

ТОМСКИЙ
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ



На правах рукописи

Перевощиков Филипп Владимирович

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

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени

кандидата технических наук

2.4.2. Электротехнические комплексы и системы

Томск – 2026

Работа выполнена в Инженерной школе энергетики Федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Национальный исследовательский Томский политехнический университет» (ФГАОУ ВО НИ ТПУ) и акционерном обществе «Научно-производственный центр «Полус» (АО «НПЦ «Полус»)

Научный руководитель:

Букреев Виктор Григорьевич

доктор технических наук, профессор, ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский Томский политехнический университет», профессор отделения электроэнергетики и электротехники

Официальные оппоненты:

Щуров Николай Иванович

доктор технических наук, профессор, ФГБОУ ВО «Новосибирский государственный технический университет», заведующий кафедрой электротехнических комплексов

Рулевский Виктор Михайлович

доктор технических наук, профессор, ФГАОУ ВО «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники», ректор

Защита состоится: «25» сентября 2026 г. в 14.00 часов на заседании диссертационного совета ДС.ТПУ.10 Национального исследовательского Томского политехнического университета по адресу: 634034, г. Томск, ул. Усова, д. 7, ауд. 217.



С диссертацией можно ознакомиться в научно-технической библиотеке Томского политехнического университета и на сайте dis.tpu.ru при помощи QR-кода.

Автореферат разослан «___» _____ 2026 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета
ДС.ТПУ.10, к.т.н.

A handwritten signature in dark ink, appearing to be 'Nikitin'.

Никитин Дмитрий Сергеевич

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы. 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 сравнительно 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^{1,2,3} к вибро-шумовым характеристикам (ВШХ) и частотному спектру выходных токов автономного инвертора напряжения (АИН) электропривода. Наряду с этим, АЭП должен обеспечить заданную производительность и возможность нормальной работы в условиях низкого качества питающей сети, что ограничивает возможность регулирования частоты. 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^{4,5}.

Вопросами исследования и моделирования электроприводов с асинхронным двигателем занимались Р.Т. Шрейнер, А.А. Усольцев, А.М. Зюзов, 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 возмущений⁶. 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 системы⁷. Наиболее эффективной мерой снижения вибраций электромагнитного происхождения является их минимизация путем улучшения спектрального состава токов асинхронного двигателя алгоритмическим обеспечением системы управления АЭП.

¹ГОСТ ИЕС 60034-14-2014. Машины электрические вращающиеся. Часть 14. Механическая вибрация некоторых видов машин с высотами вала 56 мм и более

²ГОСТ Р МЭК/ТС 60034-17-2009. Машины электрические вращающиеся. Часть 17. Руководство по применению асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором при питании от преобразователей

³ГОСТ ИЕС 60034-9-2024 Машины электрические вращающиеся. Часть 9. Пределы шума

⁴Лукьянов 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.

⁵Каплин А. И. Эффективность применения регулирования частоты вращения для снижения вибраций электродвигателей и электромеханизмов //Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – 2010. – Т. 118. – №. 5. – С. 3-8.

⁶Гаврилин 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.

⁷Tsyppkin 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.

Объектом исследования является асинхронный электропривод промышленного оборудования.

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

Целью настоящей работы является улучшение гармонического состава токов асинхронного двигателя.

Для достижения указанной цели поставлены и решены следующие **задачи**:

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 фазных 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 макетном устройстве. Все разделы диссертационной работы логически взаимосвязаны, а выводы и рекомендации органично вытекают из теоретических и экспериментальных материалов работы.

Научная новизна работы состоит в следующем:

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, обеспечивающие 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 выполнено сравнение алгоритмические решения по реализации 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 осуществлял разработку математических моделей и аппаратно-программных средств, проведение экспериментальных исследований, обработку количественных данных и создание 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 «Полус», 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 разработанными алгоритмами 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 «Полус» «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 «Полус».

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.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении приведено обоснование актуальности диссертационной работы, поставлены цели и задачи исследования. Сформулированы научная новизна и практическая значимость выполненных исследований, представлены основные положения, выносимые на защиту.

В первой главе проведен анализ особенностей работы асинхронных электроприводов промышленного оборудования, некоторых требований к ним. Проведен обзор возможных методов улучшения спектрального состава тока двигателя АЭП и, соответственно, вибро-шумовых характеристик ЭМС. Рассмотрены методы и алгоритмы адаптивного регулирования напряжения АИН электропривода, а также алгоритмы оценивания неизмеряемых компонент вектора переменных состояния двигателя.

В общем случае, источники вибрации конструкции АЭП можно разделить на три основные группы: вибрацию механической природы, вибрацию от динамического воздействия перекачиваемой газовой или жидкой среды и электромагнитного происхождения. Вибрация газо-гидро-динамического происхождения может быть эффективно снижена путем изменений элементов конструкции АЭП на этапах эскизного проектирования и разработки прибора. К вибрации механического

происхождения можно отнести вибрации, возбуждаемые подшипниками качения, несносностью соединения вала двигателя и рабочей части АЭП, дисбалансом ротора и рабочего механизма. Амплитуда этих вибраций непосредственно коррелирует с амплитудой электромагнитных пульсаций момента и токов асинхронного двигателя. Электромагнитная вибрация обусловлена периодическими изменениями электромагнитных сил в воздушном зазоре АД, дискретностью коммутации ключей АИН, импульсным способом формирования выходного напряжения и неравномерностью магнитной системы двигателя.

Вибрация механического и электромагнитного происхождения может быть снижена как конструктивными мерами, так и методами альтернативного управления АЭП за счет уменьшения пульсаций тока, момента и электромагнитных сил, действующих на корпус двигателя. Следует отметить, что вклад в уровень электромагнитной вибрации может достигать² +15дБ в области 6-ой гармоники 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. В результате такого взаимодействия порождаются четные спектральные компоненты радиального усилия, действующего на двигатель электропривода:

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

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.

Согласно санитарным нормам⁸ 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.

В связи с этим, для минимизации вышеописанных эффектов и соблюдения санитарных норм при возможных их превышениях на производственных местах, предлагается использовать замкнутый по напряжению АИН. Этот прием позволяет снизить ток $i_{1,\mu}(t)$ АД и, как следствие, уменьшить соответствующие компоненты

⁸СанПиН 1.2.3685-21 Гигиенические нормативы и требования к обеспечению безопасности и (или) безвредности для человека факторов среды обитания

спектра $p_r(t)$. Одним из наиболее перспективных вариантов управления для такого рода систем является использование адаптивного регулятора, который способен автоматически изменять свою структуру или параметры в ответ на изменения во внешней среде или во внутренних свойствах объекта управления. Анализ показал, что наиболее перспективным является применение адаптивных структур регулирования совместно с наблюдателями состояния, которые позволяют оценить неизмеряемые компоненты вектора переменных состояния.

Во второй главе на основе принятых допущений производится разработка математической и имитационной моделей АЭП с учетом нелинейностей параметров двигателя:

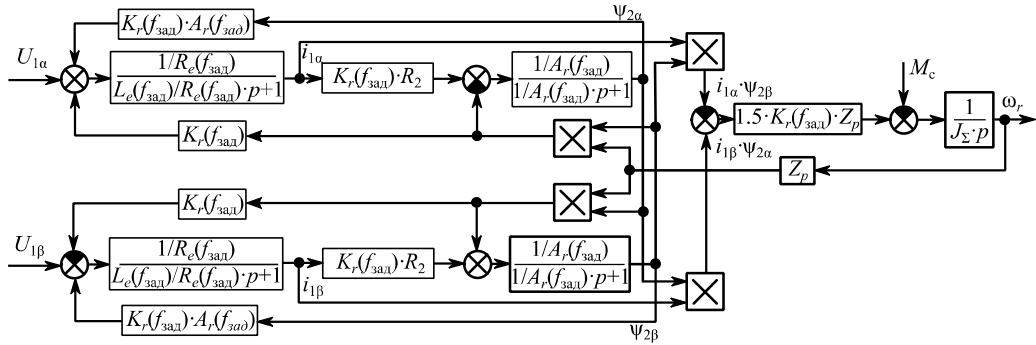


Рисунок 1 – Структурная схема имитационной модели АД в неподвижной системе координат с коррекцией индуктивности

Как показали практические исследования – предлагаемая структура наиболее адекватно описывает реальные переходные процессы скорости и фазных токов двигателя. Ее отличие от известной классической модели в стационарной системе координат заключается в использовании корректирующего коэффициента $K_x(f_{\text{зад}})$, значения которого определяются в ходе экспертной оценки, где $f_{\text{зад}}$ - частота задания закона управления. Это позволяет нелинейным образом изменять реактивные сопротивления системы и, как следствие, эквивалентные параметры для построения имитационной модели.

Модифицированная математическая модель⁹ описывается следующими уравнениями:

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

где $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$ – токи статора в стационарной системе координат; $U_{1\alpha}$, $U_{1\beta}$ - напряжения, прикладываемые к статору в стационарной системе координат; Z_p - количество пар полюсов двигателя;

⁹Перевощиков 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

$\Psi_{2\alpha}$, $\Psi_{2\beta}$ - потокосцепление ротора в стационарной системе координат; $M_{эм}$ - электромагнитный момент двигателя; M_c - момент сопротивления на валу двигателя; ω_r - угловая скорость ротора вала двигателя; J_Σ - приведенный момент инерции к валу двигателя;

$$K_r(f_{зад}) = \frac{L_m(f_{зад})}{L_2(f_{зад})} = \frac{K_x(f_{зад}) \cdot L_{m0}}{K_x(f_{зад}) \cdot L_{m0} + L_{2\sigma}} \quad , \quad R_e(f_{зад}) = R_1 + R_2 \cdot K_r^2(f_{зад}) = R_1 + R_2 \left(\frac{K_x(f_{зад}) \cdot L_{m0}}{K_x(f_{зад}) \cdot L_{m0} + L_{2\sigma}} \right)^2$$

$$L_e(f_{зад}) = K_x(f_{зад}) \cdot L_{m0} + L_{1\sigma} - \frac{K_x^2(f_{зад}) \cdot L_{m0}^2}{K_x(f_{зад}) \cdot L_{m0} + L_{2\sigma}} \quad , \quad A_r(f_{зад}) = \frac{R_2}{L_2(f_{зад})} = \frac{R_2}{K_x(f_{зад}) \cdot L_{m0} + L_{2\sigma}}$$

- эквивалентные параметры модели, опирающиеся на параметры схемы замещения двигателя; $L_1(f_{зад}) = K_x(f_{зад}) \cdot L_{m0} + L_{1\sigma}$ и $L_2(f_{зад}) = K_x(f_{зад}) \cdot L_{m0} + L_{2\sigma}$ - полные индуктивности обмоток статора и ротора; $L_{1\sigma}$ и $L_{2\sigma}$ - индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора; L_{m0} - взаимоиндуктивность между обмотками статора и ротора; R_1 , R_2 - активное сопротивление обмоток статора и ротора, соответственно.

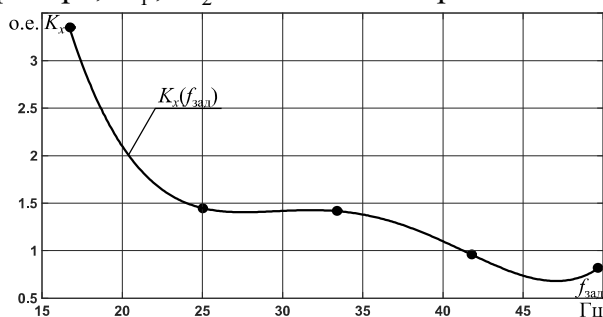


Рисунок 2 – Графическое представление корректирующей функции эквивалентных индуктивностей и сопротивлений математической модели асинхронного двигателя

Значения $K_x(f_{зад})$ для применяемых значений частот получены в ходе отработки на макетном образце. В свою очередь для использования непрерывной зависимости предлагается полученные узлы интерполировать многочленом Лагранжа¹⁰.

Графическая интерпретация $K_x(f_{зад})$ представлена на рисунке 2. Для проверки работоспособности алгоритмов в программной среде Matlab Simulink создана имитационная модель ЭП, структура которой представлена на рисунке 3, (рис. 4).

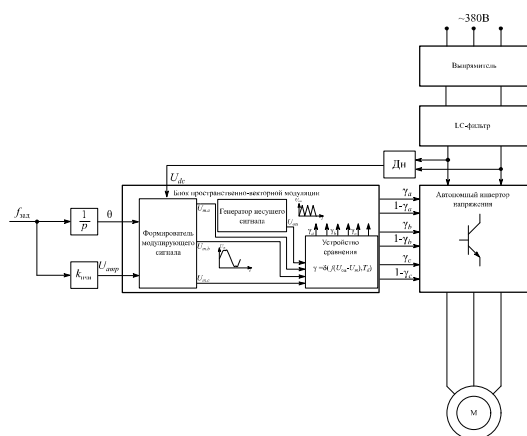


Рисунок 3 – Структурная схема используемой разомкнутой скалярной системы управления

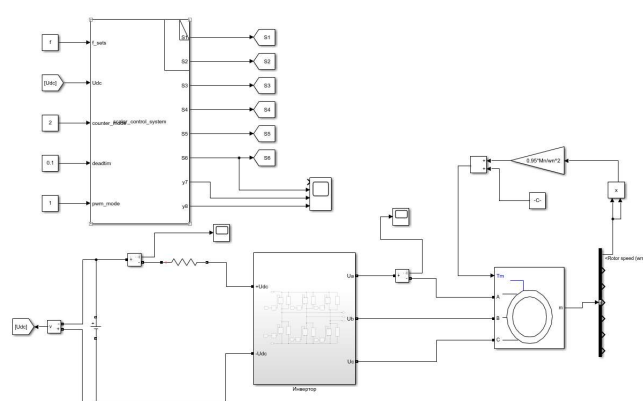


Рисунок 4 – Имитационная модель электропривода

¹⁰Перевощиков 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. Перевощиков, А.А. Брянцев // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2021. Т. 24. №2. С. 56-63.

Модель АЭП состоит из следующих моделей: автономного инвертора напряжения; нагрузочного устройства, который имитирует механическую нагрузку; асинхронного двигателя и системы управления, которая реализована на S-function. Разработанная система управления позволяет учитывать длительность выхода из насыщения и рассасывания неосновных носителей заряда для избегания сквозных токов в транзисторах АИН. Для этого введено время задержки T_d по фронтам управляющих импульсов. Иными словами, использовать функцию задержки переключения $\delta(f(U_{оп} - U_m), T_d)$ на время T_d . Помимо этого, модель позволяет реализовывать и использовать наиболее часто применяемые¹¹ способы формирования модулирующего и несущего сигнала (рис.5)

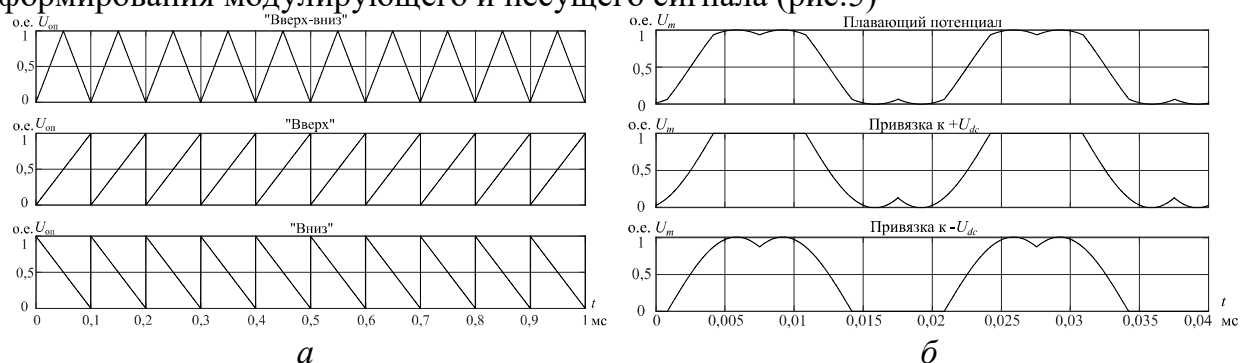


Рисунок 5 – Используемые способы формирования ШИМ:

а) формы несущих сигналов; б) формы модулирующих сигналов

Для оценки влияния различных способов формирования модулирующего, несущего сигнала и величины «мертвого времени» на величину коэффициента гармонических искажений были проведены модельные эксперименты на различных частотах задающего сигнала, несущей частоты ШИМ и длительности задержки переключения в стойке инвертора (рис.6). В качестве параметра «rm» на рисунках выступает режим формирования модулирующего сигнала. Так для $rm = 0$ режим «плавающих» потенциалов; для $rm = 1$ – привязка к положительной шине питания; для $rm = 2$ – привязка к отрицательной шине питания.

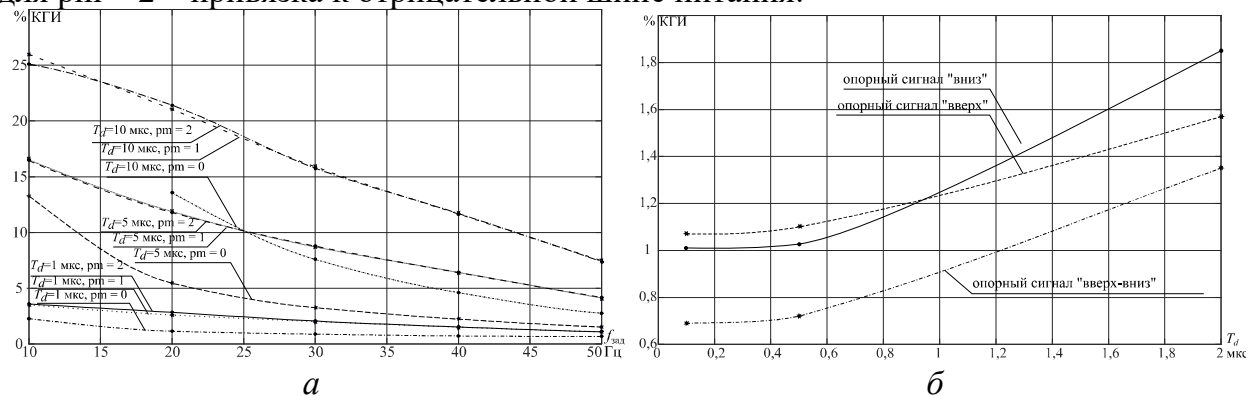


Рисунок 6 – Полученные зависимости КГИ

а) от частоты при изменении формы модулирующих сигналов; б) от величины «мертвого времени» при различных формах несущего сигнала

¹¹Гуськов 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.

Как показали модельные эксперименты - КГИ имеет тенденцию к нелинейному росту с увеличением T_d и уменьшением частоты. Причем способ центрированной ШИМ дает куда лучшие показатели КГИ по сравнению с фронтовыми. Поэтому в системах, требующих пониженный уровень КГИ необходимо использование несущего сигнала типа «вверх-вниз» и модуляции с «плавающим» потенциалом.

Достаточно важной задачей является тот факт, что из-за конструктивных особенностей некоторых АЭП установка датчика скорости (положения) на двигателе невозможна. Поэтому вектор переменных состояния АЭП имеет в своем составе неизмеряемую компоненту – угловую скорость вращения вала двигателя, а вектор переменного состояния записывается в виде: $\mathbf{X} = [\mathbf{Y} \quad \mathbf{Z}]^T$, где $\mathbf{Y}$ и $\mathbf{Z}$ – вектор измеряемых и неизмеряемых переменных состояния, соответственно. Для установления правильности работы АЭП и, в частности, электродвигателя в таких случаях предлагается использовать наблюдатель, который позволит с помощью измеряемых компонент вычислить неизмеряемые и применить их в дальнейшем для решения задачи управления АЭП.

На основе разработанной модели двигателя была реализована модель наблюдателя Люенбергера (3) в пакете MATLAB Simulink¹²:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{X}}_{k+1} = (\hat{\mathbf{A}} + \mathbf{I}) \cdot \hat{\mathbf{X}}_k + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}_k + \mathbf{L}_k \cdot (\hat{\mathbf{Y}}_k - \mathbf{Y}_k), \\ \hat{\mathbf{Y}}_k = \mathbf{C} \cdot \hat{\mathbf{X}}_k. \end{cases} \quad (3)$$

где k – номер шага расчета; $\mathbf{X} = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad \psi_{ra} \quad \psi_{rb}]^T$ – вектор переменных состояния электродвигателя; $\mathbf{Y} = [i_{sa} \quad i_{sb}]^T$ – вектор измеряемых переменных состояния; $\mathbf{U} = [U_{sa} \quad U_{sb}]^T$ – вектор управляющих воздействий; $\mathbf{C} = [\mathbf{E} \quad \mathbf{0}]$ – матрица параметров выхода; $\mathbf{I}$ – единичная матрица размерности 4x4;

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

собственной динамики АЭП; $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ – матрица оператора поворота на 90

градусов; $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_e} \cdot \mathbf{E} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}$ – матрица параметров управления; $\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ – единичная

матрица размерности 2x2; $\mathbf{0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ – нулевая матрица размерности 2x2; $\mathbf{L}$ –

матрица коэффициентов Люенбергера; символ « $\hat{}$ » над обозначениями переменных обозначает оценку вектора состояния.

Закон адаптации для вычисления угловой скорости вращения вала двигателя имеет следующий вид:

¹²Perevoshchikov F.V. State estimation accuracy analysis of an induction electric drive by the algorithms of Luenberger and Kalman / V.G. Bukreev, E.B. Shandарова, F.V. Perevoshchikov // Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics. 2023. V. 23. N. 1. P. 35-43.

$$\omega_{r,k+1} = \omega_{r,k} + \frac{1}{Z_p} \cdot \left\{ K_i \cdot (\hat{\mathbf{Y}}_k - \mathbf{Y}_k)^T \mathbf{D} \cdot \hat{\Psi}_{2,k} + K_p \cdot \left[(\hat{\mathbf{Y}}_k - \mathbf{Y}_k)^T \mathbf{D} \cdot \hat{\Psi}_{2,k} - (\hat{\mathbf{Y}}_{k-1} - \mathbf{Y}_{k-1})^T \mathbf{D} \cdot \hat{\Psi}_{2,k-1} \right] \right\}. \quad (4)$$

где K_i - интегральный коэффициент закона адаптации; K_p - пропорциональный коэффициент закона адаптации; $\hat{\Psi}_{2,k}$ - оценка вектора потокосцепления ротора.

Результаты работы предложенного наблюдателя сравнивались с результатами работы расширенного наблюдателя на основе фильтра Калмана. Ковариационные матрицы при использовании фильтра Калмана настраивались экспериментально, исходя из минимума среднего значения абсолютной ошибки:

$$\eta_x = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \frac{|x_j(t_j) - \hat{x}_j(t_j)|}{|x_j(t_j)|}, \quad (5)$$

В результате моделирования получены значения расхождений между моделируемой и оцениваемой координатой вектора переменных состояний (таблица 1,2) при различных видах возмущений (параметрические изменения в диапазоне 10% от базового значения, шумовые воздействия в диапазоне 10% от амплитуды сигнала)

Таблица 1 - Ошибки оценивания при отсутствии шумовой компоненты в каналах измерения

	Параметры схемы замещения увеличены на 10%						Параметры схемы замещения уменьшены на 10%						
	$\omega_r, \%$		$ I_1 , \%$		$ \Psi_2 , \%$			$\omega_r, \%$		$ I_1 , \%$		$ \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 - Ошибки оценивания с шумами в каналах измерения

	Параметры схемы замещения увеличены на 10%						Параметры схемы замещения уменьшены на 10%						
	$\omega_r, \%$		$ I_1 , \%$		$ \Psi_2 , \%$			$\omega_r, \%$		$ I_1 , \%$		$ \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)	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

Фильтр Калмана обеспечивает лучшую оценку по сравнению с наблюдателем Люенбергера, однако ввиду обилия матричных операций предпочтение отдано разработанному наблюдателю, который позволил дать сравнительно адекватную оценку и использовать его в алгоритмах управления АЭП в режиме реального времени.

В третьей главе представлена структурная схема (рис.7) разработанного регулятора напряжения автономного инвертора АЭП и подходы к определению его параметров^{13,14}.

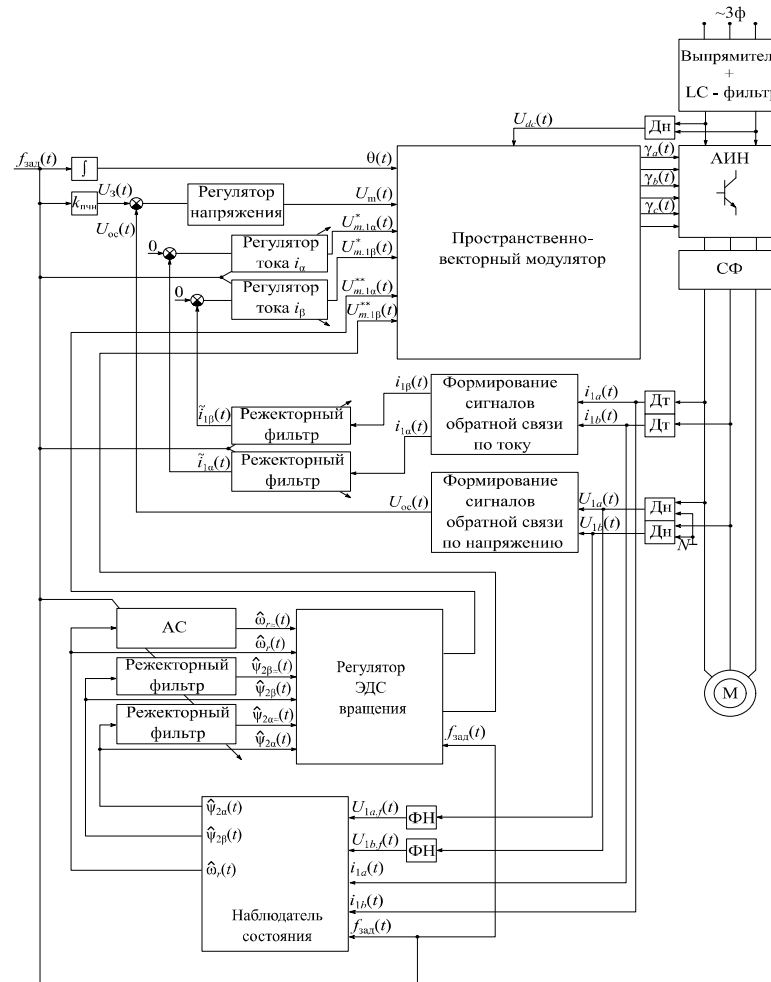


Рисунок 7 – Структура разработанного адаптивного регулятора напряжения автономного инвертора

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;

¹³Perevoshchikov 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

¹⁴Perevoshchikov F.V. Voltage controller synthesis for an induction electric drives autonomous inverter 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. 196-206

$U_m(t)$ - 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. $\theta(t) = \int f_{\text{зад}}(t)dt$ - 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, 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; $\hat{\omega}_{r\approx}(t)$ - переменная составляющая сигнала оценки угловой скорости; $i_{1\alpha\approx}(t)$, $i_{1\beta\approx}(t)$ - отфильтрованные значения проекций тока с помощью режекторного фильтра.

Из вышеприведенной структуры (рис.7) видно, что регулятор имеет многосоставную структуру, а именно: основной регулятор напряжения и подструктуры сигнальной адаптации по сигналам отработки токов и ЭДС вращения асинхронного двигателя. Так, основной регулятор напряжения синтезируется на основе оригинальной методики:

$$W_{\text{рег}}(p) = \left[W_{\text{об}}(B^*(p) - 1) \right]^{-1} \quad (6)$$

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

функция разомкнутой системы управления. В результате постоянные времени и коэффициент усиления $W_{\text{об}}$ выражаются как $T_3 = T_{\text{аин}}$, $T_2 = T_{\text{аин}}\zeta + 1$, $T_1 = T_{\text{аин}}k_{\text{ф}} + \zeta$,

$T_0 = k_{\text{ф}}$ и $R = k_{\text{аин}}k_{\text{ф}}k_{\text{дн}}$; $k_{\text{ф}} = \frac{1}{L_{\text{ф}}C_{\text{ф}}}$, $\zeta = \frac{R_{\text{ф}}}{L_{\text{ф}}}$ - коэффициенты передаточной функции

СФ; $L_{\text{ф}}$, $C_{\text{ф}}$, $R_{\text{ф}}$ - индуктивность, емкость и сопротивление синус-фильтра; $B^*(p)$ - денормированный полином.

Как было отмечено выше - передаточная функция объекта управления имеет третий порядок, следовательно, для физической реализуемости регулятора необходимо использование нормированного полинома с порядком не менее, чем у объекта управления. 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, итоговое выражение передаточной функции регулятора в непрерывном виде принимает вид:

$$W_{\text{рег}}(p) = \frac{T_3 \cdot p^3 + T_2 \cdot p^2 + T_1 \cdot p + T_0}{R \cdot \gamma^3 \cdot p^3 + R \cdot \gamma^2 \cdot A_2 \cdot p^2 + R \cdot \gamma \cdot A_1 \cdot p} = \frac{a_3 \cdot p^3 + a_2 \cdot p^2 + a_1 \cdot p + a_0}{b_3 \cdot p^3 + b_2 \cdot p^2 + b_1 \cdot p} \quad (7)$$

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 передаточной функции (6) регулятора в преобразовательных микропроцессорных устройствах, необходимо преобразовать выражение, описывающее регулятор, в дискретную форму. Для этого воспользуемся билинейным преобразованием $p = 2 \cdot f_d \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$. В результате преобразования получим дискретную передаточную функцию регулятора:

$$W_{\text{рег}}(z) = \frac{a_{z3} \cdot z^{-3} + a_{z2} \cdot z^{-2} + a_{z1} \cdot z + a_{z0}}{b_{z3} \cdot z^{-3} + b_{z2} \cdot z^{-2} + b_{z1} \cdot z + b_{z0}}, \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} a_{z3} &= -8 \cdot a_3 \cdot f_d^3 + 4 \cdot a_2 \cdot f_d^2 - 2 \cdot a_1 \cdot f_d + a_0 & ; \\ a_{z2} &= 24 \cdot a_3 \cdot f_d^3 - 4 \cdot a_2 \cdot f_d^2 - 2 \cdot a_1 \cdot f_d + 3 \cdot k_\Phi & ; \\ a_{z1} &= -24 \cdot a_3 \cdot f_d^3 - 4 \cdot a_2 \cdot f_d^2 + 2 \cdot a_1 \cdot f_d + 3 \cdot k_\Phi & ; \quad a_{z0} = 8 \cdot a_3 \cdot f_d^3 + 4 \cdot a_2 \cdot f_d^2 + 2 \cdot a_1 \cdot f_d + k_\Phi & ; \\ b_{z3} &= -8 \cdot b_3 \cdot f_d^3 + 4 \cdot b_2 \cdot f_d^2 - 2 \cdot b_1 \cdot f_d & ; \quad b_{z2} = 24 \cdot b_3 \cdot f_d^3 - 4 \cdot b_2 \cdot f_d^2 - 2 \cdot b_1 \cdot f_d & ; \\ b_{z1} &= -24 \cdot b_3 \cdot f_d^3 - 4 \cdot b_2 \cdot f_d^2 + 2 \cdot b_1 \cdot f_d & ; \quad b_{z0} = 8 \cdot b_3 \cdot f_d^3 + 4 \cdot b_2 \cdot f_d^2 + 2 \cdot b_1 \cdot f_d & - \end{aligned}$$

коэффициенты дискретной формы регулятора. Если использовать соотношение (7) без предварительной нормировки, то их значения приобретают весьма большие значения. Для этого необходимо “вынести” свободные члены a_{z0} и b_{z0} числителя и знаменателя полученного выражения. В результате получится нормированная передаточная функция регулятора (9):

$$W_{\text{рег}}(z) = K \frac{a_{nz3} \cdot z^{-3} + a_{nz2} \cdot z^{-2} + a_{nz1} \cdot z + 1}{b_{nz3} \cdot z^{-3} + b_{nz2} \cdot z^{-2} + b_{nz1} \cdot z + 1}, \quad (9)$$

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 на микроконтроллере необходимо знать конечно-разностную форму регулятора. Эквивалент 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 8.

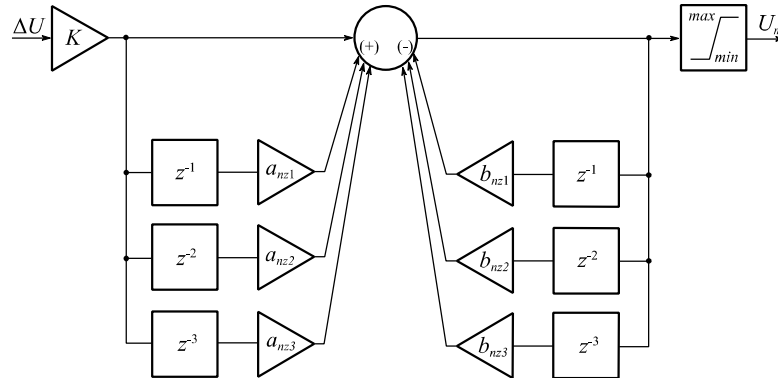


Рисунок 8 – Структурная схема кубической ячейки регулятора

В результате получена зависимость выходных токов инвертора (рис. 9), с целью определения эффективности регулятора по критерию минимизации КГИ для наиболее популярных полиномов – Баттерворда и Ньютона.

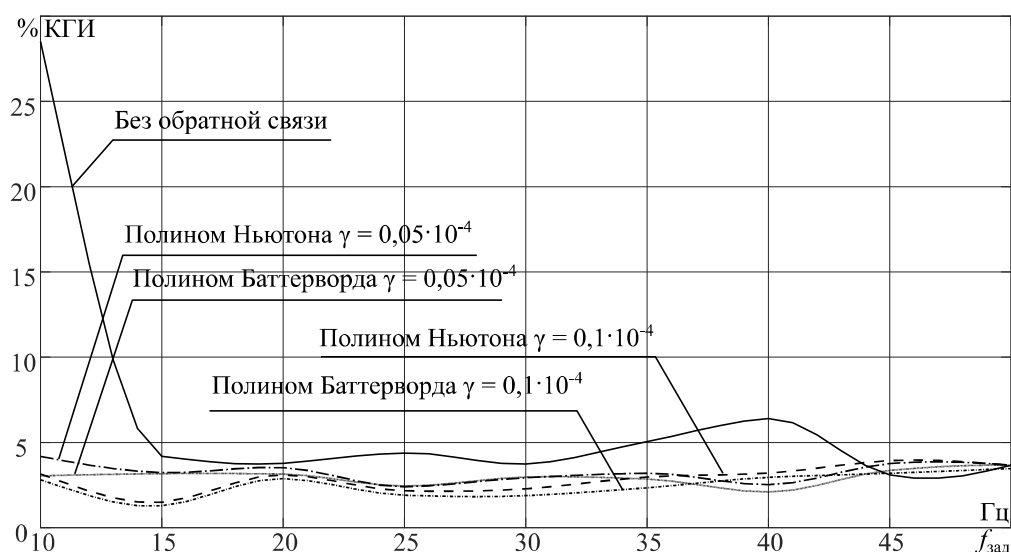


Рисунок 9 – Зависимость КГИ($f_{\text{зад}}$)

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

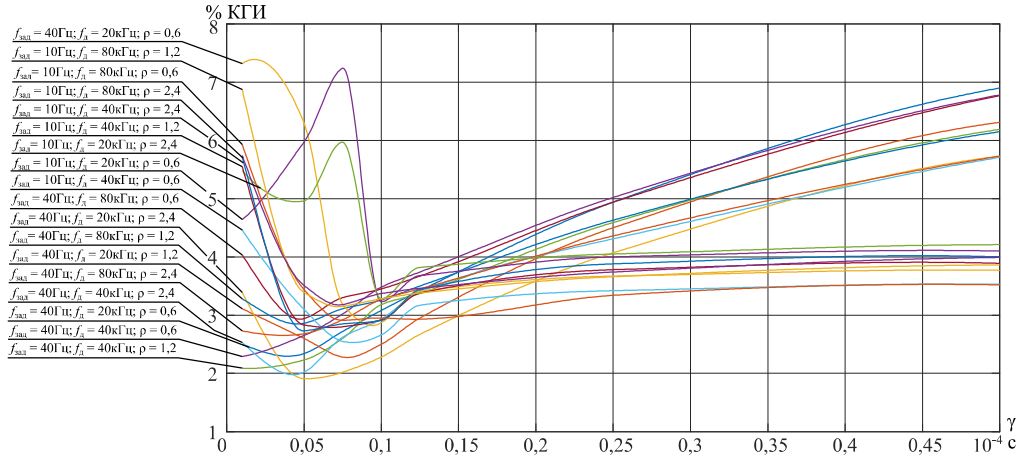
относительное отклонение $\Delta = \left(1 - \frac{x^*}{x}\right) \times 100\%$, где x^* - величина (КГИ или

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 следует 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 элементом, то для оценки локального минимума КГИ необходимо варьировать значения следующих параметров: частоты дискретизации f_d , частоты задания f и характеристического сопротивления силового фильтра ρ . Полученные графики для ряда частот представлены на рисунке 10.

Рисунок 10 – 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, с точки зрения улучшения гармонического состава, регулятор показал с частотой дискретизации 40 кГц. Ввиду этого, модельные эксперименты проводятся с данными значениями γ и f_d .

Для получения лучших спектральных характеристик необходимо внедрение дополнительных структур и связей. Вполне логичным и интуитивным подходом является метод сигнальной адаптации регулятора, который определяет, что структура или параметры регулятора не изменяются при использовании закона адаптации. Изменяется же непосредственно выходной сигнал, генерируемый регулятором. Это и отображено на рисунке 7.

Таким образом, целесообразно рассмотреть вектор тока статора, как линейную комбинацию $\mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)} = \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}(\omega_j) + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^N \mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}(\omega_k)$, где $\mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}(\omega_j)$ - вектор тока, соответствующий основной частоте вращения $\omega_j = 2\pi f_{\text{зад}}$; $\mathbf{I}_1^{(\alpha\beta)}(\omega_k)$ - вектор соответствующий частоте $\omega_k = 2\pi f_k$; 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, где $\Psi_2^{(\alpha\beta)}(\omega_j)$ вектор потокосцепления, соответствующий основной частоте вращения $\omega_j = 2\pi f_{\text{зад}}$; $\Psi_2^{(\alpha\beta)}(\omega_k)$ - вектор соответствующий частоте $\omega_k = 2\pi f_k$; $\omega_{\text{уст}}$ - установившееся значение угловой скорости; $\omega_{1,k}$ - высшие частотные компоненты угловой скорости: Если эти разложения применить к уравнениям асинхронной машины в неподвижной системе координат, то получим систему уравнений:

$$\begin{cases}
F[U_{m.1\alpha}] = R_e(f_{\text{зад}})i_{s1\alpha=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{s1\alpha\approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1s\alpha=}}{dt} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1s\alpha\approx}}{dt} + \\
+ f_{\alpha=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + f_{\alpha\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t), \\
F[U_{m.1\beta}] = R_e(f_{\text{зад}})i_{1s\beta=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{1s\beta\approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1s\beta=}}{dt} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1s\beta\approx}}{dt} + \\
+ f_{\beta=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + f_{\beta\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t).
\end{cases} \quad (10)$$

где $i_{s\alpha\approx}$ и $i_{s\beta\approx}$ - составляющие проекции вектора тока статора, учитывающие весь гармонический состав тока за исключением основной частоты, вычисляемые путем пропускания исходного сигнала через режекторный фильтр; $i_{1\alpha=}$ и $i_{1\beta=}$ - проекции вектора тока статора описывающие основную частоту спектра. Функции, являющиеся последними слагаемыми в уравнениях (10) имеют следующий вид:

$$\begin{cases}
f_{\alpha\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) \approx -Z_p K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\hat{\omega}_r = \hat{\psi}_{2\beta\approx} + \hat{\omega}_{r\approx} \psi_{2\beta=} + \hat{\omega}_{r\approx} \hat{\psi}_{2\beta\approx}) - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\psi}_{2\alpha\approx}; \\
f_{\beta\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) \approx Z_p K_r(f_{\text{зад}}) \cdot (\hat{\omega}_r = \hat{\psi}_{2\alpha\approx} + \hat{\omega}_{r\approx} \hat{\psi}_{2\alpha=} + \hat{\omega}_{r\approx} \hat{\psi}_{2\alpha\approx}) - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\psi}_{2\beta\approx}; \\
f_{\alpha=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) \approx -Z_p K_r(f_{\text{зад}}) \hat{\omega}_r = \hat{\psi}_{2\beta=} - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \hat{\psi}_{2\alpha=}; \\
f_{\beta=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) \approx Z_p K_r(f_{\text{зад}}) \hat{\omega}_r = \hat{\psi}_{2\alpha=} - A_r(f_{\text{зад}}) K_r(f_{\text{зад}}) \cdot \psi_{2\beta=}.
\end{cases} \quad (11)$$

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

$$\begin{cases}
U_{m.1\alpha\Sigma} = U_m \cos \theta - U_m \sin \theta + U_{m.1\alpha}^* + U_{m.1\alpha}^{**}, \\
U_{m.1\beta\Sigma} = U_m \sin \theta + U_m \cos \theta + U_{m.1\beta}^* + U_{m.1\beta}^{**}.
\end{cases} \quad (12)$$

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

$$\begin{cases}
F[U_{m.1\alpha\Sigma}] = F[U_{m.1\alpha} + U_{m.1\alpha}^* + U_{m.1\alpha}^{**}] = R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{1\alpha\approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha=}}{dt} + \\
+ L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\alpha\approx}}{dt} + f_{\alpha=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + f_{\alpha\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + \lambda_{\alpha}(t) + \zeta_{\alpha}(t); \\
F[U_{m.1\beta\Sigma}] = F[U_{m.1\beta} + U_{m.1\beta}^* + U_{m.1\beta}^{**}] = R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta=} + R_e(f_{\text{зад}})i_{1\beta\approx} + L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta=}}{dt} + \\
+ L_e(f_{\text{зад}})\frac{di_{1\beta\approx}}{dt} + f_{\beta=}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + f_{\beta\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t) + \lambda_{\beta}(t) + \zeta_{\beta}(t).
\end{cases} \quad (13)$$

где $\lambda_{\alpha}(t)$ и $\lambda_{\beta}(t)$ - результат первого дополнительного воздействия $U_{m.1\alpha}^*$ и $U_{m.1\beta}^*$ на объект управления; $\zeta_{\alpha}(t)$, $\zeta_{\beta}(t)$ - результат второго дополнительного воздействия $U_{m.1\alpha}^{**}$ и $U_{m.1\beta}^{**}$ на объект управления. Так как целью этих воздействий является устранение «лишних» составляющих тока, то условие минимизации (12)

представляется следующим образом: используя допущение о том, что отображение F является линейным с коэффициентами преобразования $K_{\text{пр}}$ и $\chi_{\text{пр}}$, можно записать:

$$\begin{cases} U_{m.1\alpha}^* = F^{-1}[\lambda_{\alpha}(t)] = -\frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}}) i_{1\alpha\approx} + L_e(f_{\text{зад}}) \frac{di_{1\alpha\approx}}{dt} \right], \\ U_{m.1\beta}^* = F^{-1}[\lambda_{\beta}(t)] = -\frac{1}{K_{\text{пр}}} \left[R_e(f_{\text{зад}}) i_{1\beta\approx} + L_e(f_{\text{зад}}) \frac{di_{1\beta\approx}}{dt} \right], \\ U_{m.1\alpha}^{**} = F^{-1}[\zeta_{\alpha}(t)] \approx -\frac{1}{\chi_{\text{пр}}} f_{\alpha\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t); \\ U_{m.1\beta}^{**} = F^{-1}[\zeta_{\beta}(t)] \approx -\frac{1}{\chi_{\text{пр}}} f_{\beta\approx}(\omega_r, \Psi_2^{(\alpha\beta)}, t). \end{cases} \quad (14)$$

В процессе моделирования был протестирован регулятор с сигнальной адаптацией при различных значениях добротности режекторного фильтра $Q_p = (0,1...10)$ и полосой пропускания $f_{\phi.i} = (0,1...10) \cdot 10000$ Гц $f_{\phi.\omega} = 1000$ Гц. Частота работы контура адаптации выбрана 40кГц. На рисунке 11 (а) приведены зависимости результирующих модулирующих сигналов. Для оценки эффективности сигнальной адаптации для регулятора на рисунке 11 (в) представлено сравнение зависимости КГИ(f) при различных параметрах фильтров.

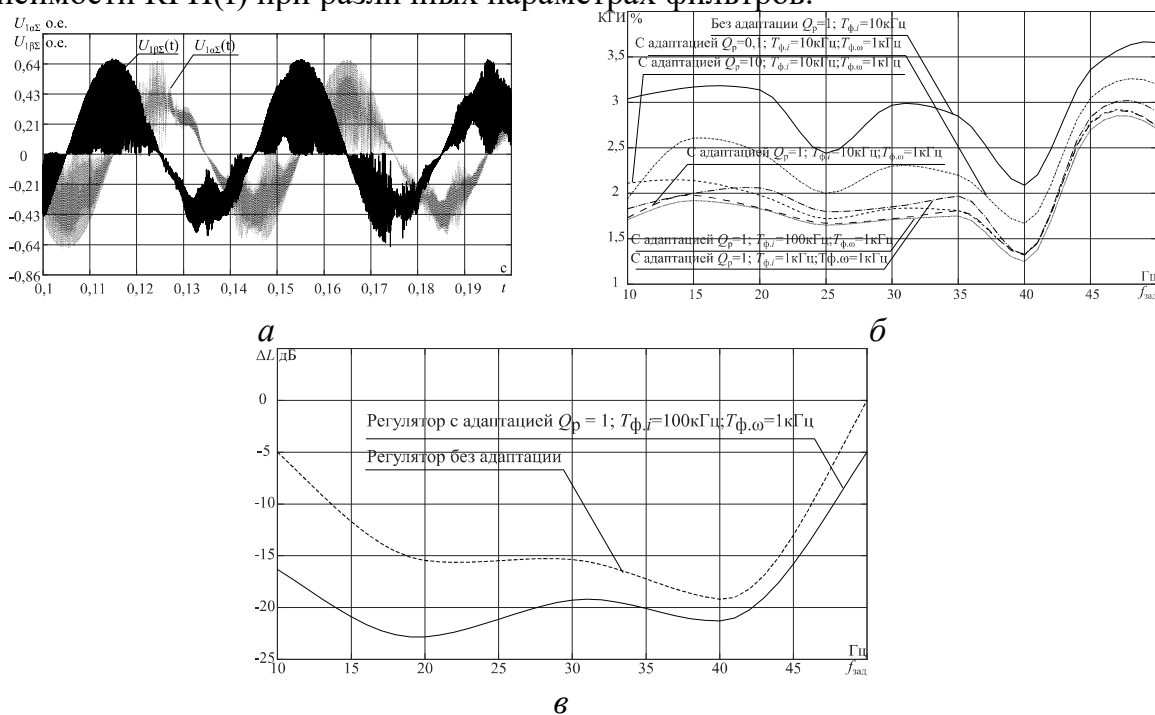


Рисунок 11 – Полученные зависимости КГИ

а) модулирующие сигналы $U_{1\alpha\Sigma}$ и $U_{1\beta\Sigma}$ после введения адаптации; б) зависимости КГИ от частоты и параметров цепи адаптации; в) изменение виброактивности двигателя при использовании регулятора с сигнальной адаптацией и без неё

Из рисунка 11 (б) следует, что работа АИН 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 $Q_p = (0, 1 \dots 10)$. Ожидается, при увеличении постоянной времени фильтра дифференциальной цепи КГИ увеличивается до 10% и наоборот, соответственно. На рисунке 11(в) представлено изменение виброактивности двигателя при использовании различных вариантов регулятора напряжения. В общем виде изменение вычисляется как

$$\Delta L = 20 \log\left(\frac{V_{0,j}}{V_{OC,j}}\right) \approx 20 \log\left(\frac{p_{r,0,j}}{p_{r,OC,j}}\right) = 20 \log\left(\frac{i_{0,1} \cdot i_{0,j-1} - i_{0,1} \cdot i_{0,j+1}}{i_{OC,1} \cdot i_{OC,j-1} - i_{OC,1} \cdot i_{OC,j+1}}\right), \quad \text{где } V_{0,j} -$$

виброскорость j – ой гармоники виброграммы при использовании разомкнутой системы; $V_{OC,j}$ – виброскорость j – ой гармоники виброграммы при использовании регулятора напряжения; $p_{r,0,j}$ – j – ая гармоника радиального усилия при использовании разомкнутой системы; $p_{r,OC,j}$ – j – ая гармоника радиального усилия при использовании регулятора напряжения; $i_{0,j-1}, i_{0,j}$ – ток статора ($j-1$) и j – ой гармоники при использовании разомкнутой системы; $i_{OC,j-1}, i_{OC,j}$ – ток статора ($j-1$) и j – ой гармоники при использовании регулятора напряжения. Таким образом, на 6-ой гармонике за счет использования регулятора без сигнальной адаптации достигается – 19,2дБ. Внедрение механизмов адаптации позволяет уменьшить виброскорость вплоть до – 21,3дБ относительно работы системы при использовании классической системы управления.

В четвертой главе представлено описание экспериментальной установки, разработанной на АО «НПП «Полус». Ее вид и иерархическая структура представлены на рисунке 12.

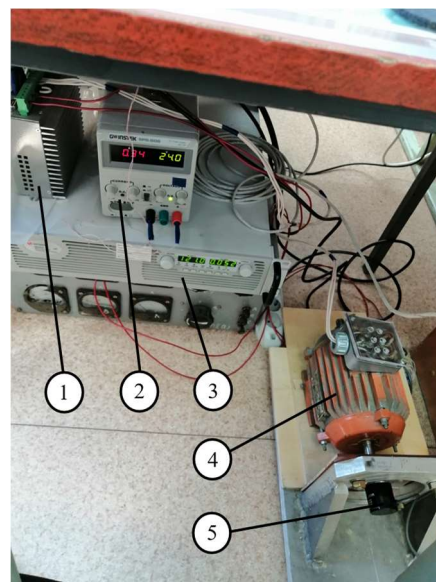


Рисунок 12 – Экспериментальная установка

а) иерархическая структура установки; б) общий вид установки (1 – контроллер с преобразователем частоты; 2 – сервисный источник питания; 3 – силовой источник питания; 4 – асинхронный двигатель; 5 – инкрементальный энкодер)

С помощью описанных алгоритмов ШИМ и модифицированной модели во второй главе было произведено ряд выборочных исследований на тех же частотах, что и

эксперимент. Результаты сравнения модельных и экспериментальных данных приведены на рисунках 13,14.

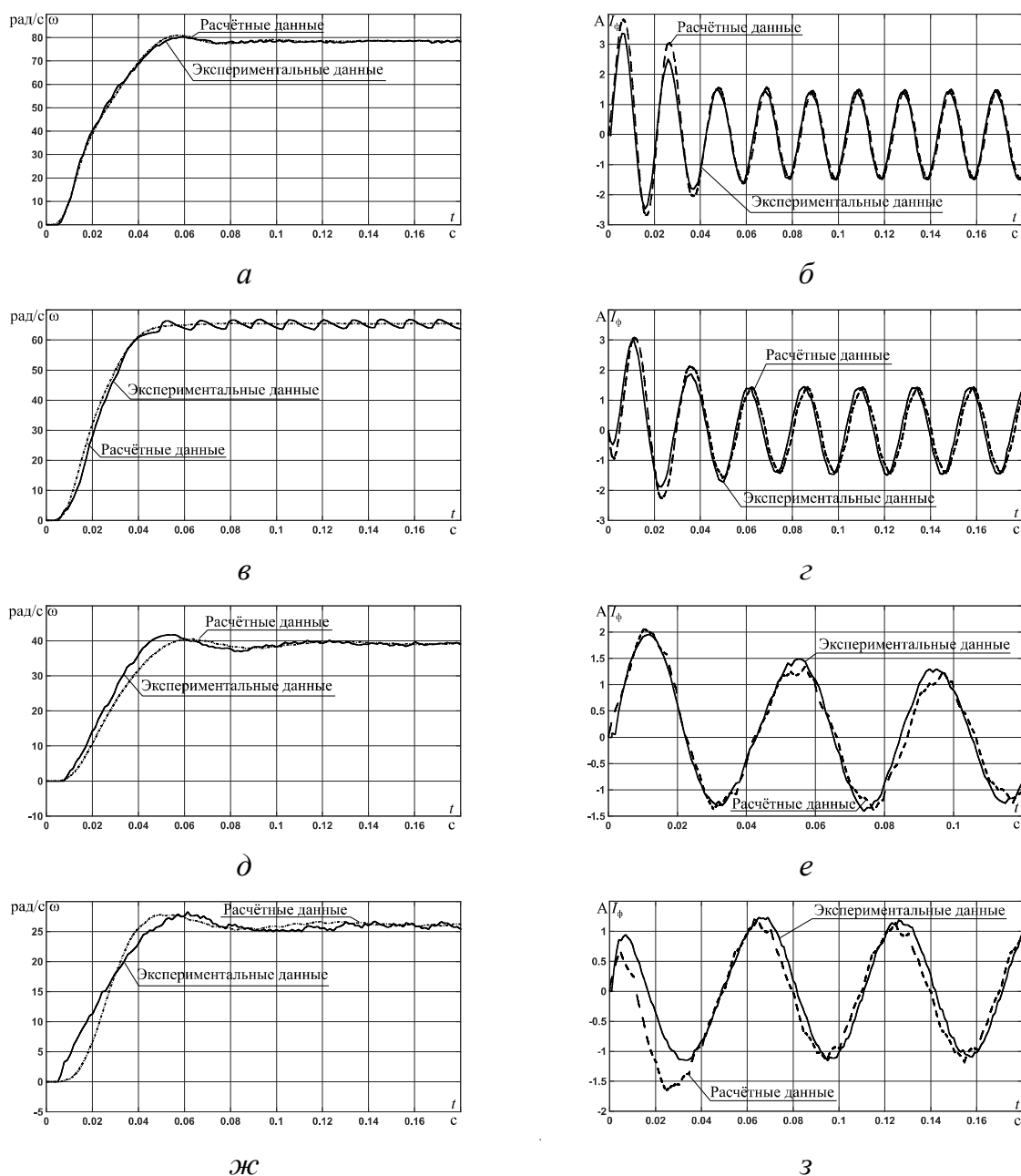


Рисунок 13 – Сравнение переходных процессов:

а) угловой скорости с коррекцией при $f_{\text{зад}} = f_{\text{н}}$; б) тока в фазе А с коррекцией при

$f_{\text{зад}} = f_{\text{н}}$; в) угловой скорости с коррекцией при $f_{\text{зад}} = \frac{5}{6} f_{\text{н}}$; г) тока в фазе А с

коррекцией при $f_{\text{зад}} = \frac{5}{6} f_{\text{н}}$; д) угловой скорости с коррекцией при $f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} f_{\text{н}}$; е) тока

в фазе А с коррекцией при $f_{\text{зад}} = \frac{1}{2} f_{\text{н}}$; ж) угловой скорости с коррекцией при

$f_{\text{зад}} = \frac{1}{3} f_{\text{н}}$ з) тока в фазе А с коррекцией при $f_{\text{зад}} = \frac{1}{3} f_{\text{н}}$.

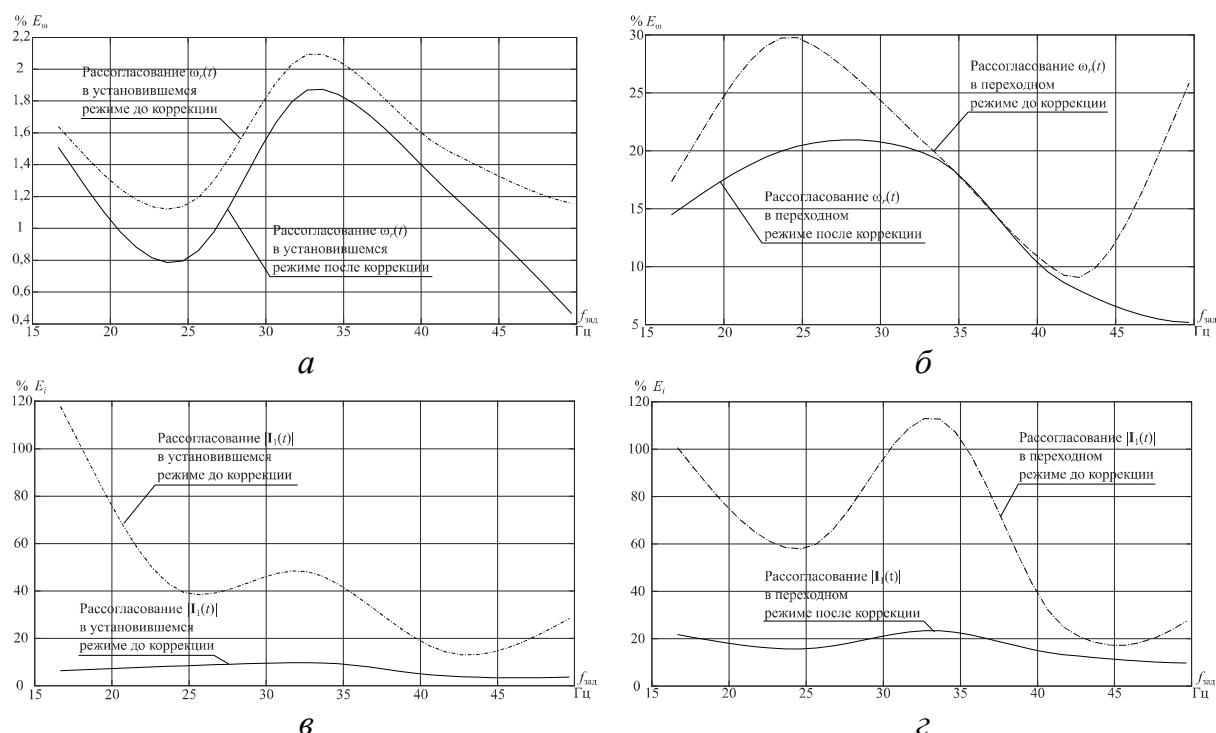


Рисунок 14 – Сравнение переходных процессов:

- а) рассогласования между модельными данными и экспериментальными для угловой скорости в установившемся режиме б) рассогласования между модельными данными и экспериментальными для угловой скорости в переходном режиме; в) рассогласования между модельными данными и экспериментальными для мгновенного значения фазного тока в установившемся режиме; г) рассогласования между модельными данными и экспериментальными для мгновенного значения фазного тока в переходном режиме

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

Экспериментально показано, путем сравнения с физическим процессом, что применение нелинейной коррекции в математическую модель асинхронного электропривода позволяет снизить рассогласование между экспериментальными и модельными данными в установившемся режиме для угловой скорости до 1,67 раза; 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 раза.

В заключении изложены основные результаты диссертационного исследования, отражающие решение научно-технической задачи.

В приложении А представлены акты внедрения в промышленности и в учебный процесс.

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.

НАУЧНЫЕ ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Публикации в базе SCOPUS

1. Perevoshchikov F.V. Voltage controller synthesis for an induction electric drives autonomous inverter 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. 196-206

2. 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

3. Perevoshchikov F.V. State estimation accuracy analysis of an induction electric drive by the algorithms of Luenberger and Kalman/ 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.

В изданиях, рекомендованных ВАК РФ

4. Перевошиков 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. Перевошиков, А.А Брянцев // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2021. Т. 24. №2. С. 56-63.

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

В других изданиях

6. Перовошиков Ф.В. Синтез оптимального регулятора напряжения асинхронного электропривода автономного объекта. / Е.А. Быстров, Ф.В. Перовошиков // В сборнике: Современные проблемы машиностроения. Сборник трудов XV Международной технической конференции. Томск, 2022. С.44-45

7. Перовошиков Ф.В. Оценка робастности регулятора напряжения автономного инвертора / Ф.В. Перовошиков // В сборнике: Бутаковские чтения. Сборник статей IV Всероссийской с международным участием молодежной конференции. Томск, 2024. С. 333-336

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

9. Перовошиков Ф.В. Синтез регулятора напряжения автономного инвертора напряжения / Ф.В. Перовошиков // В сборнике: Энергетика и энергосбережение: Теория и практика. Сборник материалов IX Международной научно-практической конференции. 2024.

10. Перовошиков Ф.В. Синтез регулятора напряжения асинхронного электропривода автономного объекта. / Ф.В. Перовошиков, Е.А. Быстров // В сборнике: Электронные и электромеханические системы и устройства. Сборник трудов XX научно-технической конференции. Томск, 2023. С.44-45