительную робастность по своей природе, обеспечивая

конечное время сходимости и значительное снижение эффекта сшивания по сравнению с первым порядком. Парадигма активного подавления возмущений (ADRC) и ее компонент, расширенный наблюдатель состояния (ESO), идет еще дальше, предлагая единую структуру для одновременной оценки состояния и суммарного возмущения, что делает систему практически инвариантной к внешним и внутренним возмущениям. Параллельно, адаптивные наблюдатели, способные в реальном времени идентифицировать ключевые параметры двигателя, такие как сопротивления статора и ротора, открывают путь к созданию полностью автономных и самонастраивающихся систем управления. Второй важной тенденцией является гибридизация различных подходов. Исследователи все чаще отказываются от поиска одного "волшебного" алгоритма в пользу комбинирования сильных сторон нескольких методов. Наиболее ярким примером является сочетание скользящего режима с надблюдателем неизмеряемых компонент вектора состояния, где наблюдатель берет на себя задачу оценки и компенсации неизвестных динамик, позволяя закону управления работать в более мягком режиме и, следовательно, значительно снижая эффект сшивания. Другой перспективный гибрид — это интеграция адаптивных законов в структуру наблюдателя для динамической настройки коэффициента усиления и балансировки между скоростью сходимости и чувствительностью к шуму. Такой подход позволяет создавать "умные" наблюдатели, способные адаптироваться к меняющимся условиям работы. Третье направление развития связано с использованием статистических методов и машинного обучения. Фильтры Калмана, особенно UKF, продолжают оставаться золотым стандартом для задач, где требуется максимальная точность и возможность оценки ковариационной матрицы ошибки. Однако их высокая вычислительная сложность является барьером для применения в системах с ограниченными ресурсами.

ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ И ИМИТАЦИОННЫЕ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

2.1 Математическое описание асинхронного двигателя с учетом нелинейности магнитных материалов

Описание электромеханических процессов АД основано на решении дифференциальных уравнений, составленных с помощью правил Кирхгофа. При их получении руководствуются рядом допущений:

- величины активных сопротивлений и индуктивностей Т-образной схемы замещения АД не меняют свое значение во времени;
- потери на перемагничивание не учитываются;
- рассматриваемая электрическая машина не переходит в режим насыщения;

Уравнения электрического равновесия для цепей статора (2.1) в системе координат ABC имеют вид [21]:

$$\begin{cases} U_{1A} = R_1 \cdot i_{1A} + \frac{d\psi_{1A}}{dt}, \\ U_{1B} = R_1 \cdot i_{1B} + \frac{d\psi_{1B}}{dt}, \\ U_{1C} = R_1 \cdot i_{1C} + \frac{d\psi_{1C}}{dt}. \end{cases} \quad (2.1)$$

Уравнения электрического равновесия для цепей ротора в системе координат abc принимают вид (2.2):

$$\begin{cases} 0 = R_2 \cdot i_{2a} + \frac{d\psi_{2a}}{dt}, \\ 0 = R_2 \cdot i_{2b} + \frac{d\psi_{2b}}{dt}, \\ 0 = R_2 \cdot i_{2c} + \frac{d\psi_{2c}}{dt}. \end{cases} \quad (2.2)$$

где U_{1A}, U_{1B}, U_{1C} – напряжения прикладываемые к статору; $i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}, i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}$ – токи, протекающие в цепях статора и ротора; $\psi_{1a}, \psi_{1b}, \psi_{1c}, \psi_{2a}, \psi_{2b}, \psi_{2c}$ –

результатирующие потокосцепления статора и ротора; R_1, R_2 – активное сопротивление статора и ротора;

Если вышеприведенные системы уравнений (2.1) и (2.2) представить совместно в векторной форме, то результирующая система примет вид (2.3):

$$\begin{cases} \mathbf{U}_1^{(ABC)} = R_1 \cdot \mathbf{I}_1^{(ABC)} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_1^{(ABC)}}{dt}, \\ \mathbf{0} = R_2 \cdot \mathbf{I}_2^{(abc)} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_2^{(abc)}}{dt}. \end{cases} \quad (2.3)$$

где $\mathbf{U}_1^{(ABC)} = [U_{1A} \ U_{1B} \ U_{1C}]^T$, $\mathbf{I}_1^{(ABC)} = [i_{1A} \ i_{1B} \ i_{1C}]^T$, $\boldsymbol{\Psi}_1^{(ABC)} = [\psi_{1A} \ \psi_{1B} \ \psi_{1C}]^T$ - вектора напряжений, токов и потокосцеплений, относящиеся к уравнениям статора; $\mathbf{I}_2^{(abc)} = [i_{2a} \ i_{2b} \ i_{2c}]^T$, $\boldsymbol{\Psi}_2^{(abc)} = [\psi_{2a} \ \psi_{2b} \ \psi_{2c}]^T$ - вектора напряжений, относящиеся к уравнениям ротора.

Размерность векторного пространства, в которых находятся вектора токов, напряжений и потокосцеплений, входящих в систему (2.3) $\dim \mathbf{V} = 2$, что ниже размерности самих векторов. Из этого можно сделать вывод, что количество координат этих векторов можно уменьшить с трех до двух выбрав соответствующий базис $[[e_\alpha \ e_\beta]] = [[1 \ j]]$ и разложить по нему каждый из векторов системы (2.3).

Для произвольного вектора $\mathbf{X} \in \mathbf{V}$ линейное преобразование из исходной системы координат $ABC \rightarrow \alpha\beta$ имеет следующий вид (2.4) []:

$$\begin{bmatrix} x_{1\alpha} \\ x_{1\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{1A} \\ x_{1B} \\ x_{1C} \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Если же применить (2.4) к (2.3) то в результате получится эквивалентные уравнения электрического равновесия в двухфазной системе координат (2.5) [20]:

$$\begin{cases} \mathbf{U}_1^{(\alpha\beta)} = R_1 \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + \frac{d\Psi_1^{(\alpha\beta)}}{dt}, \\ \mathbf{0} = R_2 \cdot \mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)} + \frac{d\Psi_2^{(\alpha\beta)}}{dt} - j \cdot \omega_r \cdot Z_p \cdot \Psi_2^{(\alpha\beta)}. \end{cases} \quad (2.5)$$

Аналогичные действия производятся над уравнениями потокосцеплений ротора и статора (2.6):

$$\begin{cases} \Psi_1^{(\alpha\beta)} = L_1 \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + L_m \cdot \mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)}, \\ \Psi_2^{(\alpha\beta)} = L_2 \cdot \mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)} + L_m \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}. \end{cases} \quad (2.6)$$

где $L_1 = L_{1\sigma} + L_m$ и $L_2 = L_{2\sigma} + L_m$ – полные индуктивности обмоток статора и ротора; $L_{1\sigma}$ и $L_{2\sigma}$ – индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора; L_m – взаимоиндуктивность между обмотками статора и ротора.

В процессе электрохимического преобразования энергии двигатель развивает некоторый электромагнитный момент, его можно определить через соотношение (2.7), как модуль векторного произведения векторов потокосцепления и тока статора:

$$M_{эм} = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \text{mod}(\Psi_1^{(\alpha\beta)} \times \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}). \quad (2.7)$$

Динамические процессы, происходящие в механической части двигателя, описываются известным законом Ньютона для вращательного движения (2.11) [21]:

$$J_{\Sigma} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = M_{эм} - M_c. \quad (2.8)$$

где J_{Σ} – приведенный момент инерции к валу АД; M_c – возмущающие воздействие на механическую часть электродвигателя.

Идеализированную электромагнитную модель асинхронного двигателя, описываемую уравнениями (2.5), можно представить следующим образом (рисунок 2.1) [21]:

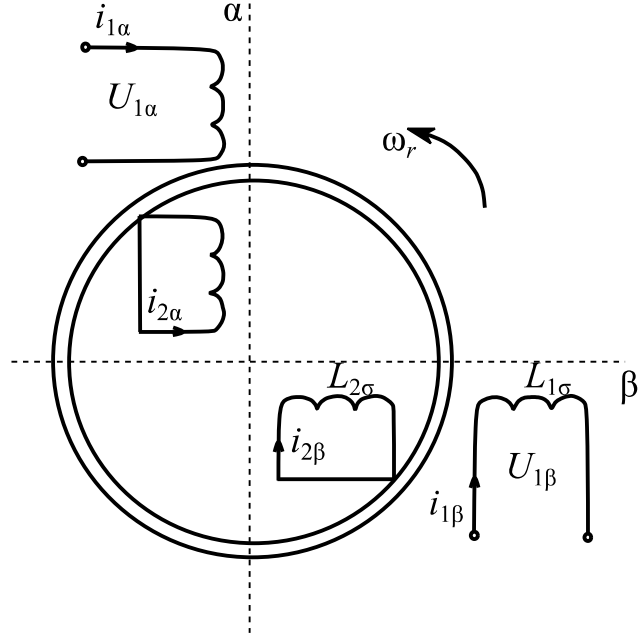


Рисунок 2.1 – Идеализированная модель двухфазного АД

В конечном итоге полная модель, описывающая электромеханическое преобразование энергии, имеет вид (2.9) [20]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{U}_1^{(\alpha\beta)} = R_1 \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + \frac{d\Psi_1^{(\alpha\beta)}}{dt}, \\ \mathbf{0} = R_2 \cdot \mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)} + \frac{d\Psi_2^{(\alpha\beta)}}{dt} - j \cdot \omega_r \cdot Z_p \cdot \Psi_2^{(\alpha\beta)}, \\ \Psi_1^{(\alpha\beta)} = L_1 \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + L_m \cdot \mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)}, \\ \Psi_2^{(\alpha\beta)} = L_2 \cdot \mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)} + L_m \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}, \\ M_{эм} = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \text{mod}(\Psi_1^{(\alpha\beta)} \times \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}), \\ J_\Sigma \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = M_{эм} - M_c. \end{array} \right. \quad (2.9)$$

где $\mathbf{U}_1^{(\alpha\beta)} = [U_{1\alpha} \ U_{1\beta}]^T$, $\mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} = [i_{1\alpha} \ i_{1\beta}]^T$, $\Psi_1^{(\alpha\beta)} = [\Psi_{1\alpha} \ \Psi_{1\beta}]^T$ - вектора напряжений, токов и потокосцепления в неподвижной системе координат, относящиеся к уравнениям статора; $\mathbf{U}_2^{(\alpha\beta)} = [U_{2\alpha} \ U_{2\beta}]^T$, $\mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)} = [i_{2\alpha} \ i_{2\beta}]^T$, $\Psi_2^{(\alpha\beta)} = [\Psi_{2\alpha} \ \Psi_{2\beta}]^T$ - вектора напряжений, токов и потокосцепления в неподвижной системе координат, относящиеся к уравнениям ротора.

Для того, чтобы привести систему (2.9) к форме Коши для удобства моделирования произведем ряд алгебраических преобразований. В первую

очередь необходимо ввести несколько промежуточных переменных, включающих в себя параметры схемы замещения АД: $K_r = \frac{L_m}{L_2}$;

$$R_e = R_1 + R_2 \cdot K_r^2 ; L_e = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} ; A_r = \frac{R_2}{L_2} .$$

В первую очередь из уравнений необходимо исключить ток ротора $\mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)}$ и поток статора $\Psi_1^{(\alpha\beta)}$, так как их непосредственное участие в разрабатываемой системе управления не предполагается. Поэтому из третьего и четвертого уравнения системы (2.9) выразим $\mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)}$ и $\Psi_1^{(\alpha\beta)}$ (2.10):

$$\mathbf{I}_2^{(\alpha\beta)} = \frac{\Psi_2^{(\alpha\beta)} - L_m \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}}{L_2}, \quad (2.10)$$

$$\Psi_1^{(\alpha\beta)} = L_e \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + K_r \cdot \Psi_2^{(\alpha\beta)}.$$

Вводя соотношение 2.10 в первые два уравнения системы (2.9), получаем модернизированные уравнения баланса (2.11, 2.12):

$$\mathbf{U}_1^{(\alpha\beta)} = R_1 \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + L_e \cdot \frac{d\mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}}{dt} + K_r \frac{d\Psi_2^{(\alpha\beta)}}{dt}, \quad (2.11)$$

$$\mathbf{0} = -R_2 \cdot K_r \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + A_r \cdot \Psi_2^{(\alpha\beta)} - j \cdot \omega_r \cdot Z_p \cdot \Psi_2^{(\alpha\beta)} + \frac{d\Psi_2^{(\alpha\beta)}}{dt}. \quad (2.12)$$

Если же уравнение (2.12) вычесть из (2.11) с умножением последнего на K_r , то получится следующая система (2.13):

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{U}_1^{(\alpha\beta)} = R_1 \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + L_e \cdot \frac{d\mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}}{dt} + j \cdot \omega_r \cdot Z_p \cdot K_r \cdot \Psi_2^{(\alpha\beta)} - A_r \cdot K_r \cdot \Psi_2^{(\alpha\beta)}, \\ \mathbf{0} = -R_2 \cdot K_r \cdot \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} + A_r \cdot \Psi_2^{(\alpha\beta)} - j \cdot \omega_r \cdot Z_p \cdot \Psi_2^{(\alpha\beta)} + \frac{d\Psi_2^{(\alpha\beta)}}{dt}, \\ M_{\text{ЭМ}} = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \text{mod}(\Psi_1^{(\alpha\beta)} \times \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}) = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot K_r \cdot \text{mod}(\Psi_2^{(\alpha\beta)} \times \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}), \\ J_\Sigma \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = M_{\text{ЭМ}} - M_c. \end{array} \right. \quad (2.13)$$

Расписав первые два уравнения системы (2.13) по компонентам базиса $\begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j \end{bmatrix}$ и приводя их к виду $\dot{x} = f(x, t)$ получим уравнения АД в форме Коши (2.14).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{1\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_e} (U_{1\alpha} - R_e \cdot i_{1\alpha} + A_r \cdot K_r \cdot \psi_{2\alpha} + \omega_r \cdot K_r \cdot Z_p \cdot \psi_{2\beta}), \\ \frac{di_{1\beta}}{dt} = \frac{1}{L_e} (U_{1\beta} - R_e \cdot i_{1\beta} + A_r \cdot K_r \cdot \psi_{2\beta} - \omega_r \cdot K_r \cdot Z_p \cdot \psi_{2\alpha}), \\ \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} = K_r \cdot R_2 \cdot i_{1\alpha} - A_r \cdot \psi_{2\alpha} - \omega_r \cdot Z_p \cdot \psi_{2\beta}, \\ \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} = K_r \cdot R_2 \cdot i_{1\beta} - A_r \cdot \psi_{2\beta} + \omega_r \cdot Z_p \cdot \psi_{2\alpha}, \\ M_{эм} = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot K_r \cdot (i_{1\beta} \cdot \psi_{2\alpha} - \psi_{2\beta} \cdot i_{1\alpha}), \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J_\Sigma} (M_{эм} - M_c). \end{array} \right. \quad (2.14)$$

Исходя из уравнений (2.17) можно получить структурную схему модели АД (рисунок 2.2).

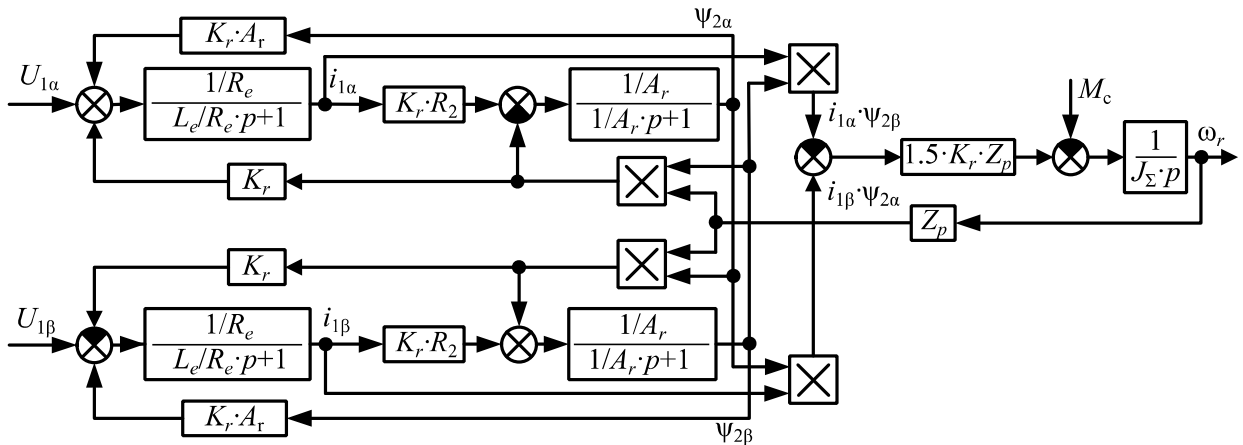


Рисунок 2.2 – Структурная схема модели АД в неподвижной системе координат

Однако как показали практические исследования – описанная система уравнений не совсем адекватно описывает реальные переходные процессы скорости и тока [87]. В первую очередь это связано с тем, что модель строилась в предположении о том, что ее параметры не зависят от входного возмущения.

Однако, это не так, ввиду того реактивные сопротивления являются функциями частоты вращения электромагнитного поля. Поэтому предлагается использовать некий корректирующий коэффициент $K_x(f_{\text{зад}})$, который позволял бы изменять реактивные сопротивления системы нелинейно, следовательно и все вспомогательные параметры для расчета имитационной модели.

Так, например $L_m(f_{\text{зад}}) = K_x(f_{\text{зад}}) \cdot L_{m0}$ - скорректированная индуктивность цепи намагничивания Т-образной схемы замещения; L_{m0} - расчетное значение полной индуктивности цепи намагничивания по паспортным данным с помощью широко известной методики []; $L_2(f_{\text{зад}}) = K_x(f_{\text{зад}}) \cdot L_{m0} + L_{2\sigma}$ - полная скорректированная индуктивность обмотки ротора; $L_2(f)$ - скорректированное значение полной индуктивности обмотки ротора по паспортным данным; $L_1(f_{\text{зад}}) = K_x(f_{\text{зад}}) \cdot L_{m0} + L_{1\sigma}$ - полная скорректированная индуктивность обмотки статора; $L_1(f_{\text{зад}})$ - скорректированное значение полной индуктивности обмотки статора по паспортным данным.

В этом случае система уравнений (2.14) преобразится к виду (2.15)

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{1\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_e(f_{\text{зад}})} (U_{1\alpha} - R_e(f_{\text{зад}}) \cdot i_{1\alpha} + A_r(f_{\text{зад}}) \cdot K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \psi_{2\alpha} + \omega_r \cdot K_r(f_{\text{зад}}) \cdot Z_p \cdot \psi_{2\beta}), \\ \frac{di_{1\beta}}{dt} = \frac{1}{L_e(f_{\text{зад}})} (U_{1\beta} - R_e(f_{\text{зад}}) \cdot i_{1\beta} + A_r(f_{\text{зад}}) \cdot K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \psi_{2\beta} - \omega_r \cdot K_r(f_{\text{зад}}) \cdot Z_p \cdot \psi_{2\alpha}), \\ \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} = K_r(f_{\text{зад}}) \cdot R_2 \cdot i_{1\alpha} - A_r(f_{\text{зад}}) \cdot \psi_{2\alpha} - \omega_r \cdot Z_p \cdot \psi_{2\beta}, \\ \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} = K_r(f_{\text{зад}}) \cdot R_2 \cdot i_{1\beta} - A_r(f_{\text{зад}}) \cdot \psi_{2\beta} + \omega_r \cdot Z_p \cdot \psi_{2\alpha}, \\ M_{\text{эм}} = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (i_{1\beta} \cdot \psi_{r\alpha} - i_{1\alpha} \cdot \psi_{r\beta}), \\ J_{\Sigma} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = M_{\text{эм}} - M_c, \end{array} \right. \quad (2.15)$$

где

$$K_r(f_{\text{зад}}) = \frac{L_m(f_{\text{зад}})}{L_2(f_{\text{зад}})} = \frac{K_x(f_{\text{зад}}) \cdot L_{m0}}{K_x(f_{\text{зад}}) \cdot L_{m0} + L_{2\sigma}},$$

$$R_e(f_{\text{зад}}) = R_1 + R_2 \cdot K_r^2(f_{\text{зад}}) = R_1 + R_2 \cdot \left(\frac{K_x(f_{\text{зад}}) \cdot L_{m0}}{K_x(f_{\text{зад}}) \cdot L_{m0} + L_{2\sigma}} \right)^2$$

$$L_e(f_{\text{зад}}) = L_1(f_{\text{зад}}) - \frac{L_m^2(f_{\text{зад}})}{L_2(f_{\text{зад}})} = K_x(f_{\text{зад}}) \cdot L_{m0} + L_{1\sigma} - \frac{K_x^2(f_{\text{зад}}) \cdot L_{m0}^2}{K_x(f_{\text{зад}}) \cdot L_{m0} + L_{2\sigma}},$$

$$A_r(f_{\text{зад}}) = \frac{R_2}{L_2(f_{\text{зад}})} = \frac{R_2}{K_x(f_{\text{зад}}) \cdot L_{m0} + L_{2\sigma}} \quad - \quad \text{коэффициенты учитывающие}$$

параметры АД, зависящие от частоты вращения электромагнитного поля в зазоре. В работе предлагается использовать «предкоррекцию», которая изменяла бы параметры модели от частоты задания.

Данная система уравнений также позволит построить структурную схему модернизированной имитационной модели (рис 2.3)

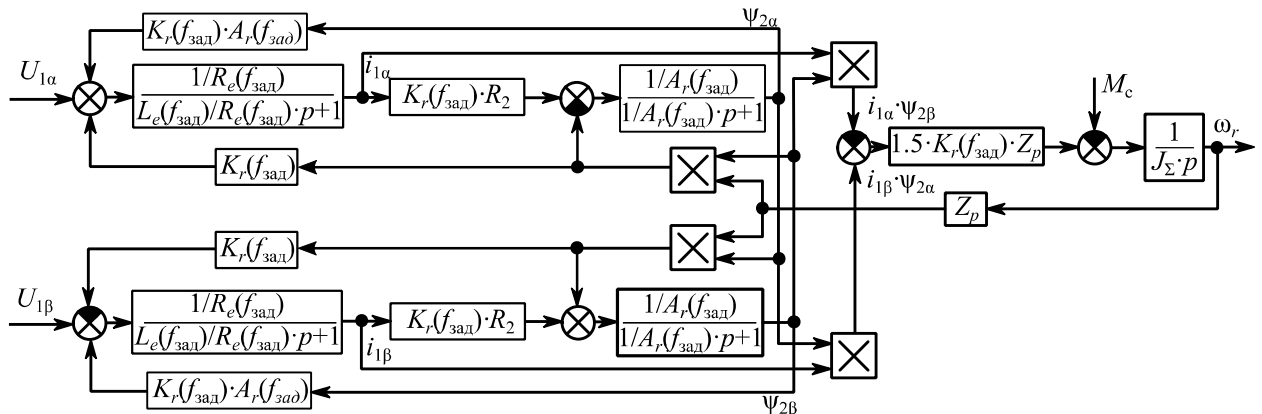


Рисунок 2.3 – Структурная схема имитационной модели АД в неподвижной системе координат с коррекцией индуктивных сопротивлений

С помощью вышеописанной модели произведены модельные эксперименты, совместно с реальными экспериментами на макете. Коэффициенты коррекции выбираются исходя из минимизации среднего отклонения кривых скорости e_ω и тока e_i , полученных в ходе расчёта и эксперимента (2.16, 2.17):

$$e_\omega = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \frac{|\omega_{r,j \text{ эксп}} - \omega_{r,j \text{ модель}}|}{\omega_{r,j \text{ эксп}}} \cdot 100\%, \quad (2.16)$$

$$e_i = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \frac{|i_{1,i.эксп} - i_{1,i.модель}|}{i_{1,i.эксп}} \cdot 100\%, \quad (2.17)$$

где $\omega_{r,j.эксп}$ - j -ый элемент массива измеренных значений угловой скорости двигателя; $\omega_{r,j.модель}$ - j -ый элемент массива расчетных значений угловой скорости двигателя; N - количество точек массива значений угловой скорости; $i_{1,i.эксп}$ - i -ый элемент массива измеренных значений фазного тока двигателя; $i_{1,i.модель}$ - i -ый элемент массива расчетных значений фазного тока двигателя; M - количество точек массива значений фазного тока двигателя.

2.2 Имитационная модель АЭП со скалярным управлением при различных вариантах реализаций ШИМ

Для моделирования режимов работы АЭП при совместной работе с силовым преобразователем необходима реализация алгоритма модуляции выходного напряжения. Для этого воспользуемся известным методом фазных потенциалов ввиду его простоты реализации. В основе данного подхода лежит задание фазных потенциалов в форме синусоидальных сигналов, сдвинутых по фазе, друг относительно друга на $\varphi = \frac{2 \cdot \pi}{3}$ (2.18) [88].

$$\begin{aligned} \varphi_a &= U_{\text{зад}} \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{зад}} \cdot t), \\ \varphi_b &= U_{\text{зад}} \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{зад}} \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}), \\ \varphi_c &= U_{\text{зад}} \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{зад}} \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}), \end{aligned} \quad (2.18)$$

Для получения инжекционной добавки к модулирующему сигналу вычисляются минимумы и максимумы этих потенциалов как функции трех аргументов $u_{\text{max}} = \max(\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c)$ и $u_{\text{min}} = \min(\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c)$. С помощью различной комбинации возвращаемых значений этих функций возможно осуществить реализацию различных привязок потенциала. Всего существует три варианта

– привязка к верхней и нижней шине питания; либо плавающий потенциал. Для получения той или иной вариации модулирующего напряжения необходимо добавить к каждому из потенциалов (2.18) некую добавку. Для привязки к отрицательной шине:

$$\Delta\varphi = -u_{\min}.$$

Для привязки к положительной шине:

$$\Delta\varphi = U_{dc} - u_{\max}.$$

Для плавающих потенциалов:

$$\Delta\varphi = \frac{U_{dc}}{2} - \left(\frac{u_{\max} - u_{\min}}{2} \right) - u_{\min}.$$

Непосредственно модулирующий сигнал для j -ой фазы определяется, как $U_m = \frac{\varphi_j + \Delta\varphi}{U_{dc}}$, где U_{dc} - значение напряжения в звене постоянного тока преобразователя. Результат работы этого подхода представлен на рисунке 2.4.

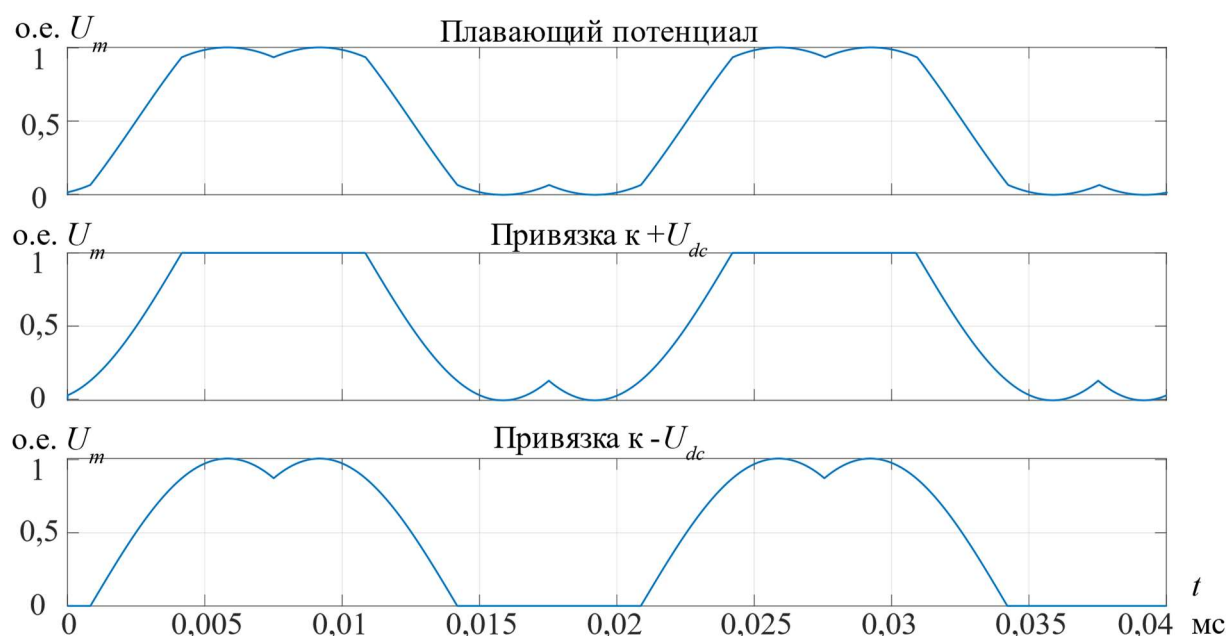


Рисунок 2.4 – Форма модулирующих сигналов

Форма сигнала с «плавающими» потенциалами аналогична классической векторной ШИМ (SVPWM) как по форме, так и по свойствам. Остальные сигналы с привязкой к той или иной шине питания являются

разрывными функциями для получения нулевой скважности какого-либо ключа на периоде коммутации ШИМ.

Для получения последовательностей управляющих импульсов $\gamma_a; 1-\gamma_a; \gamma_b; 1-\gamma_b; \gamma_c; 1-\gamma_c$ ключами преобразователя модулирующий сигнал сравнивается с несущим высокой частоты компаратором, работа которого описывается функцией $\gamma = f(U_{\text{оп}} - U_m) = \begin{cases} 1, & \text{if } U_{\text{оп}} - U_m \geq 0 \\ 0, & \text{if } U_{\text{оп}} - U_m < 0 \end{cases}$ [89,90]. Форма несущих тоже

может быть различной в зависимости от того в какой момент и каким образом сбрасывается счетчик, формирующий его. Таким образом идет разделение на центрированную либо фронтную ШИМ (рисунок 2.5).

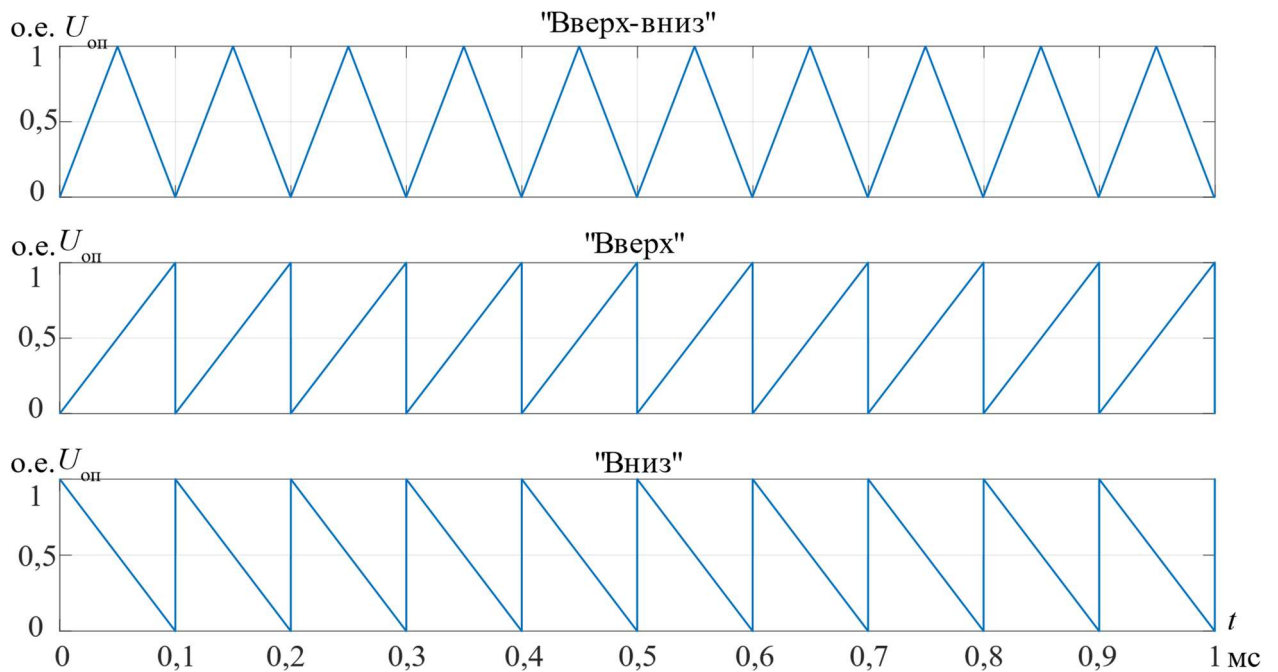


Рисунок 2.5– Форма несущих сигналов

Важным аспектом формирования управления для ключей преобразователя является учет времени выхода из насыщения и рассасывания неосновных носителей заряда для избегания сквозных токов в стойках преобразователя. Для этого необходимо ввести время задержки T_d по фронтам управляющих импульсов (рисунке 2.6). Иными словами, использовать функцию задержки переключения $\delta(f(U_{\text{оп}} - U_m), T_d)$ на время T_d .

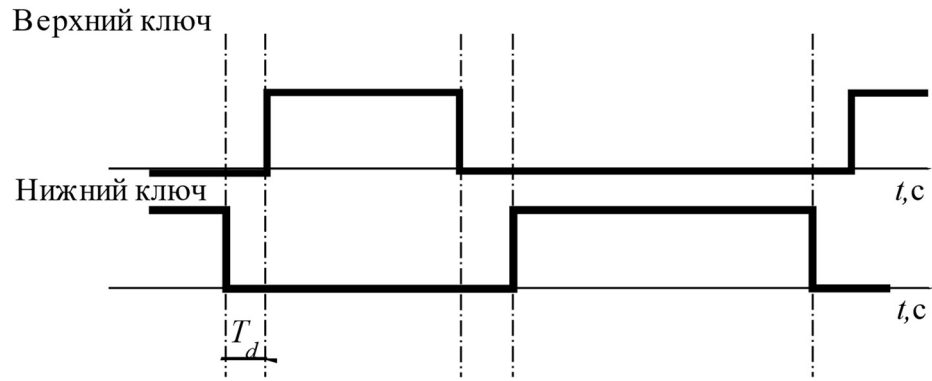


Рисунок 2.6 – Формирование «мертвого времени» в управляющих сигналах импульсного преобразователя

Описанные подходы в первую очередь применимы к системе ПЧ-АД. В том числе и под управлением скалярной системы, структурная схема которой представлена на рисунке 2.7.

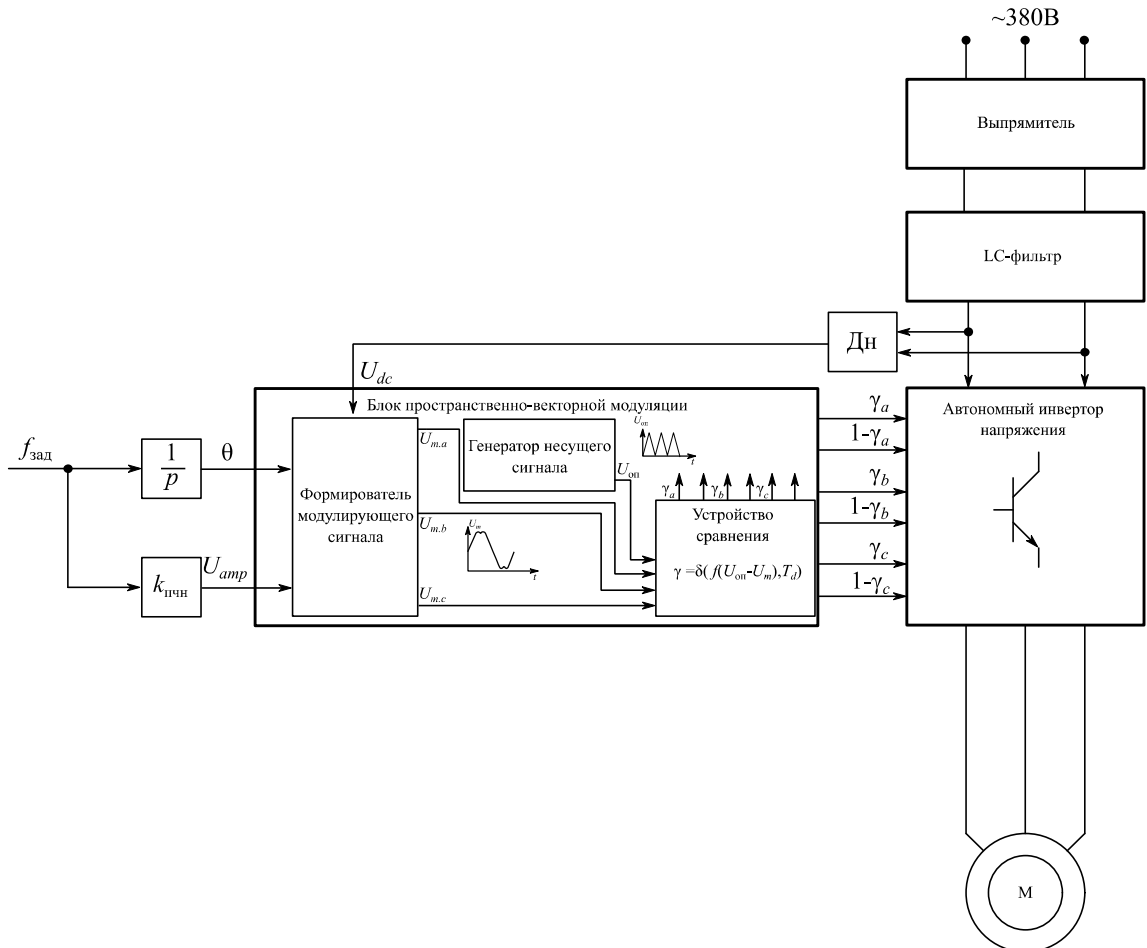


Рисунок 2.7 – Структурная схема скалярной системы управления

На базе, представленной на рисунке 2.7 структурной схемы, была построена модель, в основе которой лежит S-функция, реализующая вышеописанный подход скалярного управления (рис 2.8).

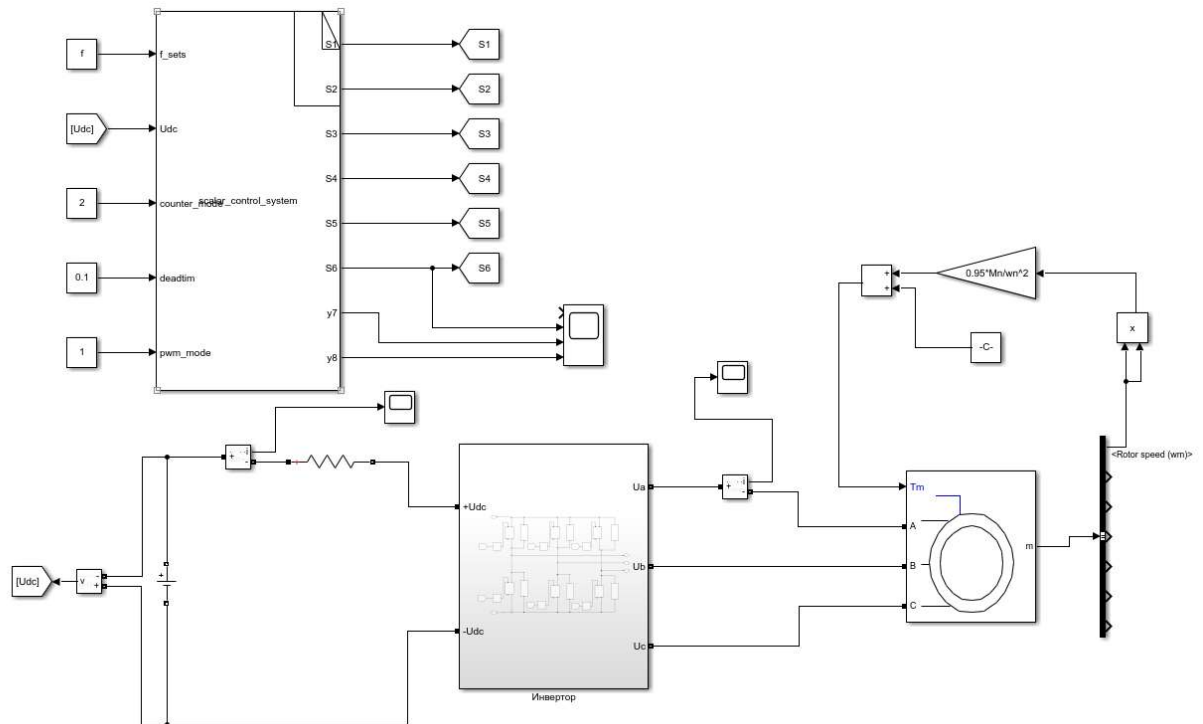


Рисунок 2.8 – Имитационная модель скалярного электропривода

Для оценки влияния различных способов формирования модулирующего, несущего сигнала и величины «мертвого времени» T_d на величину коэффициента гармонических искажений были проведены модельные эксперименты при помощи представленной модели на различных частотах задания, несущей частоты ШИМ и длительности задержки переключения в стойке инвертора (рисунок 2.9-2.11). В качестве параметра « pm » на рисунках выступает режим формирования модулирующего сигнала. Так для $pm = 0$ режим «плавающих» потенциала; для $pm = 1$ – привязка к положительной шине питания; для $pm = 2$ – привязка к отрицательной шине питания.

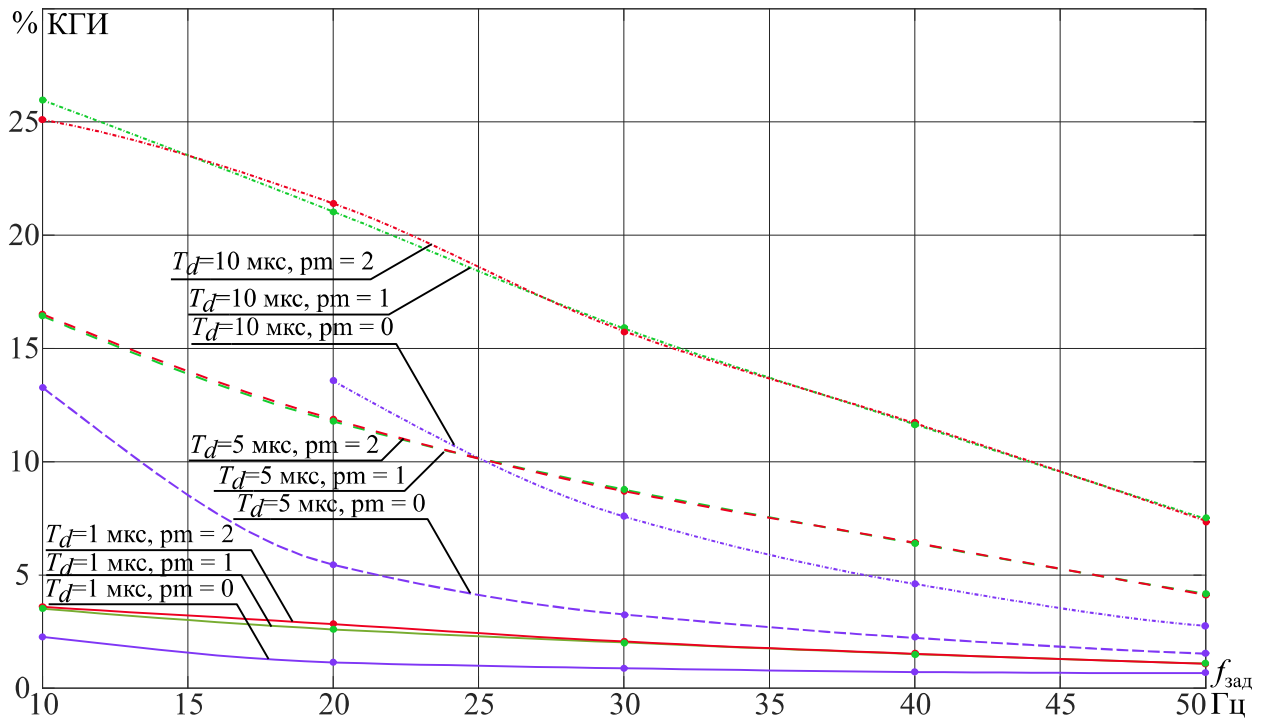


Рисунок 2.9 – Зависимость КГИ от частоты задания

Как видно из рисунка 2.9 коэффициент гармонических искажений нелинейно увеличивается с уменьшением коэффициента модуляции, что соответствует уменьшению частоты задания. Важным фактом является то, что способ модуляции, предполагающий использование модулирующих сигналов с привязкой к той или иной шине питания, формирует выходное напряжение инвертора с существенно большим КГИ, нежели способ «плавающего потенциала». Причиной этого является уменьшенное количество коммутаций силовых ключей на периоде ШИМ (4 вместо 6 для метода с «плавающим» потенциалом).

Достаточно очевидным является то, что при увеличении частоты несущего сигнала $f_{ШИМ}$ выходные токи инвертора будут стремиться к более синусоидальному виду, что соответствует уменьшению КГИ (рис 2.10). Однако, при сравнительно больших величинах «мертвого времени» ситуация кардинально меняется и КГИ начинает расти. Причиной этого является то, что «короткие импульсы» пропускаются из-за равного либо большего времени задержки переключения T_d . Это в большей степени относится к мощным транзисторным сборкам (например PM450CLA120, сборки серии 2M). Для них

величина «мертвого времени» может быть вплоть до 12мкс при несущей частоте до 15 кГц.

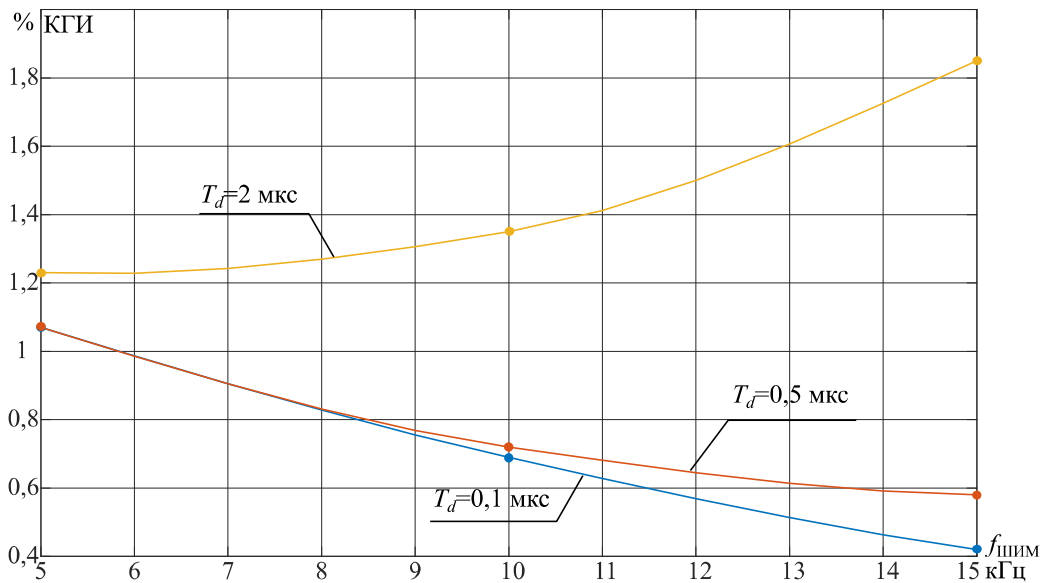


Рисунок 2.10 – Зависимость КГИ от несущей частоты

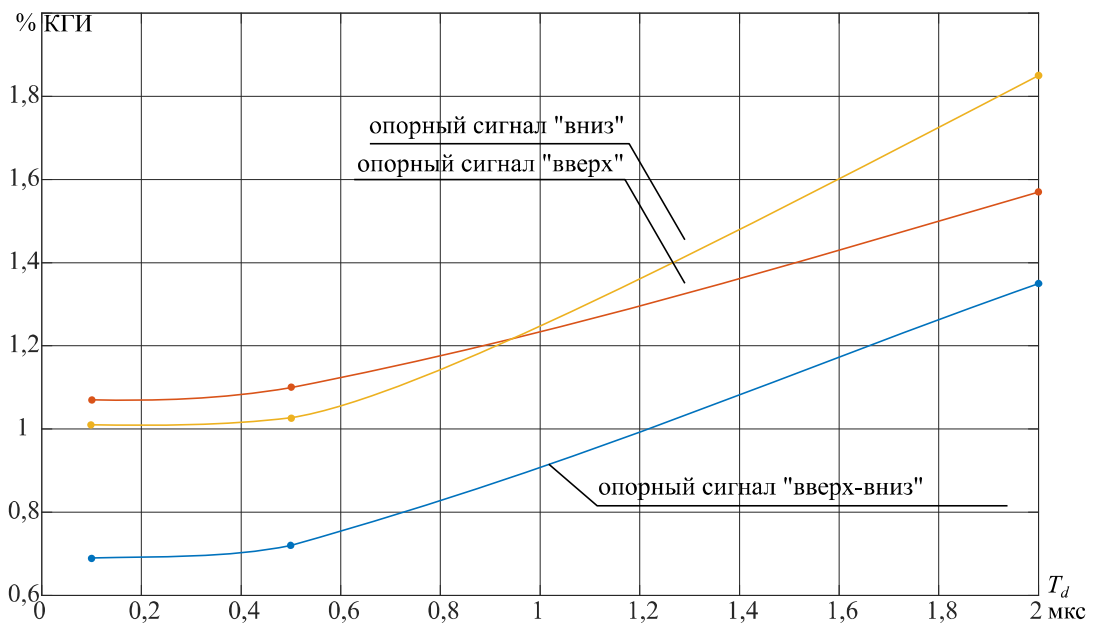


Рисунок 2.11 – Зависимость КГИ от величины «мертвого времени»

Также были сняты характеристики при разных формах несущего сигнала. Исходя из них (рисунок 2.11) можно сделать вывод о нелинейном росте КГИ с увеличением T_d . Причем способ центрированной ШИМ дает куда лучшие показатели КГИ по сравнению с фронтовыми. Характер динамики изменения КГИ объясняется путем разложения импульсной

последовательности $u(t)$ формируемой АИН [91]. Так, для ШИМ, использующей сигнал типа «вверх» или «вниз» она имеет вид 2.19:

$$u(t) = \left[\frac{U_{dc} \cdot U_m}{2} - \frac{4 \cdot U_{dc} \cdot f_{\text{ШИМ}} \cdot T_d}{\pi} \right] \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{зад}} \cdot t) + \frac{U_{dc}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{J_n(k \cdot \pi \cdot U_m)}{k} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi}{2}\right) \cdot \cos[2\pi \cdot (k \cdot f_{\text{ШИМ}} + n \cdot f_{\text{зад}}) \cdot t]; \quad (2.19)$$

где U_{dc} - напряжение звена постоянного тока; U_m - глубина модуляции; $J_n(k \cdot \pi \cdot U_m)$ - функция Бесселя первого рода порядка n ; $f_{\text{зад}}$ - частота модулирующего сигнала.

Для ШИМ с несущим сигналом типа «вверх-вниз» последовательность имеет следующий вид (2.20):

$$u(t) = \left[\frac{U_{dc} \cdot U_m}{2} - \frac{4 \cdot U_{dc} \cdot f_{\text{ШИМ}} \cdot T_d}{\pi} \right] \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{зад}} \cdot t) + \frac{U_{dc}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{J_n(k \cdot \pi \cdot U_m)}{k} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{k \cdot \pi}{2}\right) \cdot \cos[2\pi \cdot (k \cdot f_{\text{ШИМ}} + n \cdot f_{\text{зад}}) \cdot t]; \quad (2.20)$$

В результате, из-за появления в разложении (2.20) последовательности члена $\cos\left(\frac{k \cdot \pi}{2}\right)$ нечетные гармоники имеют нулевое значение, что существенно улучшает КГИ. Поэтому в асинхронных электроприводах, требующих пониженный уровень КГИ желательно использование несущего сигнала типа «вверх-вниз» и модуляции с «плавающим» потенциалом несмотря на большие динамические потери в ключах. Далее в работе будут использоваться именно эти подходы.

2.3 Имитационная модель АЭП векторной системой управления

Логическим продолжением построения скалярной системы управления является векторная, обеспечивающая более качественные показатели регулирования токов и скорости. Наиболее распространённый вариант

структуры векторного подхода к управлению асинхронным двигателем является полеориентированный при фиксированном модуле вектора потокосцепления. Структурная схема такой системы управления представлена на рисунке 2.12. Краеугольным камнем векторной системы является координатный преобразователь и наблюдатель вектора потокосцепления ротора. Функция координатного преобразователя заключается в преобразовании исходной трехфазной системы координат в двухфазную неподвижную с ориентацией оси абсцисс вдоль вектора потокосцепления ротора Ψ_2 . Наблюдатель этого вектора, в свою очередь, позволяет вычислять его аргумент и абсолютное значение для дальнейшего формирования угла θ_ψ и непосредственно управлением потокосцеплением двигателя.

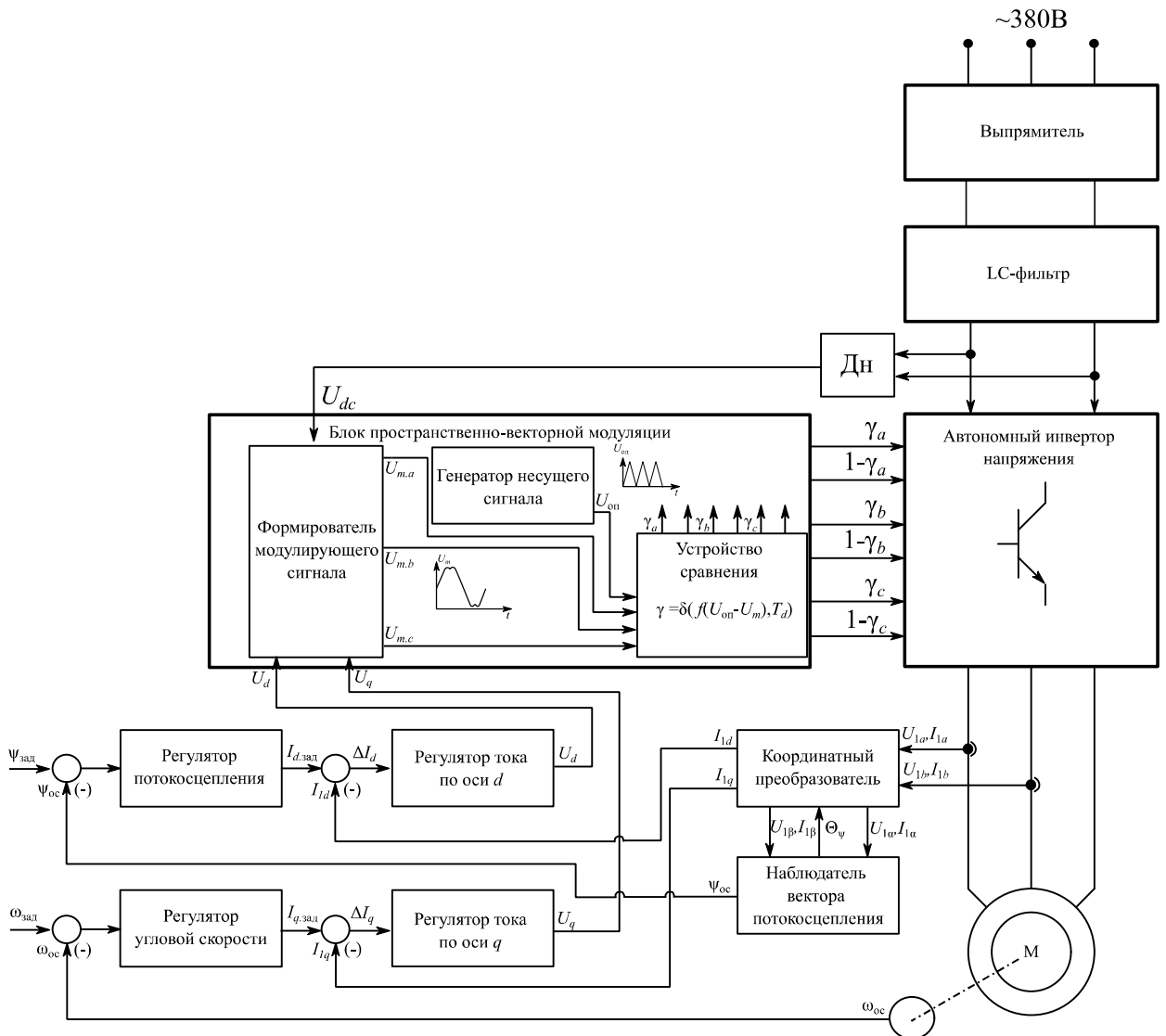


Рисунок 2.12 – Структурная схема векторного способа управления

Уравнения, описывающие электромагнитные процессы (2.5-2.6) можно модернизировать и привести к следующему виду в покомпонентном представлении в неподвижных координатах [92].

$$\begin{cases} U_{1\alpha} = R_1 \cdot i_{1\alpha} + L_e \cdot \frac{di_{1\alpha}}{dt} + K_r \cdot \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} = R_1 \cdot i_{1\alpha} + L_e \cdot \frac{di_{1\alpha}}{dt} + e_\alpha, \\ U_{1\beta} = R_1 \cdot i_{1\beta} + L_e \cdot \frac{di_{1\beta}}{dt} + K_r \cdot \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} = R_1 \cdot i_{1\beta} + L_e \cdot \frac{di_{1\beta}}{dt} + e_\beta \end{cases} \quad (2.21)$$

Так как $e_\alpha = K_r \cdot \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt}$, $e_\beta = K_r \cdot \frac{d\psi_{2\beta}}{dt}$, то соответствующие оценки проекций вектора потокосцепления ротора можно вычислить путем интегрирования оценки ЭДС, а ее в свою очередь можно получить из оценки тока (2.22).

$$\begin{cases} \hat{i}_{1\alpha} = (U_{1\alpha} - \hat{e}_\alpha) \cdot \frac{1}{L_e \cdot p + R_1}, \\ \hat{i}_{1\beta} = (U_{1\beta} - \hat{e}_\beta) \cdot \frac{1}{L_e \cdot p + R_1}. \end{cases} \quad (2.22)$$

Чтобы дать оценку ЭДС, необходимую для вычисления оценки тока (2.22) необходимо сравнить измеренный ток с вычисленным. Сформированная токовая невязка поступает на регулятор, который может быть как непрерывным, так и простейшим релейным (2.23).

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha = (\hat{i}_{1\alpha} - i_{1\alpha}) \cdot W_{\text{рег}}, \\ \hat{e}_\beta = (\hat{i}_{1\beta} - i_{1\beta}) \cdot W_{\text{рег}}. \end{cases} \quad (2.23)$$

Конечное значение проекций потокосцепления вычисляет как (2.24):

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{1\alpha} = \frac{1}{K_r \cdot p} \cdot \hat{e}_\alpha, \\ \hat{\psi}_{1\beta} = \frac{1}{K_r \cdot p} \cdot \hat{e}_\beta. \end{cases} \quad (2.24)$$

Структурная схема такого наблюдателя, использующая соотношения (2.22-2.24) представлена на рисунке 2.13. Для компенсации интегральной ошибки по выходу каждого канала добавляется дифференциальная цепочка с целью устранения нежелательной постоянной составляющей, возникающих из-за не идеальности измерений и обработки фактических токов.

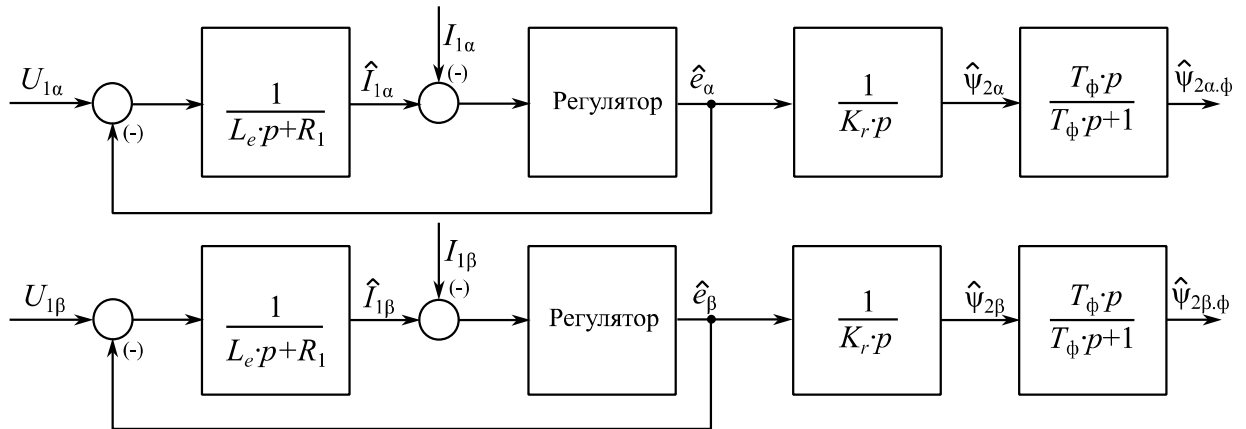


Рисунок 2.13 – Структурная схема наблюдателя вектора потокосцепления ротора асинхронного двигателя

В дискретной форме данный наблюдатель предстает в следующем виде (2.25) при использовании релейного регулятора (в большинстве приложений его результативности достаточно).

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{i}_{1\alpha,k+1} = \left[U_{1\alpha,k} - A \cdot \text{sign}(\hat{i}_{1\alpha,k} - i_{1\alpha,k}) \right] \cdot \frac{h}{L_e} + i_{1\alpha,k} \cdot \left(1 - R_1 \cdot \frac{h}{L_e} \right), \\ \hat{i}_{1\beta,k+1} = \left[U_{1\beta,k} - A \cdot \text{sign}(\hat{i}_{1\beta,k} - i_{1\beta,k}) \right] \cdot \frac{h}{L_e} + i_{1\beta,k} \cdot \left(1 - R_1 \cdot \frac{h}{L_e} \right), \\ \hat{\Psi}_{2\alpha,k+1} = \hat{\Psi}_{2\alpha,k} + A \cdot \text{sign}(\hat{i}_{1\alpha,k} - i_{1\alpha,k}) \cdot \frac{h}{K_r}, \\ \hat{\Psi}_{2\beta,k+1} = \hat{\Psi}_{2\beta,k} + A \cdot \text{sign}(\hat{i}_{1\beta,k} - i_{1\beta,k}) \cdot \frac{h}{K_r}, \\ \hat{\Psi}_{2\alpha,\phi,k+1} = \hat{\Psi}_{2\alpha,\phi,k} \cdot \left(1 - \frac{h}{T_\phi} \right) + \hat{\Psi}_{2\alpha,k+1} - \hat{\Psi}_{2\alpha,k}, \\ \hat{\Psi}_{2\beta,\phi,k+1} = \hat{\Psi}_{2\beta,\phi,k} \cdot \left(1 - \frac{h}{T_\phi} \right) + \hat{\Psi}_{2\beta,k+1} - \hat{\Psi}_{2\beta,k}. \end{array} \right. \quad (2.25)$$

где h - период работы наблюдателя; A - коэффициент усиления регулятора; sign – сигнум - функция.

Аргумент вектора потокосцепления θ_ψ вычисляется как

$$\theta_{\psi.k} = \arctan 2 \left[\frac{\hat{\Psi}_{2\beta.\phi.k}}{\hat{\Psi}_{2\alpha.\phi.k}} \right]. \quad \text{Он необходим для формирования синхронно}$$

вращающейся с полем ротора системы координат, относительно которой будут производиться все операции над проекциями регулируемых векторов. Так первая ступень преобразования предполагает использования соотношения (2.4) с допуском о симметричности электромагнитной системы, а иначе как (2.26):

$$\begin{cases} i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} = 0, \\ u_{1a} + u_{1b} + u_{1c} = 0. \end{cases} \quad (2.26)$$

В таком случае преобразование Кларка и Парка примет вид (2.27) [21]:

$$\begin{bmatrix} i_{1d.k} \\ i_{1q.k} \\ u_{1d.k} \\ u_{1q.k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R} & \mathbf{O}_2 \\ \mathbf{O}_2 & \mathbf{R} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{T} & \mathbf{O}_1 \\ \mathbf{O}_1 & \mathbf{T} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1a.k} \\ i_{1b.k} \\ i_{1c.k} \\ u_{1a.k} \\ u_{1b.k} \\ u_{1c.k} \end{bmatrix}. \quad (2.27)$$

где $\mathbf{O}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ и $\mathbf{O}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ - нулевые матрицы ; $\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} & 0 \end{bmatrix}$ -

матрица оператора масштабирования; $\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{\psi.k} & \sin\theta_{\psi.k} \\ -\sin\theta_{\psi.k} & \cos\theta_{\psi.k} \end{bmatrix}$ - матрица

оператора вращения.

Преобразованные и вычисленные с помощью (2.25, 2.27) величины поступают как сигналы обратной связи на регуляторы соответствующих величин. В стандартном исполнении структуры, представленной на рисунке 2.23 (при настройке контуров тока и потокосцепления на модульный оптимум;

контура скорости на симметричный), регуляторы предстают в пропорционально-интегральной форме с компенсацией интегрального насыщения (рис 2.14).

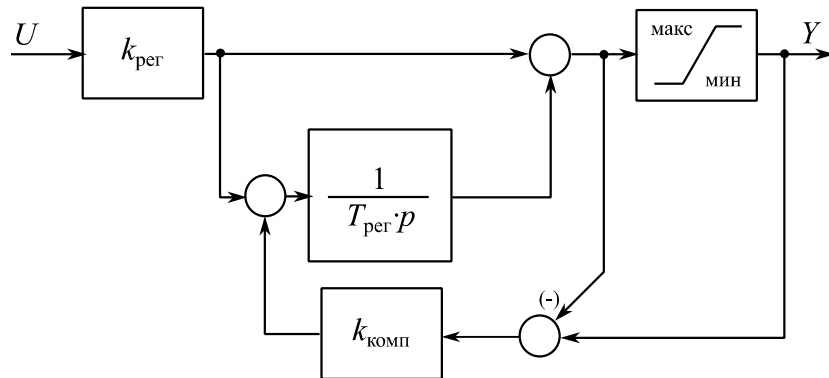


Рисунок 2.14 – Структурная схема применяемых регуляторов

В дискретной форме данная структура имеет следующие разностные уравнения (2.28):

$$\begin{cases} Y_{k+1,i} = Y_{k,i} + \frac{h}{T_{\text{рег}}} [k_{\text{рег}} \cdot U_k + k_{\text{комп}} (Y_{k,\text{насыщ}} - Y_k)], \\ Y_k = Y_{k,i} + k_{\text{рег}} \cdot U_k \end{cases} \quad (2.28)$$

где $Y_{k+1,i}$ - выходное значение интегральной части регулятора на $k+1$ шаге; $Y_{k+1,i}$ - выходное значение интегральной части регулятора на k шаге; h - период работы регулятора; $T_{\text{рег}}$ - постоянная времени регулятора; $k_{\text{рег}}$ - коэффициент усиления регулятора; U_k - входной сигнал регулятора; $k_{\text{комп}}$ - усиление рассогласования между значением насыщения регулятора и действительным значением; $Y_{k,\text{насыщ}}$ - значение насыщения регулятора; Y_{k+1} - конечное выходное значение регулятора на $k+1$ шаге; Y_k - конечное выходное значение регулятора на k шаге.

Сформированные двумя каналами системы сигналы управления в двухфазной системе (рисунок 2.12) координат преобразуются обратно в трехфазную систему ABC для формирования модулирующих сигналов (2.29):

$$\begin{bmatrix} U_{a.k} \\ U_{b.k} \\ U_{c.k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{R}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} U_{\alpha.k} \\ U_{\beta.k} \end{bmatrix}. \quad (2.29)$$

Выражение (2.29) справедливо в общем случае исключительно для симметричной системы. В том случае, если это не так, то вышеприведенное выражение не будет давать корректные результаты ввиду разной размерности исходных векторов и недоопределенности системы линейных уравнений преобразования координат, что может ухудшить гармонический состав выходных токов инвертора ввиду некорректного формирования импульсов управления.

2.4 Имитационная модель бездатчикового асинхронного электропривода

Из-за конструктивной особенности многих типов промышленных электроприводов установка датчика скорости положения на нем невозможна. Поэтому вектор состояния объекта имеет в своем составе неизмеряемую компоненту – угловую скорость вращения вала двигателя, а вектор переменного состояния в общем случае имеет вид $\mathbf{X} = [\mathbf{Y} \quad \mathbf{Z}]^T$, где \mathbf{Y} и \mathbf{Z} – вектор измеряемых и неизмеряемых переменных состояния, соответственно. Для установления правильности работы агрегата питания и управления и, в частности, электродвигателя в таких случаях предлагается использовать наблюдатель состояния объекта, который позволит с помощью измеряемых компонент вычислить неизмеряемые и применить их в дальнейшем для решения задачи управления асинхронного электропривода.

На рисунке 2.15 представлена классификация подходов наиболее часто используемых решений в задаче оценивания неизмеряемых переменных состояния объекта или системы [72].

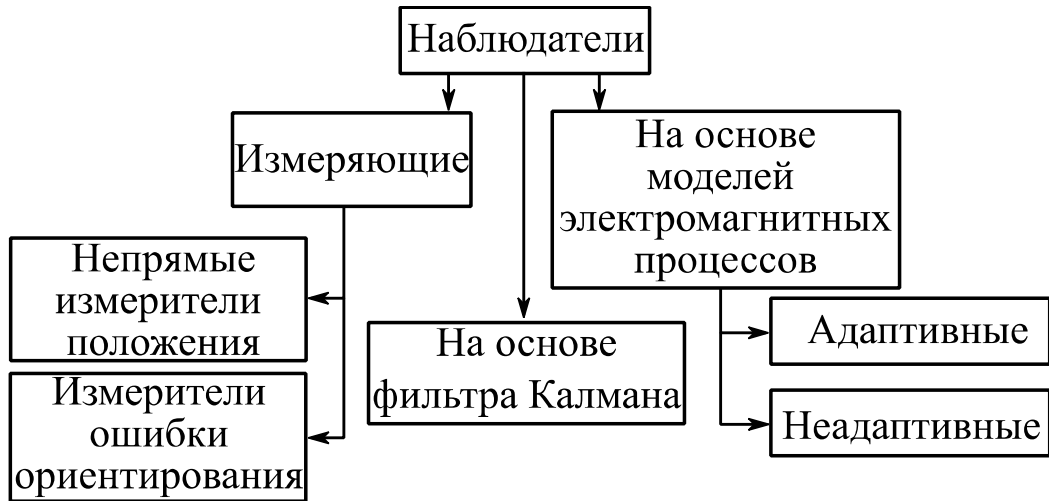


Рисунок 2.15 – Классификация наблюдателей состояния

В качестве опорных алгоритмов рассмотрим способы формирования оценки неизмеряемых переменных состояния на основе фильтра Калмана и адаптивного наблюдателя Люенбергера, которые используют уравнения электромагнитных процессов асинхронного двигателя (АД) [72].

Начнем рассмотрение таких структур с наблюдателя Люенбергера. В основе его лежат уравнения, описывающие внутренние процессы АД, которые могут быть описаны ранее полученной системой ДУ (2.15). Запишем ее в векторно-матричной форме [22]:

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}, \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X}. \end{cases} \quad (2.30)$$

где $\mathbf{X} = [i_{1\alpha} \ i_{1\beta} \ \psi_{2\alpha} \ \psi_{2\beta}]^T$ – вектор состояния объекта; $\mathbf{Y} = [i_{1\alpha} \ i_{1\beta}]^T$ – вектор измеряемых величин; $\mathbf{U} = [U_{1\alpha} \ U_{1\beta}]^T$ – вектор управляющих воздействий; $\mathbf{C} = [\mathbf{E} \ \mathbf{0}]$ – матрица выхода; $\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ – единичная матрица;

$$\mathbf{A}(\omega_r) = \begin{bmatrix} -\frac{R_e(f_{\text{зад}})}{L_e(f_{\text{зад}})} \cdot \mathbf{E} & \frac{A_r(f_{\text{зад}}) \cdot K_r(f_{\text{зад}})}{L_e(f_{\text{зад}})} \cdot \mathbf{E} - \frac{Z_p \cdot K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \omega_r}{L_e(f_{\text{зад}})} \cdot \mathbf{D} \\ K_r(f_{\text{зад}}) \cdot R_2 \cdot \mathbf{E} & -A_r(f_{\text{зад}}) \cdot \mathbf{E} + Z_p \cdot \omega_r \cdot \mathbf{D} \end{bmatrix} \quad \text{– матрица}$$

собственной динамики объекта; $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ – матрица оператора поворота на

90 градусов; $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_e(f_{\text{зад}})} \cdot \mathbf{E} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}$ – матрица управления;

Уравнения настраиваемой модели в соответствии с (2.30) выглядят следующим образом (2.31) [22,93-95]:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\mathbf{X}}}{dt} = \hat{\mathbf{A}} \cdot \hat{\mathbf{X}} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} + \hat{\mathbf{L}} \cdot (\hat{\mathbf{Y}} - \mathbf{Y}), \\ \hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{C} \cdot \hat{\mathbf{X}}. \end{cases} \quad (2.31)$$

где $\hat{\mathbf{X}} = [\hat{i}_{1\alpha} \quad \hat{i}_{1\beta} \quad \hat{\Psi}_{2\alpha} \quad \hat{\Psi}_{2\beta}]^T$ – оценка вектора состояния; $\hat{\mathbf{Y}} = [\hat{i}_{1\alpha} \quad \hat{i}_{1\beta}]^T$ – оценка вектора измеряемых величин;

$$\hat{\mathbf{A}}(\hat{\omega}_r) = \begin{bmatrix} -\frac{R_e(f_{\text{зад}})}{L_e(f_{\text{зад}})} \cdot \mathbf{E} & \frac{A_r(f_{\text{зад}}) \cdot K_r(f_{\text{зад}})}{L_e(f_{\text{зад}})} \cdot \mathbf{E} - \frac{Z_p \cdot K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\omega}_r}{L_e(f_{\text{зад}})} \cdot \mathbf{D} \\ K_r(f_{\text{зад}}) \cdot R_2 \cdot \mathbf{E} & -A_r(f_{\text{зад}}) \cdot \mathbf{E} + Z_p \cdot \hat{\omega}_r \cdot \mathbf{D} \end{bmatrix} -$$

перенастраиваемая матрица собственной динамики.

Для обеспечения глобальной устойчивости алгоритма адаптации, при выполнении отрицательной определенности производной функции Ляпунова, существует аналитически синтезированный закон адаптации (2.32) [93]:

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{Z_p} \cdot \left\{ K_i \cdot \int (\hat{\mathbf{Y}} - \mathbf{Y})^T \cdot \mathbf{D} \cdot \hat{\Psi}_2 dt + K_p \cdot \int (\hat{\mathbf{Y}} - \mathbf{Y})^T \cdot \mathbf{D} \cdot \hat{\Psi}_2 \right\}. \quad (2.32)$$

где $\hat{\Psi}_2 = [\hat{\Psi}_{1\alpha} \quad \hat{\Psi}_{1\beta}]^T$ – оценка вектора потокосцепления; K_i, K_p – интегральный и пропорциональный коэффициент адаптации

Явный вид стабилизирующей добавки (2.33) [93]:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} -\hat{\omega}_r \cdot Z_p \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{L_2(f_{\text{зад}})}{L_c(f_{\text{зад}})} \cdot \mathbf{D} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (2.33)$$

На основе вышенаписанных уравнений была реализована модель наблюдателя в пакете MATLAB Simulink в дискретной форме (2.34).

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{X}}_{k+1} = (\hat{\mathbf{A}} + \mathbf{E}) \cdot \hat{\mathbf{X}}_k + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}_k + \hat{\mathbf{L}}_k \cdot (\hat{\mathbf{Y}}_k - \mathbf{Y}_k), \\ \hat{\mathbf{Y}}_k = \mathbf{C} \cdot \hat{\mathbf{X}}_k. \end{cases} \quad (2.35)$$

где k – номер шага расчета. Также закон адаптации был тоже преобразован в дискретную форму (2.36).

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_{r,k+1} = & \hat{\omega}_{r,k} + \frac{1}{Z_p} \cdot \left\{ K_i \cdot (\hat{\mathbf{Y}}_k - \mathbf{Y}_k)^T \mathbf{D} \cdot \hat{\Psi}_{2,k} + \right. \\ & \left. + K_p \cdot \left[(\hat{\mathbf{Y}}_k - \mathbf{Y}_k)^T \mathbf{D} \cdot \hat{\Psi}_{2,k} - (\hat{\mathbf{Y}}_{k-1} - \mathbf{Y}_{k-1})^T \mathbf{D} \cdot \hat{\Psi}_{2,k-1} \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.36)$$

В качестве альтернативного подхода рассмотрим формирование оценки вектора состояния с помощью фильтра Калмана. Классическим вариантом оценки неизмеряемых переменных состояния стохастической непрерывной системы является расширенный фильтр Калмана. Для нашего случая, математическая модель рассматриваемой системы записывается следующим образом (2.37) [77,78]:

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} + \mathbf{w} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{v} \end{cases}, \quad (2.37)$$

где $\mathbf{X} = [i_{1\alpha} \quad i_{1\beta} \quad \psi_{2\alpha} \quad \psi_{2\beta} \quad \omega_r]^T$ – расширенный вектор переменных состояния

АД с включением угловой скорости вращения вала двигателя; ,

$$\mathbf{A}(\omega_r) = \begin{bmatrix} -\frac{R_e(f_{\text{зад}})}{L_e(f_{\text{зад}})} \cdot \mathbf{E} & \frac{A_r(f_{\text{зад}}) \cdot K_r(f_{\text{зад}})}{L_e(f_{\text{зад}})} \cdot \mathbf{E} - \frac{Z_p \cdot K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \omega_r}{L_e(f_{\text{зад}})} \cdot \mathbf{D} & 0 \\ K_r(f_{\text{зад}}) \cdot R_2 \cdot \mathbf{E} & -A_r(f_{\text{зад}}) \cdot \mathbf{E} + Z_p \cdot \omega_r \cdot \mathbf{D} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{– матрица}$$

параметров собственной динамики объекта; \mathbf{w} – нормальный случайный процесс с нулевым математическим ожиданием $E[\mathbf{w}] = 0$; \mathbf{v} – белый гауссовский шум измерений с нулевым математическим ожиданием $E[\mathbf{v}] = 0$.

Следует отметить, что система (2.37) составлена в предположении о доминирующем значении электромеханической постоянной времени асинхронного двигателя по сравнению со значениями его электромагнитных постоянных. Это предопределяет равенство нулю производной угловой скорости вращения вала АД и, соответственно, появлению нулевых значений компонент матрицы $\mathbf{A}(\omega_r)$ параметров [78].

Для дальнейшей организации вычислительного алгоритма оценки уравнения (2.37) представим в разностной форме (2.38):

$$\begin{cases} \mathbf{X}_k = \mathbf{A}_k \cdot \mathbf{X}_{k-1} + \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{U}_k + \mathbf{w}_k \\ \mathbf{Y}_k = \mathbf{C}_k \cdot \mathbf{X}_k + \mathbf{v}_k \end{cases}, \quad (2.38)$$

где $\mathbf{A}_k = \mathbf{A} \cdot h + \mathbf{I}$ – дискретная матрица параметров собственной динамики; $\mathbf{B}_k = \mathbf{B} \cdot h$ – дискретная матрица параметров управления; $\mathbf{C}_k = \mathbf{C}$ – матрица выхода; h – шаг интегрирования; k – номер отсчета.

Численная реализация алгоритма фильтрации (2.38) состоит из этапа экстраполяции и этапа коррекции [78]. Первоначально запишем модель для экстраполяции (2.39):

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{X}}_{k|k-1} = \mathbf{A}_k \cdot \hat{\mathbf{X}}_{k-1|k-1} + \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{U}_k \\ \mathbf{P}_{k|k-1} = \mathbf{\Phi}_k \cdot \mathbf{P}_{k-1|k-1} \cdot \mathbf{\Phi}_k^T + \mathbf{Q}_k \end{cases}, \quad (2.39)$$

где $\hat{\mathbf{X}}_{k-1|k-1}$ – апостериорная оценка вектора переменных состояния; $\hat{\mathbf{X}}_{k|k-1}$ – априорная оценка вектора переменных состояния; $\mathbf{P}_{k-1|k-1} = \text{cov}(\mathbf{X}_{k-1} - \hat{\mathbf{X}}_{k-1|k-1})$ – апостериорная ковариационная матрица вектора переменных состояния, включающая в себя оценку дисперсий погрешности вычисленного состояния; $\mathbf{P}_{k|k-1} = \text{cov}(\mathbf{X}_k - \hat{\mathbf{X}}_{k|k-1})$ – априорная ковариационная матрица вектора переменных состояния; $\mathbf{\Phi}_k = \left(\frac{\partial}{\partial \mathbf{X}} (\mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}) \Big|_{\mathbf{X} = \hat{\mathbf{X}}_{k|k-1}} \right) \cdot h + \mathbf{I}$ – дискретизированная матрица собственной динамики линеаризованной системы уравнений (2.38), где производная матрицы по векторному аргументу

представляет собой матрицу Якоби; $\mathbf{Q}_k = \text{cov}(\mathbf{w}_k) = E[\mathbf{w}_k \cdot \mathbf{w}_k^T]$ – ковариационная матрица процесса. При некоррелируемых случайных величинах она преобразуется в диагональную матрицу $\mathbf{Q}_k = \text{diag}(\sigma_x^2)$, на главной диагонали которой располагаются дисперсии компонент вектора переменных состояния. После экстраполяции производится коррекция согласно следующим уравнениям (2.40) []:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{X}}_{k|k} = \hat{\mathbf{X}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k \cdot \tilde{\mathbf{Y}}_k \\ \mathbf{P}_{k|k} = (\mathbf{E} - \mathbf{K}_k \cdot \mathbf{H}_k) \cdot \mathbf{P}_{k|k-1} \end{cases}, \quad (2.40)$$

где $\mathbf{H}_k = \frac{\partial}{\partial \mathbf{X}} (\mathbf{C} \cdot \mathbf{X})|_{\mathbf{X}=\hat{\mathbf{X}}_{k-1|k-1}}$ – линеаризованная матрица выхода;

$\tilde{\mathbf{Y}}_k = \mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k \cdot \hat{\mathbf{X}}_{k|k-1}$ – отклонение вектора измеряемых величин и его оценки;

$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1} \cdot \mathbf{H}_k^T \cdot \mathbf{S}_k^{-1}$ – оптимальная по Калману матрица усиления отклонения

вектора измеряемых величин; $\mathbf{S}_k = \mathbf{H}_k \cdot \mathbf{P}_{k|k-1} \cdot \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k = \text{cov}(\tilde{\mathbf{Y}}_k)$ –

ковариационная матрица вектора отклонения; $\mathbf{R}_k = \text{cov}(\mathbf{v}_k) = [\mathbf{v}_k \cdot \mathbf{v}_k^T]$ –

ковариационная матрица шума измерений; \mathbf{E} – единичная матрица.

Для сравнения выше представленных алгоритмов в составе скалярной системы управления были написаны в соответствии с уравнениями (2.30-2.40) S-функции на языке С. Работа вычислительных алгоритмов исследовались на выходных данных с шумовой составляющей и без нее. В качестве шумовой составляющей использовалось Гауссово стандартное распределение. Амплитуда шума составляла не более 10% от полезного сигнала. Коэффициенты закона адаптации (2.32) при использовании наблюдателя Люенбергера подбирались экспериментально из условия минимума модуля разности оцениваемых величин в среднем. Ковариационные матрицы при использовании фильтра Калмана настраивались экспериментально исходя из минимума среднего значения абсолютной ошибки (2.41) [77].

$$\eta_x = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \frac{|x_j(t_j) - \hat{x}_j(t_j)|}{|x_j(t_j)|}, \quad (2.41)$$

В таблицах 2.1, 2.2 приведены значения ошибок оценивания компонент вектора переменных состояния по исходным данным без шумов и с ними соответственно, рассчитанные по формуле (2.32). Принятые обозначения: НЛ – наблюдатель Люенбергера; ФК – наблюдатель на основе фильтра Калмана.

В интервале времени 0,2-0,35 секунды к электродвигателю подключается ступенчатая нагрузка, равная номинальной насосной нагрузке в случае работы на частоте 50 Гц и равная 10% от номинальной нагрузки в случае запуска на частоте 1 Гц. Во временном интервале 0,35-0,5 секунды происходит сброс приложенной ранее нагрузки (рисунок 2.16-2.19).

Таблица 2.1 - Ошибки оценивания без введения шумовой компоненты в каналы измерения

	Параметры схемы замещения увеличены на 10%						Параметры схемы замещения уменьшены на 10%						
	$\omega_r, \%$		$ \mathbf{I}_1 , \%$		$ \mathbf{\Psi}_2 , \%$		$\omega_r, \%$		$ \mathbf{I}_1 , \%$		$ \mathbf{\Psi}_2 , \%$		
Время, с	НЛ	ФК	НЛ	ФК	НЛ	ФК	Время, с	НЛ	ФК	НЛ	ФК	НЛ	ФК
0-0,2 с (Пуск 50 Гц)	110,4	31,98	2,600	2,542	11,99	30,82	0-0,2 с (Пуск 50 Гц)	81,08	32,94	5,578	0,571	22,41	14,65
0,2-0,35 с	0,180	0,492	2,196	0,169	4,499	1,248	0,2-0,35 с	0,934	0,516	4,343	0,184	6,084	0,747
0,35-0,5 с	0,186	0,480	3,795	0,240	5,275	0,564	0,35-0,5 с	0,343	0,257	4,024	0,131	5,623	0,599
0-0,2 с (Пуск 1 Гц)	338,9	116,6	3,969	1,301	3,456	55,15	0-0,2 с (Пуск 1 Гц)	203,9	85,22	7,960	0,987	15,99	21,18
0,2-0,35 с	0,635	5,046	4,318	0,343	5,451	5,576	0,2-0,35 с	2,429	0,805	3,346	0,114	4,922	1,386
0,35-0,5 с	0,992	1,074	3,714	0,132	5,519	2,665	0,35-0,5 с	4,080	1,517	2,939	0,144	5,727	2,488

Таблица 2.2 - Ошибки оценивания с шумами в каналах измерения

	Параметры схемы замещения увеличены на 10%						Параметры схемы замещения уменьшены на 10%						
	$\omega_r, \%$		$ \mathbf{I}_1 , \%$		$ \Psi_2 , \%$		Время, с	$\omega_r, \%$		$ \mathbf{I}_1 , \%$		$ \Psi_2 , \%$	
Время, с	НЛ	ФК	НЛ	ФК	НЛ	ФК		НЛ	ФК	НЛ	ФК	НЛ	ФК
0-0,2 с (Пуск 50 Гц)	147,5	31,89	5,978	2,594	12,65	30,88	0-0,2 с (Пуск 50 Гц)	167,9	32,47	7,023	1,799	21,08	14,93
0,2-0,35 с	1,211	0,490	6,389	0,349	4,558	1,225	0,2-0,35 с	1,144	0,515	6,909	1,443	5,939	0,768
0,35-0,5 с	1,104	0,482	6,577	0,490	5,339	0,559	0,35-0,5 с	1,585	0,259	6,929	1,498	5,559	0,621
0-0,2 с (Пуск 1 Гц)	375,7	118,6	4,038	1,303	3,423	55,33	0-0,2 с (Пуск 1 Гц)	293,2	79,68	7,967	0,927	15,93	19,18
0,2-0,35 с	3,215	5,055	4,300	0,345	5,427	5,585	0,2-0,35 с	3,775	0,908	3,325	0,183	4,898	1,484
0,35-0,5 с	3,821	1,080	3,689	0,154	5,559	2,668	0,35-0,5 с	5,107	1,514	2,921	0,168	5,760	2,479

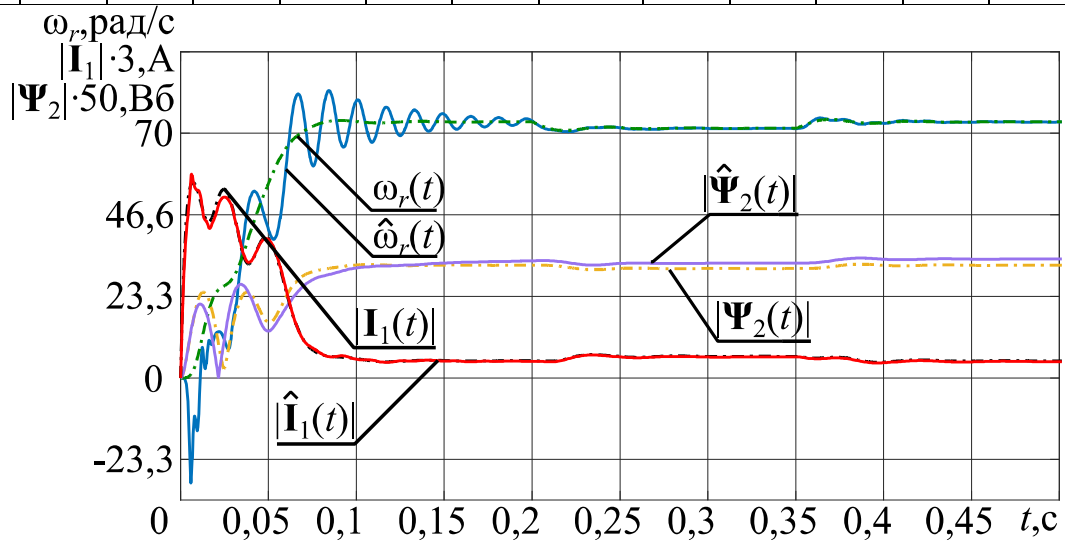


Рисунок 2.16 – Переходные процессы угловой скорости $\omega_r(t)$ и ее оценки $\hat{\omega}_r(t)$; модуля обобщенного вектора тока статора $|\mathbf{I}_1(t)|$ и его оценки $|\hat{\mathbf{I}}_1(t)|$; модуля обобщенного вектора потокосцепления ротора $|\Psi_2(t)|$ и его оценки $|\hat{\Psi}_2(t)|$ при использовании НЛ

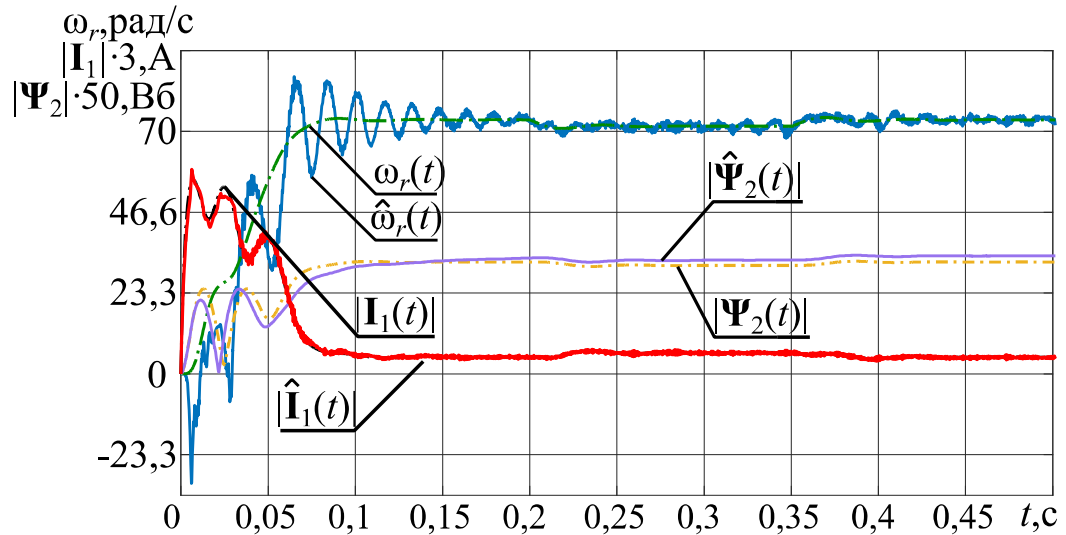


Рисунок 2.17 – Переходные процессы угловой скорости $\omega_r(t)$ и ее оценки $\hat{\omega}_r(t)$; модуля обобщенного вектора тока статора $|I_1(t)|$ и его оценки $|\hat{I}_1(t)|$; модуля обобщенного вектора потокосцепления ротора $|\Psi_2(t)|$ и его оценки $|\hat{\Psi}_2(t)|$ при использовании НЛ с добавлением гауссовых шумов в каналы измерения с SNR не более 20,83Дб

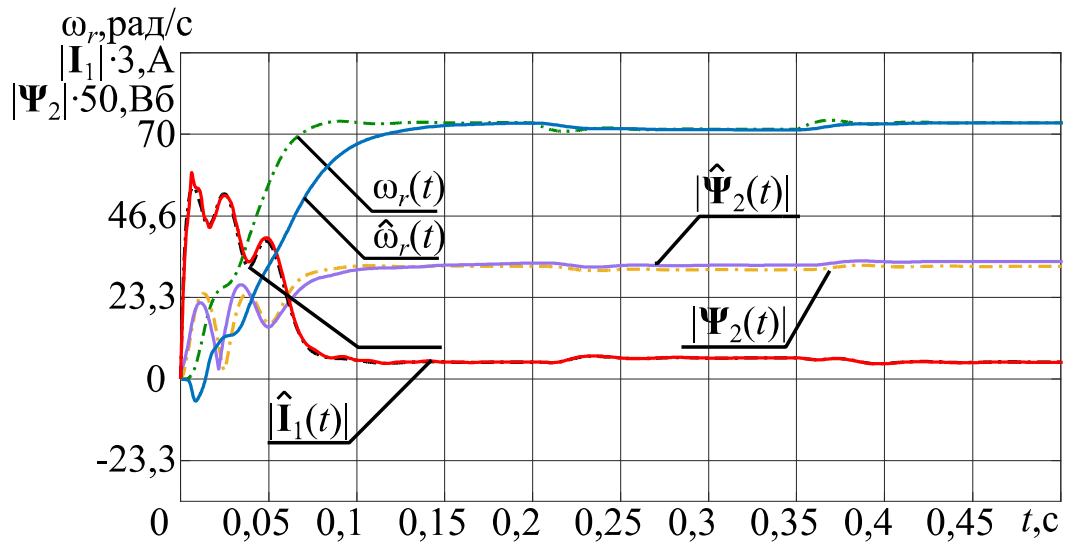


Рисунок 2.18 – Переходные процессы угловой скорости $\omega_r(t)$ и ее оценки $\hat{\omega}_r(t)$; модуля обобщенного вектора тока статора $|I_1(t)|$ и его оценки $|\hat{I}_1(t)|$; модуля обобщенного вектора потокосцепления ротора $|\Psi_2(t)|$ и его оценки $|\hat{\Psi}_2(t)|$ при использовании ФК

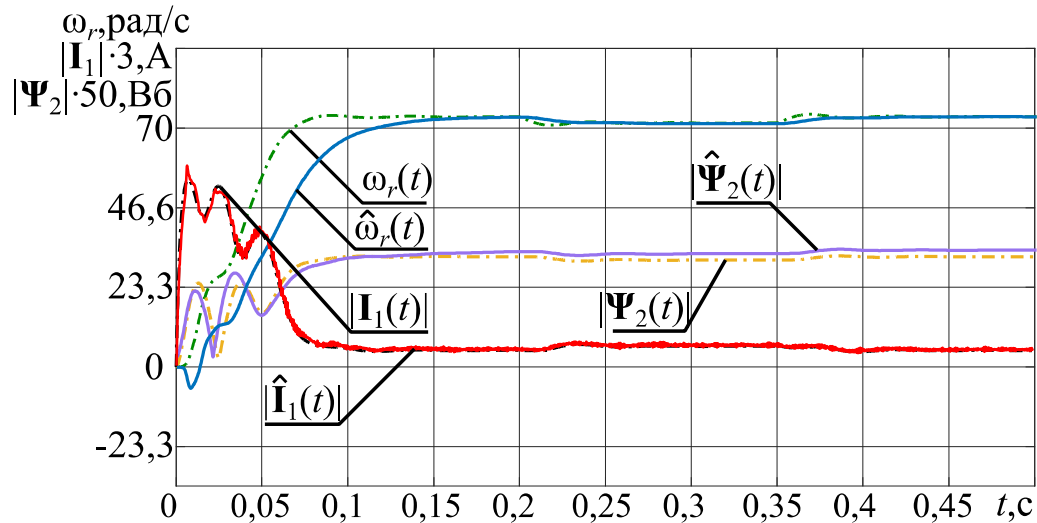


Рисунок 2.19 – Переходные процессы угловой скорости $\omega_r(t)$ и ее оценки $\hat{\omega}_r(t)$; модуля обобщенного вектора тока статора $|I_1(t)|$ и его оценки $|\hat{I}_1(t)|$; модуля обобщенного вектора потокосцепления ротора $|\Psi_2(t)|$ и его оценки $|\hat{\Psi}_2(t)|$ при использовании НЛ с добавлением гауссовых шумов в каналы измерения с SNR не более 20,83Дб

Анализ вышеприведенных данных показал, что во всех режимах работы оценка вектора тока лучше при использовании ФК. Аналогичный вывод можно сделать и про оценку вектора потокосцепления за исключением моментов пуска, где расхождение ошибок может быть больше, чем в 10 раз. Похожая тенденция наблюдается и при оценке угловой скорости. Точность вычисления при использовании ФК безусловно выше, но местами бывают и эксцессы. Так, например, при пуске на номинальную скорость (в интервале 0,35-0,5 с) без наложения шумовой составляющей в каналы измерения с увеличенными параметрами схемы замещения, оценка ФК хуже, чем у НЛ в 2,58 раз, чего не наблюдается в аналогичных модельных экспериментах при уменьшении параметров двигателя и при наличии помех в сигналах тока и напряжения.

Помимо исследования работы наблюдателей в составе скалярной системы управления, также были проведены эксперименты над работой бездатчикового электропривода под управлением векторной системы при

отработке следующих режимов, используя S-задатчик интенсивности задания частоты вращения АД:

- 1 режим – пуск двигателя до номинального значения ω_n частоты вращения;
- 2 режим – работа на номинальной частоте вращения ω_n ;
- 3 режим – уменьшение частоты вращения до $0,5 \cdot \omega_n$;
- 4 режим – работа с частотой вращения $0,5 \cdot \omega_n$;
- 5 режим - уменьшение частоты вращения до $0,1 \cdot \omega_n$;
- 6 режим – работа с частотой вращения $0,1 \cdot \omega_n$;
- 7 режим – торможение и остановка двигателя.

Для вычисления относительной ошибки ξ_ω воспользуемся следующим соотношением (2.42):

$$e_\omega = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \frac{|\omega_s(t_i) - \omega_r(t_i)|}{|\omega_r(t_i)|}, \quad (2.42)$$

где $\omega_s(t_i)$ – задающее значение скорости; $\omega_r(t_i)$ – текущее значение угловой скорости вращения вала двигателя; M – количество точек массива.

Таблица 2.3 показывает значения относительных ошибок регулирования при работе векторной системы управления, замкнутой по оценке угловой скорости. Значения получены при помощи формулы (2.42)

Таблица 2.3 - Ошибки регулирования при использовании бездатчиковой векторной системы управления

Режим	НЛ e_ω , %	ФК e_ω , %
1	22,86	5,692
2	0,246	0,274
3	0,668	0,243
4	0,891	0,172
5	3,580	0,425
6	3,157	0,294
7	4,107	2,024

Исходя из полученных количественных данных, сведённых в таблицу 2.4, можно сделать вывод, что незначительно лучше в номинальном режиме работы электропривода себя показывает НЛ, так как его относительная ошибка на 11,3 % меньше, чем ошибка в аналогичном режиме работы, полученная при вычислении по алгоритму фильтра Калмана. Несмотря на это, в остальных 6-ти режимах работы двигателя существенный выигрыш в качестве оценки имеет ФК. Так, например, абсолютный максимум разности ошибок виден в статике на скорости $0,1 \cdot \omega_n$, где ξ_ω ФК в 10,74 раза меньше, чем у НЛ. Это связано в первую очередь с тем, что закон адаптации угловой скорости НЛ имеет фиксированную структуру с постоянными параметрами пропорциональной и интегральной части в отличие от постоянно меняющейся матрицы \mathbf{K}_k , компоненты которой оптимальны и позволяют получить лучшую оценку в условиях зашумленности сигнала. Однако «платой» за лучшее качество является обилие матричных операций и сложность подбора семи ковариаций в отличие от НЛ, где нужно настроить лишь два параметра закона адаптации. В связи с этим далее акцент будет сделан именно на использование наблюдателя Люенбергера.

Для оценки корректности этого алгоритма, при изменении коэффициентов закона адаптации (2.32), было произведено ряд модельных экспериментов с априорным отклонением значений схемы замещения на $\pm 10\%$. Ошибка оценки вычислялась с помощью выражения (2.42) []. В результате получены поверхности $e_\omega(K_p, K_i)$, которые представлены на рисунках 2.20 - 2.29 при разных частотах задания.

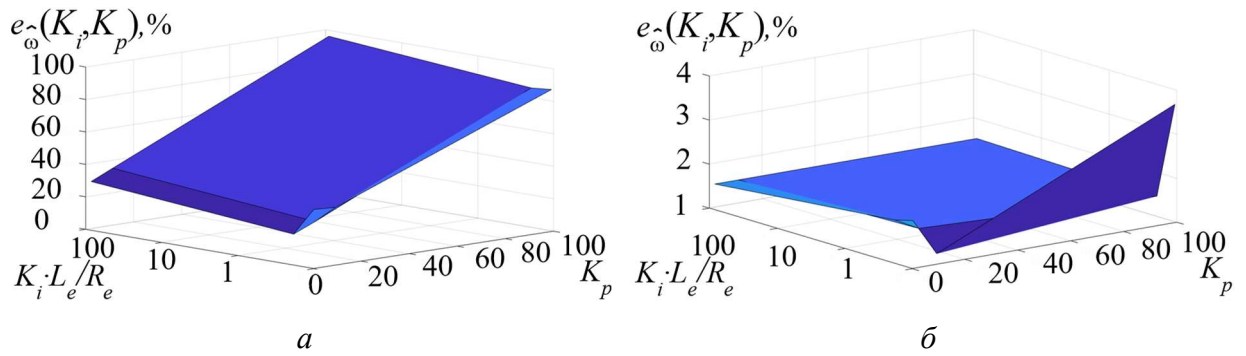


Рисунок 2.20 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при увеличении параметров схемы замещения на 10 % и частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = f_{\text{н}}$ в динамике (а); в статике (б)

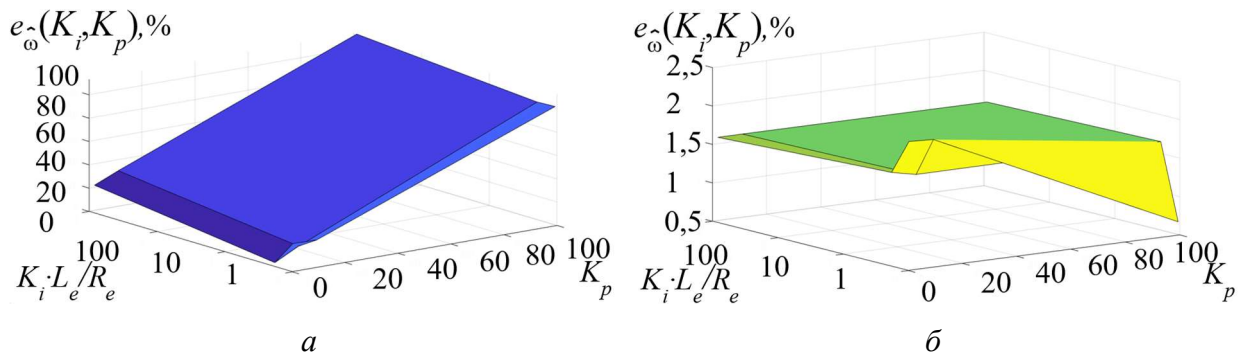


Рисунок 2.21 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при уменьшении параметров схемы замещения на 10 % и частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = f_{\text{н}}$ в динамике (а); в статике (б)

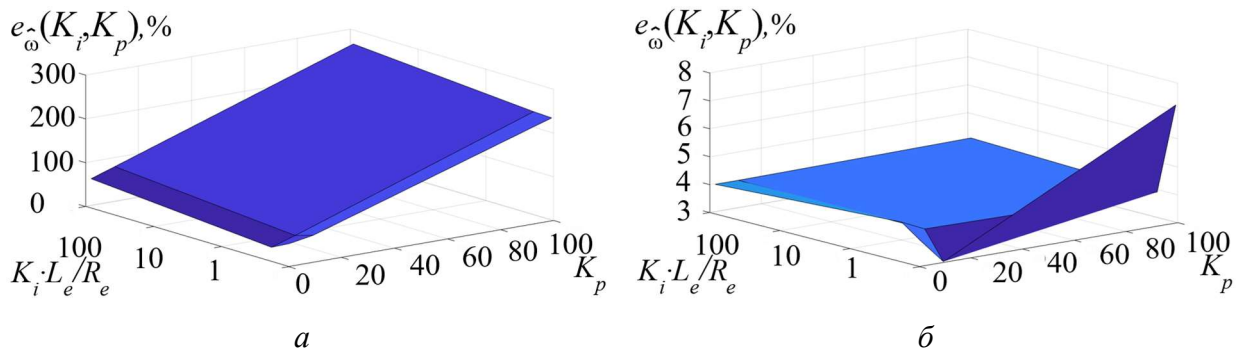


Рисунок 2.22 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при увеличении параметров схемы замещения на 10 % и частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = 5/6 \cdot f_{\text{н}}$ в динамике (а); в статике (б)

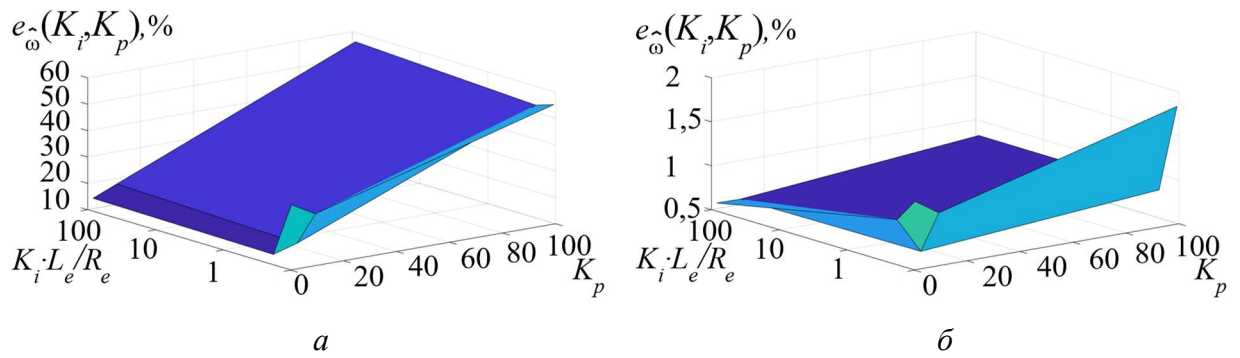


Рисунок 2.23 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при уменьшении параметров схемы замещения на 10 % и частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = 5/6 \cdot f_{\text{н}}$ в динамике (а); в статике (б)

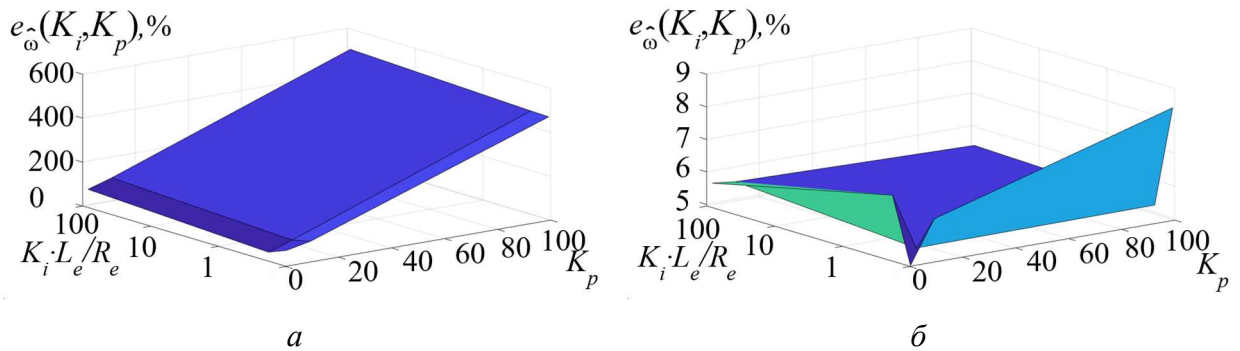


Рисунок 2.24 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при увеличении параметров схемы замещения на 10 % и частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = 2/3 \cdot f_{\text{н}}$ в динамике (а); в статике (б)

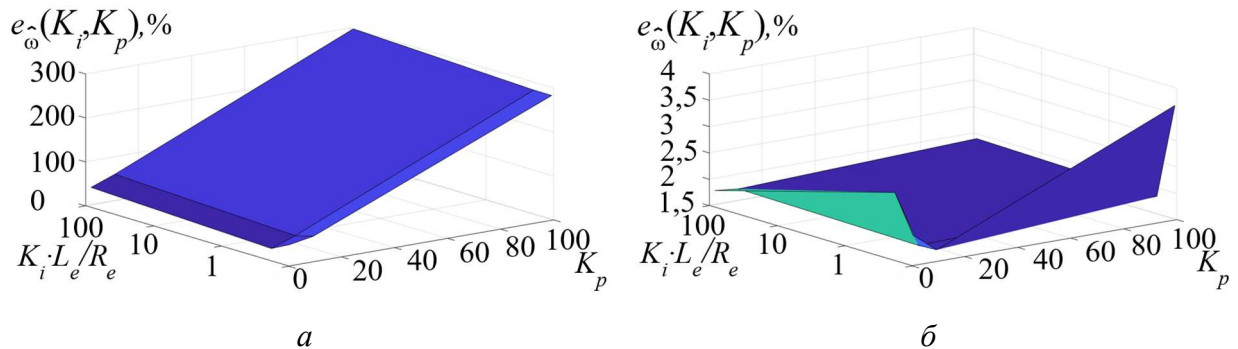


Рисунок 2.25 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при уменьшении параметров схемы замещения на 10 % и частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = 2/3 \cdot f_{\text{н}}$ в динамике (а); в статике (б)

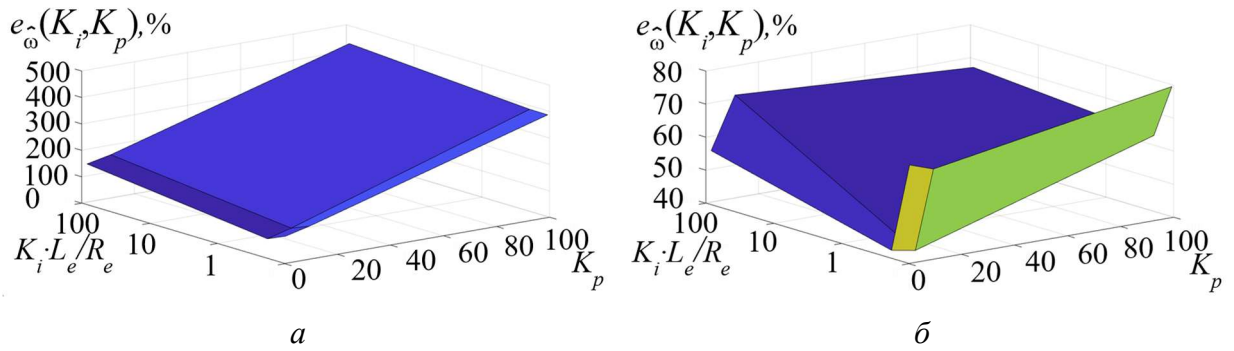


Рисунок 2.26 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при увеличении параметров схемы замещения на 10 % и частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = 1/2 \cdot f_{\text{н}}$ в динамике (а); в статике (б)

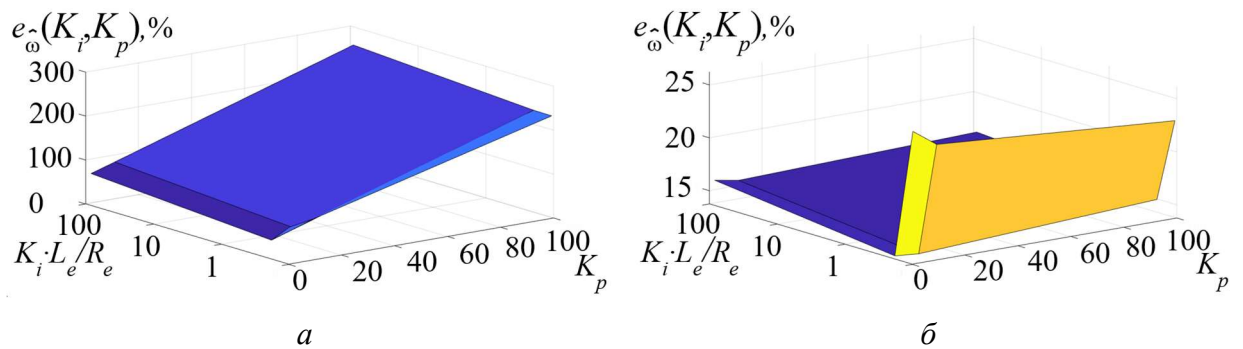


Рисунок 2.27 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при уменьшении параметров схемы замещения на 10 % и частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = 1/2 \cdot f_{\text{н}}$ в динамике (а); в статике (б)

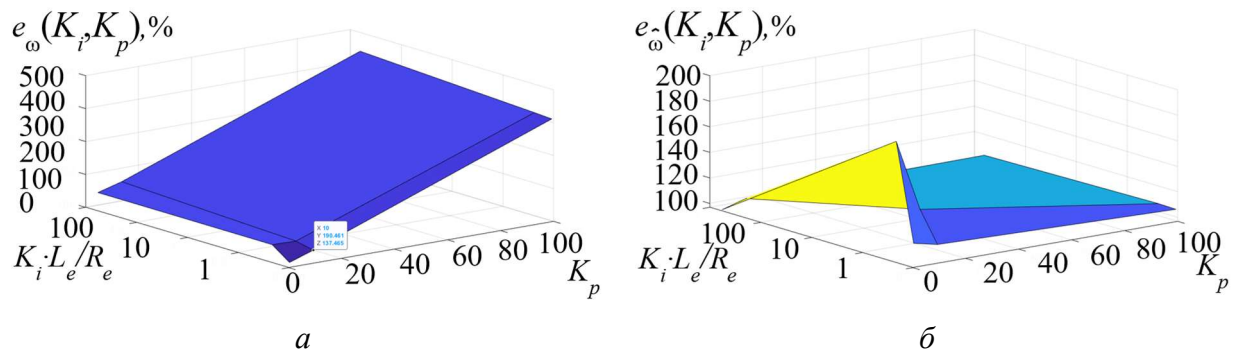


Рисунок 2.28 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при увеличении параметров схемы замещения на 10 % и частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = 1/3 \cdot f_{\text{н}}$ в динамике (а); в статике (б)

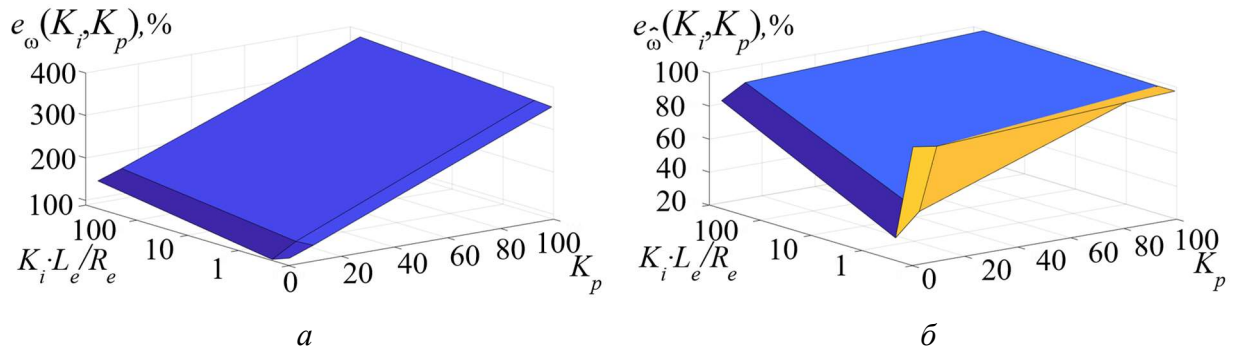


Рисунок 2.29 – $e_{\omega}(K_p, K_i)$ при уменьшении параметров схемы замещения на 10 % и частоте питающего напряжения $f_{\text{зад}} = 1/3 \cdot f_{\text{н}}$ в динамике (а); в статике (б)

Исходя из результатов, можно сделать вывод о том, что чем ближе частота питающего напряжения к номинальной, тем лучше оценка в статике и динамике. Хорошее качество оценки можно увидеть в режимах $f_{\text{зад}} = f_{\text{н}}$, $f_{\text{зад}} = 5/6 \cdot f_{\text{н}}$, $f_{\text{зад}} = 2/3 \cdot f_{\text{н}}$, где в статике ошибка оценки не превышает 8%. При удачной настройке параметров закона адаптации в динамике ошибка не превышает 20% для этих частот. Более того, исходя из полученных поверхностей ошибок, возможно найти локальный минимум, который как правило находится в окрестности наименьших значений пропорциональной части регулятора. При снижении частоты, вплоть до $f_{\text{зад}} = 1/3 \cdot f_{\text{н}}$ наблюдается увеличение ошибки оценки, которая местами может превышать 100%. Закономерно то, что чем больше интегральная и пропорциональная часть регулятора, тем больше становится ошибка в динамике. Также, стоит отметить то, что полученные поверхности в большинстве своем не обладают свойством монотонности, что может вызывать неоднозначную работу наблюдателя при его настройке.

2.5 Выводы

Таким образом, предложено введение нелинейной коррекции на основе экспериментальных данных. Корректирующие значения интерполируются с помощью многочлена Лагранжа. Полученная функция частоты учитывает изменение проводимости магнитного материала от частоты задания. Значение узлов такой коррекции вычисляются с помощью экспертной оценки.

В программном комплексе Matlab Simulink созданы имитационные модели скалярной и векторной системы управления, на базе которых произведен анализ разных подходов к синтезу модулированного напряжения АИН. Показано что наилучшим решением для создания системы управления, обеспечивающей оптимальный спектральный состав выходных токов и напряжений, является использование несущего сигнала вида «вверх-вниз» и модулирующего с «плавающим» потенциалом. Однако при таком способе модуляции стоит обратить внимание на тепловыделение силового модуля по причине увеличенного количества коммутаций ключей, а как следствие и повышенных динамических потерь на ~33%.

Проведено описание векторной и скалярной системы управления. С теоретической точки зрения векторная система может дать лучший КГИ за счет двухконтурной токовой системы по координатам (d, q) с высокой полосой пропускания. На малых частотах вращения (до 1Гц) за счет такой системы регулирования формируемый ток двигателя будет близок к синусоиде, что дает в перспективе лучшие вибро-шумовые характеристики. Однако в большинстве промышленных объектов регулирования с небольшим диапазоном регулирования такого задания на частоту просто не будет. Более того в векторной системе управления существует необходимость в точной идентификации параметров двигателя, которые изменяются с нагревом двигателя. При существенной ошибке возникает дрейф ориентации потокосцепления, что приводит к повышению пульсаций электромагнитного момента и как следствие к увеличению вибрации.

Подытоживая, для электропривода с диапазоном регулирования 1:5 скалярная система управления обеспечивает оптимальный баланс надёжности, простоты эксплуатации и качества работы. Теоретическое преимущество векторного управления по КГИ на малых частотах не реализуется в данном диапазоне, а его сложность и чувствительность к параметрам двигателя создают избыточные риски для долгосрочной эксплуатации. Выбор скалярной системы — обоснованное инженерное решение, а не компромисс.

Также рассмотрены основные подходы к вычислению неизмеряемых компонент вектора состояния электропривода. Показано, что фильтр Калмана обеспечивает лучшую оценку по сравнению с наблюдателем Люенбергера, однако ввиду обилия матричных операций предпочтение отдано последнему. Также получены разностные схемы цифрового наблюдателя, опирающегося на модернизированную систему уравнений электромагнитных процессов. Показано, что при отклонениях расчётных параметров схемы замещения, в широких диапазонах значений пропорциональной и интегральной части закона адаптации, алгоритм ведёт себя устойчиво.

Результаты исследования показывают, что при увеличении коэффициентов адаптации ошибка в оценке угловой скорости становится настолько большой, что процедуру оценки нельзя считать адекватной. Тем не менее, в ходе исследования были выявлены локальные минимумы ошибок, на которые следует настраиваться при решении конкретных задач управления. Интересно, что наиболее точные оценки угловой скорости получались в области высоких частот питающего напряжения.

ГЛАВА 3. АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ АЭП С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ВЫХОДНОМУ НАПРЯЖЕНИЮ АИН

3.1 Структура адаптивного регулятора напряжения с использованием наблюдателей состояния

В последние годы импульсная техника широко интегрируется в состав асинхронных электроприводов в связи с развитием микропроцессорной техники [92]. Но подобные новшества порождают ряд проблем, связанных с обеспечением высоких требований по виброшумовым характеристикам комплектного электропривода. Также при использовании подобных решений возникают повышенные тепловые потери в электрической машине и эффекты старения изоляции обмоток статора [5]. Безусловно, вышеописанные эффекты в некоторой степени можно ослабить путем введения в силовую часть асинхронного электропривода фильтрующих устройств, но действие их ограничено по причине массогабаритных и тепловых ограничений, наложенных на дроссели и конденсаторы фильтра, что обуславливает закономерное расширение полосы пропускания этих устройств.

В качестве дополнительных мер можно использовать некоторые алгоритмические приёмы - оптимизация вольт-частотной характеристики задания; введение зависимости несущей частоты широтно-импульсного модулятора, управляющего автономным инвертором, от режима работы электропривода [5]. Однако, как показывает практика, подобные процедуры не всегда дают удовлетворительный результат для гарантированного улучшения спектрального состава выходных токов мостового преобразователя и улучшения виброшумовых характеристик электропривода при сохранении показателей качества регулирования ввиду отсутствия обратной связи по выходному напряжению преобразователя. В связи с этим весьма актуальна организация такого управления, которая позволяла бы контролировать координаты регулирования и помимо этого совершенствовать

спектральный состав и, как следствие, виброшумовые характеристики электропривода.

Один из подобных современных методов управления автономным инвертором является метод прогнозирующих моделей [96]. Несмотря на гибкость подхода к настройке параметров качества регулирования выходного напряжения сам метод обладает существенным недостатком – несущая частота коммутаций силовых ключей является величиной переменной, что накладывает сложности при проектировании силовых частей преобразователя, обеспечения тепловых режимов дросселей и конденсаторов, а также получения нормальной электромагнитной обстановки внутри и вне корпуса прибора. Описанные проблемы проектирования также присущи и к системам работающих под управлением регуляторов в скользящем режиме [97].

Интересной альтернативой является метод активной фильтрации и компенсации высших гармоник в основе которого лежит дискретное преобразование Фурье. Метод весьма эффективен, но требователен к вычислительному устройству [98]. В условиях импортозамещения продукции и применения отечественных контроллеров, с возможностью их работы в осложненных условиях, не найдется такого устройства который бы могло осуществлять подобные вычисления даже после их существенной оптимизации.

Поэтому в настоящей работе предлагается использование импульсного преобразователя, замкнутого по выходному напряжению, который питает асинхронный двигатель, с использованием оригинального подхода к синтезу регулятора напряжения, который позволяет минимизировать описанные выше негативные эффекты и сократить количество дополнительных мер при организации управления этим преобразователем. Структура регулятора представлена на рисунке 3.1.

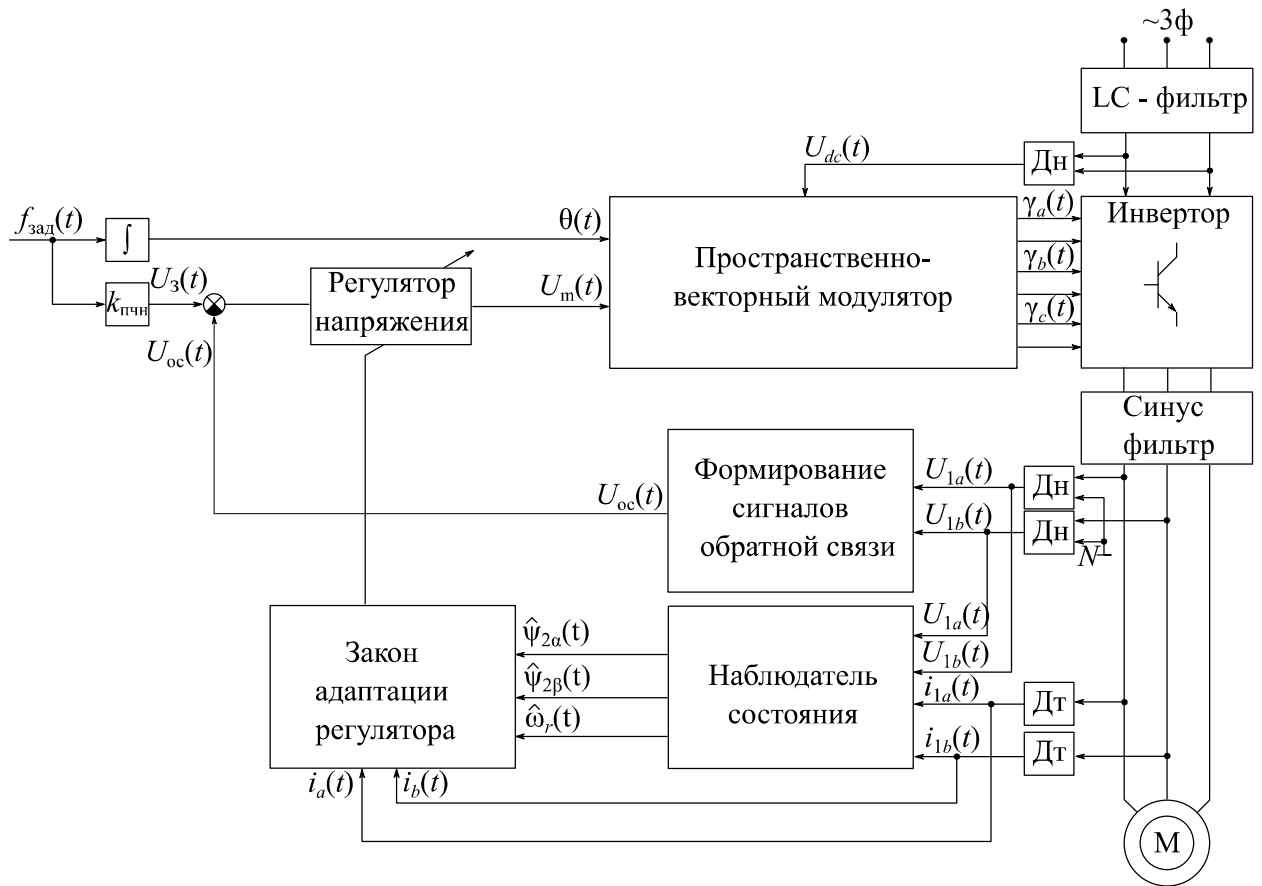


Рисунок 3.1 – Структура АЭП с адаптивным регулятором напряжения

Принятые обозначения: $U_3(t)$ - сигнал задания на величину амплитуды выходного напряжения АИН; $U_{oc}(t)$ - сигнал обратной связи, формируемый как $U_{oc}(t) = \sqrt{U_{1\alpha}^2(t) + U_{1\beta}^2(t)}$, где $U_{1\alpha}(t) = U_{1a}(t)$ и $U_{1\beta}(t) = \frac{U_{1a}(t) + 2U_{1b}(t)}{\sqrt{3}}$ - проекции обобщенного вектора напряжения в координатной системе $\alpha\beta$; $U_{1a}(t)$, $U_{1b}(t)$ - измеряемые фазные напряжения; $k_{ПЧН}$ - коэффициент усиления передаточной функции частота-напряжение; $U_m(t)$ - сигнал задания, являющийся продуктом работы регулятора напряжения, передаваемый на пространственно-векторный модулятор с целью формирования модулирующих сигналов $U_{m.1\alpha}(t)$, $U_{m.1\beta}(t)$ в координатах $\alpha\beta$; $\theta(t) = \int f_{зад}(t) dt$ - формируемый электрический угол; $i_{1a}(t)$, $i_{1b}(t)$ - измеряемые фазные токи; $i_{1\alpha}(t) = i_{1a}(t)$ и $i_{1\beta}(t) = \frac{i_{1a}(t) + 2i_{1b}(t)}{\sqrt{3}}$ - проекции обобщенного вектора тока в стационарной системе координат; $\hat{\psi}_{2\alpha}(t)$, $\hat{\psi}_{2\beta}(t)$ -

оценка вектора потокосцепления ротора в стационарной системе координат;

$\hat{\omega}_r(t)$ - оценка угловой скорости вращения двигателя

Из вышеприведенной структуры (рисунок 3.1) видно, что регулятор имеет многосоставную структуру, а именно: основной регулятор напряжения и структуры адаптации. Рассмотрим подход к конструированию каждой из частей регулятора.

3.2 Методика синтеза параметров закона регулирования и адаптации

3.2.1 Методика синтеза базового регулятора на основе денормированных полиномов

В качестве реперной точки для настройки параметров регулятора, представленного на рисунке 3.1 возьмем упрощенную структуру, представленную на рисунке 3.2. По силовому тракту она включает в себя синус-фильтр (СФ), автономный инвертор напряжения, LC-фильтр по сети постоянного напряжения.

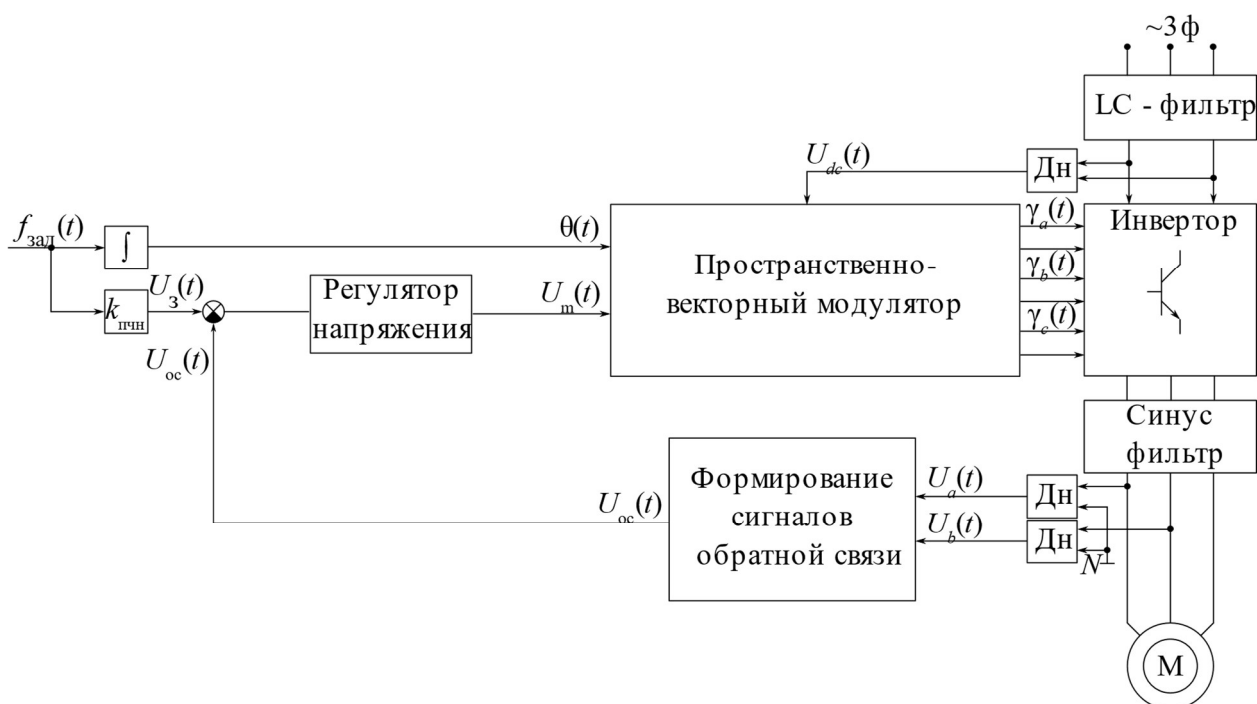


Рисунок 3.2 – Упрощенная структура рассматриваемого электропривода

Объектом управления в структуре, представленной на рисунке 3.2, является АИН, который представляет собой звено запаздывания в чистом виде. Для упрощения процедуры синтеза регулятора передаточную функцию можно разложить в ряд Тейлора и в первом приближении использовать первые его члены [99]:

$$W_{\text{аин}} = k_{\text{аин}} e^{-pT_{\text{аин}}} \approx \frac{k_{\text{аин}}}{1 + T_{\text{аин}} p}, \quad (3.1)$$

где $k_{\text{аин}}$ - коэффициент усиления АИН; $T_{\text{аин}} = \frac{1}{3f_{\text{ШИМ}}}$ - постоянная времени инвертора, которая зависит от частоты ШИМ $f_{\text{ШИМ}}$.

В свою очередь СФ описывается колебательным звеном, так как содержит в себе два реактивных элемента.

$$W_{\phi} = \frac{k_{\phi}}{k_{\phi} + \zeta p + p^2}, \quad (3.2)$$

где $k_{\phi} = \frac{1}{L_{\phi} C_{\phi}}$, $\zeta = \frac{R_{\phi}}{L_{\phi}}$ - коэффициенты передаточной функции СФ; L_{ϕ} , C_{ϕ} , R_{ϕ} - индуктивность, емкость и сопротивление СФ.

Помимо всего в контуре обратной связи находятся ДН, которые тоже можно представить как звено чистого запаздывания с некоторым усилением. Однако, стоит отметить, что современные датчики, применяемые в разработках актуальных приборов, имеют весьма широкую полосу пропускания (от 100 кГц). Данный факт обуславливает возможность упрощения и приведения передаточной функции ДН к обычному звену усиления:

$$W_{\text{дн}} = k_{\text{дн}} e^{-pT_{\text{дн}}} \approx \frac{k_{\text{дн}}}{1 + T_{\text{дн}} p} \approx k_{\text{дн}}, \quad (3.3)$$

где $k_{\text{дн}}$ - коэффициент усиления ДН; $T_{\text{дн}}$ - постоянная времени задержки ДН.

Для непосредственной процедуры настройки регулятора зададимся итоговой передаточной функцией замкнутой системы, коэффициенты

характеристического полинома которой и будут обеспечивать необходимую динамику регулирования:

$$W_{\text{анн.з}} = \frac{1}{B^*(p)}, \quad (3.4)$$

где $B^*(p)$ - ненормированный полином, характеризующий расположение полюсов системы на комплексной плоскости. В его качестве могут выступать различные варианты, например, такие как полиномы Баттерворда, Ньютона, Бесселя, Чебышева и другие [100].

Для получения итогового выражения передаточной функции базового регулятора необходимо привести систему к форме с единичной обратной связью, что в конечном счете дает следующее выражение, исходя из (3.4):

$$W_{\text{рег}}(p) = \left[W_{\text{об}}(B^*(p) - 1) \right]^{-1}, \quad (3.5)$$

где $W_{\text{об}} = \frac{k_{\text{анн}}}{1 + T_{\text{анн}}p} \cdot \frac{k_{\phi}k_{\text{дн}}}{k_{\phi} + \zeta p + p^2} = \frac{R}{T_3p^3 + T_2p^2 + T_1p + T_0}$ - эквивалентная

передаточная функция разомкнутого объекта управления, полученная благодаря (3.1-3.3). В результате постоянные времени и коэффициент усиления $W_{\text{об}}$ выражаются как $T_3 = T_{\text{анн}}, T_2 = T_{\text{анн}}\zeta + 1, T_1 = T_{\text{анн}}k_{\phi} + \zeta, T_0 = k_{\phi}$ и $R = k_{\text{анн}}k_{\phi}k_{\text{дн}}$.

Как было отмечено выше - передаточная функция объекта имеет третий порядок, следовательно, для физической реализуемости регулятора необходимо использование нормированного полинома с порядком не менее, чем у объекта управления. Для примера проведем синтез системы, используя полином 3-го порядка $B^*(p) = \gamma^3 p^3 + \gamma^2 A_2 p^2 + \gamma A_1 p + 1$, где A_1 и A_2 - коэффициенты полинома; γ - нормировочный параметр. Тогда итоговое выражение в непрерывном виде (3.5) примет вид:

$$W_{\text{рег}}(p) = \frac{T_3 \cdot p^3 + T_2 \cdot p^2 + T_1 \cdot p + T_0}{R \cdot \gamma^3 \cdot p^3 + R \cdot \gamma^2 \cdot A_2 \cdot p^2 + R \cdot \gamma \cdot A_1 \cdot p} = \frac{a_3 \cdot p^3 + a_2 \cdot p^2 + a_1 \cdot p + a_0}{b_3 \cdot p^3 + b_2 \cdot p^2 + b_1 \cdot p}, \quad (3.6)$$

где $a_3 = T_3$; $a_2 = T_2$; $a_1 = T_1$; $a_0 = T_0$; $b_3 = R \cdot \gamma^3$; $b_2 = R \cdot \gamma^2 \cdot A_2$; $b_1 = R \cdot \gamma \cdot A_1$ - параметры непрерывной формы регулятора.

Для использования (3.6) в реальных преобразовательных устройствах, базирующихся на микропроцессорном исполнении, необходимо привести выражение, описывающее регулятор в цифровую форму. Для этого воспользуемся билинейным преобразованием $p = 2 \cdot f_d \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$ [101]. В результате преобразования получим дискретную передаточную функцию регулятора:

$$W_{\text{рег}}(z) = \frac{a_{z3} \cdot z^{-3} + a_{z2} \cdot z^{-2} + a_{z1} \cdot z + a_{z0}}{b_{z3} \cdot z^{-3} + b_{z2} \cdot z^{-2} + b_{z1} \cdot z + b_{z0}}, \quad (3.7)$$

где $a_{z3} = -8 \cdot a_3 \cdot f_d^3 + 4 \cdot a_2 \cdot f_d^2 - 2 \cdot a_1 \cdot f_d + a_0$;

$$a_{z2} = 24 \cdot a_3 \cdot f_d^3 - 4 \cdot a_2 \cdot f_d^2 - 2 \cdot a_1 \cdot f_d + 3 \cdot k_\phi;$$

$$a_{z1} = -24 \cdot a_3 \cdot f_d^3 - 4 \cdot a_2 \cdot f_d^2 + 2 \cdot a_1 \cdot f_d + 3 \cdot k_\phi;$$

$$a_{z0} = 8 \cdot a_3 \cdot f_d^3 + 4 \cdot a_2 \cdot f_d^2 + 2 \cdot a_1 \cdot f_d + k_\phi; b_{z3} = -8 \cdot b_3 \cdot f_d^3 + 4 \cdot b_2 \cdot f_d^2 - 2 \cdot b_1 \cdot f_d;$$

$$b_{z2} = 24 \cdot b_3 \cdot f_d^3 - 4 \cdot b_2 \cdot f_d^2 - 2 \cdot b_1 \cdot f_d; \quad b_{z1} = -24 \cdot b_3 \cdot f_d^3 - 4 \cdot b_2 \cdot f_d^2 + 2 \cdot b_1 \cdot f_d;$$

$$b_{z0} = 8 \cdot b_3 \cdot f_d^3 + 4 \cdot b_2 \cdot f_d^2 + 2 \cdot b_1 \cdot f_d - \text{коэффициенты дискретной формы}$$

регулятора. Если использовать вышеприведенные соотношения без предварительной нормировки, то их значения приобретают весьма большие значения. Для этого необходимо “вынести” свободные члены a_{z0} и b_{z0} числителя и знаменателя выражения (3.7). В результате получится нормированная передаточная функция регулятора [102-105]:

$$W_{\text{рег}}(z) = K \frac{a_{nz3} \cdot z^{-3} + a_{nz2} \cdot z^{-2} + a_{nz1} \cdot z + 1}{b_{nz3} \cdot z^{-3} + b_{nz2} \cdot z^{-2} + b_{nz1} \cdot z + 1}, \quad (3.8)$$

$$\text{где } K = \frac{a_{z0}}{b_{z0}}; a_{nz3} = \frac{a_{z3}}{a_{z0}}; a_{nz2} = \frac{a_{z2}}{a_{z0}}; a_{nz1} = \frac{a_{z1}}{a_{z0}}; b_{nz3} = \frac{b_{z3}}{b_{z0}}; b_{nz2} = \frac{b_{z2}}{b_{z0}}; b_{nz1} = \frac{b_{z1}}{b_{z0}}.$$

Для реализации выражения (3.8) на микроконтроллере необходимо знать конечно-разностную форму регулятора. Эквивалент (3.8) для

программного исполнения имеет вид:

$$U_m[k] = K \cdot \left(\sum_{j=1}^3 a_{nz,j} \cdot \Delta U[k-j] + U[k] \right) - \left(\sum_{j=1}^3 b_{nz,j} \cdot U_m[k-j] \right). \quad \text{Описанный}$$

алгоритм можно визуализировать в виде структурной схемы, представленной на рисунке 3.3.

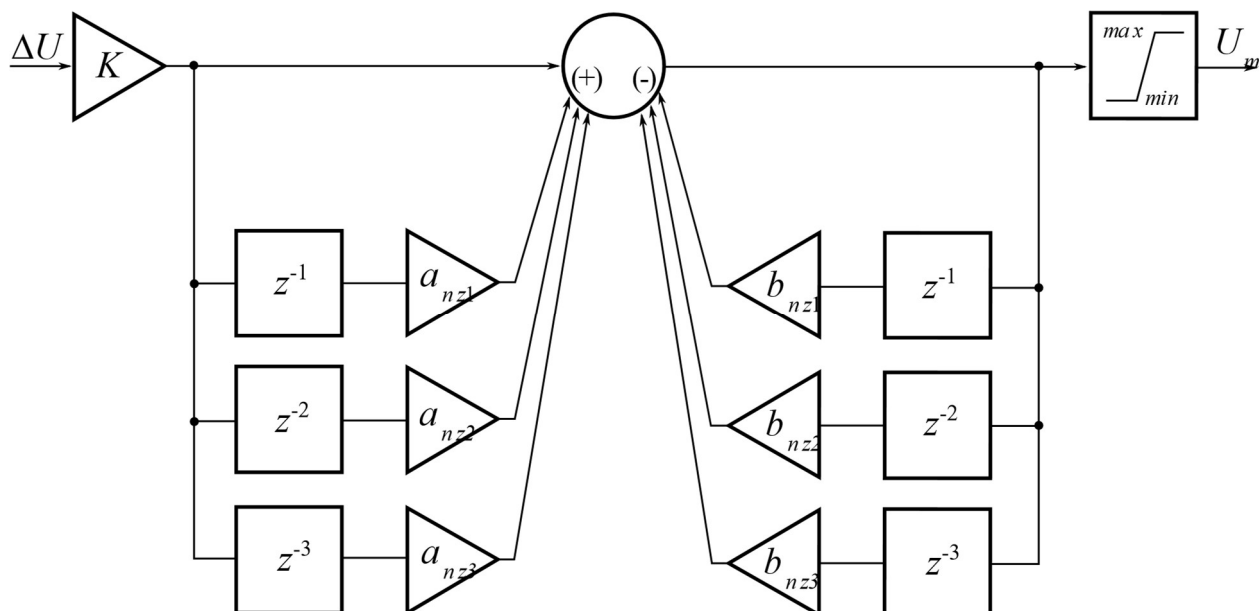


Рисунок 3.3 – Структурная схема кубической ячейки регулятора

Для исследования режимов работы базового регулятора напряжения асинхронного электропривод создана имитационная модель его системы управления с использованием закона скалярного управления [21]. Модель представлена на рисунке 3.4.

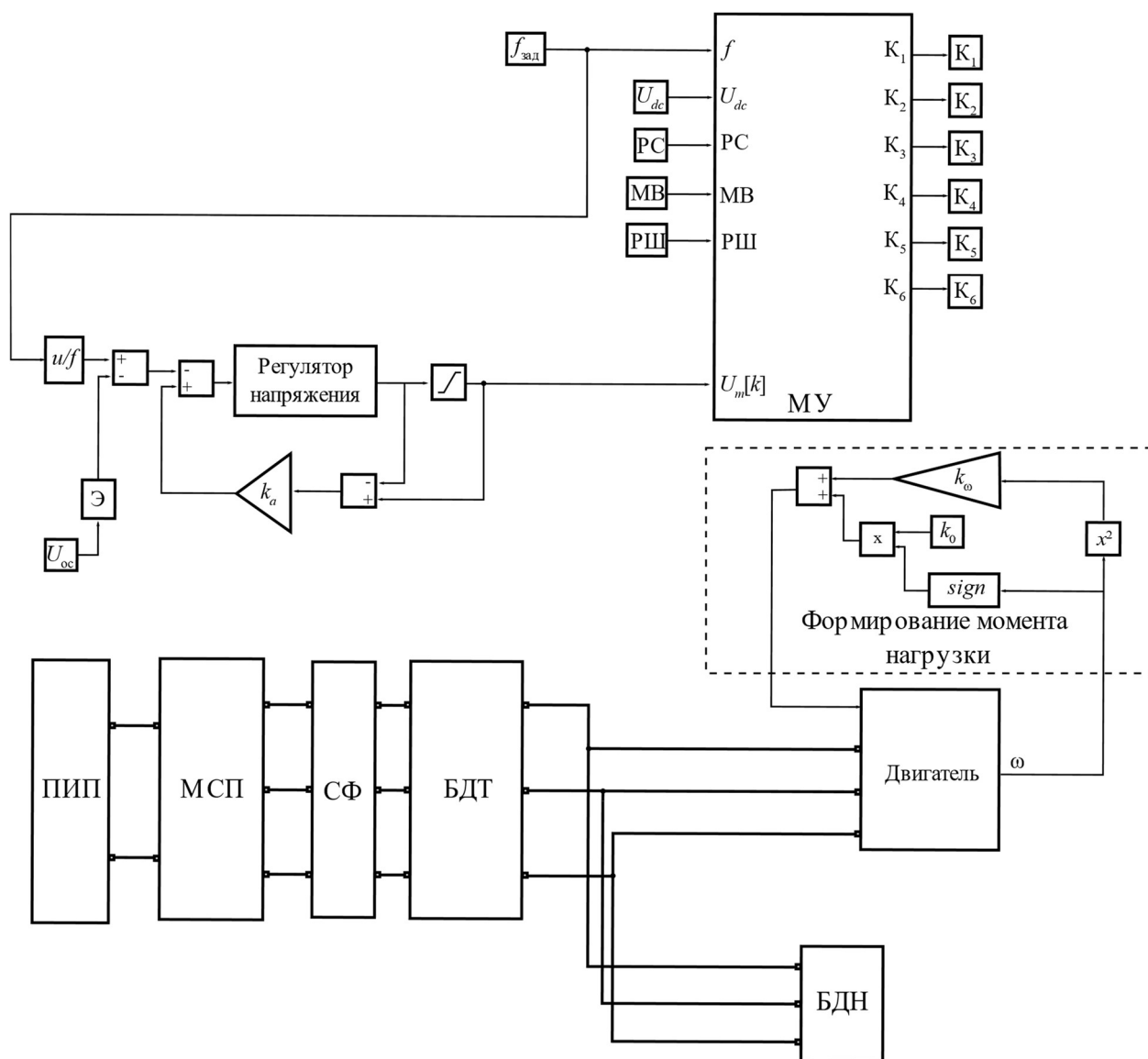


Рисунок 3.4 – Имитационная модель скалярной системы управления асинхронного электропривода с интегрированным регулятором напряжения

Модель включает следующие модули:

МУ – модуль управления – S-функция, содержащая программу формирования управляющих импульсов K1-K6; ПИП – первичный источник питания, представляющий собой имитацию реального источника напряжения; МСП – модуль силового преобразователя – классический мостовой инвертор напряжения; СФ – синус-фильтр, характер работы которого описывается (2); БДТ – блок датчиков тока; БДН – блок датчиков напряжения; U_{oc} - сигнал обратной связи по выходному напряжению; U_{dc} - сигнал обратной связи по напряжению питания МСП; Э – экстраполятор нулевого порядка; $k_0 = 0,05M_H$

- момент холостого хода; $k_0 = \frac{0,95M_H}{\omega_H^2}$; M_H - номинальный момент электродвигателя; k_a - коэффициент компенсации насыщения регулятора (его значение подбирается опытным путем); РС –режим счетчика (центрированный, фронтовой); МВ – величина «мертвого времени»; РШ – режим ШИМ (ПВМ, метод фазных потенциалов). Расчетные параметры двигателя, для его моделирования, приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 - Расчетные параметры двигателя

Индуктивность ветви намагничивания L_m , Гн	0,731
Индуктивность рассеяния цепи ротора, приведенная к первичной обмотке $L_{2\sigma}$, Гн	0,161
Индуктивность рассеяния цепи статора $L_{1\sigma}$, Гн	0,131
Активное сопротивление цепи ротора, приведенное к первичной обмотке R_2 , Ом	31,095
Активное сопротивление цепи статора R_1 , Ом	34,769
Момент инерции вала двигателя J_Σ , кгм ²	0,00255
Количество пар полюсов Z_p , о.е.	4
Номинальный электромагнитный момент $M_{эм}$, Нм	3,51

В результате моделирования получены переходные процессы пуска электропривода при работе его на насосную нагрузку при различных частотах задания (рисунок 3.5). Также получена зависимость КГИ($f_{зад}$) выходных токов инвертора, приведенная на рисунке 3.6, с целью определения эффективности регулятора по критерию минимизации КГИ для наиболее популярных полиномов – Баттерворда и Ньютона.

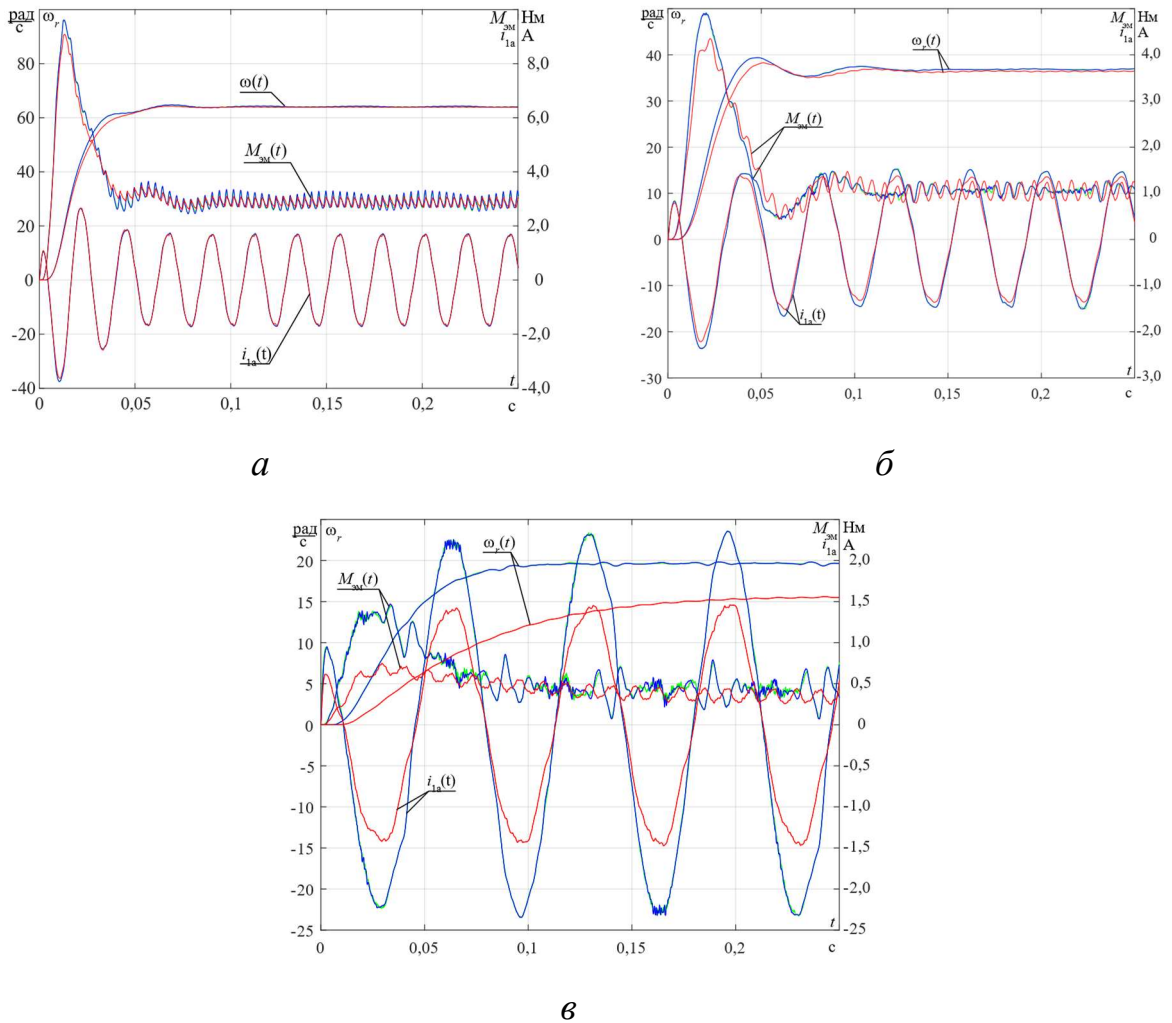
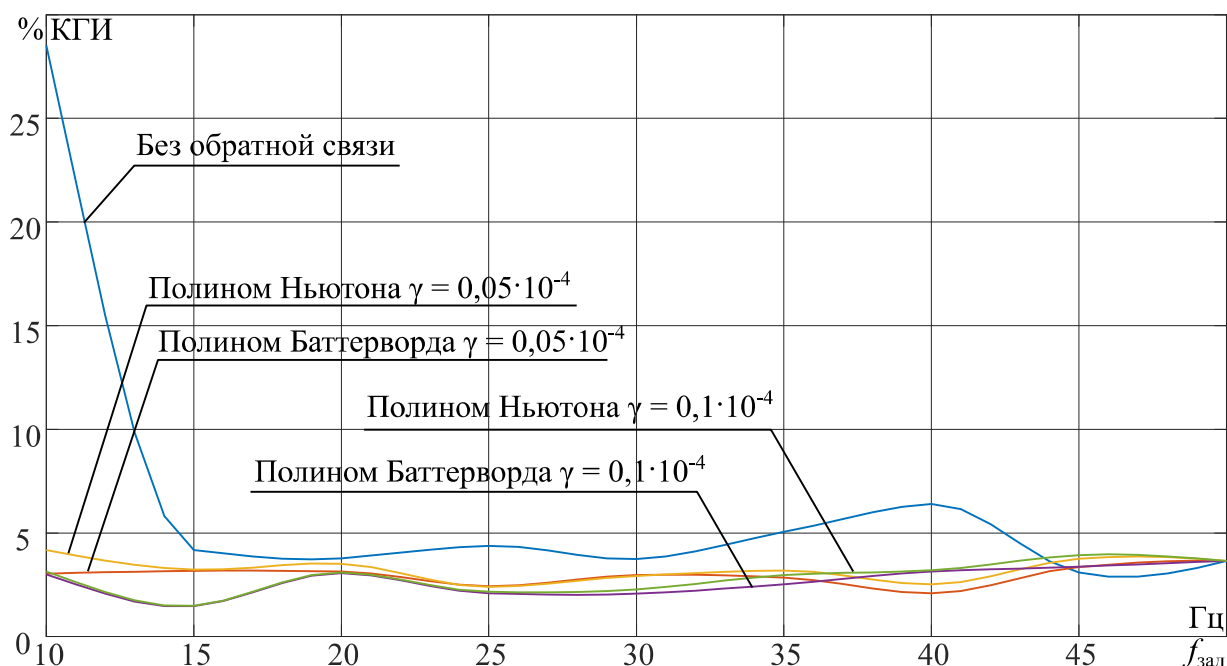


Рисунок 3.5 – Переходные процессы при пуске электропривода на нагрузку (красная кривая – разомкнутая система; зеленая кривая – замкнутая система при использовании полинома Баттерворда; синяя кривая – замкнутая система при использовании полинома Ньютона); (*a*) – пуск при задании частоты 45 Гц, (*б*) – пуск при задании частоты 25 Гц, (*в*) – пуск при задании частоты 15 Гц

Рисунок 3.6 – Зависимость КГИ($f_{зад}$)

Из вышеприведенного рисунка можно сделать вывод о том, что фильтр Баттерворда наиболее эффективен с точки зрения улучшения спектрального состава фазного тока АИН, как относительно разомкнутой системы, так и по сравнению с регулятором, в основе которого лежит полином Ньютона практически во всем диапазоне частот. В качестве критерия качества

регулирования будем использовать относительное отклонение $\Delta = \left(1 - \frac{x^*}{x}\right) \times 100\%$

, где x^* - величина (КГИ или напряжение) при использовании того или иного регулятора; x - исходная величина. Так, например, для $\gamma = 0,05 \times 10^{-4}$ с. снижение КГИ составит (10,63 – 27,1) % по отношению к регулятору с полиномом Ньютона.

Также стоит отметить, что для частот 30 и 25 Гц фильтр Баттерворда при данном значении γ проявил себя несколько хуже, увеличив КГИ на (1,37 – 1,67) %. Однако, при увеличении свободного параметра регулятора вплоть до $\gamma = 0,1 \times 10^{-4}$ с. фильтр Баттерворда во всем диапазоне частот имеет КГИ ниже, чем у регулятора на основе полинома Ньютона (до 14,8%).

Немаловажным фактом является то, что по сравнению с разомкнутой системой любая модификация регулятора показывает себя наилучшим образом, сокращая КГИ до 89,48% практически при всех частотах задания (кроме 45 Гц, где КГИ возрастает на 9,34%)

Ввиду того, что разработанный регулятор является полипараметрическим объектом, то для оценки локального минимума КГИ необходимо варьировать значения частоты дискретизации f_d , частоты задания $f_{зад}$ и характеристического сопротивления силового фильтра ρ . Полученные графики для ряда частот представлены на рисунке 3.7.

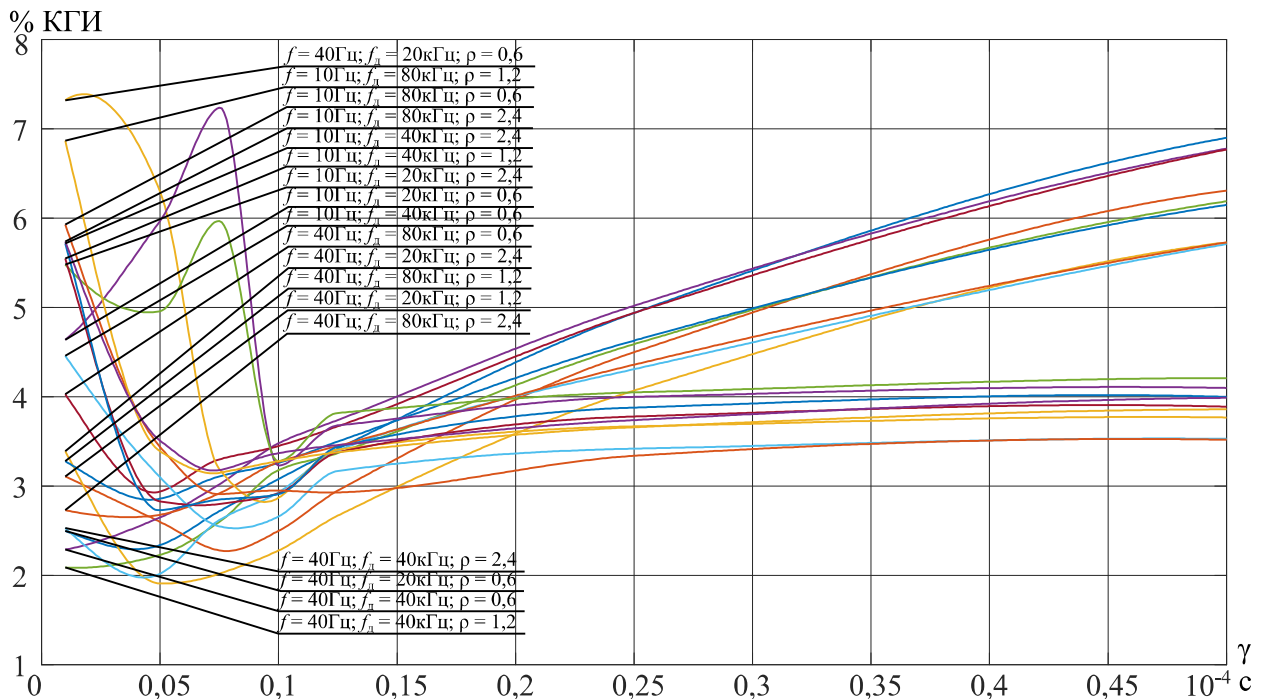


Рисунок 3.7 – Зависимость КГИ(γ)

Как следует из вышеприведенного рисунка наиболее оптимальные значения γ находятся в диапазоне $\gamma = (0,05-0,1) \times 10^{-4}$ с., исходя из минимальных значений искажений. Помимо этого, стоит отметить, что наилучшие результаты регулятор, с точки зрения улучшения гармонического состава, показал с частотой дискретизации 40 кГц. Ввиду этого, дальнейшие модельные эксперименты будут проводиться с этими значениями γ и f_d .

Для последующей оценки работоспособности регулятора, в том числе и по непосредственно регулируемой величине была построена вольт-частотная характеристика (ВЧХ) выходного фазного напряжения АИН от частоты задания $U_{\text{вых}}(f_{\text{зад}})$ различных компоновок регулятора, представленная на рисунке 3.8 в сравнении с идеальной ВЧХ задания.

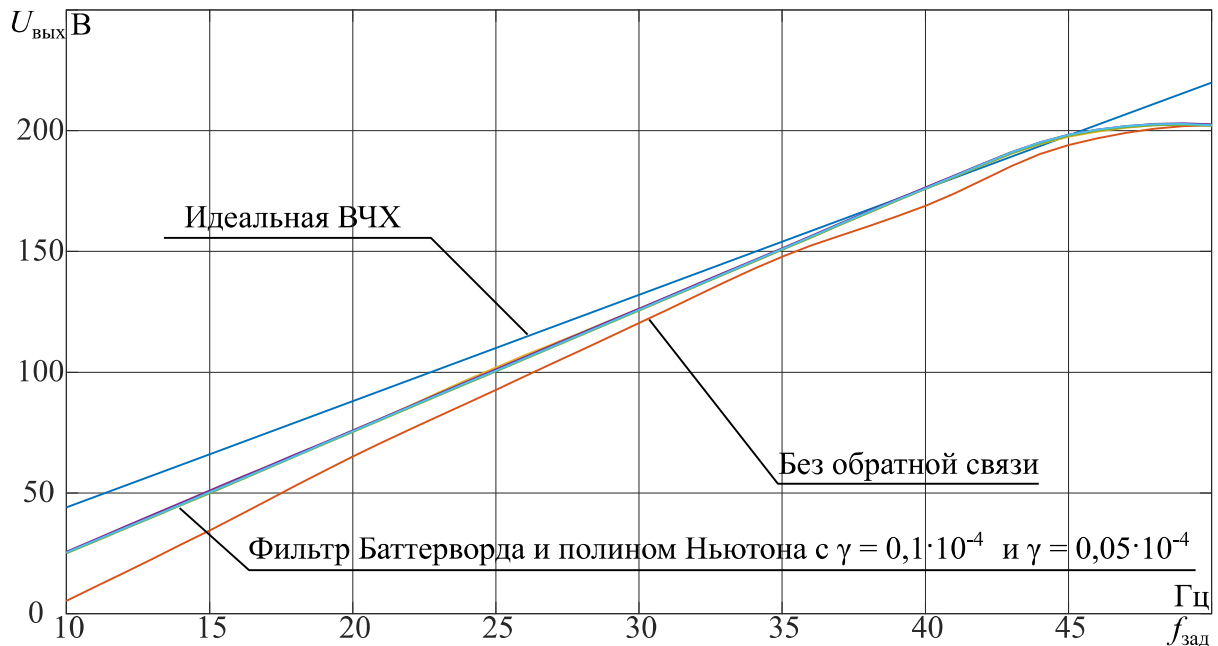


Рисунок 3.8 – ВЧХ преобразователя $U_{\text{вых}}(f_{\text{зад}})$

Из рисунка 3.8 следует, что работа АИН в классическом исполнении управления сопровождается снижением жесткости ВЧХ. Рассогласование между заданием и выходным напряжением монотонно увеличивается от 8,06% при задании 50 Гц до 87,86 % при 10 Гц. Из графиков очевидно, что использование регулирующих структур вносит позитивное изменение в работу системы. Численно это можно выразить в снижении величины рассогласования между заданием и выходным напряжением до величин от 0,23% до 42,85%. В свою очередь ВЧХ регуляторов (при различных компоновках) не различаются между собой существенно (отклонения до 1% в пользу фильтра Баттерворда по качеству регулирования напряжения).

Особо важным вопросом при построении любого вида регулятора является робастность разработанного устройства управления, так как в условиях работы прибора в широком диапазоне температур параметры самого

прибора могут существенно изменяться. Так как при численной настройке регулятора используются параметры СФ, то логичным действием будет исследовать робастность регулятора при изменении именно этих параметров. В состав СФ входят дроссели и емкости. Их проницаемость, относительное изменение емкости и эквивалентное сопротивление в течении наработки и температурных воздействий может изменяться в среднем на $\pm 20\%$. На рисунках 3.9-3.11 приведены выходные ВЧХ, из которых можно сделать вывод, что подобные воздействия никоим образом не сказываются на выходную величину напряжения преобразователя и регулятор является робастным [106].

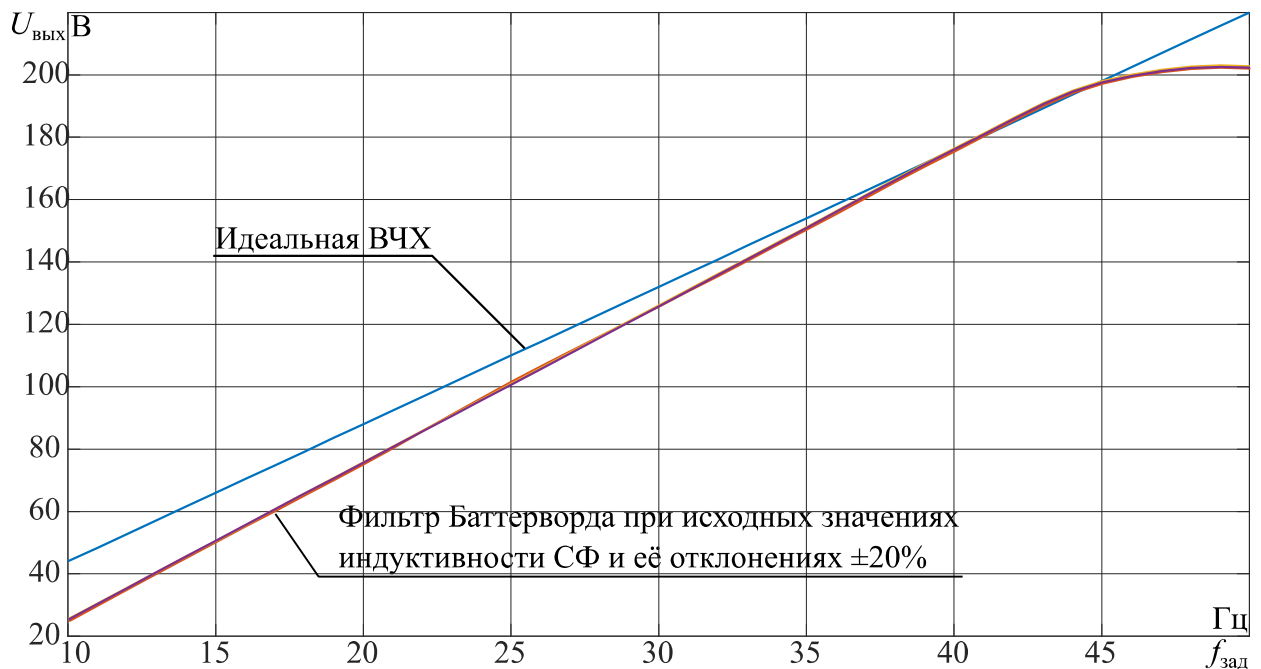


Рисунок 3.9 – ВЧХ стабилизированного преобразователя при изменении индуктивности СФ

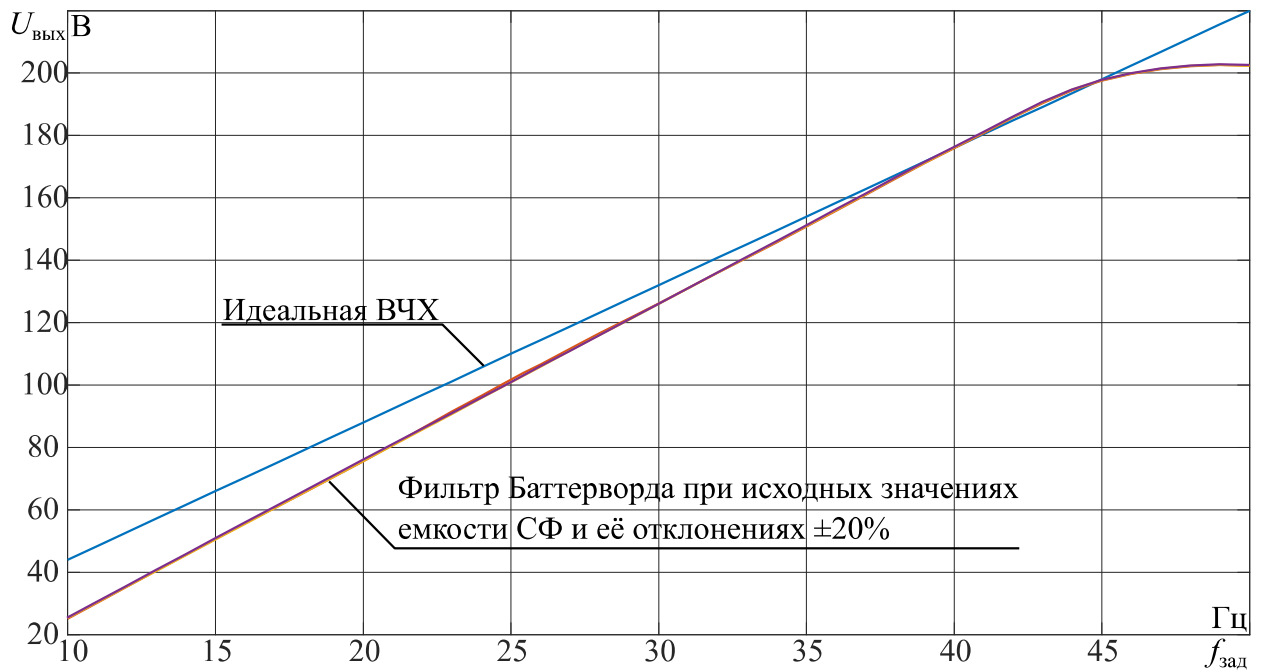


Рисунок 3.10 – ВЧХ стабилизированного преобразователя при изменении ёмкости СФ

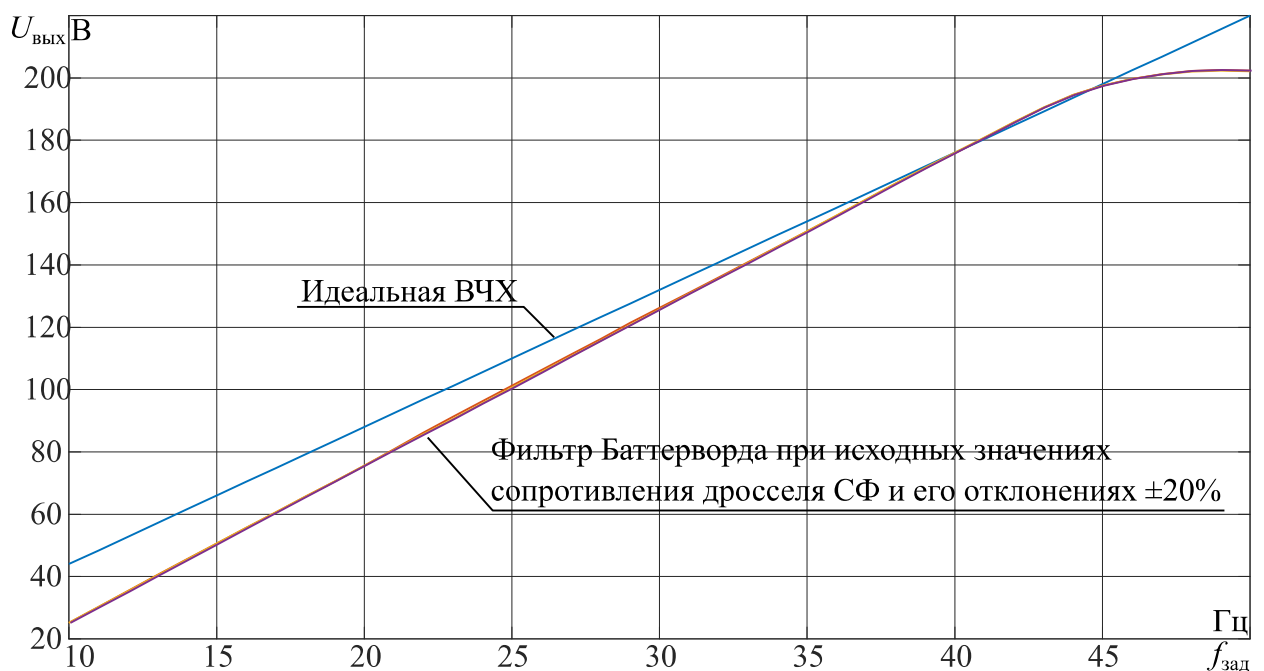


Рисунок 3.11 – ВЧХ стабилизированного преобразователя при изменении эквивалентного сопротивления дросселя СФ

В процессе вычислительных экспериментов выявлено, что наилучшие результаты по качеству регулирования и улучшения спектрального состава обеспечивает регулятор, включающий в себя фильтр Баттерворда при соответствующей настройке его свободных коэффициентов, практически во

всем частотном диапазоне. Исключением являются частоты 45 и 50 Гц, где ввиду невозможности алгоритма широтно-импульсной модуляции при фиксированном уровне входного напряжения выдать большее выходное напряжение. В связи с этим необходимо введение дополнительных подструктур, позволяющих нивелировать данный эффект.

В ходе отработки регулятора был сделан вывод о его высоких робастных свойствах, так как при параметрическом возмущениях регулятор полностью их отработал в статике [107].

3.2.2 Методика определения закона адаптации регулятора напряжения

Как было сказано выше, для получения лучших спектральных характеристик необходимо внедрение дополнительных структур. Вполне логичным и интуитивным подходом является метод сигнальной адаптации регулятора. Ее суть состоит в том, что структура или параметры регулятора не меняются при помощи закона адаптации. Изменяется же непосредственно выходной сигнал, генерируемый регулятором (3.8).

Для получения сигнала адаптации необходимо получить корректные коэффициенты регуляторов тока. Для этого рассмотрим электромагнитное уравнение равновесия напряжений статора [21] асинхронной машины (3.9).

$$F\left[\mathbf{U}_m^{(\alpha\beta)}\right] = R_e(f_{\text{зад}})\mathbf{I}_1^{\alpha\beta} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{d\mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}}{dt} + j\omega_r Z_p K_r(f_{\text{зад}})\Psi_2^{(\alpha\beta)} - A_r K_r(f_{\text{зад}})\Psi_2^{(\alpha\beta)}, \quad (3.9)$$

где F - отображение, формирующее из сигналов $U_{m.1\alpha}(t)$, $U_{m.1\beta}(t)$ импульсное входное напряжение асинхронного двигателя; $\mathbf{U}_m^{(\alpha\beta)}$ - вектор модулирующего сигнала имеющий компоненты $U_{m.1\alpha}(t)$, $U_{m.1\beta}(t)$ в координатах $\alpha\beta$; $\mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}$ - вектор тока статора в координатах $\alpha\beta$; $\Psi_2^{(\alpha\beta)}$ - вектор потокосцепления в координатах $\alpha\beta$; ω_r - частота вращения ротора; Z_p - количество пар полюсов

асинхронного двигателя; $R_e(f_{\text{зад}})$, $L_e(f_{\text{зад}})$, $K_r(f_{\text{зад}})$, $A_r(f_{\text{зад}})$ - коэффициенты математической модели двигателя.

Для конструирования регулятора сгруппируем в проекциях электромеханические процессы на «быстрые» и «медленные» в соответствии с постоянными времени каждой из переменных состояний двигателя. Так для

ТОКОВ
$$T_i = \frac{L_e(f_{\text{зад}})}{R_e(f_{\text{зад}})} = \frac{(L_m(f_{\text{зад}}) + L_{1\sigma}) - \frac{L_m(f_{\text{зад}})^2}{L_m(f_{\text{зад}}) + L_{2\sigma}'}}{R_1 + R_2 \left[\frac{L_m(f_{\text{зад}})}{L_m(f_{\text{зад}}) + L_{2\sigma}'} \right]^2} = 0,0011 \quad \text{с}; \quad \text{для}$$

ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЙ
$$T_\Psi = \frac{L_r(f_{\text{зад}})}{R_2} = \frac{L_m(f_{\text{зад}}) + L_{2\sigma}}{R_2} = 0,0287 \quad \text{с}; \quad \text{для}$$
 угловой

скорости вала двигателя
$$T_\omega = \frac{2\pi f_{\text{зад}} Z_p J_\Sigma}{M_{\text{эм}}} = \frac{L_m(f_{\text{зад}}) + L_{2\sigma}}{R_2} = 0,9127 \text{ с.}$$
 Таким

образом (3.9) принимает следующий вид при группировании ω_r и $\Psi_2^{(\alpha\beta)}$ в одну группу:

$$\begin{cases} F[U_{m.1\alpha}] = R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha}}{dt} + f_\alpha(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t), \\ F[U_{m.1\beta}] = R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta}}{dt} + f_\beta(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t). \end{cases} \quad (3.10)$$

где $f_\alpha(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) = -\omega_r Z_p K_r(f_{\text{зад}})\Psi_{2\beta} - A_r K_r(f_{\text{зад}})\Psi_{2\alpha}$;
 $f_\beta(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) = \omega_r Z_p K_r(f_{\text{зад}})\Psi_{2\alpha} - A_r K_r(f_{\text{зад}})\Psi_{2\beta}$ - функции, описывающие «медленные» электромеханические процессы, протекающие в двигателе.

Конечной целью проектируемого регулятора, является улучшение гармонического спектра выходных токов АИН. В связи с этим, целесообразно рассмотреть вектор тока статора, как линейную комбинацию

$$\mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} = \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}(\omega_j) + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^N \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}(\omega_k), \text{ где } \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}(\omega_j) \text{ - вектор, соответствующий основной}$$

частоте вращения $\omega_j = 2\pi f_{\text{зад}}$; $\mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}(\omega_k)$ - вектор соответствующий частоте

$\omega_k = 2\pi f_k$ Если данную линейную комбинацию разложить в базисе [1 j] стационарной системы координат и применить к формуле (3), то получим:

$$\begin{cases} F[U_{m.1\alpha}] = R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha\approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha=} }{dt} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha\approx} }{dt} + f_\alpha(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t), \\ F[U_{m.1\beta}] = R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta\approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta=} }{dt} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta\approx} }{dt} + f_\beta(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t). \end{cases} \quad (3.11)$$

где $i_{1\alpha\approx}$ и $i_{1\beta\approx}$ - составляющие проекции вектора тока статора, учитывающие весь гармонический состав тока за исключением основной частоты, вычисляемые путем пропускания исходного сигнала через режекторный фильтр передаточная функция которого имеет вид $W_{\text{фп}}(p) = \frac{p^2 + \omega_p^2}{p^2 + p\frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2}$, где

$\omega_p = 2\pi f_{\text{зад}}$ - частота режекции, Q_p - добротность режекции; $i_{1\alpha=}$ и $i_{1\beta=}$ - проекции вектора тока статора описывающие основную частоту спектра.

Для минимизации $i_{1\alpha\approx}$ и $i_{1\beta\approx}$ инжектируем в управление некоторое воздействие по проекциям стационарной системы координат $U_{m.1\alpha}^*$ и $U_{m.1\beta}^*$. Результирующее управление $U_{m.1\alpha\Sigma}$ и $U_{m.1\beta\Sigma}$ тогда примет вид:

$$\begin{cases} U_{m.1\alpha\Sigma} = U_m \cos \theta - U_m \sin \theta + U_{m.1\alpha}^*, \\ U_{m.1\beta\Sigma} = U_m \sin \theta + U_m \cos \theta + U_{m.1\beta}^*. \end{cases} \quad (3.12)$$

Руководствуясь вышеописанным принципом, определим конкретное выражение, описывающее инжекцию путем модернизации уравнений (3.11) подстановкой формируемого воздействия в управление $F[U_{m.1\alpha\Sigma}]$ и $F[U_{m.1\beta\Sigma}]$:

$$\begin{cases} F[U_{m.1\alpha} + U_{m.1\alpha}^*] = R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha\approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha=} }{dt} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha\approx} }{dt} + \\ + f_\alpha(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + \lambda_\alpha(t), \\ F[U_{m.1\beta} + U_{m.1\beta}^*] = R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta\approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta=} }{dt} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta\approx} }{dt} + \\ + f_\beta(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + \lambda_\beta(t). \end{cases} \quad (3.13)$$

где $\lambda_\alpha(t)$ и $\lambda_\beta(t)$ - результат дополнительного воздействия на объект управления. Так как целью этого воздействия является устранение «лишних» составляющих тока, то условие минимизации представляется следующим образом:

$$\begin{cases} \lambda_\alpha(t) = - \left[R_e(f_{\text{зад}}) i_{1\alpha\approx} + L_e(f_{\text{зад}}) \frac{di_{1\alpha\approx}}{dt} \right], \\ \lambda_\beta(t) = - \left[R_e(f_{\text{зад}}) i_{1\beta\approx} + L_e(f_{\text{зад}}) \frac{di_{1\beta\approx}}{dt} \right]. \end{cases} \quad (3.14)$$

Делая допущение о том, что отображение F является линейным с коэффициентом преобразования $K_{\text{пр}}$, получаем соотношения для сигналов адаптации $U_{m.1\alpha}^*(t) = F^{-1}[\lambda_\alpha(t)]$, $U_{m.1\beta}^*(t) = F^{-1}[\lambda_\beta(t)]$. В итоге они принимают следующую форму:

$$\begin{cases} U_{m.1\alpha}^* = - \frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}}) i_{1\alpha\approx} + L_e(f_{\text{зад}}) \frac{di_{1\alpha\approx}}{dt} \right], \\ U_{m.1\beta}^* = - \frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}}) i_{1\beta\approx} + L_e(f_{\text{зад}}) \frac{di_{1\beta\approx}}{dt} \right]. \end{cases} \quad (3.15)$$

Применяя преобразование Лапласа к (3.15), получаем пропорционально-дифференциальный регулятор (3.16). С целью формирования большего запаса устойчивости, выходной сигнал дифференциальной составляющей регулятора должен быть пропущен через фильтр с постоянной времени $T_{\phi.i}$:

$$\begin{cases} W_{1\alpha}(p) = \frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}}) + L_e(f_{\text{зад}}) \frac{p}{1 + T_{\phi.i} p} \right], \\ W_{1\beta}(p) = \frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}}) + L_e(f_{\text{зад}}) \frac{p}{1 + T_{\phi.i} p} \right]. \end{cases} \quad (3.16)$$

Для цифровой реализации (3.16) воспользуемся билинейным преобразованием $p = 2 \cdot f_d \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$, где f_d - частота дискретизации, тогда дискретные передаточные функции $W_{1\alpha}(z)$ и $W_{1\beta}(z)$ регуляторов примут вид:

$$\begin{cases} W_{1\alpha}(z) = \frac{a_{i\alpha.1} \cdot z^{-1} + a_{i\alpha.0}}{b_{i\alpha.1} \cdot z^{-1} + b_{i\alpha.0}}, \\ W_{1\beta}(z) = \frac{a_{i\beta.1} \cdot z^{-1} + a_{i\beta.0}}{b_{i\beta.1} \cdot z^{-1} + b_{i\beta.0}}. \end{cases} \quad (3.17)$$

где $a_{i\alpha.1} = a_{i\beta.1} = \frac{1}{K_{\text{пр}}} [R_e(f_{\text{зад}}) \cdot (1 - 2T_{\text{ф.и}} f_d) - 2L_e(f_{\text{зад}}) f_d]$;

$a_{i\alpha.0} = a_{i\beta.0} = \frac{1}{K_{\text{пр}}} [R_e(f_{\text{зад}}) \cdot (1 + 2T_{\text{ф.и}} f_d) + 2L_e(f_{\text{зад}}) f_d]$; $b_{i\alpha.1} = b_{i\beta.1} = 1 - 2T_{\text{ф.и}} f_d$;

$b_{i\alpha.0} = b_{i\beta.0} = 1 + 2T_{\text{ф.и}} f_d$ коэффициенты дискретной передаточной функции.

В свою очередь режекторный фильтр после таких же преобразований будет иметь вид:

$$W_{\text{фп}}(z) = \frac{a_{\text{фп.2}} \cdot z^{-2} + a_{\text{фп.1}} \cdot z^{-1} + a_{\text{фп.0}}}{b_{\text{фп.2}} \cdot z^{-2} + b_{\text{фп.1}} \cdot z^{-1} + b_{\text{фп.0}}} \quad (3.18)$$

где $a_{\text{фп.2}} = a_{\text{фп.0}} = 4f_d^2 + \omega_p^2$; $a_{\text{фп.1}} = b_{\text{фп.1}} = 2(\omega_p^2 - 4f_d^2)$; $b_{\text{фп.2}} = 4f_d^2 - 2\frac{\omega_p}{Q_p} f_d + \omega_p^2$;

$b_{\text{фп.0}} = 4f_d^2 + 2\frac{\omega_p}{Q_p} f_d + \omega_p^2$ коэффициенты дискретной передаточной функции;

Q_p - добротность режекции; ω_p - частота режекции.

Если же вернуться к уравнениям (3.13), то можно заметить члены $f_\alpha(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, $f_\beta(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, входящие в их состав. Разложим их в соответствии с представлением угловой скорости $\omega_r = \omega_{\text{уст}} + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^N \omega_{1.k}$ и

проекций потокосцеплений $\Psi_2^{(\alpha\beta)} = \Psi_2^{(\alpha\beta)}(\omega_j) + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^N \Psi_2^{(\alpha\beta)}(\omega_k)$, как линейной

комбинации их частотных компонент, тогда получим уравнения 3.19:

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{\alpha}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) = -Z_p K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\omega_{r=} \Psi_{2\beta=} + \omega_{r=} \Psi_{2\beta\approx} + \omega_{r\approx} \Psi_{2\beta=} + \omega_{r\approx} \Psi_{2\beta\approx}) - \\ - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\Psi_{2\alpha=} + \Psi_{2\alpha\approx}); \\ f_{\beta}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) = Z_p K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\omega_{r=} \Psi_{2\alpha=} + \omega_{r=} \Psi_{2\alpha\approx} + \omega_{r\approx} \Psi_{2\alpha=} + \omega_{r\approx} \Psi_{2\alpha\approx}) - \\ - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\Psi_{2\beta=} + \Psi_{2\beta\approx}). \end{array} \right. \quad (3.19)$$

где $\Psi_{2\alpha=}, \Psi_{2\beta=}$ - проекции вектора потокосцепления ротора описывающие основную частоту спектра; $\Psi_{2\alpha\approx}, \Psi_{2\beta\approx}$ - составляющие проекции вектора потокосцепления ротора, учитывающие весь гармонический состав тока за исключением основной частоты, вычисляемые путем пропускания исходного сигнала через режекторный фильтр; $\omega_{r=}$ - установившееся значение угловой скорости ротора; $\omega_{r\approx}$ - переменная составляющая угловой скорости ротора, вычисляемая, как отфильтрованная фильтром с постоянной времени $T_{\text{ф.}\omega}$ производная по времени $\omega_{r.}$ В условиях невозможности измерения потокосцепления и угловой скорости уравнения (3.19) принимают следующий вид [109]:

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{\alpha}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) \approx -Z_p K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\hat{\omega}_{r=} \hat{\Psi}_{2\beta=} + \hat{\omega}_{r=} \hat{\Psi}_{2\beta\approx} + \hat{\omega}_{r\approx} \hat{\Psi}_{2\beta=} + \hat{\omega}_{r\approx} \hat{\Psi}_{2\beta\approx}) - \\ - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\hat{\Psi}_{2\alpha=} + \hat{\Psi}_{2\alpha\approx}); \\ f_{\beta}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) \approx Z_p K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\hat{\omega}_{r=} \hat{\Psi}_{2\alpha=} + \hat{\omega}_{r=} \hat{\Psi}_{2\alpha\approx} + \hat{\omega}_{r\approx} \hat{\Psi}_{2\alpha=} + \hat{\omega}_{r\approx} \hat{\Psi}_{2\alpha\approx}) - \\ - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\hat{\Psi}_{2\beta=} + \hat{\Psi}_{2\beta\approx}). \end{array} \right. \quad (3.20)$$

Сгруппируем элементы уравнений (3.20) для получения $f_{\alpha\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, $f_{\alpha=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, $f_{\beta\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, $f_{\beta=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$. В результате получим совокупность уравнений (3.21):

$$\left[\begin{array}{l}
f_{\alpha \approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) \approx -Z_p(f_{\text{зад}})K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\hat{\omega}_{r=}\hat{\psi}_{2\beta \approx} + \hat{\omega}_{r \approx}\psi_{2\beta=} + \hat{\omega}_{r \approx}\hat{\psi}_{2\beta \approx}) - \\
-A_r(f_{\text{зад}})K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\psi}_{2\alpha \approx}; \\
f_{\beta \approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) \approx Z_p(f_{\text{зад}})K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\hat{\omega}_{r=}\hat{\psi}_{2\alpha \approx} + \hat{\omega}_{r \approx}\hat{\psi}_{2\alpha=} + \hat{\omega}_{r \approx}\hat{\psi}_{2\alpha \approx}) - \\
-A_r(f_{\text{зад}})K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\psi}_{2\beta \approx}; \\
f_{\alpha =}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) \approx -Z_p(f_{\text{зад}})K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\omega}_{r=}\hat{\psi}_{2\beta=} - A_r(f_{\text{зад}})K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\psi}_{2\alpha =}; \\
f_{\beta =}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) \approx Z_p(f_{\text{зад}})K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\omega}_{r=}\hat{\psi}_{2\alpha =} - A_r(f_{\text{зад}})K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \psi_{2\beta =}.
\end{array} \right. \quad (3.21)$$

Тогда уравнения (3.13) примут вид (3.22):

$$\left[\begin{array}{l}
F[U_{m.1\alpha} + U_{m.1\alpha}^* + U_{m.1\alpha}^{**}] = R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha \approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha =}}{dt} + \\
+ L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha \approx}}{dt} + f_{\alpha =}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + f_{\alpha \approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + \lambda_\alpha(t) + \zeta_\alpha(t); \\
F[U_{m.1\beta} + U_{m.1\beta}^* + U_{m.1\beta}^{**}] = R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta \approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta =}}{dt} + \\
+ L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta \approx}}{dt} + f_{\beta =}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + f_{\beta \approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + \lambda_\beta(t) + \zeta_\beta(t).
\end{array} \right. \quad (3.22)$$

где $\zeta_\alpha(t)$, $\zeta_\beta(t)$ - результат дополнительного воздействия $U_{m.1\alpha}^{**}$ и $U_{m.1\beta}^{**}$ на объект управления. Так как целью этого воздействия является устранение переменных составляющих ЭДС $f_{\alpha \approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$ и $f_{\beta \approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t)$, то условие минимизации представляется следующим образом (3.23):

$$\left[\begin{array}{l}
U_{m.1\alpha}^{**}(t) = F^{-1}[\zeta_\alpha(t)] \approx -\frac{1}{\chi_{\text{пр}}} f_{\alpha \approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t); \\
U_{m.1\beta}^{**}(t) = F^{-1}[\zeta_\beta(t)] \approx -\frac{1}{\chi_{\text{пр}}} f_{\beta \approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t).
\end{array} \right. \quad (3.23)$$

где $\chi_{\text{пр}}$ - пропорциональный коэффициент отображения F в допущении о его линейности. Структура закона адаптации применимо к исходному регулятору напряжения продемонстрирована на рисунке 3.12

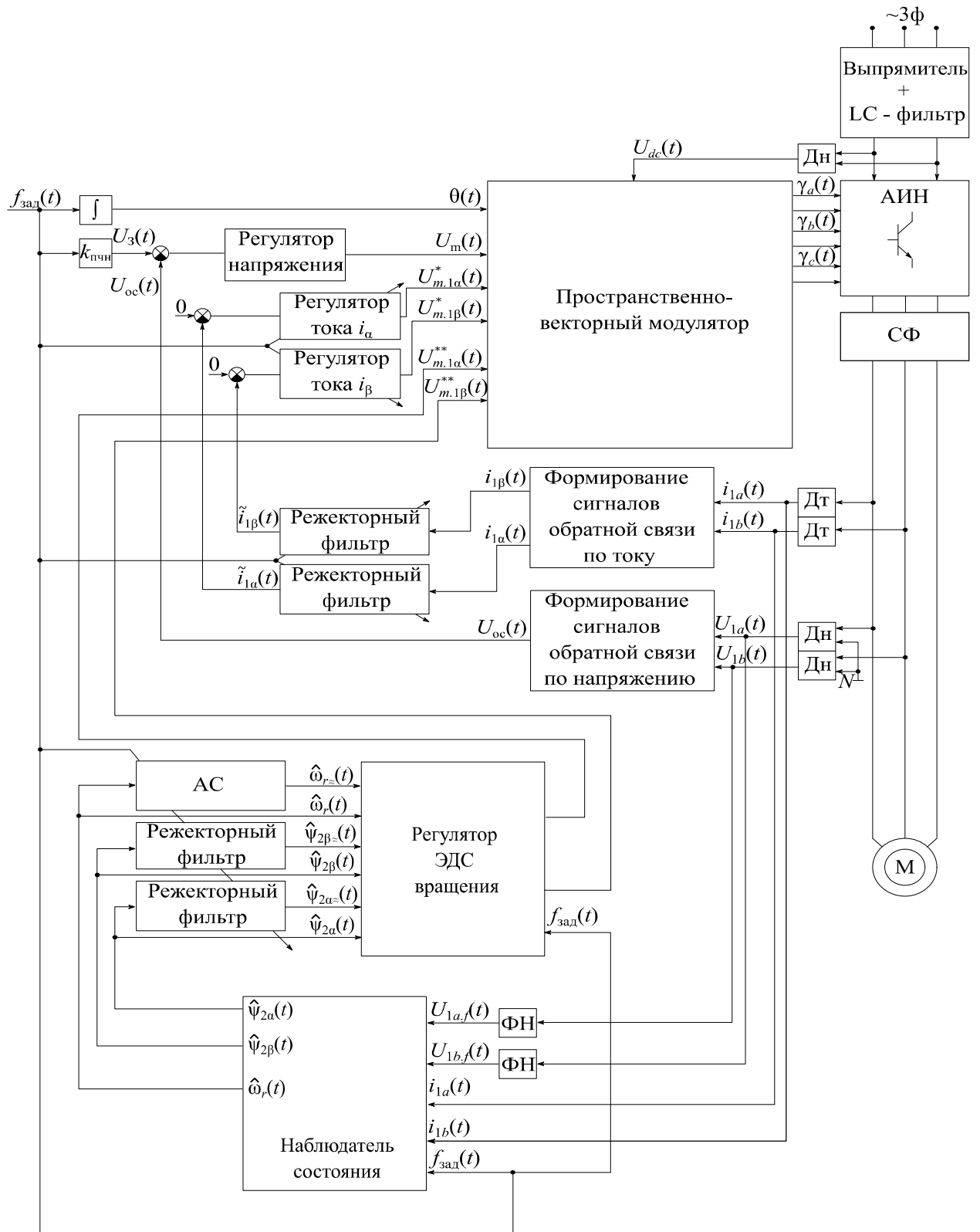


Рисунок 3.12 – Структура разработанного адаптивного регулятора напряжения

Принятые обозначения: $U_3(t)$ - сигнал задания на величину амплитуды выходного напряжения АИН; $U_{oc}(t)$ - сигнал обратной связи, формируемый

как $U_{oc}(t) = \sqrt{U_{1\alpha}^2(t) + U_{1\beta}^2(t)}$, где $U_{1\alpha}(t) = U_{1a}(t)$ и $U_{1\beta}(t) = \frac{U_{1a}(t) + 2U_{1b}(t)}{\sqrt{3}}$ - проекции обобщенного вектора напряжения в координатной системе $\alpha\beta$; $U_{1a}(t)$, $U_{1b}(t)$ - измеряемые фазные напряжения; $k_{гчн}$ - коэффициент усиления передаточной функции частота-напряжение; $U_m(t)$ - сигнал задания, являющийся продуктом работы регулятора напряжения, передаваемый на пространственно-векторный модулятор с целью формирования модулирующих сигналов $U_{m.1\alpha}(t)$, $U_{m.1\beta}(t)$ в координатах $\alpha\beta$; $U_{m.1\alpha}^*(t)$, $U_{m.1\beta}^*(t)$, $U_{m.1\alpha}^{**}(t)$, $U_{m.1\beta}^{**}(t)$ - сигналы адаптации для модулирующих сигналов. $\theta(t) = \int f_{зад}(t)dt$ - формируемый электрический угол; $i_{1a}(t)$, $i_{1b}(t)$ - измеряемые фазные токи; $i_{1\alpha}(t) = i_{1a}(t)$ и $i_{1\beta}(t) = \frac{i_{1a}(t) + 2i_{1b}(t)}{\sqrt{3}}$ - проекции обобщенного вектора тока в стационарной системе координат; $\hat{\Psi}_{2\alpha}(t)$, $\hat{\Psi}_{2\beta}(t)$ - оценка вектора потокосцепления ротора в стационарной системе координат; $\hat{\omega}_r(t)$ - оценка угловой скорости вращения двигателя; $\hat{\Psi}_{2\alpha\approx}(t)$, $\hat{\Psi}_{2\beta\approx}(t)$ - отфильтрованные значения проекций оценки вектора потокосцепления ротора с помощью режекторного фильтра; $\hat{\omega}_{r\approx}(t)$ - переменная составляющая сигнала оценки угловой скорости; $i_{1\alpha\approx}(t)$, $i_{1\beta\approx}(t)$ - отфильтрованные значения проекций тока с помощью режекторного фильтра.

Структура имитационной модели для отработки закона адаптации представлена на рисунке 3.13.

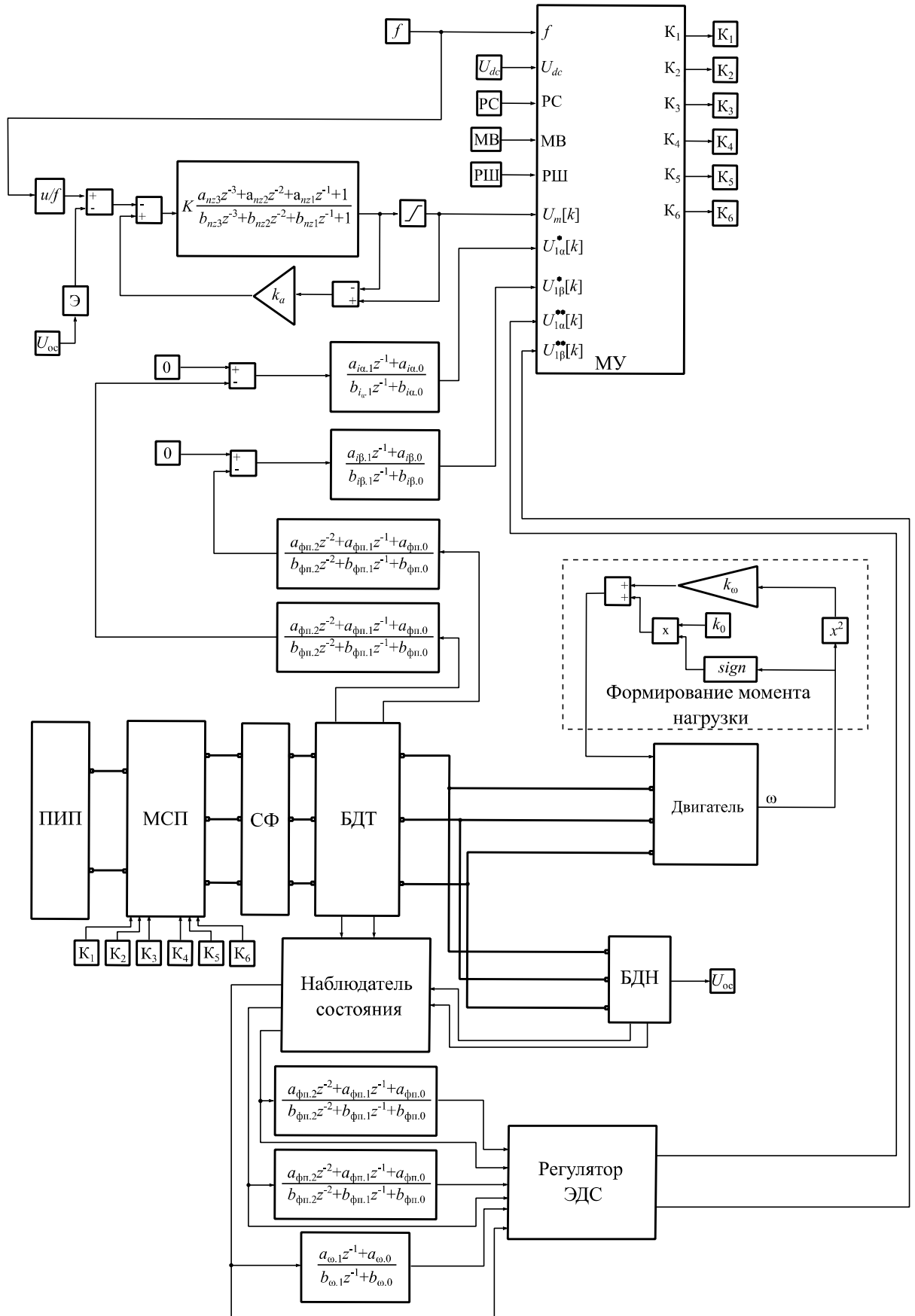


Рисунок 3.13 – Имитационная модель системы управления асинхронного электропривода с сигнальной адаптацией регулятора напряжения

Модель включает следующие модули:

МУ – модуль управления – S-функция, содержащая программу формирования управляющих импульсов К1-К6; ПИП – первичный источник питания, представляющий собой имитацию реального источника напряжения; МСП – модуль силового преобразователя – мостовой инвертор напряжения; СФ – синус-фильтр; БДТ – блок датчиков тока; БДН – блок датчиков напряжения; U_{oc} - сигнал обратной связи по выходному напряжению; U_{dc} - сигнал обратной связи по напряжению питания МСП; Э – экстраполятор нулевого порядка; $k_0 = 0,05M_n$ - момент холостого хода; $k_0 = \frac{0,95M_n}{\omega_n^2}$; M_n - номинальный момент электродвигателя; k_a - коэффициент компенсации насыщения регулятора (его значение подбирается опытным путем); РС – режим счетчика ШИМ; МВ – величина «мертвого времени» ШИМ; РШ – режим ШИМ (ПВМ, метод фазных потенциалов); $K, a_{nz3}, a_{nz2}, a_{nz1}, b_{nz3}, b_{nz2}, b_{nz1}$ - нормированные коэффициенты «базового» регулятора напряжения.

В ходе моделирования был протестирован регулятор с сигнальной адаптацией при различных значениях добротности режекторного фильтра $Q_p = (0,1...10)$ и постоянной времени $T_{\phi.i} = (0,1...10) \cdot 0,0001$ с. Частота работы контура адаптации выбрана 40кГц. В качестве демонстрации работы (рисунок 3.14) приведены кривые результирующих модулирующих сигналов.

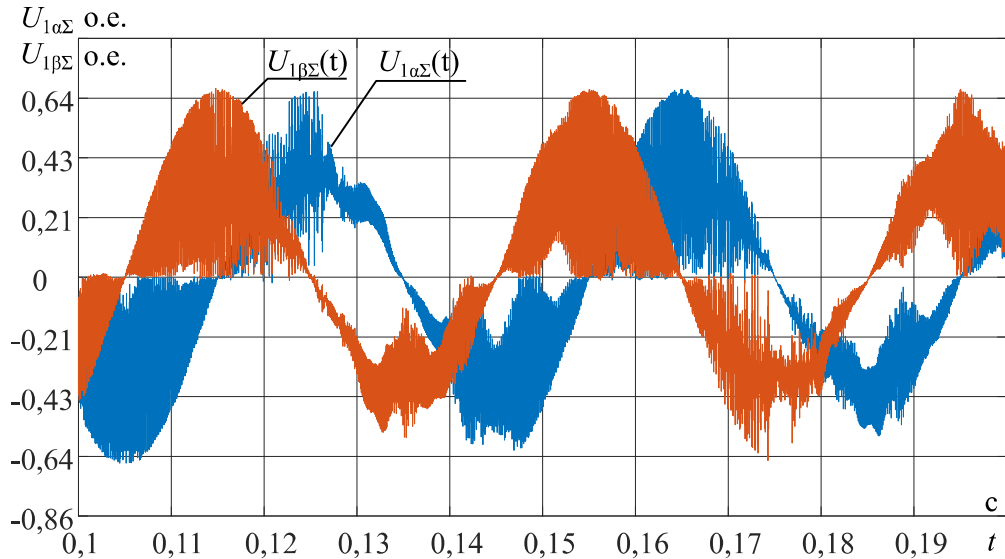


Рисунок 3.14 – Модулирующие сигналы $U_{1\alpha\Sigma}$ и $U_{1\beta\Sigma}$ после введения адаптации

3.3 Оценка эффективности разработанного регулятора напряжения

Для оценки эффективности сигнальной адаптации для регулятора на рисунке 3.15 представлено сравнение кривых КГИ ($f_{\text{зад}}$) при различных параметрах фильтров. На рисунке 3.16 представлено изменение виброактивности двигателя при использовании различных вариантов регулятора напряжения.

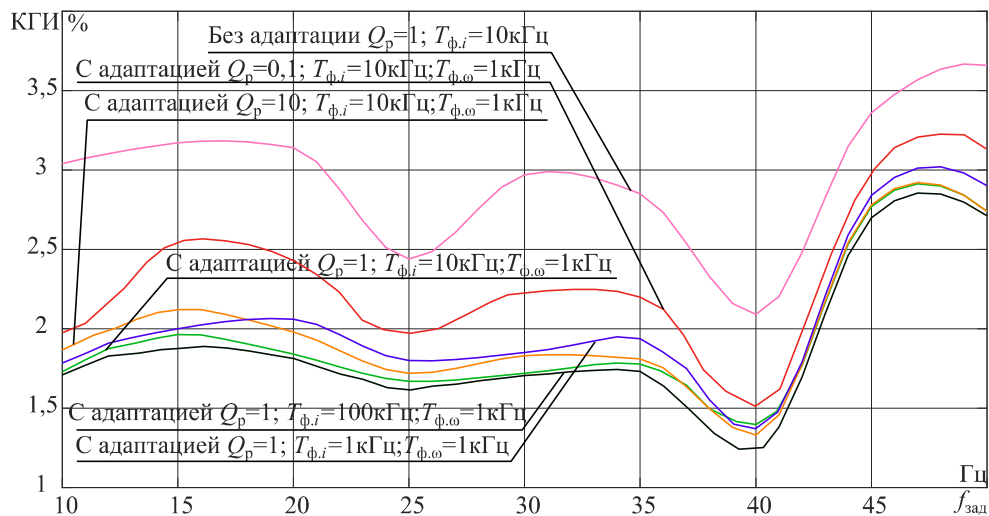


Рисунок 3.15 – Зависимости КГИ от частоты задания при варьировании параметров закона адаптации

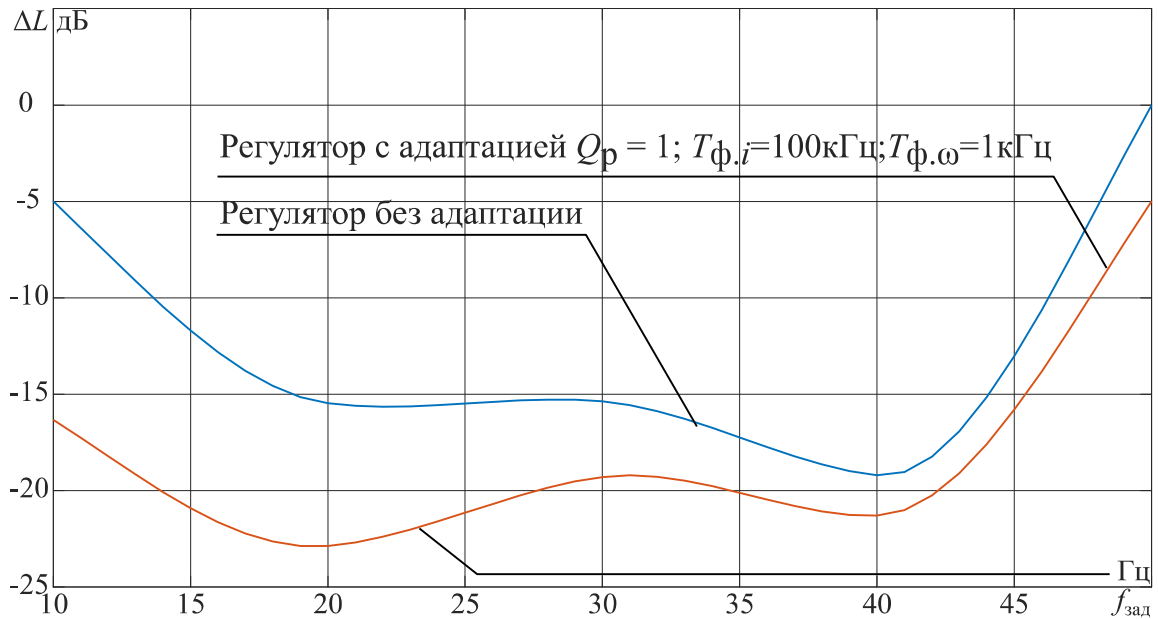


Рисунок 3.16 – Зависимости изменения виброактивности от частоты задания при различных вариантах регулятора

Из рисунка 3.15 следует, что работа преобразователя с корректирующими сигналами в системе управления ведет себя существенно лучше, чем без них. Таким образом снижение гармонических искажений может быть вплоть до 78% с исследуемым набором параметров закона адаптации и регулятора. Важным моментом является тот факт, что при добротности режекторного фильтра равной единице КГИ локально минимален при варьировании $Q_p = (0, 1 \dots 10)$. Ожидаемо, при увеличении постоянной времени фильтра дифференциальной цепи КГИ увеличивается до 10% и наоборот соответственно.

В общем виде изменение виброактивности вычисляется как
$$\Delta L = 20 \log\left(\frac{V_{0,j}}{V_{ос,j}}\right) \approx 20 \log\left(\frac{P_{r.0,j}}{P_{r.ос,j}}\right) = 20 \log\left(\frac{i_{0.1} \cdot i_{0,j-1} - i_{0.1} \cdot i_{0,j+1}}{i_{ос.1} \cdot i_{ос,j-1} - i_{ос.1} \cdot i_{ос,j+1}}\right),$$
 где $V_{0,j}$ – виброскорость j – ой гармоники виброграммы при использовании разомкнутой системы; $V_{ос,j}$ – виброскорость j – ой гармоники виброграммы при использовании регулятора напряжения; где $i_{0,j}$ – виброскорость j – ой гармоники виброграммы при использовании разомкнутой системы; $i_{ос,j}$ – виброскорость j – ой гармоники виброграммы при использовании регулятора

напряжения. Таким образом, на 6-ой гармонике за счет использования регулятора без сигнальной адаптации достигается $-19,2$ дБ. Внедрение механизмов адаптации позволяет уменьшить виброскорость вплоть до $-21,3$ дБ относительно работы системы при использовании классической системы управления.

Используя описанные в главе 2 алгоритмы оценивания неизмеряемых координат вектора состояния приходим к структуре, представленной на рисунке 3.1. Стоит отметить тот факт, что помимо сигнальной адаптации регулятора также происходит параметрическая перенастройка самого закона адаптации с помощью корректирующей функции $K_x(f_{\text{зад}})$, которая изменяет значения параметров $L_e(f_{\text{зад}}), A_r(f_{\text{зад}}), R_e(f_{\text{зад}}), K_r(f_{\text{зад}})$. Это отображено в качестве стрелки «входящей» в блоки регуляторов и режекторных фильтров, режекторная частота которых и является частотой задания.

3.4 Выводы

В целях оптимизации спектрального состава выходных токов преобразователя был применен современный гибридный подход. Его суть заключается в органичном объединении проверенных временем принципов замкнутого регулирования, основанных на отслеживании отклонений, с передовым методом сигнальной адаптации. Этот адаптивный механизм выполняет непрерывный мониторинг параметров выходного тока автономного инвертора и на основе этих данных осуществляет динамическую, то есть постоянную и оперативную, коррекцию управляющих сигналов, формируемых основным регулятором. Данный регулятор, в свою очередь, спроектирован на основе полиномов Баттерворта, что изначально обеспечивает преобразователю высокий уровень оптимальности функционирования. Благодаря такому комплексному решению удается эффективно компенсировать нелинейные эффекты, неизбежно возникающие в процессе самого формирования управляющих воздействий. В конечном счете,

это приводит к существенному повышению качества выходных токов (снижения нелинейных искажений), что напрямую отражается на улучшении виброакустических характеристик всей системы — она становится значительно менее вибронагруженной (до -21,3 Дб относительно базового уровня – разомкнутой исходной системы)

Разработанные алгоритмы прошли успешную апробацию в ходе модельного эксперимента в среде Matlab Simulink. Полученные результаты наглядно демонстрируют, что объединение сигнально-адаптивных методов с подходами цифровой обработки сигналов открывает весьма перспективные возможности для создания высокоэффективных микропроцессорных систем управления электроприводами.

ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫМ СТЕНДОМ

4.1 Структура экспериментального стенда

В ходе работы на АО «НПЦ «Полус» разработан экспериментальный стенд. Иерархическая структура разработанного стенда представлена на рисунке 4.1.

Нижний уровень включает в себя датчики тока на эффекте Холла компенсационного типа ДТХ-100; датчики напряжения LEM LV-25P аналогичной структуры, что и датчики напряжения; энкодер ЛИР 158А; асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором 4АМА71В8У3, нагрузочным устройством для которого выступает генератор постоянного тока с постоянными магнитами ДПУ-127-450-1-57-Д43. Средний уровень представляет из себя отладочную плату MBS-K1921BK01T, головным устройством которого является микроконтроллер на ядре ARM Cortex-M4F, серии Motor control НИИЭТ К1921BK01Т. На верхнем уровне находится АРМ оператора с установленным ПО MexBios.

На рисунке 4.2 представлена структурная схема экспериментального стенда. На нем приняты следующие обозначения:

ИП – силовой источник питания;

ЛИП – лабораторный источник питания;

МВ – мостовой выпрямитель;

МУ – мостовой усилитель;

АД – асинхронный двигатель;

НУ – нагрузочное устройство;

ДТ – датчик тока;

ДН – датчик напряжения;

ЭН – инкрементальный энкодер;

ОП – отладочная плата;

ПК – персональный компьютер.



Рисунок 4.1 – Иерархическая структура АСУ ТП экспериментального стенда

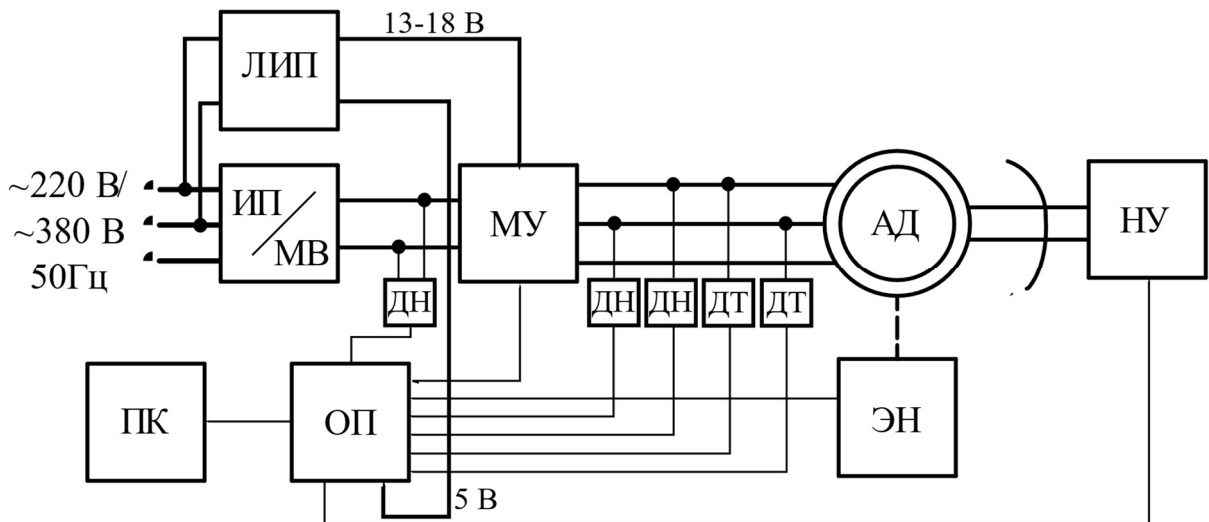


Рисунок 4.2 – Структурная схема экспериментальной установки

В качестве мостового усилителя используется транзисторный модуль специального назначения ЭЛЕКТРУМ АВ 5МИ-05-12А-01, включающий в

себя гальваническую развязку управляющих сигналов; защиты по превышению температуры, импульсного тока и питающего модуль напряжения (рисунок 4.3).

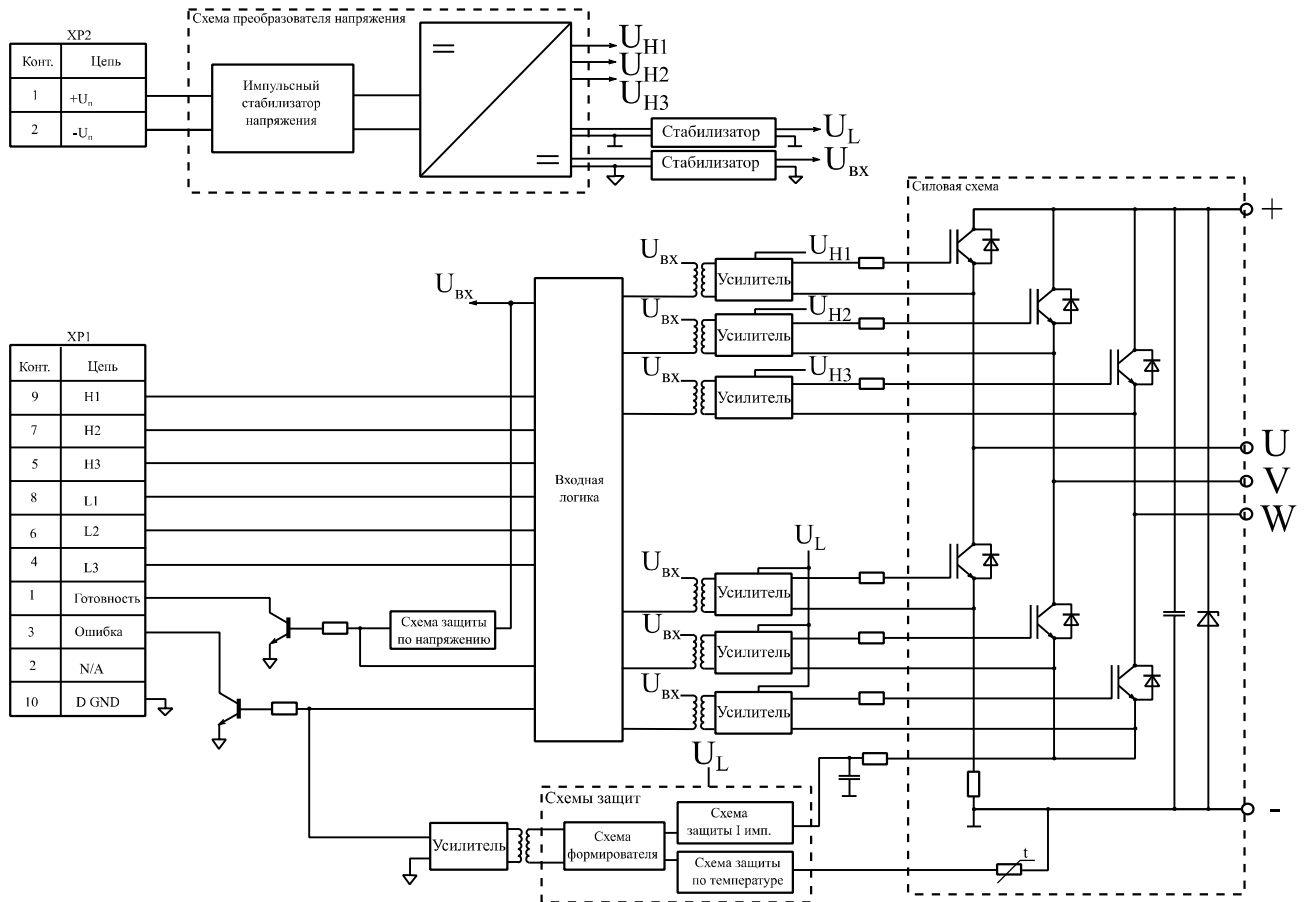


Рисунок 4.3 – Схема модуля мостового усилителя Электрум АВ 5МИ-05-12А-01

Питание датчиков осуществляется двухполярным стабилизированным напряжением $\pm 15\text{В}$ через линейные регуляторы серии 78XX и 79XX. Напряжение питания контроллера и отладочной платы в целом преобразуется с верхнего плеча схемы питания датчиков через линейный регулятор К142ЕН5. Согласование с АЦП микроконтроллера ОП произведено с помощью вариации схемы дифференциального усилителя (ДУ), инвертирующего усилителя (ИУ), повторителя – усилителя опорного питания (УОП) на операционных усилителях серии 140УД через дифференциальный вход преобразователя последовательного приближения с архитектурой SAR (рисунок 4.4). Используемый микроконтроллер имеет 12 отдельных модулей

АЦП и это, в свою очередь, приводит к тому, что каждый из каналов измерения имеет свою аддитивную ошибку преобразования. Поэтому смещение полученных данных подбиралось экспериментально.

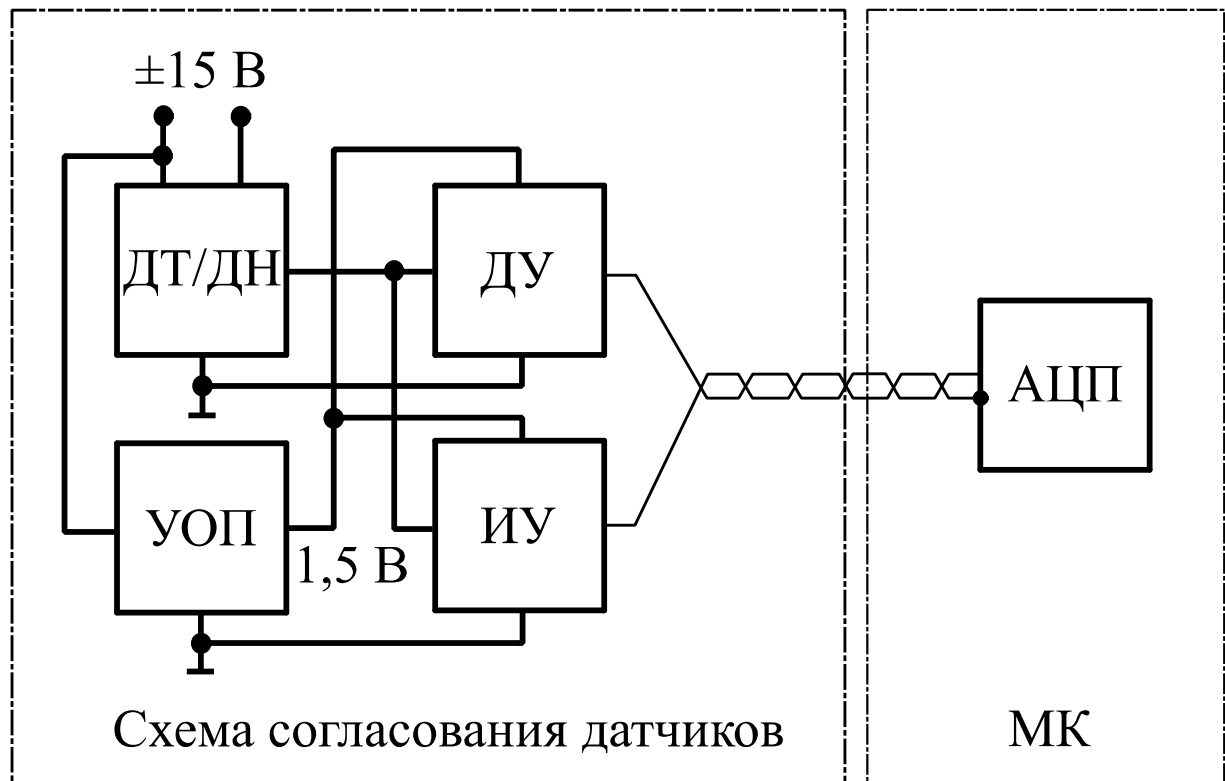


Рисунок 4.4 – Схема согласования датчиков тока и напряжения с АЦП

Выходной сигнал энкодера имеет ПИ-ТТЛ характер. Его дифференциальный сигнал преобразуется и обрабатывается через квадратурный декодер (QEP), встроенный в микроконтроллер.

Питание системы в целом имеет различные источники. В силовой части используется однофазный силовой источник питания Keysight Technologies N8742A, который имеет функцию токоограничения. По окончании макетирования в питании системы используется мостовой выпрямитель по схеме Ларионова. Управление нагрузочным устройством происходит через релейную коммутацию активной нагрузки с помощью цифровых выходов контроллера (резисторы ПЭВ-50) к клеммам питания ДПУ-127-450-1-57-Д43. Схема коммутации нагрузочного устройства приведена на рисунке 4.5. Нагрузка имеет трехступенчатый характер от $1/3$ от номинальной до

номинальной. Внешний вид разработанной установки представлен на рисунке 4.6.

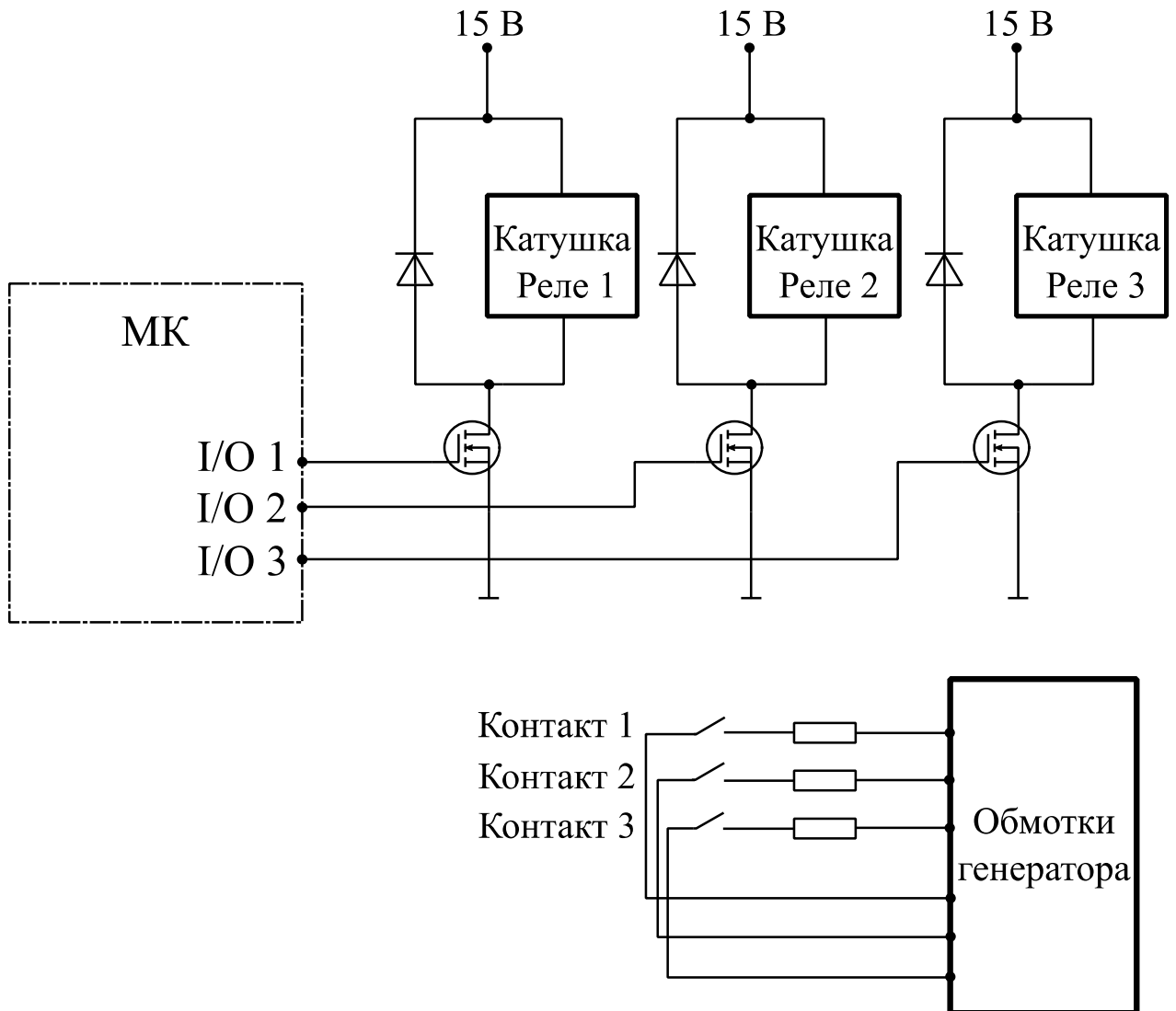
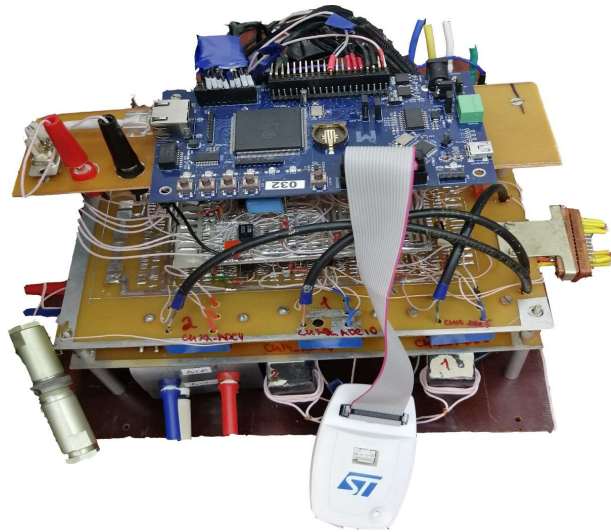


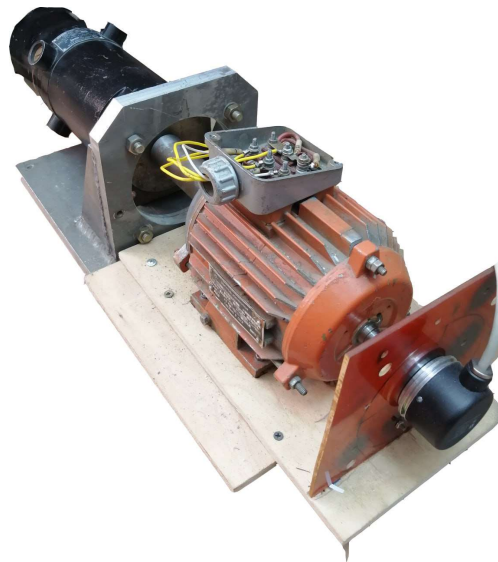
Рисунок 4.5 – Схема коммутации нагрузочного устройства экспериментального стенда



а)



б)



в)

Рисунок 4.6 – Внешний вид экспериментальной установки; а) отладочная плата и устройства измерения токов и напряжений преобразователя б) мостовой усилитель в) спарка генератора постоянного тока и асинхронного двигателя

4.2 Программное обеспечение экспериментального стенда

Для управления собранным экспериментальным стендом используется хорошо себя зарекомендовавшее отечественное программное обеспечение MexBios. Среда позволяет осуществлять моделирование, разработку блоков

управления электродвигателем на языке Си с использованием различных библиотек, в том числе широкоизвестную `_IQmath`. Внешний вид интерфейса представлен на рисунке 4.6. Каждый блок управления может быть создан самостоятельно с нуля, что и было произведено в ходе макетирования и отладки.

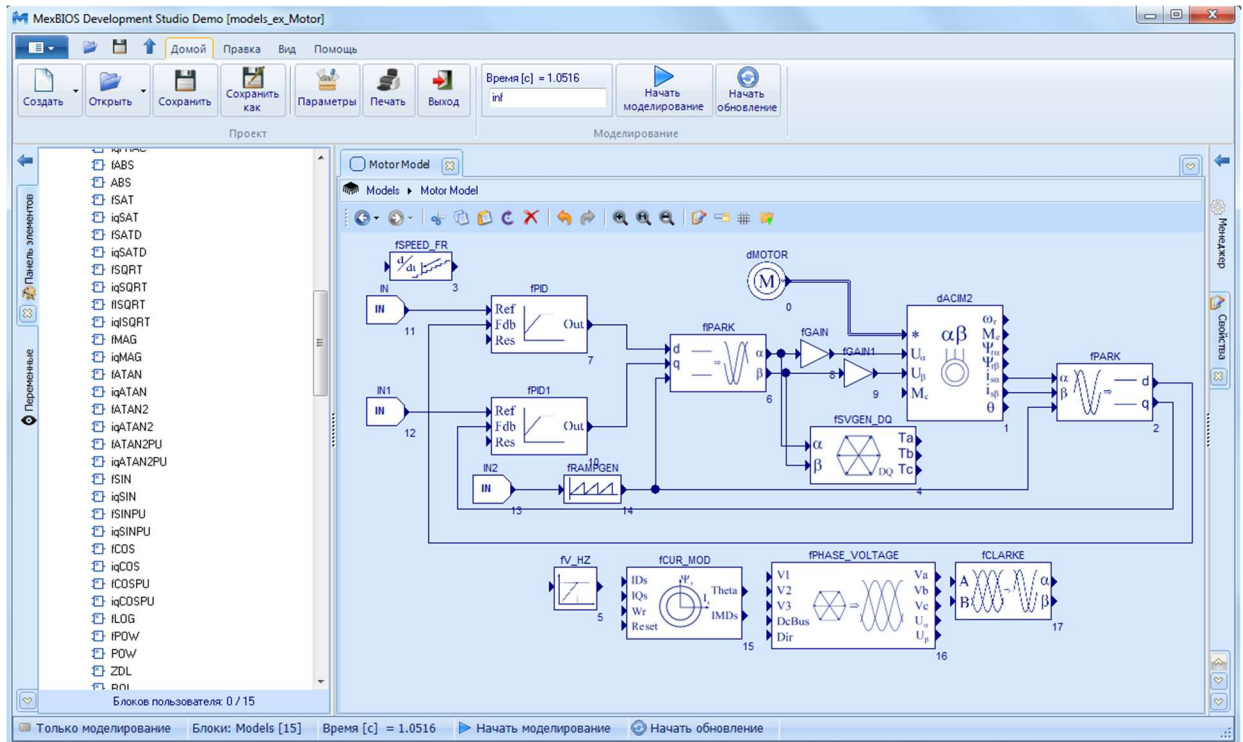


Рисунок 4.6 – Интерфейс пользователя среды Mexbios

Программирование контроллера возможно через последовательный интерфейс либо JTAG.

Система Mexbios также предназначена для визуализации переменных состояний управляемого объекта (АД) и диспетчеризации в реальном времени. С помощью её функционала возможно задавать различные параметры для ШИМ, такие как частоту, «мертвое» время, форму модулирующего, несущего сигнала и так далее. Отслеживание переменных состояния возможно через встроенный в утилиту осциллограф с буферизацией в 384 точки (рисунок 4.7). Полученные массивы позволяют реализовывать различные вариации алгоритмов управления статическим преобразователем, который питает двигатель.

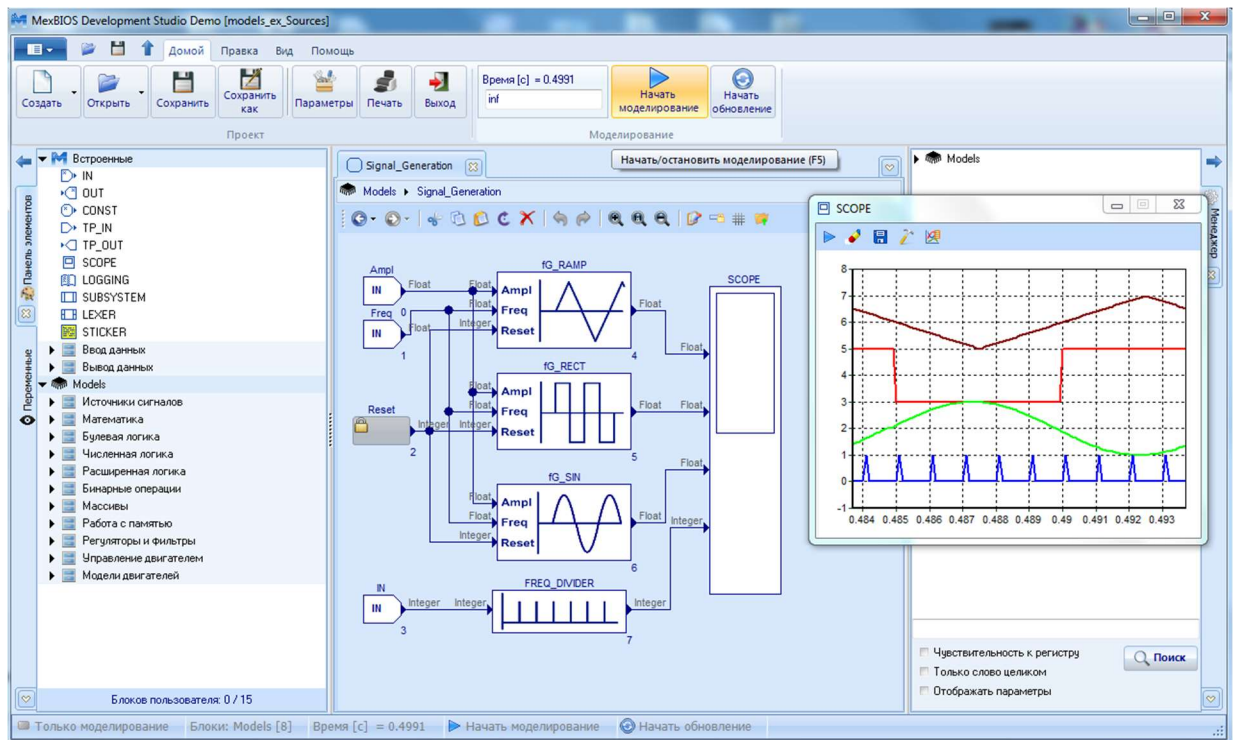


Рисунок 4.7 – Встроенный осциллограф в среде MexBIOS

4.3 Микропроцессорная система управления электроприводом экспериментального стенда

4.3.1 Формирование модулирующего сигнала ШИМ

На базе экспериментального стенда и управляющего им программного обеспечения возможно реализовать любой алгоритм управления, во главе которых стоит тот или иной способ формирования ШИМ. На сегодняшний момент существует множество способов её реализации. Наиболее встречающиеся из них это синусоидальная, векторная и ШИМ, сформированная методом фазных потенциалов [88].

Более простым, наглядным и вычислительно наименее затратным является задание модулирующих напряжений, как чистых синусов. Однако такой подход не обеспечивает должного уровня использования запаса напряжения ЗПТ. Данного недостатка лишена векторная ШИМ и метод фазных потенциалов, которые по своим свойствам идентичны между собой, кроме количества переключений на периоде коммутаций. Вышеупомянутые

способы позволяют уменьшить недоиспользование ЗПТ примерно на 15% [88].

Также нельзя не упомянуть о форме несущих сигналов, выбор которых видоизменяет спектральную характеристику выходного напряжения и тока, что, несомненно, нужно учитывать при проектировании систем с повышенными требованиями к КГИ. Рассмотрим более детально реализацию вышеописанных алгоритмов.

4.3.1.1 Синусоидальная ШИМ

Управление ключей стоек инвертора при таком способе организации управления формируется благодаря синусоидальным модулирующим сигналам согласно названию метода (4.1)

$$\begin{aligned} U_{m.a}(t) &= 0,5 + \frac{U_{\text{зад}}}{U_{dc}} \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{зад}} \cdot t), \\ U_{m.b}(t) &= 0,5 + \frac{U_{\text{зад}}}{U_{dc}} \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{зад}} \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}), \\ U_{m.c}(t) &= 0,5 + \frac{U_{\text{зад}}}{U_{dc}} \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{зад}} \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}), \end{aligned} \quad (4.1)$$

где $U_{m.a}, U_{m.b}, U_{m.c}$ – модулирующие сигналы по фазам abc .

4.3.1.2 Векторная ШИМ

Наиболее продвинутым методом в плане используемого аппарата и эксплуатационных характеристик является векторная ШИМ. Она базируется на формировании модулирующего сигнала с помощью базовых векторов, соответствующих той или иной комбинации силовых ключей. Так как состояний инвертора всего 2^3 , то их наиболее удобно нумеровать с помощью цифр в двоичной системе счисления, где каждый разряд этого числа указывает включен электронный ключ (1), либо выключен (0). Желаемое выходное

напряжение инвертора модулируется определенным последовательным включением описанных состояний по таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Базовые вектора

Базовый вектор	A+ (S1)	B+ (S3)	C+ (S5)	A- (S2)	B- (S4)	C- (S6)	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}
$V_0 = (000)$	0	0	0	1	1	1	0	0	0
$V_1 = (100)$	1	0	0	0	1	1	$+U_{dc}$	0	$-U_{dc}$
$V_2 = (110)$	1	1	0	0	0	1	0	$+U_{dc}$	$-U_{dc}$
$V_3 = (010)$	0	1	0	1	0	1	$-U_{dc}$	$+U_{dc}$	0
$V_4 = (011)$	0	1	1	1	0	0	$-U_{dc}$	0	$+U_{dc}$
$V_5 = (001)$	0	0	1	1	1	0	0	$-U_{dc}$	$+U_{dc}$
$V_6 = (101)$	1	0	1	0	1	0	$+U_{dc}$	$-U_{dc}$	0
$V_7 = (111)$	1	1	1	0	0	0	0	0	0

На рисунке 4.9 изображены ненулевые векторы при неподвижной системе координат.

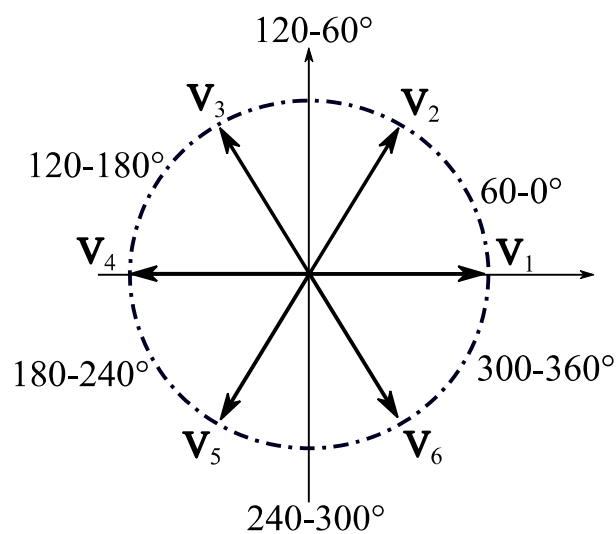


Рисунок 4.9 – Распределение базовых векторов в пространстве

Формирование вектора напряжения основывается на поочередном переключении базовых векторов. Таких способов два: переключение по

часовой стрелке и против. Так, например, для переключения против часовой стрелки алгоритм имеет следующий вид - $V_7 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_7 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1$. А для переключения по часовой: $V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2$. Обобщая вышесказанное, можно получить аналитическое выражение формирования опорного вектора, представленное в формуле (4.2):

$$\int_0^{T_{\text{ШИМ}}} U_{\text{оп}} dt = \int_0^{T_{\text{ШИМ}}} U dt = \int_0^{T_1} U_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} U_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_{\text{ШИМ}}} U_0 dt \quad (4.2)$$

где $T_{\text{ШИМ}}$ - период ШИМ, T_1, T_2 - интервалы включения ключей.

При сравнительно высокой частоте ШИМ $U_{\text{оп}}$ можно принять статичным в течение одного цикла ШИМ. Так как состояния U_1 и U_2 постоянны, а $U_0 = 0$, то в соответствии с (4.2) можно получить следующее выражение $U_1 \cdot T_1 + U_2 \cdot T_2 = U_{\text{оп}} \cdot T_{\text{ШИМ}}$. Оно имеет наглядную геометрическую интерпретацию (рисунок 4.10).

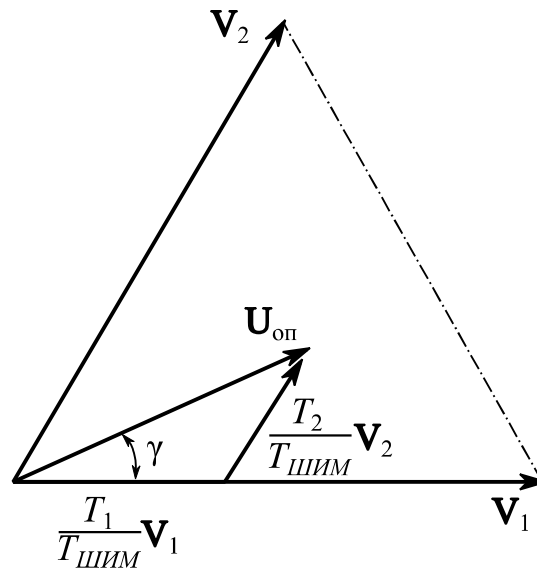


Рисунок 4.10 - Векторы напряжения инвертора при векторной ШИМ

Выбирая аффинную систему координат, можно получить разложение опорного вектора (4.3).

$$T_1 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos 60^\circ \\ \sin 60^\circ \end{bmatrix} = T_z \cdot U_{dc} \cdot a \cdot \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

где U_{dc} - напряжение постоянного источника питания, γ - относительный угол в секторе $0 \leq \gamma \leq 60^\circ$, а коэффициент a высчитывается по формуле 4.4 [33].

$$a = \frac{\sqrt{3} |U_{оп}|}{U_{dc}}. \quad (4.4)$$

Из разложения вектора $U_{оп}$ по теореме косинусов нетрудной найти T_1, T_2

$$\begin{cases} T_1 = T_{ШИМ} \cdot a \cdot \sin(60^\circ - \gamma), \\ T_2 = T_{ШИМ} \cdot a \cdot \sin \gamma, \\ T_7 = T_8 = T_0 = T_{ШИМ} - T_2 - T_1. \end{cases} \quad (4.5)$$

Для реализации вектора напряжения, формируются длительности базовых векторов внутри периода модуляции. От положения опорного вектора в том или ином секторе зависит комбинации включения базовых векторов, которые приведены в таблице 4.2 [88].

Таблица 4.2 – Комбинация базовых векторов

Сектор	Градусы	Используемые векторы
1	0-60	V_1, V_2, V_7, V_8
2	60-120	V_2, V_3, V_7, V_8
3	120-180	V_3, V_4, V_7, V_8
4	180-240	V_4, V_5, V_7, V_8
5	240-300	V_5, V_6, V_7, V_8
6	300-360	V_6, V_1, V_7, V_8

Также существует метод фазных потенциалов, описанный в п.2.2. В форме с плавающим потенциалом он аналогичен по свойствам векторной

ШИМ. Также существуют модификации привязки к потенциалу, которые приводят к изменениям в количестве коммутаций на такте ШИМ, что позитивным образом сказывается на тепловыделении силового модуля, однако вместе с этим растет уровень КГИ.

4.4 Экспериментальные исследования и верификация математической модели

Данные скорости снимались на валу асинхронного двигателя с помощью энкодера ЛИР 158А. Для получения кривых скорости используется процедура цифрового дифференцирования и последующая фильтрация выходных данных апериодическим звеном с шириной полосы пропускания T_f . Чтобы оценить влияние искусственно введенной задержки было получено несколько вариантов переходных процессов скорости при различных постоянных времени фильтрации на разных частотах задания. На рисунках 4.11 - 4.15 представлены разгонные кривые угловой скорости двигателя при $f_{\text{зад}} = \left[\frac{1}{3}, \frac{1}{2}, \frac{2}{3}, \frac{5}{6} \right] \cdot f_n$, где $f_n = 50 \text{ Гц}$.

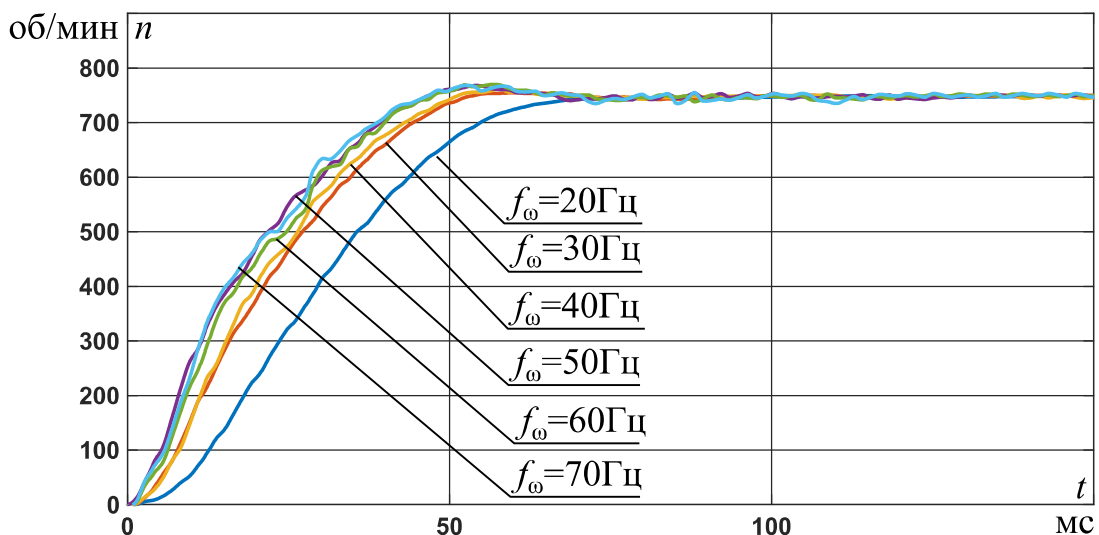


Рисунок 4.11 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = f_n$

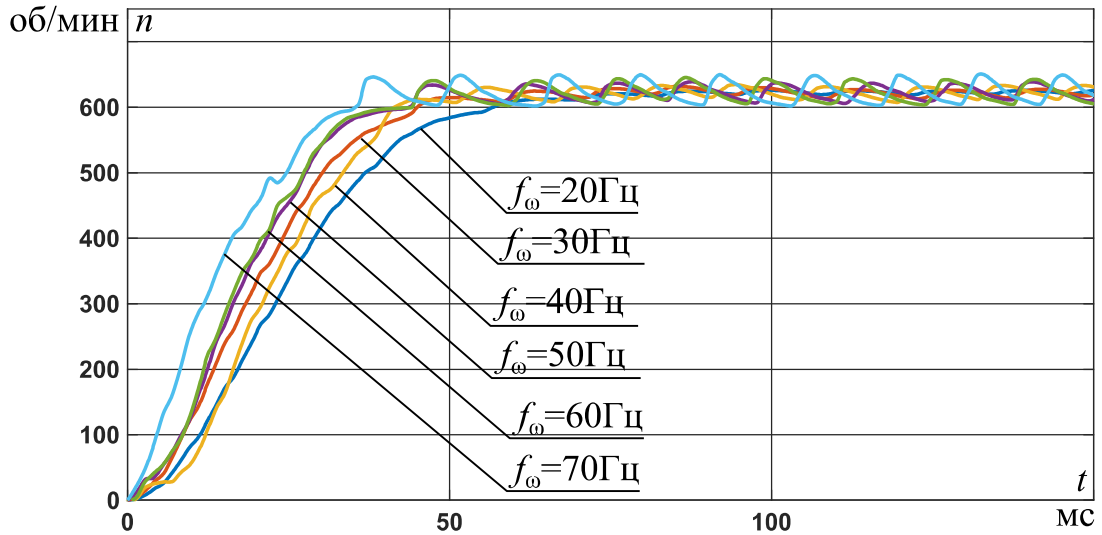


Рисунок 4.12 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = \frac{5}{6} \cdot f_{\text{н}}$

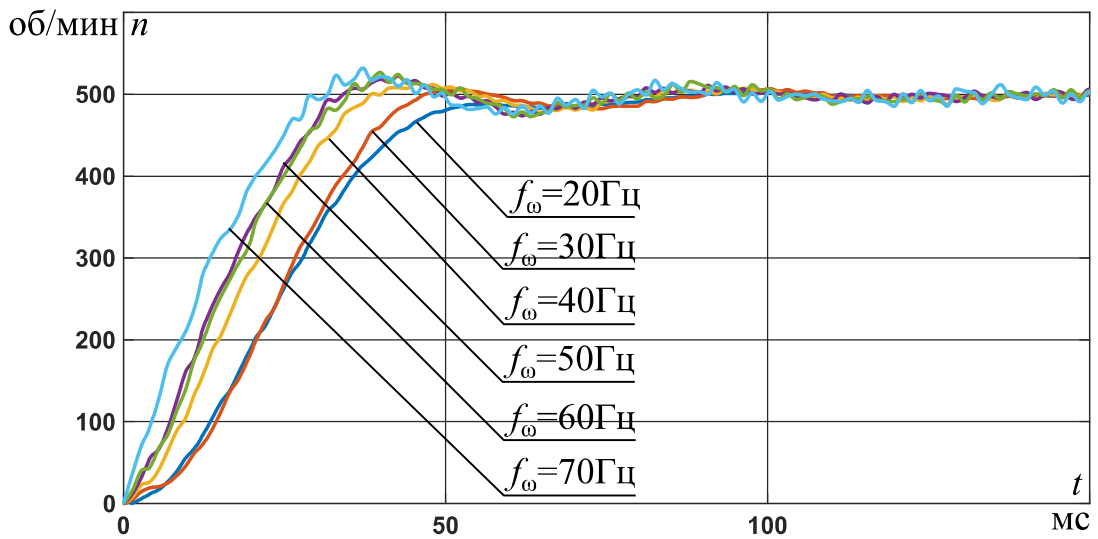


Рисунок 4.13 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = \frac{2}{3} \cdot f_{\text{н}}$

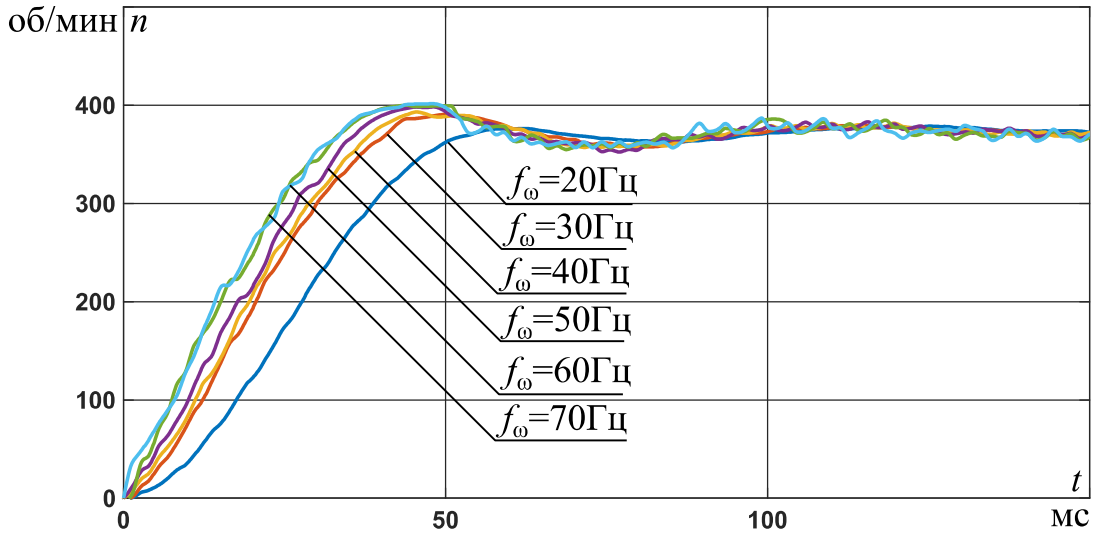


Рисунок 4.14 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} \cdot f_{\text{н}}$

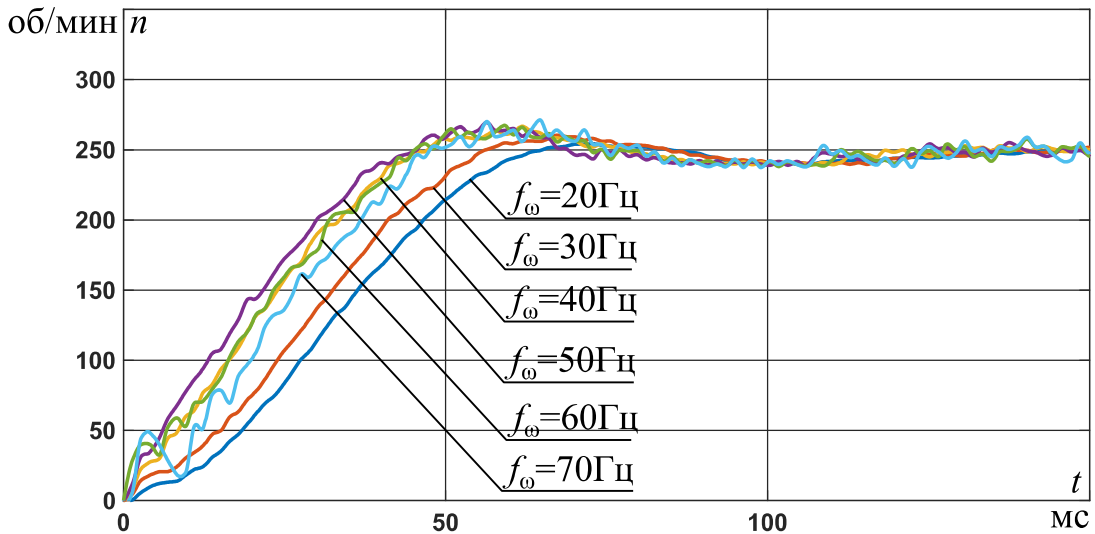


Рисунок 4.15 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = \frac{1}{3} \cdot f_{\text{н}}$

Как видно из вышеприведенных рисунков наиболее оптимальной шириной полосы пропускания является 50 Гц, поскольку такая настройка позволяет получить кривые переходных процессов угловой скорости с наименьшей шумовой составляющей при том, что в темпе своего роста они не будут отставать от тех, который были пропущены через более «быстрые»

фильтры. Поэтому в дальнейшем для оценки адекватности будет использоваться массивы с $f_{\omega} = 50$ Гц.

С помощью описанных алгоритмов ШИМ и модели в главе №2 было произведено ряд моделирований на тех же частотах, что и эксперимент. В результате получены переходные процессы скорости и фазного тока (рисунки 4.16-4.25).

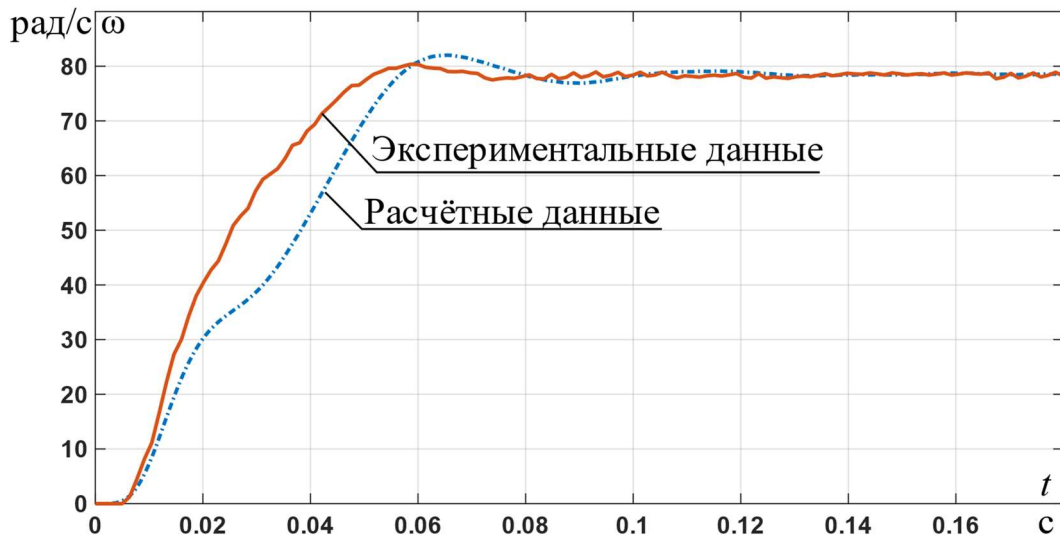


Рисунок 4.16 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = f_{\text{н}}$

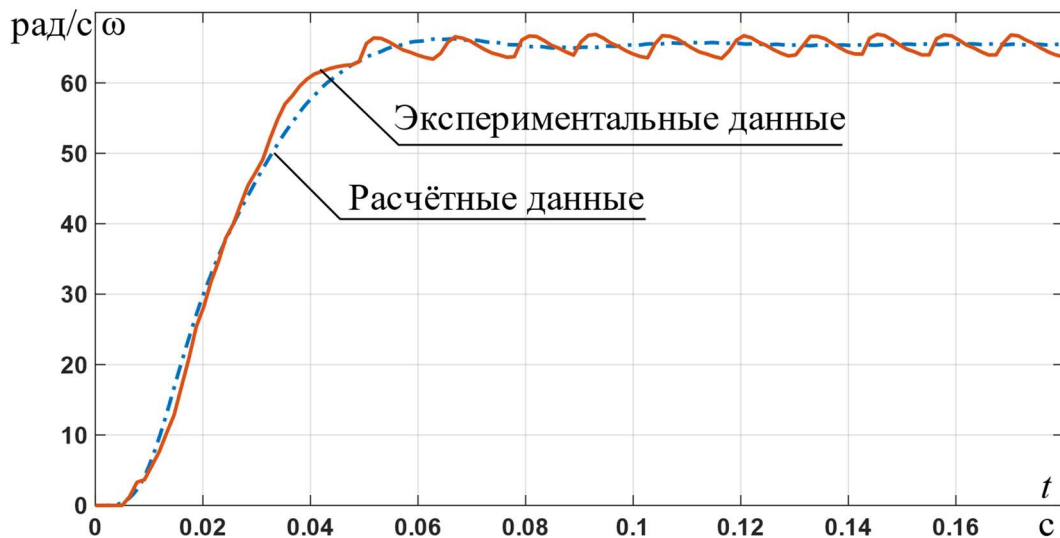


Рисунок 4.17 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = \frac{5}{6} \cdot f_{\text{н}}$

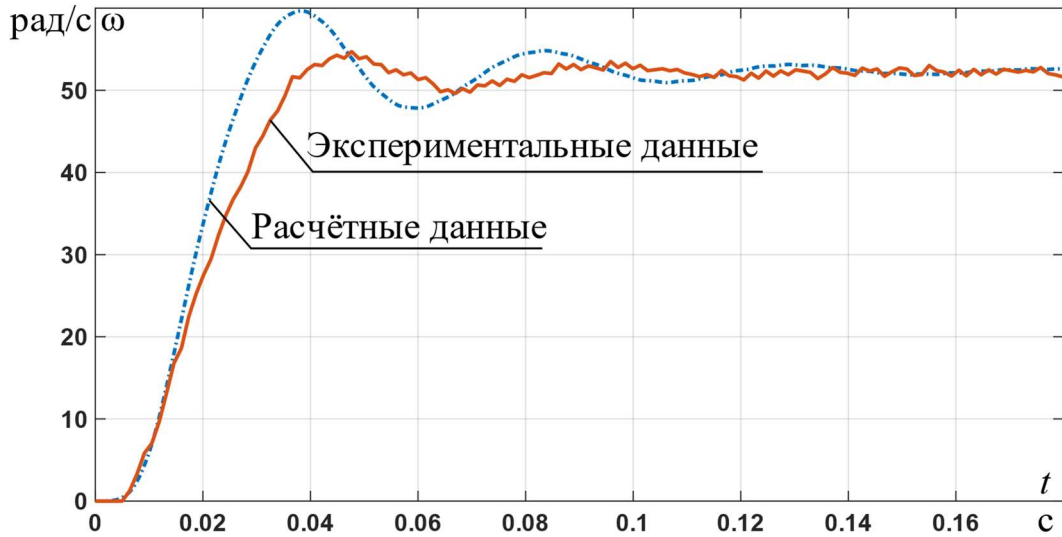


Рисунок 4.18 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = \frac{2}{3} \cdot f_{\text{н}}$

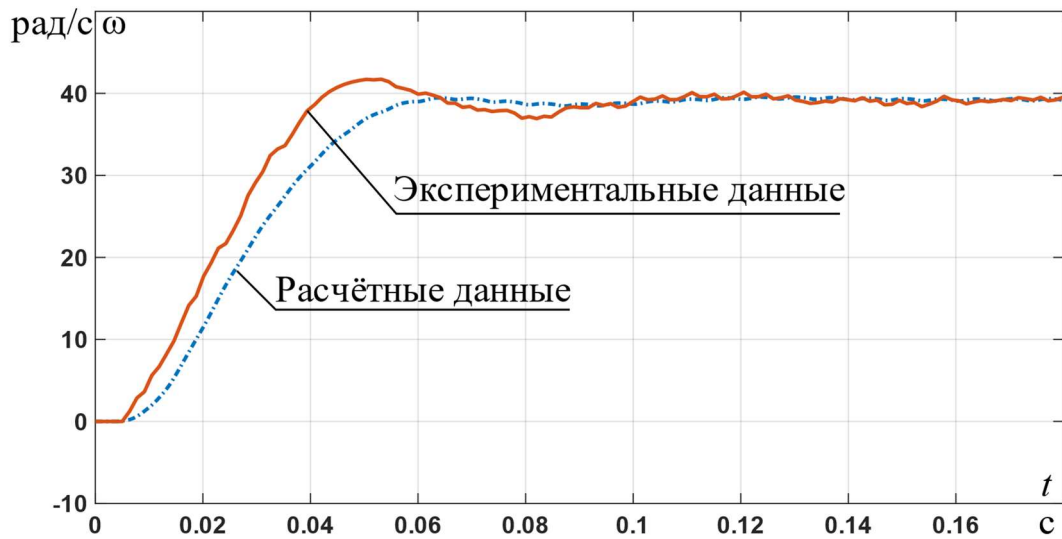


Рисунок 4.19 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} \cdot f_{\text{н}}$

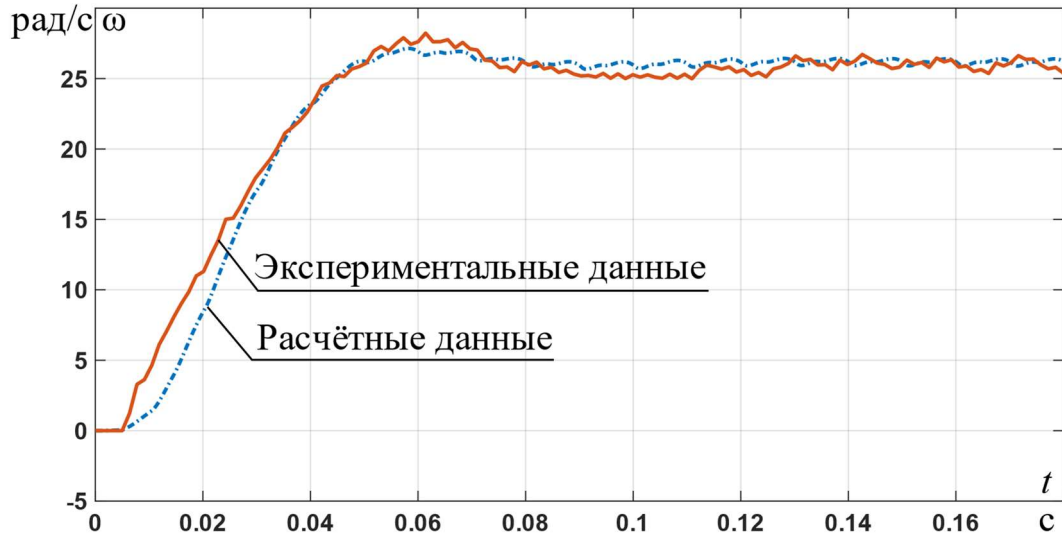


Рисунок 4.20 – Переходные процессы угловой скорости при $f_{\text{зад}} = \frac{1}{3} \cdot f_{\text{н}}$

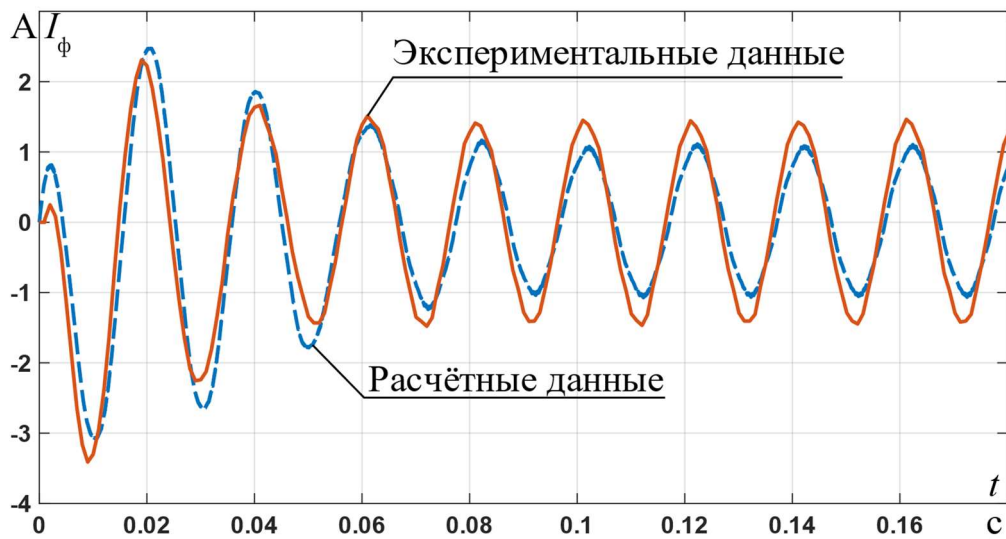


Рисунок 4.21 – Переходные процессы тока в фазе А при $f_{\text{зад}} = f_{\text{н}}$

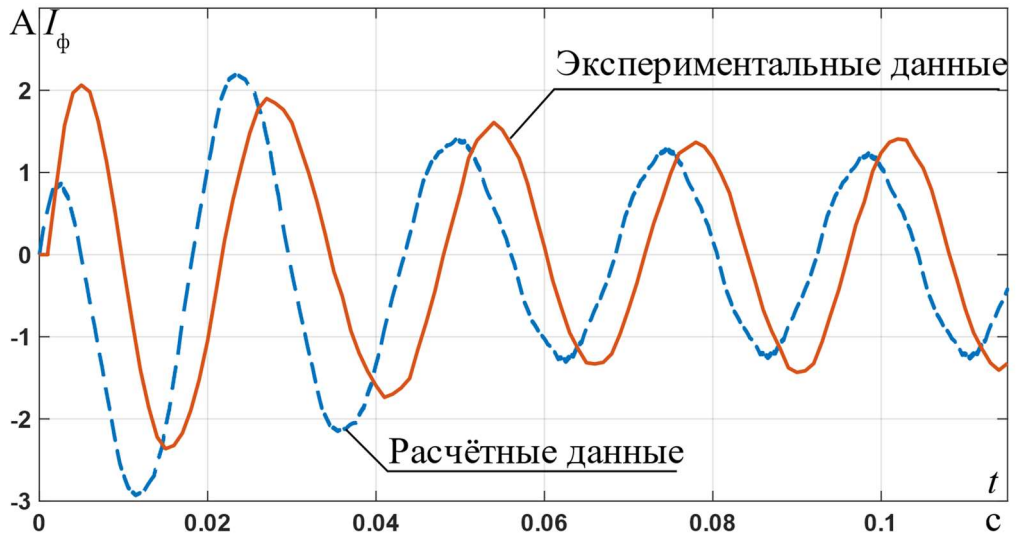


Рисунок 4.22 – Переходные процессы тока в фазе А при $f_{\text{зад}} = \frac{5}{6} \cdot f_{\text{н}}$

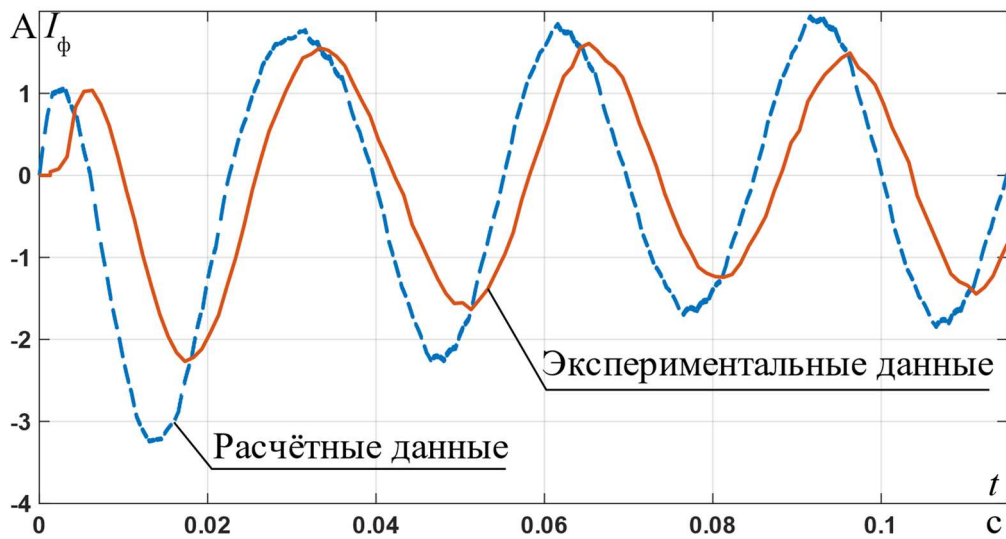


Рисунок 4.23 – Переходные процессы тока в фазе А при $f_{\text{зад}} = \frac{2}{3} \cdot f_{\text{н}}$

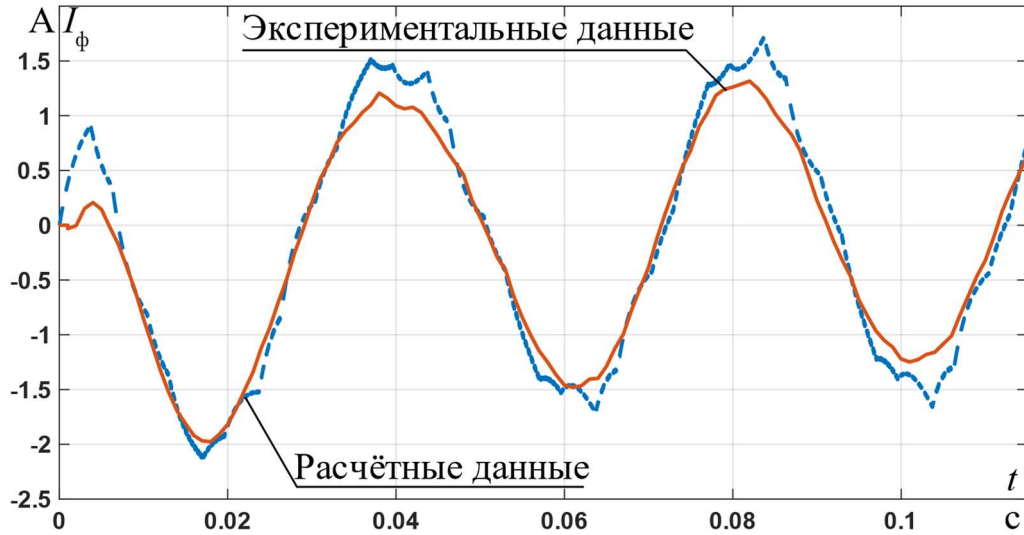


Рисунок 4.24 – Переходные процессы тока в фазе А при $f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} \cdot f_{\text{н}}$

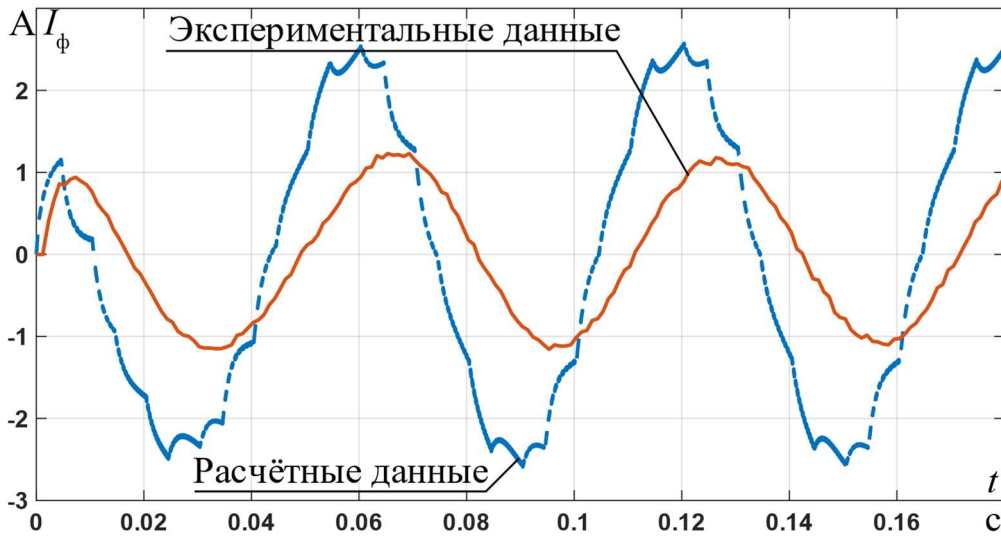


Рисунок 4.25 – Переходные процессы тока в фазе А при $f_{\text{зад}} = \frac{1}{3} \cdot f_{\text{н}}$

Значение ошибок вычислялось как среднее арифметическое от поэлементного относительного рассогласования экспериментального и модельного массива данных скорости и модуля обобщенного вектора тока статора (4.7,4.8):

$$E_{\omega} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \frac{|\omega_{r,j,\text{эксп}} - \omega_{r,j,\text{модель}}|}{\omega_{r,j,\text{эксп}}} \cdot 100\%, \quad (4.7)$$

$$E_i = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \frac{\left| \left| \mathbf{I}_{1.i \text{ эксп}} \right| - \left| \mathbf{I}_{1.i \text{ модель}} \right| \right|}{\left| \mathbf{I}_{1.i \text{ эксп}} \right|} \cdot 100\%, \quad (4.8)$$

где N – длина массива скорости; M – длина массива тока;

$\left| \mathbf{I}_{1.i \text{ эксп}} \right| = \sqrt{i_{1.a_i \text{ эксп}}^2 + i_{1.b_i \text{ эксп}}^2 + i_{1.c_i \text{ эксп}}^2}$; $i_{1.a_i \text{ эксп}}, i_{1.b_i \text{ эксп}}, i_{1.c_i \text{ эксп}}$ мгновленные значения

токов, полученных с экспериментального стенда;

$\left| \mathbf{I}_{1.i \text{ модель}} \right| = \sqrt{i_{1.a_i \text{ модель}}^2 + i_{1.b_i \text{ модель}}^2 + i_{1.c_i \text{ модель}}^2}$; $i_{1.a_i \text{ модель}}, i_{1.b_i \text{ модель}}, i_{1.c_i \text{ модель}}$ мгновленные

значения токов, полученные в процессе моделирования системы. Результаты вычисления ошибки представлены в таблице 4.3.

Таблица 4.3 – Рассогласование между моделью и экспериментом

Значение частоты питающего напряжения	Режим работы	Ошибка моделирования %	
		Для I	Для ω
f_n	Пуск	22,91	26,85
	Уст. режим	29,65	1,15
$\frac{5}{6} \cdot f_n$	Пуск	25,12	15,27
	Уст. режим	14,26	2,49
$\frac{2}{3} \cdot f_n$	Пуск	113,3	20,03
	Уст. режим	47,09	3,10
$\frac{1}{2} \cdot f_n$	Пуск	58,24	29,61
	Уст. режим	38,85	1,15
$\frac{1}{3} \cdot f_n$	Пуск	100,6	27,35
	Уст. режим	117,8	1,64

Как можно заметить в большинстве режимов работа модели неадекватна. Поэтому в главе №2 предлагается использовать некий корректирующий коэффициент $K_x(f_{\text{зад}})$, который позволял бы изменять индуктивность намагничивания двигателя, следовательно и все вспомогательные параметры для расчета имитационной модели.

В результате, при использовании такой модификации уравнений электромагнитной системы построено семейство переходных процессов скорости и токов при $f_n = 50$ Гц (рис 4.26-4.35).

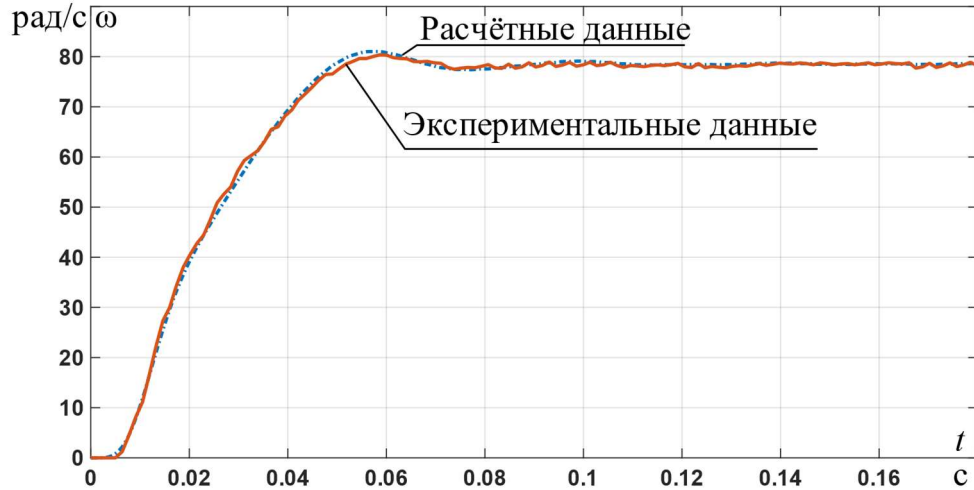


Рисунок 4.26 – Переходные процессы угловой скорости с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = f_n$$

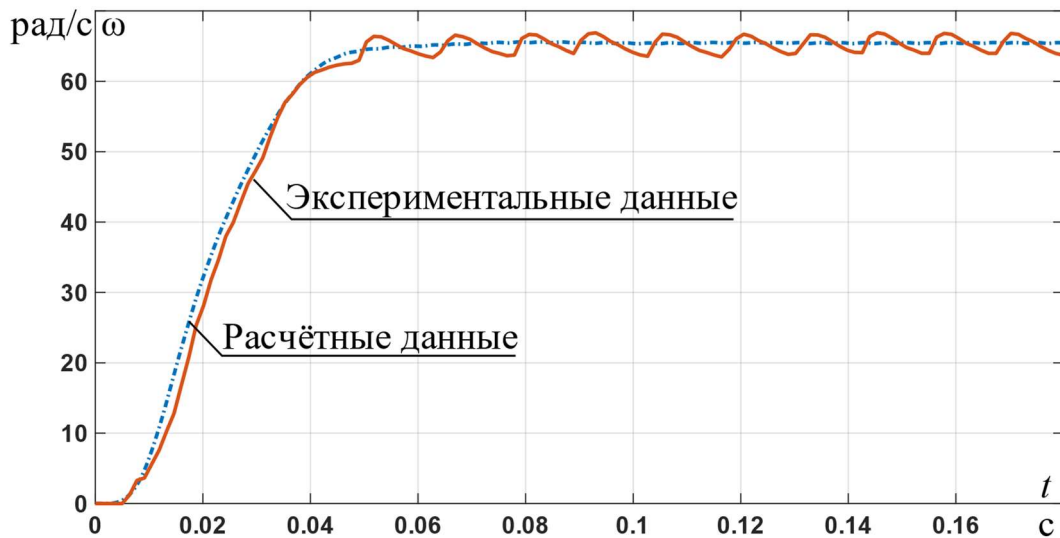


Рисунок 4.27 – Переходные процессы угловой скорости с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = \frac{5}{6} \cdot f_n$$

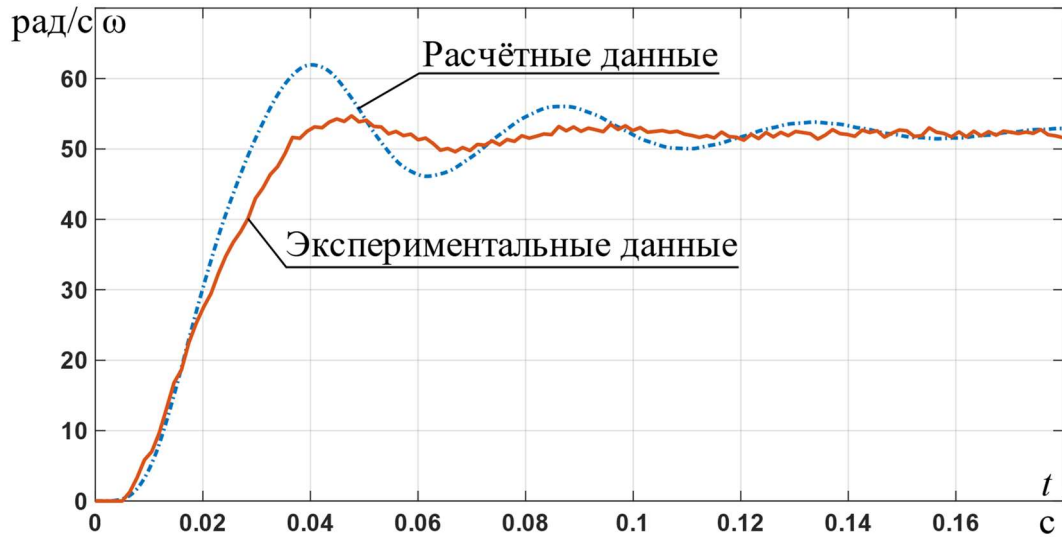


Рисунок 4.28 – Переходные процессы угловой скорости с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = \frac{2}{3} \cdot f_{\text{н}}$$

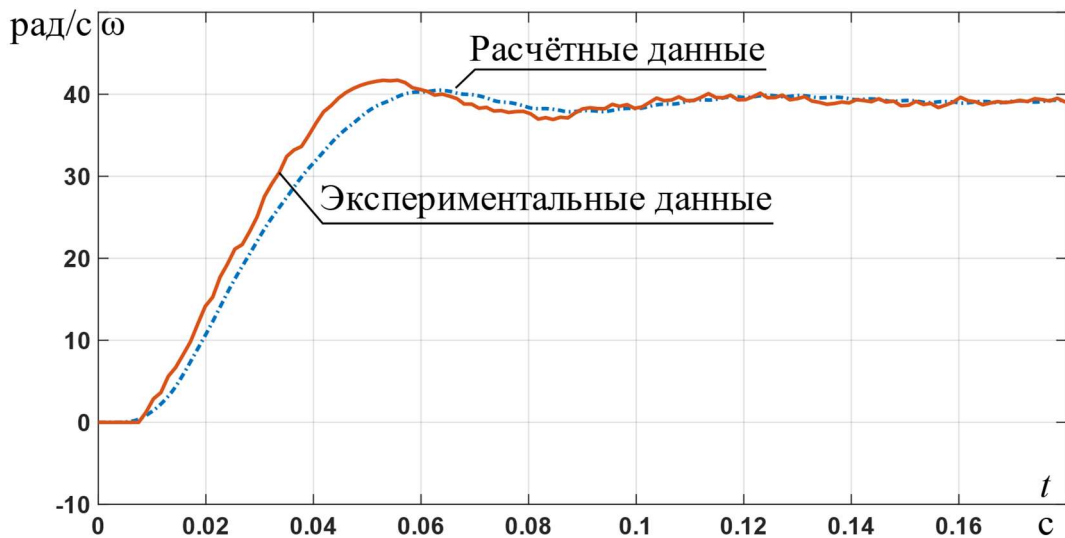


Рисунок 4.29 – Переходные процессы угловой скорости с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} \cdot f_{\text{н}}$$

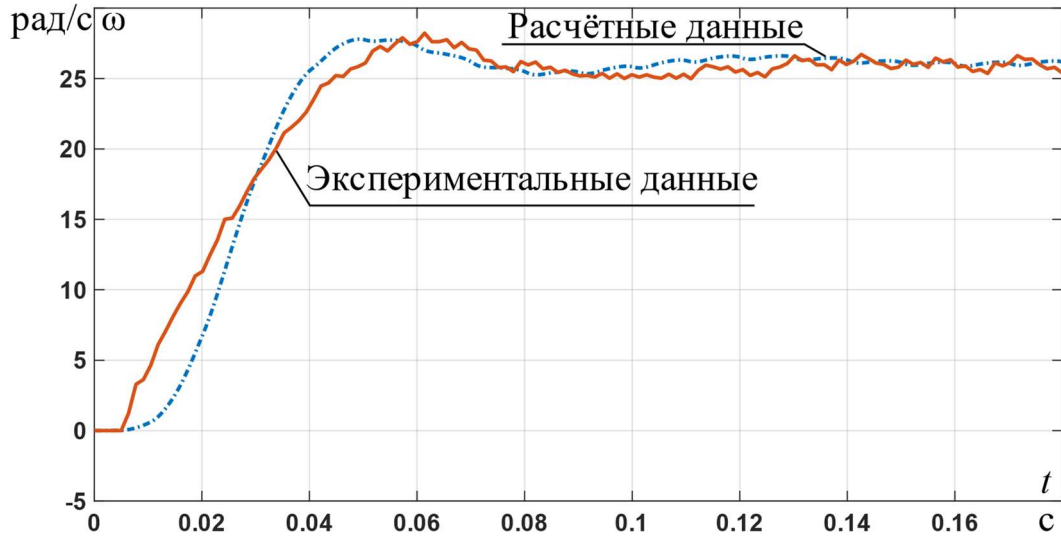


Рисунок 4.30 – Переходные процессы угловой скорости при

$$f_{\text{зад}} = \frac{1}{3} \cdot f_{\text{н}}$$

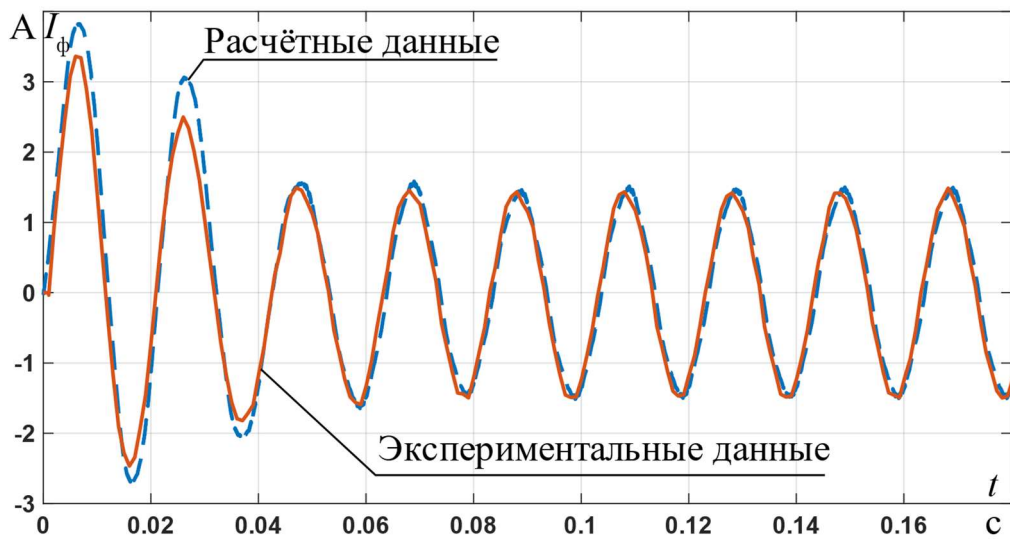


Рисунок 4.31 – Переходные процессы тока в фазе А с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = f_{\text{н}}$$

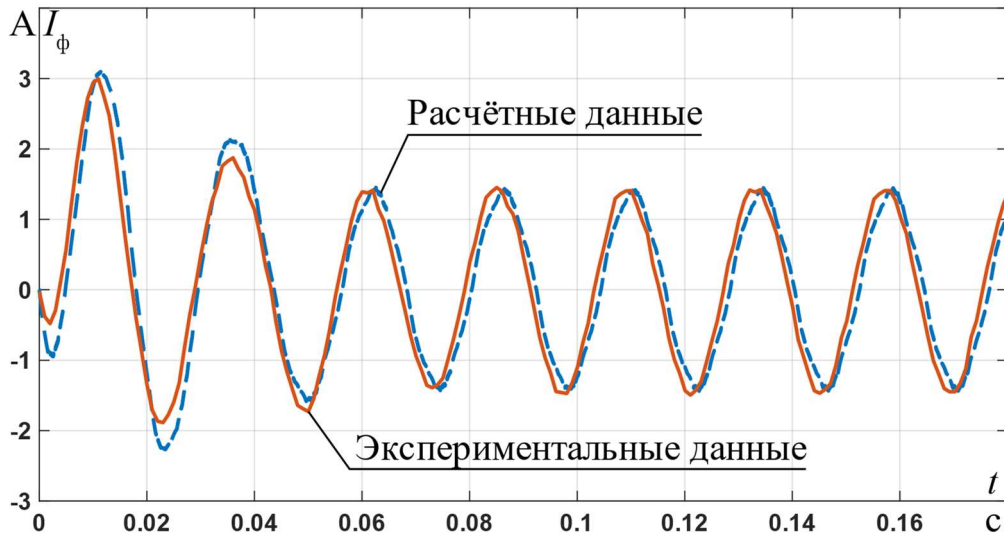


Рисунок 4.32 – Переходные процессы тока в фазе А с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = \frac{5}{6} \cdot f_{\text{н}}$$

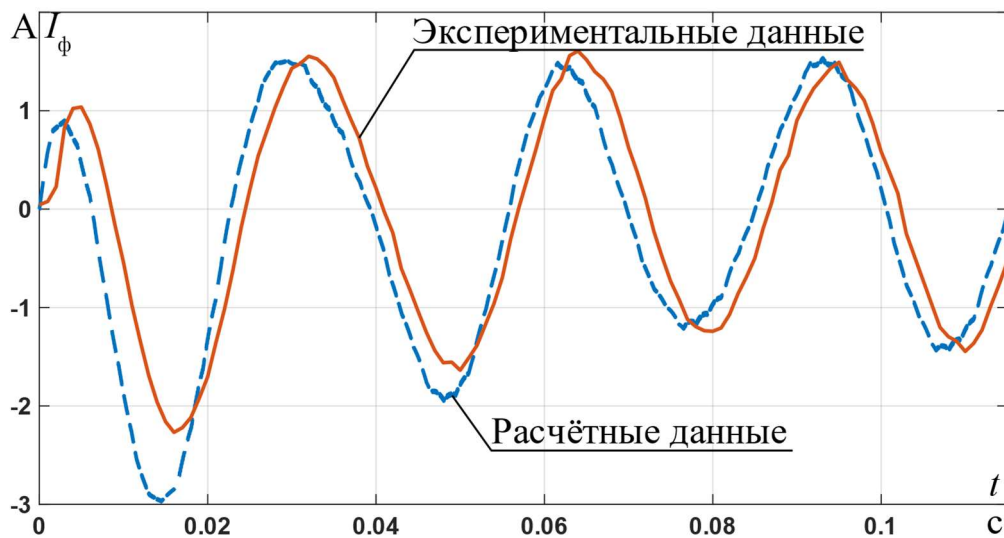


Рисунок 4.33 – Переходные процессы тока в фазе А с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = \frac{2}{3} \cdot f_{\text{н}}$$

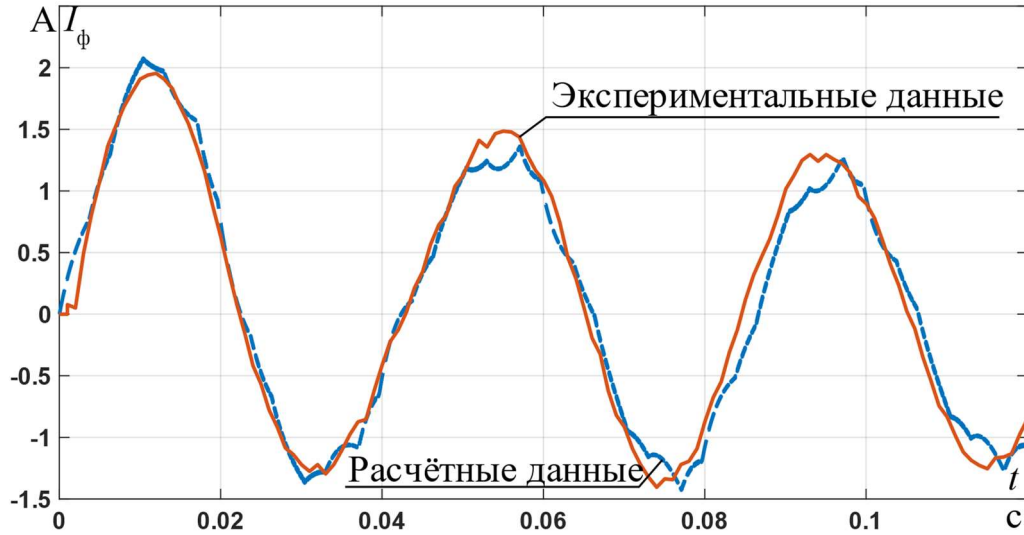


Рисунок 4.34 – Переходные процессы тока в фазе А с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} \cdot f_{\text{н}}$$

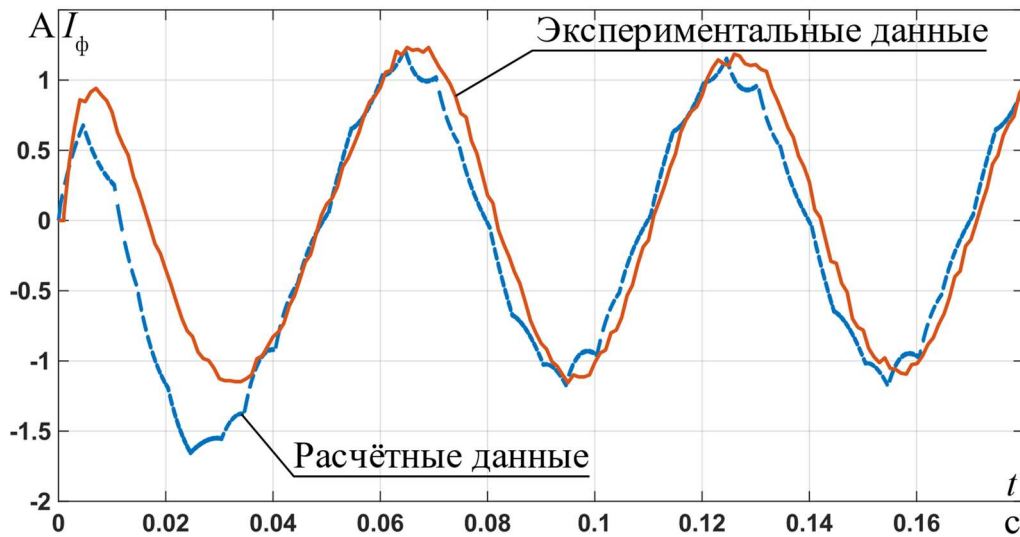


Рисунок 4.35 – Переходные процессы тока в фазе А с коррекцией при

$$f_{\text{зад}} = \frac{1}{3} \cdot f_{\text{н}}$$

Также были получены значения узлов $K_x(f_{\text{зад}})$ для всех значений частот из используемого набора. В свою очередь для получения непрерывной зависимости предлагается полученные узлы интерполировать многочленом

Лагранжа, достоинства и применимость которого рассмотрена в статье [108].

Графическая интерпретация $K_x(f_{\text{зад}})$ представлена на рисунке 4.36.

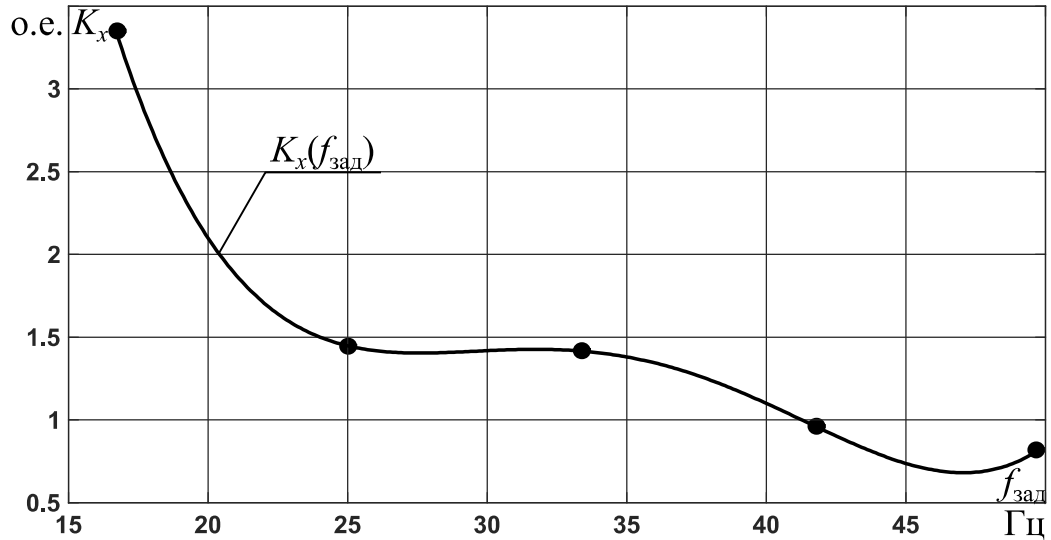


Рисунок 4.36 – Графическое представление корректирующей функции реактивных сопротивлений электромагнитной системы АД

Величины ошибок при использовании $K_x(f_{\text{зад}})$ сведены в таблицу 4.4.

Графическое сравнение данных таблиц 4.3 и 4.4 представлены на рисунках 4.37-4.40.

Таблица 4.4 – Полученное рассогласование с учетом коррекции

Значение частоты питающего напряжения	Режим работы	Ошибка моделирования %	
		Для I	Для ω
f_n	Пуск	19,78	5,17
	Уст. режим	3,75	0,43
$\frac{5}{6} \cdot f_n$	Пуск	18,35	12,63
	Уст. режим	4,16	1,44
$\frac{2}{3} \cdot f_n$	Пуск	23,46	19,48
	Уст. режим	9,72	2,88
$\frac{1}{2} \cdot f_n$	Пуск	15,79	20,49
	Уст. режим	8,57	0,81
$\frac{1}{3} \cdot f_n$	Пуск	21,78	24,46
	Уст. режим	6,35	1,61

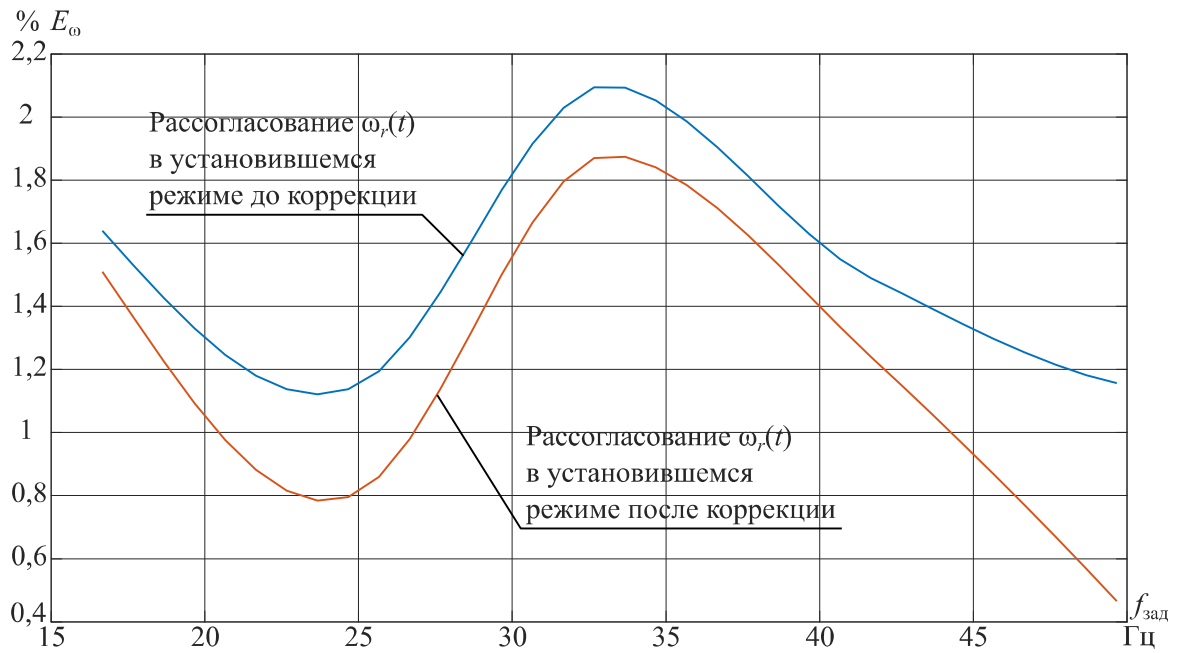


Рисунок 4.37 – Графическое представление рассогласования между модельными данными и экспериментальными для угловой скорости в установившемся режиме

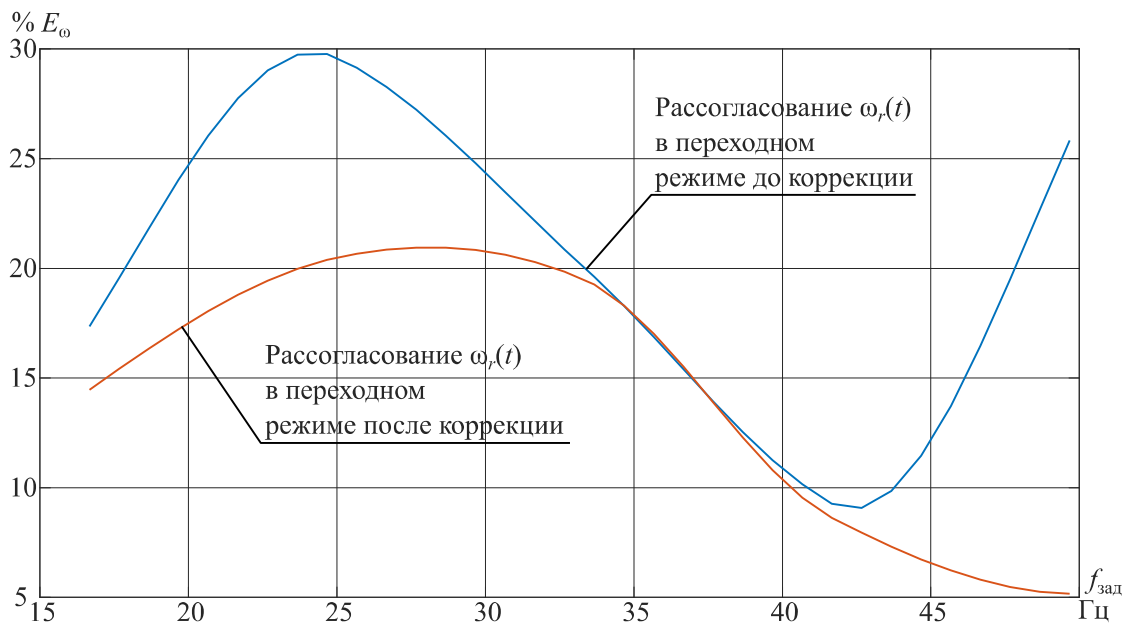


Рисунок 4.38 – Графическое представление рассогласования между модельными данными и экспериментальными для угловой скорости в переходном режиме

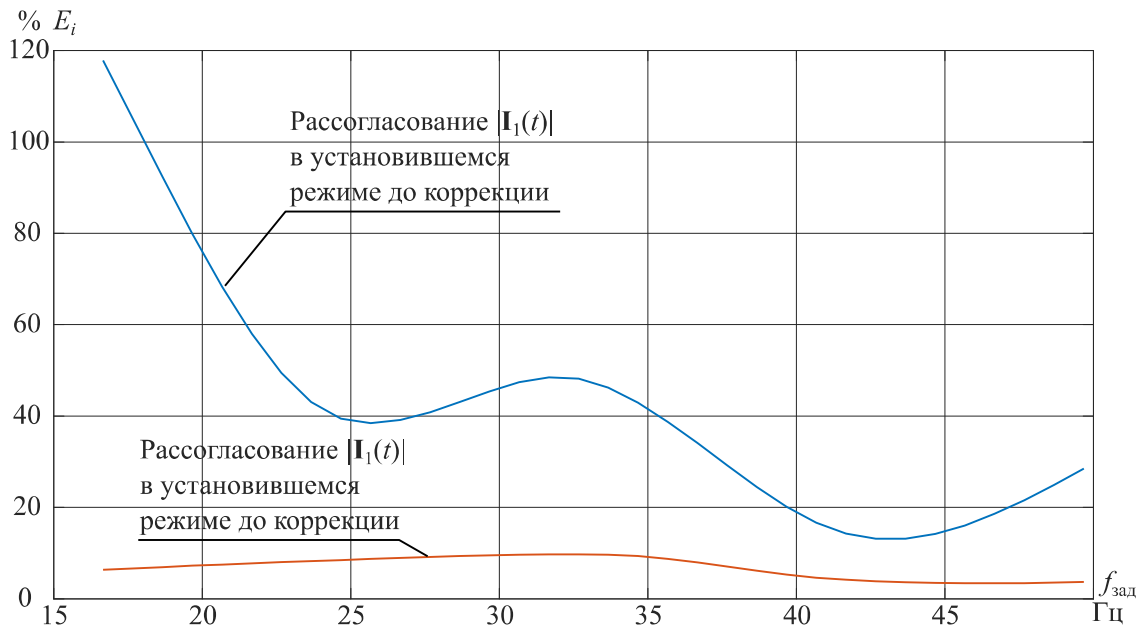


Рисунок 4.39 – Графическое представление рассогласования между модельными данными и экспериментальными для мгновенного значения фазного тока в установившемся режиме

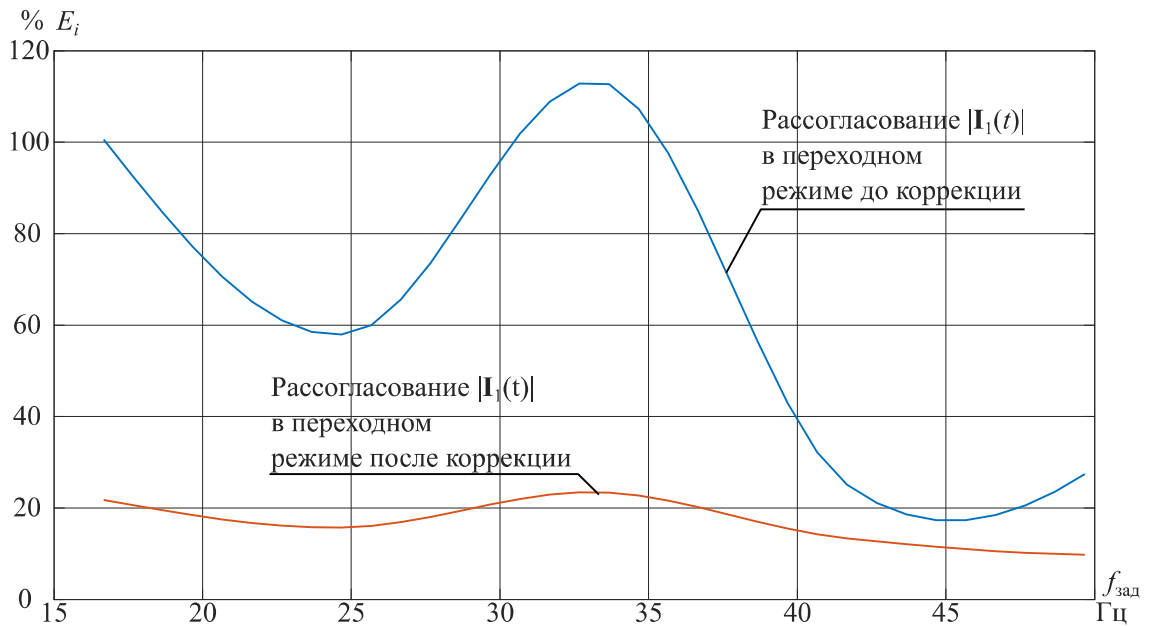


Рисунок 4.40 – Графическое представление рассогласования между модельными данными и экспериментальными для мгновенного значения фазного тока в переходном режиме

4.5 Выводы

1. Созданная экспериментальная установка асинхронного электропривода позволяет проводить исследования систем управления с целью проверки адекватности разработанных алгоритмов.

2. Экспериментально показано, путем сравнения с физическим процессом, что применение нелинейной коррекции в математическую модель асинхронного электропривода позволяет снизить рассогласование между экспериментальными данными и модельными в установившемся режиме для угловой скорости до 1,67 раз; для мгновенного значения тока до 17 раз; в переходном режиме ошибка для угловой скорости снижена до 4 раз; для мгновенного значения тока до 3,6 раз.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выполнены научные исследования и техническая реализация алгоритмов адаптивного управления асинхронным электроприводом, получены следующие новые результаты:

1. Разработана математическая модель асинхронного двигателя, учитывающая нелинейности магнитной системы двигателя путем введения корректирующей добавки, что позволяет получить адекватную модель, которая необходима для численного моделирования алгоритмов управления.

2. Предложена структура замкнутого по напряжению АИН электропривода, стабилизация которого происходит за счет использования регулятора, синтезированного оригинальным методом, базирующимся на применении известных денормированных полиномов. Показано, что из наиболее известных полиномов наилучшей динамикой и качеством спектра выходного тока АИН обладает полином Баттерворда.

3. Синтезирован адаптивный регулятор напряжения АИН АЭП. Предложен механизм сигнальной адаптации, параметры закона которого получены исходя из анализа электромагнитных уравнений асинхронной машины. Анализ включает: гармоническое разложение каждой из компонент вектора состояния на гармоники базовой частоты, которая задается системой управления и побочных частот, возникающих в процессе работы АЭП: специфики и неравномерности значения момента нагрузки, метода формирования выходного напряжения. Подобное решение позволяет уменьшить КГИ вплоть до 78% по сравнению с неадаптивным аналогом. Также, алгоритм адаптации позволяет снизить виброактивность асинхронного двигателя с широтно-импульсной модуляцией фазного напряжения вплоть до -21.29дБ.

4. Разработана экспериментальная установка АЭП. Экспериментальные исследования подтвердили корректность и адекватность разработанной модели асинхронного электропривода с адаптивным

регулятором напряжения АИН. Применение нелинейной коррекции в математической модели асинхронного электропривода позволяет снизить ошибку между экспериментальными и модельными данными в установившемся режиме для угловой скорости в 1,67 раз; для мгновенного значения тока - в 17 раз; в переходном режиме ошибка для угловой скорости снижается в 4 раза; для мгновенного значения тока - в 3,6 раза.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ IEC 60034-14-2014. Машины электрические вращающиеся. Часть 14. Механическая вибрация некоторых видов машин с высотами вала 56 мм и более
2. ГОСТ Р МЭК/ТС 60034-17-2009. Машины электрические вращающиеся. Часть 17. Руководство по применению асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором при питании от преобразователей
3. ГОСТ IEC 60034-9-2024 Машины электрические вращающиеся. Часть 9. Пределы шума
- 4 Каплин А. И. Эффективность применения регулирования частоты вращения для снижения вибраций электродвигателей и электромеханизмов //Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – 2010. – Т. 118. – №. 5. – С. 3-8.
5. Богданов А. А., Быстров Е. А. Анализ влияния алгоритма и режимов работы трехфазного инвертора на спектральный состав выходных токов // Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. трудов. Томск, 2016. С. 93–97.
6. Гаврилин А. Н. Дмитриев, В. С., Ермаков, Д. В., & Дерусова, Д. А. Снижение виброактивности вентилятора системы жизнеобеспечения нефтегазовых станций //Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. – 2023. – Т. 334. – №. 11. – С. 128-137.
- 7 Шубов И.Г. Шум и вибрации электрических машин. –Л.: Энергоатомиздат, 1986
8. Казаков Ю. Б., Бондаренко Ю. И. Влияние несинусоидальности питающего напряжения на виброшумовые характеристики асинхронных двигателей //Вестник Ивановского государственного энергетического университета. – 2015. – №. 3. – С. 34-38.

9. Попов В. И., Тихонов С. И. Магнитный шум трехфазных многополюсных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором серии РА //Электричество. – 2008. – №. 4. – С. 66-73.
10. Лукьянов А. В., Куприянов И. С., Лукьянов Д. А. Исследование радиальных сил асинхронных электродвигателей при несимметрии тока в фазах //Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. – 2022. – №. 4 (76). – С. 10-22.
11. Tsyarkin M. Vibration of induction motors operating with variable frequency drives—A practical experience //2014 IEEE 28th Convention of Electrical & Electronics Engineers in Israel (IEEEI). – IEEE, 2014. – С. 1-5.
12. Голубев А. Н. Многофазный электропривод переменного тока с улучшенными виброшумовыми характеристиками //Вестник Ивановского государственного энергетического университета. – 2025. – №. 3. – С. 61-65.
13. СанПиН 1.2.3685-21 Гигиенические нормативы и требования к обеспечению безопасности и (или) безвредности для человека факторов среды обитания
14. Костюков В. Н., Науменко А. П. Основы диагностики и мониторинга машин: учеб. пособие //Омск: Изд-во ОмГТУ. – 2011.
15. Ishikawa T. Analysis of Natural Frequency, Radial Force and Vibration of Induction Motors Fed by PWM Inverter //Induction Motors-Modelling and Control. – IntechOpen, 2012.
16. Бруслиновский Б.В., Доброскок Н.А., Никитин М.С. Анализ алгоритмов формирования широтно-импульсной модуляции напряжения питания асинхронного двигателя//Труды ЦНИИ им. Акад. АН Крылова. – 2015. №89. – С.133-142.
17. Онищенко, Г.Б. Электропривод «турбомеханизмов. — М., «Энергия». - 1972
18. Шумилов Е. А., Гнутов С.К., Тамьяров А.В., Казаков Ю.Б. Оценка влияния несинусоидальности питающего напряжения на напряжеия смятия зубцов асинхронных двигателей. – 2017. – №. 1. – С. 33-39.

19. Казаков Ю.Б., Бондаренко Ю.И. Влияние несинусоидальности питающего напряжения на виброшумовые характеристики асинхронных двигателей. – 2015. – №. 3. – С. 1-5.
20. Усольцев А. А. Частотное управление асинхронными двигателями. – 2006.
21. Ключев В.И. Теория электропривода: Учеб. для вузов. – 2-е изд. Перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 704 с.: ил.
22. Vas, P. Sensorless Vector and Direct Torque Control / P. Vas Oxford: Oxford University Press, 1998, – 729p.
23. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. – БХВ-Петербург, 2011.
24. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. – Litres, 2018.
25. Тимошенко Л. И. Дискретное преобразование Фурье и его быстрые алгоритмы //Современные наукоемкие технологии. – 2014. – №. 12-2. – С. 188-193.
26. Пономарева О. В. Быстрое параметрическое дискретное преобразование Фурье действительных последовательностей //Цифровая обработка сигналов. – 2012. – №. 2. – С. 2.
27. Ильин А. А. Быстрый алгоритм ДПФ для обработки изображений на основе БПФ Кули-Тьюки для одномерных сигналов //Оптико-электронные приборы и устройства в системах распознавания образов, обработки изображений и символьной информации. Распознавание-2008. – 2008. – С. 177-178.
28. Сидорова Т. В., Зыкова Т. В., Сафонов К. В. О модификации быстрого одномерного преобразования Фурье по алгоритму Кули-Тьюки //Сибирский журнал науки и технологий. – 2015. – Т. 16. – №. 2. – С. 360-363.
29. Кошелева Д. Д., Доронина А. В. Преобразование Фурье и быстрое преобразование Фурье //Инновации. Наука. Образование. – 2021. – №. 38. – С. 626-632.

30. Аврамчук В. С., Лунева Е. Е., Черемнов А. Г. Способы повышения эффективности вычисления быстрого преобразования Фурье // Вестник евразийской науки. – 2013. – №. 3 (16). – С. 44.

31. Выдрин Д. Ф., Абзалилова Ю. Р., Вдовин А. К. Быстрое преобразование Фурье в цифровой обработке сигналов // Теория и практика современной науки. – 2017. – №. 2. – С. 161-163.

32. Дёч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования. – Рипол Классик, 1971.

33. Пономарев В. А. и др. Обобщение алгоритмов Герцеля и скользящего параметрического дискретного преобразования Фурье // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – №. 1. – С. 3.

34. Галанина Н. А., Дмитриев Д. Д., Ахметзянов Д. И. Алгоритм Герцеля для спектрального анализа сигналов // Программные системы и вычислительные методы. – 2013. – №. 4. – С. 376-383.

35. Veklych S. H. Сравнительный анализ алгоритма Герцеля и способа алгебраической обработки сложных сигнальных конструкций при обнаружении отдельных тонов сигнала // Системи управління, навігації та зв'язку. Збірник наукових праць. – 2017. – Т. 4. – №. 44. – С. 153-156.

36. Пукса А. О. Исследование алгоритма Герцеля // Фундаментальные и прикладные исследования в современном мире. – 2016. – №. 16-1. – С. 101-103.

37. Бобцов А.А., Пыркин А.А. Адаптивное и робастное управление с компенсацией неопределенностей — Санкт-Петербург: НИО ИТМО, 2013.- 135с.

38. Каширских В.Г., Завьялов В.М. Определение в реальном времени активного сопротивления и потокосцепления ротора асинхронного двигателя при его работе в установившемся режиме // Вестник Кузбасского государственного технического университета. – 2003. - №1. С. 21-24.

39. Зиновьев Г., Околович А. Основы силовой электроники. – Litres, 2022.

40. Бахтурин Ю.А. Параметрическая адаптация транспортных систем карьеров на основе универсальной интерактивной имитационной модели //Проблемы недропользования. – 2018. №4(19). – С.71-80.

41. Ким Д. Теория автоматического управления. Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы 3-е изд., испр. и доп. Учебник и практикум для академического бакалавриата. ЛитРес, 2016

42. Подвальные С.Л., Васильев Е.М. Синтез систем высокого порядка с сигнальной адаптацией// Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2024. Т.20. - №3 – С.7-14.

43. Кунин П. Н., Романов А. Р. Системы с эталонной моделью и сигнальной адаптацией //Автоматизированный электропривод и промышленная электроника. – 2010. – С. 60-68.

44. Бакланов А. С., Вохрышев В. Е. Робастные самонастраивающиеся линейные и нелинейные системы управления динамическими объектами с сигнальной адаптацией //Известия Самарского научного центра Российской академии наук. – 2014. – Т. 16. – №. 6-1. – С. 66-70.

45. Букреев В. Г. и др. Оптимизация нестационарных электромеханических систем с дискретным управлением //Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. – 2005. – Т. 308. – №. 4. – С. 143-147.

46. Landau Y. D. Adaptive control: The model reference approach //IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics. – 1984. – №. 1. – С. 169-170.

47. Cuong N. D., Van Lanh N., Van Huyen D. Design of MRAS-based adaptive control systems //2013 International Conference on Control, Automation and Information Sciences (ICCAIS). – IEEE, 2013. – С. 79-84.

48. Bekhiti, B., Nail, B., Tibermacine, I. E., Salim, R. On Hyper-Stability Theory Based Multivariable Nonlinear Adaptive Control: Experimental Validation on Induction Motors //IET Electric Power Applications. – 2025. – Т. 19. – №. 1. – С. e70035.

49. Landau I. A hyperstability criterion for model reference adaptive control systems //IEEE Transactions on Automatic Control. – 1969. – T. 14. – №. 5. – C. 552-555.
50. Wang, S., Tuor, T., Salonidis, T., Leung, K. K., Makaya, C., He, T., Chan, K. When edge meets learning: Adaptive control for resource-constrained distributed machine learning //IEEE INFOCOM 2018-IEEE conference on computer communications. – IEEE, 2018. – C. 63-71.
51. Mobki H., Aliasghary M. Machine learning based nonlinear adaptive optimal control of capacitive micro-actuator subjected to electrostatic field //Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering. – 2023. – T. 45. – №. 1. – C. 64.
52. QiaoYing Z., Jiaming S. Adaptive control algorithms for aerospace electromechanical systems and their applications in flight safety //International Journal of High Speed Electronics and Systems. – 2025. – C. 2540763.
53. Saini S., Hernandez J., Nayak S. Auto-Tuning PID Controller on Electromechanical Actuators Using Machine Learning //WCX SAE World Congress Experience. – SAE Technical Paper, 2023.
54. Saini S., Hernandez J., Nayak S. Auto-Tuning PID Controller on Electromechanical Actuators Using Machine Learning //WCX SAE World Congress Experience. – SAE Technical Paper, 2023.
55. Zheng P., Yang D. Application of machine learning in power electronic system parameter optimization and adaptive control //International Conference on Electronics, Electrical and Information Engineering (ICEEIE 2024). – SPIE, 2024. – T. 13445. – C. 541-549.
56. Zohuri B. Artificial intelligence and machine learning driven adaptive control applications //Journal of Material Sciences and Engineering Technology. – 2024. – T. 2. – №. 4. – C. 1-4.
57. Premkumar K., Manikandan B. V. Fuzzy PID supervised online ANFIS based speed controller for brushless dc motor //Neurocomputing. – 2015. – T. 157. – C. 76-90.

58. Omar B. A. A., Haikal A. Y. M., Areed F. F. G. Design adaptive neuro-fuzzy speed controller for an electro-mechanical system //Ain Shams Engineering Journal. – 2011. – T. 2. – №. 2. – C. 99-107.

59. Li H. Nonlinear control method of electromechanical actuator using genetic algorithm //International Journal of Mechatronics and Applied Mechanics. – 2020. – №. 8. – C. 182-189.

60. Lu W. Optimization and design of electromechanical control automation based on dual motor control algorithm //Frontiers in Mechanical Engineering. – 2024. – T. 10. – C. 1485041.

61. Mahfoud, S., Bhaskar, M. S., El Daoudi, S., Derouich, A., El Mahfoud, M. A new intelligent adaptation mechanism of MRAS based on a genetic algorithm applied to speed sensorless direct torque control for induction motor: N. El Ouanjli et al //International Journal of Dynamics and Control. – 2022. – T. 10. – №. 6. – C. 2095-2110.

62. Sathya D., Saravanan G., Thangamani R. Reinforcement learning for adaptive mechatronics systems //Computational Intelligent Techniques in Mechatronics. – 2024. – C. 135-184.

63. Liang, X. L., Yao, Z. K., Ge, Y. W., & Yao, J. Y. Reinforcement learning based adaptive control for uncertain mechanical systems with asymptotic tracking //Defence Technology. – 2024. – T. 34. – C. 19-28.

64. Yin Y. Liu, L., Vazquez, S., Xu, R., Dong, Z., Liu, J. Disturbance and uncertainty attenuation for speed regulation of PMSM servo system using adaptive optimal control strategy //IEEE Transactions on Transportation Electrification. – 2022. – T. 9. – №. 2. – C. 3410-3420.

65. Lian, Y., Xia, J., Park, J. H., Sun, W., Shen, H. Disturbance observer-based adaptive neural network output feedback control for uncertain nonlinear systems //IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems. – 2022. – T. 34. – №. 10. – C. 7260-7270.

66. Perduková, D., Palacký, P., Fedor, P., Bober, P., & Fedák, V. Dynamic identification of rotor magnetic flux, torque and rotor resistance of induction motor //IEEE Access. – 2020. – Т. 8. – С. 142003-142015.

67. Kim J. S. Recent advances in adaptive MPC //ICCAS 2010. – 2010. – С. 218-222.

68. Nguyen, T. W., Islam, S. A. U., Bernstein, D. S., & Kolmanovsky, I. V. Output-feedback model predictive control with online identification //arXiv preprint arXiv:2009.10631. – 2020.

69. Шамин А. Г., Бажутин Д. В. Предиктивное управление электромеханическими объектами //Инновационные перспективы Донбасса. – 2017. – С. 93-98.

70. Оразова, А. Ж., Кадыролдина, А. Т., Красавин, А. Л., Алонцева, Д. Л., & Құсайын-Мұрат, Ә. Т. НЕЛИНЕЙНОЕ УПРАВЛЕНИЕ РОБОТОМ-МАНИПУЛЯТОРОМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДЕЛИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ БОЛЖАУ МОДЕЛІ АРҚЫЛЫ РОБОТ-МАНИПУЛЯТОРДЫ БЕЙСЫЗЫҚТЫ БАСҚАРУ NONLINEAR CONTROL OF A ROBOTIC ARM USING A PREDICTIVE MODEL.

71. Kubota H., Matsuse K., Nakano T. DSP_Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor // IEEE Trans. Ind. Applicat. – 1993. – V. 29. – № 2. – P. 344–348.

72. Калачев Ю.Н. Наблюдатели состояния в векторном электроприводе: Учеб. пособие. — М.: Самиздат, 2015 —90 с.

73. Zaky M. S., Metwaly M. K. Improved MRAS observer with rotor flux correction terms and FLC-based adaptive law for sensorless induction motor drives //Scientific Reports. – 2025. – Т. 15. – №. 1. – С. 14769.

74. Глазырин, А. С., Кладиев, С. Н., Афанасьев, К. С., Тимошкин, В. В., Слепнёв, И. Г., & Полищук, В. И. Разработка наблюдателя полного порядка с оперативным мониторингом момента сопротивления для погружных асинхронных электродвигателей //Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. – 2018. – Т. 329. – №. 2. – С. 118-126.

75. Глазырин, А. С., Семен, С. П., Попов, Е. И., Копырин, В. А., Хамитов, Р. Н., Филипас, А. А., Денеко, М. В. Разработка наблюдателя с оперативным мониторингом угловой скорости ротора и момента сопротивления на валу погружного асинхронного двигателя //Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. – 2024. – Т. 335. – №. 9. – С. 203-219.

76. Товстик Т. М., Товстик П. Е. Линейный обобщенный фильтр Калмана-Бьюси //Вестник Санкт-Петербургского университета. Математика. Механика. Астрономия. – 2019. – Т. 6. – №. 4. – С. 636-645.

77. Таланов М.В., Карасев А.В., Таланов В.М. Реализация расширенного фильтра Калмана в среде MATLAB для восстановления угловой скорости вращения ротора асинхронного двигателя // Журнал СВМО. 2013. Т. 15, №3. С.140-146.

78. Perevoshchikov F.V. Analysis of state estimation accuracy for an asynchronous electric drive by Luenberger and Kalman algorithms / V.G. Bukreev, E.B. Shandarova, F.V. Perevoshchikov // Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics. 2023. V. 23. N. 1. P. 35-43.

79. Jafarzadeh S., Lascu C., Fadali M. S. State estimation of induction motor drives using the unscented Kalman filter //IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2011. – Т. 59. – №. 11. – С. 4207-4216.

80. Zhang, L., Dong, Z., Zhao, L., Laghrouche, S. Sliding mode observer for speed sensorless linear induction motor drives //IEEE Access. – 2021. – Т. 9. – С. 51202-51213.

81. Mansouri, S. A., Ahmarinejad, A., Javadi, M. S., Heidari, R., & Catalão, J. P.. Improved double-surface sliding mode observer for flux and speed estimation of induction motors //IET Electric Power Applications. – 2020. – Т. 14. – №. 6. – С. 1002-1010.

82. Nurettin A., İnanç N. Sensorless vector control for induction motor drive at very low and zero speeds based on an adaptive-gain super-twisting sliding mode

observer //IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2023. – Т. 11. – №. 4. – С. 4332-4339.

83. Hao S., Hu L., Liu P. X. Sliding mode control for a surgical teleoperation system via a disturbance observer //IEEE Access. – 2019. – Т. 7. – С. 43383-43393.

84. Dai B., Wang Z. Disturbance observer-based sliding mode control using barrier function for output speed fluctuation constraints of PMSM //IEEE Transactions on Energy Conversion. – 2024. – Т. 39. – №. 2. – С. 1192-1201.

85. Xue, W., Bai, W., Yang, S., Song, K., Huang, Y., & Xie, H. ADRC with adaptive extended state observer and its application to air–fuel ratio control in gasoline engines //IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2015. – Т. 62. – №. 9. – С. 5847-5857.

86. Cao, H., Deng, Y., Liu, X., Shen, Y., Liu, Y., & Lee, C. H. Fixed-Time Adaptive Extended State Observer-Based Enhanced ADRC for Electric Motor Drives //IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – 2025.

87. Перевощиков Ф.В. Верификация модели прототипа асинхронного электропривода специального насосного агрегата / В.Г. Букреев, Е.Б. Шандарова, Е.А. Быстров, Ф.В. Перевощиков // Электротехнические комплексы и системы. 2022. №2(55). С. 25-31

88. Анучин А.С. Системы управления электроприводов: учебник для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2015. — 373. с.

89. Гуськов В. О., Лавин А. В. Сравнительный анализ математических описаний и методов широтно-импульсной модуляции //Вестник Астраханского государственного технического университета. Серия: Морская техника и технология. – 2023. – №. 3. – С. 74-81.

90 Zelechowski M. Space vector modulated–direct torque controlled (dte–svm) inverter–fed induction motor drive //Warsaw University of Technology Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics. – 2005.

91. Sun J. Pulse-width modulation //Dynamics and Control of Switched Electronic Systems: Advanced perspectives for modeling, simulation and control of power converters. – London : Springer London, 2012. – С. 25-61.

92. Чернышев, А. Ю. Электропривод переменного тока: учебное пособие для академического бакалавриата / А. Ю. Чернышев, Ю. Н. Дементьев, И. А. Чернышев. — Москва: Издательство Юрайт, 2019. — 215 с

93.Вдовин В.В., Панкратов В.В. Синтез адаптивного наблюдателя координат бездатчикового асинхронного электропривода // Известия Томского политехнического университета. 2012. Т. 320. № 4

94. Котин Д., Панкратов В. Адаптивные алгоритмы бездатчикового векторного управления асинхронными электроприводами подъемно-транспортных механизмов. – Litres, 2022.

95. Лаходьнов, В.С. Модели оптимальной оценки и прогноза неизмеряемой переменной состояния электромеханического объекта: дис. канд. техн. наук: 05.13.18. / Лаходьнов Виктор Сергеевич. – Томск, 2010. – 146 с.

96. Гарганеев А. Г., Абуэлсауд Р. С. Система электроснабжения на основе управления автономным инвертором с прогнозирующей моделью //Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2018. – Т. 21. – №. 1. – С. 106-111

97. Кукишев, Д. Ю., Мещеряков, В. Н., Евсеев, А. М., Татаринев, Д. С. Разработка алгоритма совместного управления коммутацией ключей автономного инвертора напряжения и импульсным преобразователем напряжения в звене постоянного тока //информационные системы и технологии ист-2021. – 2021. – С. 239-244.

98. Кульманов, В. И., Анучин, А. С., Шпак, Д. М., Беляков, Ю. О., Остриров, В. Н. Моделирование самообучающейся системы управления инвертором преобразователя частоты для подавления высших гармоник //Вестник Московского энергетического института. Вестник МЭИ. – 2017. – №. 4. – С. 75-82.

99. Зорич В. Математический анализ задач естествознания. – ЛитРес, 2018.
100. Разинкин, В. П., Вихорев, А. Г., Аубакиров, К. Я., Мехтиев, А. Д. Селективные свойства полиномиальных фильтров // Системы анализа и обработки данных. – 2014. – №. 3 (56). – С. 143-150.
101. Крейнделин В. Б., Григорьева Е. Д. Модификация метода билинейного преобразования для синтеза цифровых фильтров // Т-Comm-Телекоммуникации и Транспорт. – 2019. – Т. 13. – №. 1. – С. 4-9.
102. Perevoshchikov F.V. Synthesis of a voltage controller for an autonomous inverter of an asynchronous electric drive using non-normalized polynomials / F.V. Perevoshchikov, V.G. Bukreev // Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics. 2026. V.26. N.1. P. 120-128
103. Перевощиков Ф.В. Синтез оптимального регулятора напряжения асинхронного электропривода автономного объекта. / Е.А. Быстров, Ф.В. Перевощиков // В сборнике: Современные проблемы машиностроения. Сборник трудов XV Международной технической конференции. Томск, 2022. С.44-45
104. Перевощиков Ф.В. Синтез регулятора напряжения автономного инвертора напряжения / Ф.В. Перевощиков // В сборнике: Энергетика и энергосбережение: Теория и практика. Сборник материалов IX Международной научно-практической конференции. 2024.
105. Перевощиков Ф.В. Синтез регулятора напряжения асинхронного электропривода автономного объекта. / Ф.В. Перевощиков, Е.А. Быстров // В сборнике: Электронные и электромеханические системы и устройства. Сборник трудов XX научно-технической конференции. Томск, 2023. С.44-45.
106. Перевощиков Ф.В. Оценка робастности регулятора напряжения автономного инвертора / Ф.В. Перевощиков // В сборнике: Бутаковские чтения. Сборник статей IV Всероссийской с международным участием молодежной конференции. Томск, 2024. С. 333-336

107. Perevoshchikov F.V. Synthesis and implementation of lambda-approach of slide control in heat-consumption system / A.A Shilin, V.G. Bukreev, F.V. Perevoshchikov // Scientific And Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics. 2022. V.22. N.3. P. 501-508

108..Первошиков Ф.В. Определение параметров ПИ-регулятора системы управления сложным технологическим объектом в режиме реального времени / В.В Нгуен, А.А Шилин, В.Г. Букреев, Ф.В. Первошиков, А.А Брянцев // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2021. Т. 24. №2. С. 56-63.

109. Первошиков Ф.В. Оценка неизмеряемых компонент вектора состояния динамических объектов / М.Д. Хильчук, Е.А. Тарасов, Ф.В. Первошиков // сборнике: Перспективы развития фундаментальных наук. Сборник научных трудов XIX Международной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск, 2022. С. 197-199.

Приложение А. Акты внедрения результатов диссертационной работы



УТВЕРЖДАЮ

Директор Инженерной школы энергетики, к.т.н., доцент

А.С. Матвеев

АКТ

использования результатов диссертационной работы
Перовщикова Филиппа Владимировича в учебном процессе Инженерной
школы энергетики Национального исследовательского Томского
политехнического университета



Подтверждаем, что результаты диссертационных исследований Перовщикова Ф.В., аспиранта ИШЭ НИ ТПУ, инженера-конструктора 1-й категории научно-исследовательского отдела статических преобразователей АО «НПЦ «Полус», использовались в учебном процессе подготовки студентов отделения электроэнергетики и электротехники (ОЭЭ) Инженерной школы энергетики НИ ТПУ в 2025/2026 уч. году.

В процессе выполнения диссертационной работы созданы оригинальные решения: структура системы управления асинхронного электропривода с адаптивным регулятором напряжения и наблюдателем Льюнбергера, модель асинхронного электропривода насоса промышленного оборудования с алгоритмом коррекции параметров модели в режиме реального времени, испытательный стенд для тестирования алгоритмов управления асинхронным двигателем, алгоритмическое и программное обеспечение.

Материалы диссертации использовались в лекционных материалах по курсу «Комплексная автоматизация технологических процессов», группа 5AM55, прием 2025 года, при подготовке студентов по направлению 13.04.02 Электроэнергетика и электротехника, образовательная программа Электротехнические комплексы и системы, специализация Электропривод и автоматизация технологических комплексов.

И.о. руководителя ОЭЭ ИШЭ, к.т.н., доцент

Профессор ОЭЭ ИШЭ, д.т.н., профессор

 Сайгаш А.С.
 Букреев В.Г.

Государственная корпорация по космической деятельности
«РОСКОСМОС»



Акционерное общество

«Научно-производственный центр «Полюс»
(АО «НПЦ «Полюс»)



Кирова пр., 56 «в», г. Томск, Российская Федерация, 634050
тел: (382-2) 55-46-94, факс: (382-2) 55-77-66.
E-mail: info@polus-tomsk.ru, http://POLUS.TOMSKNET.RU
ОГРН 1077017004063, ИНН 7017171342

УТВЕРЖДАЮ

20
Заместитель генерального директора по
научной работе, главный конструктор
АО «НПЦ «Полюс», к.т.н. Русановский С.А.
Коронев А.В.
«26» 02 2026 г.

АКТ

**о внедрении результатов диссертационной работы аспиранта Национального
исследовательского Томского политехнического университета, инженера-конструктора
1-й категории научно-исследовательского отдела статических преобразователей
АО «НПЦ «Полюс» Перовщикова Ф.В.**

Научно-техническая комиссия в составе: начальника отделения автономной энергетики и преобразовательной техники Тараканова К.В.; начальника научно-исследовательского отдела статических преобразователей Богданова А.А.; начальника лаборатории научно-исследовательского отдела статических преобразователей Кулаковского Ю.М. составила настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы аспиранта Национального исследовательского Томского политехнического университета, инженера-конструктора 1-й категории научно-исследовательского отдела статических преобразователей АО «НПЦ «Полюс» Перовщикова Ф.В. использовались при создании экспериментального стенда: асинхронного электропривода (АЭП) для тестирования законов и алгоритмов управления асинхронным двигателем (АД).

Система управления АЭП включает микропроцессорный регулятор напряжения с контуром сигнальной адаптации, автономный инвертор напряжения с широтно-импульсной модуляцией питающего напряжения АД, наблюдатель Льюнбергера для оценивания потокосцепления двигателя и частоты вращения его ротора. В качестве нагрузочной машины используется генератор постоянного тока с дискретным изменением момента сопротивления АД путем коммутации резисторов в цепи статора генератора. Схемотехнические решения составных

модулей системы управления АЭП ориентированы на отечественную электронную элементную базу.

Результаты проведенных испытаний экспериментального стенда подтверждают адекватность использованных моделей и адаптивных алгоритмов, предложенных в диссертации, корректность принятых схмотехнических решений и разработанного программного обеспечения.

Начальник отделения автономной энергетики и преобразовательной техники



К.В. Тараканов

Начальник научно-исследовательского отдела статических преобразователей, к. т. н.



А.А. Богданов

Начальник лаборатории научно-исследовательского отдела статических преобразователей



Ю.М. Кулаковский