

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ЗАПОРОЖСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

На правах рукописи

Соломаха Александр Викторович

УДК 681.527.2

**УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СИСТЕМЫ
УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ
ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ В СИСТЕМАХ ОРОШЕНИЯ**

Специальность 05.09.03 – электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель

Бондаренко Валерий Иванович

кандидат технических наук, доцент

Запорожье – 2016

СОДЕРЖАНИЕ

Перечень условных обозначений и сокращений	6
Введение	7
1 Методы автоматизированного управления сложными объектами и формулировка задачи диссертационных исследований	14
1.1 Энергетическая и технологическая эффективность регулирования асинхронных электроприводов ирригационных насосов	14
1.2 Методы управления асинхронным электроприводом в технологических линиях агропромышленного комплекса	18
1.2.1 Асинхронный электропривод со скалярным управлением	18
1.2.2 Асинхронный электропривод с векторным управлением	19
1.2.3 Характерные особенности практического применения векторного управления АЭ в системах орошения	21
1.4 Известные решения для оценки вектора потокосцепления	26
1.5 Оценка угловой скорости вектора потокосцепления	31
1.6 Оценка угловой скорости и постоянной времени ротора АД	34
1.7 Оценка постоянных составляющих в измеряемых сигналах	35
1.8 Решения, учитывающие особенности пассивного фильтра на выходе преобразователя частоты	36
1.9 Блоки оценки главных гармоник ШИМ-сигналов	38
1.10 Выводы из раздела 1	39
2 Оценка вектора состояния асинхронного электропривода	41
2.1 Математическая модель АД. Описание методик исследования и обоснование принятых допущений	41
2.2 Функциональная схема ВУ АЭП с использованием инъекции для идентификации активного сопротивления ротора	46
2.3 Оценка вектора потокосцепления	50
2.4 Моделирование блоков оценки потокосцепления	62
2.5 Оценка синхронной скорости с учетом влияния инъекции	65

2.6 Моделирование блоков оценки синхронной скорости	69
2.7 Синтез адаптивного наблюдателя для оценки скорости и постоянной времени ротора прямым методом Ляпунова	72
2.8 Выводы из раздела 2	80
3 Разработка блоков фильтрации однофазных и многофазных неопределенных сигналов	83
3.1 Разработка упреждающего компенсатора искажений статорного напряжения АД, вносимых силовыми фильтрами	83
3.2 Разработка блоков оценки главных гармоник и постоянных составляющих двухфазных сигналов в реальном времени	92
3.3 Разработка блоков оценки постоянной составляющей однофазного сигнала	98
3.4 Выводы из раздела 3	106
4 Моделирование системы векторного управления с использованием разработанных блоков	108
4.1 Выбор элементов системы векторного управления	108
4.2 Описание работы системы ВУ	116
4.3 Результаты моделирования	117
4.4 Выводы из раздела 4	134
5 Экспериментальное исследование усовершенствованной системы векторного управления	136
5.1 Экспериментальное исследование упреждающего компенсатора	137
5.2 Лабораторно-промышленные испытания системы векторного управления с разработанными блоками	139
5.3 Экспериментальное исследование аналого-цифровых адаптивных фильтров трехфазных сигналов	140
5.4 Экспериментальное исследование усовершенствованной системы векторного управления в системе капельного орошения сельского фермерского хозяйства «Мираж»	150
5.5 Расчет экономической эффективности внедрения регулируемого	154

асинхронного электропривода системы капельного орошения	
5.6 Сравнение результатов усовершенствованной системы ВУ АЭП системы орошения, полученные путем моделирования, в результате лабораторно-промышленных и полевых испытаний	155
5.7 Выводы из раздела 5	158
Выводы	161
Список используемых источников	164
Приложение А. Известные решения по оценке потокосцепления, работоспособные в окрестности нулевой скорости ротора	177
Приложение Б. Уравнение движения асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором	191
Приложение В. Параметры асинхронного двигателя и преобразователя частоты	196
Приложение Г. Патент	197
Приложение Д. Акты внедрения	199
Д.1 Акт внедрения результатов диссертационной работы в системе капельного орошения Сельского фермерского хозяйства «Мираж»	199
Д.2 Акт внедрения результатов диссертационной работы в новой плате управления для преобразователей частоты серии ПЧ5 Научно-производственного предприятия «Преобразователь-комплекс»	200
Д.3 Акт внедрения упреждающего компенсатора искажений статорного напряжения, вносимых пассивным LC-фильтром, на Научно-производственном предприятии «Преобразователь-комплекс»	201
Д.4 Акт внедрения результатов диссертационной работы в учебный процесс Запорожского национального технического университета	202
Приложение Е. Акт по проверке работоспособности аналого-цифровых адаптивных фильтров	203
Приложение Ж. Дискретный алгоритм векторного управления с использованием разработанных блоков	204

Приложение И. Расчет экономической эффективности внедрения регулируемого асинхронного электропривода иригационной системы на СФО «Мираж»	208
Приложение К. Схема электрическая принципиальная регулируемого асинхронного электропривода системы орошения СФХ «Мираж»	214

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ И СОКРАЩЕНИЙ

ψ_r, ψ_s – векторы потокосцеплений ротора и статора,

σ – коэффициент рассеяния,

ω – угловая скорость ротора,

ω_0 – угловая скорость вектора ψ в статорном базисе,

ω_p – программная угловая скорость ротора,

ω_{sl} – абсолютное скольжение,

e, e_s – векторы противоЭДС ротора и статора,

i, i_r – векторы тока статора и ротора,

m – электромагнитный момент,

n – количество пар полюсов,

u – вектор напряжения статора,

L_s, L_r, L_m – индуктивности статора, ротора и взаимная индуктивность;

$$L_{mr} = L_m L_r^{-1},$$

$$L_{rm} = L_r L_m^{-1},$$

R_s, R_r – активные сопротивления статора и ротора,

T_r – постоянная времени ротора,

$$E_g \text{ – единичная матрица, } E_g = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$J_g \text{ – кососимметричная матрица, } J_g = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

(d, q) – ортогональный базис, у которого ось d совпадает с вектором ψ ,

(α, β) – ортогональный статорный базис,

“ \wedge ” – символ оценки соответствующей переменной,

ВУ – векторное управление,

ПСФ – пассивный силовой LC-фильтр,

ПЧ – преобразователь частоты.

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность задачи исследований. Системы орошения широко применяются в сельском хозяйстве для получения высокого выходного валового продукта. Для привода насосных установок в этих системах в основном используются асинхронные двигатели (АД). Подавляющее большинство из них применяются в нерегулируемом приводе, что объясняется сложными нелинейными электромагнитными процессами в АД. Такие электроприводы имеют низкие эксплуатационные показатели. При применении управляемого электропривода можно достичь энергосбережения до 60%, значительно снизить пусковой и рабочий токи АД, тем самым уменьшить потери электроэнергии, устранить падения напряжения, колебания скорости АД и ограничить возможные гидроудары, а также уменьшить непроизводительные потери воды за счет уменьшенного давления в гидросистеме, и тому подобное.

Для регулирования параметрами АД широко применяют векторное и скалярное управление. В приводах насосов систем орошения в наше время используют преобразователи частоты (ПЧ) только со скалярным управлением. Это обусловлено меньшей стоимостью относительно ПЧ с векторным управлением (ВУ) и недостаточной обоснованностью их применения для решения проблем гидроударов. Компания ABB в сотрудничестве с компанией ITT Flygt установили, что управление моментом АД до полной остановки насоса позволяет практически полностью избежать гидроударов. В насосах систем орошения это возможно реализовать только с помощью применения ВУ. Кроме того, в системах капельного орошения, которые приобретают все большее распространение, применяя ПЧ с ВУ можно отказаться от установки дорогого редуктора-регулятора давления, получить качественное управление давлением с быстродействием (присущей только при ВУ), которое предотвращает разрывы капельных лент при резких изменениях давления в гидросистеме.

По сравнению со скалярным, достигается значительно большая точность управления и эффективность использования электрической энергии и

энергоемких механизмов. Кроме того, ВУ позволяет оценивать скорость и потокосцепления без соответствующих датчиков, что обеспечивает использование обычных АД общепромышленных серий, в которых не предусмотрена компоновка этими датчиками. При этом на точность оценки угловой скорости ротора существенно влияет активное сопротивление цепи ротора, с его температурной нестабильностью.

Использование управляемого асинхронного электропривода (АЭП) на базе ВУ в системах орошения агропромышленного комплекса (АПК) повысит эффективность энергосбережения и эксплуатационные показатели при улучшении качества орошения по сравнению со скалярным.

Связь работы с научными программами, планами, темами. Диссертация выполнена в соответствии с Комплексной Государственной программой энергосбережения Украины, утвержденной постановлением Кабинета Министров Украины от 05.02.97 г. № 148. Диссертационная работа является составной частью госбюджетной работы №0105U005049 «Исследование и разработка электромеханических систем и средств автоматизации технологических процессов» 2004–2006 г.г., в которой соискатель являлся ответственным соисполнителем. Тематика работы соответствует Закону Украины от 11.07.2001 г. № 2623-III «Про пріоритетні напрями розвитку науки і техніки», в частности, п. 3 «Енергетика та енергоефективність» статьи 3 «Пріоритетні напрями розвитку науки і техніки на період до 2020 року».

Цель и задачи исследования. Целью исследования является энергосбережение в асинхронных электроприводах насосов систем орошения за счет использования векторного управления асинхронным двигателем, при применении силового LC-фильтра на выходе преобразователя частоты и инъекции для идентификации активного сопротивления цепи ротора.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- проанализировать современное состояние теории и практики использования управляемого привода и методов управления АЭП систем орошения с целью определения путей совершенствования системы ВУ;

- обосновать критерии использования ВУ в сочетании с динамическими и статическими режимами работы управляемого привода и характерными особенностями систем орошения;
- разработать алгоритмические блоки-составляющие системы ВУ, которые обеспечат более эффективное использование ВУ в системе орошения;
- разработать компьютерную модель ВУ АЭП системы орошения с принятыми решениями и определить ее статические и динамические характеристики;
- провести лабораторно-промышленное исследование и полевые испытания с целью определения точности регулирования АЭП с системой ВУ с разработанными алгоритмическими блоками;
- подтвердить экономическую эффективность практического внедрения полученных научных результатов в управляемом приводе насосных установок систем орошения.

Объект исследования – статические и динамические процессы в асинхронном электроприводе с векторным управлением систем орошения.

Предмет исследования – статические и динамические характеристики систем векторного управления асинхронным электроприводом для повышения эффективности систем орошения.

Методы исследования. В исследовании использовалась современная теория автоматического управления непрерывными и дискретными системами и адаптивного управления с идентификацией параметров для синтеза и модификации наблюдателя скорости и потокосцепления, модификации блока оценивания синхронной скорости, синтеза упреждающего компенсатора, синтеза блоков выделения постоянных составляющих с двухфазных и однофазных сигналов. С помощью прямого метода Ляпунова исследовалась устойчивость движения адаптивных наблюдателей потокосцепления ротора и статора, а также скорости ротора и постоянной времени цепи ротора. Методы теории электропривода и пространства состояния использовались для математического

описания электромагнитных процессов, а методы численного и физического моделирования для исследования характеристик разработанных решений.

Научная новизна полученных результатов.

Впервые разработаны научные основы построения систем с упреждающей компенсацией искажений выходного напряжения силового пассивного LC-фильтра на выходе преобразователя частоты, которые корректируют программные сигналы блока широтно-импульсной модуляции (ШИМ) для обеспечения на выходе LC-фильтра напряжения без искажения по фазе и без уменьшения амплитуды, относительно напряжения программных сигналов блока ШИМ, которые отличаются от аналогичных существенной алгоритмической простотой. Кроме того, применение упреждающего компенсатора позволяет вернуть систему к устойчивому состоянию с сохранением показателей качества регулирования в рабочем диапазоне, при этом погрешность не превышает 3%.

Усовершенствована модель асинхронного электропривода с векторным управлением, которая отличается от известных совокупностью пассивного LC-фильтра на выходе ПЧ и наличием инжектированной составляющей в намагничивающем токе статора, что позволило выбрать энергосберегающие режимы за счет повышения точности скорости ротора не более 2,7%, определенной при проведении полевых испытаний в рабочем диапазоне и быстрого действия энергоемких исполнительных механизмов в системах орошения.

Получены, ранее неизвестные, закономерности динамики асинхронного электропривода, при формировании траектории скорости при торможении, вплоть до нулевой с поддержанием соответствующего момента, которое исключает резкое изменение расхода воды, что может вызывать волны давления и гидравлические удары в трубах, запорной арматуре, обеспечивая поддержание высокого КПД двигателя, за счет отдельного управления составляющими тока статора (намагничивающей и моментной), использование которых позволило значительно повысить эксплуатационные показатели систем орошения.

Получила дальнейшее развитие теория электропривода с векторным управлением применительно к особенностям динамических и статических режимов исполнительных механизмов систем орошения в части компенсации высокочастотных возмущений.

Достоверность полученных результатов подтверждается совпадением результатов аналитических исследований автора с результатами, полученными путем математического, лабораторно-промышленного и полевого исследований АД различной мощности.

Практическое значение полученных результатов:

- метод упреждающей компенсации был использован при разработке систем управления преобразователей частоты с выходным LC-фильтром, которые разрабатываются и изготавливаются на «НПП Преобразователь-комплекс» (г. Запорожье), первый ПЧ из которых типа ПЧ5-D2-640/380/50-070-B00-УХЛ4 (640 А, 380 В) с выходным LC-фильтром используется в электроприводе дымососа доменной печи №2 МК «Запорожсталь» (акт внедрения от 09.07.2015 г.)

- алгоритмы векторного управления с разработанными в диссертации решениями реализованы на процессоре LPC4357 (семейства ARM Cortex-M4 / M0 фирмы NXP Semiconductors) новой платы управления, специально разработанной «НПП Преобразователь-комплекс» (г. Запорожье) для преобразователей частоты серии ПЧ5 с векторным управлением (акт внедрения от 09.07.2015 г.)

- практическая эффективность результатов предложенных научно-технических решений подтверждена экспериментальными испытаниями на агропредприятии СФХ «Мираж» в системе капельного орошения площадью 15 га (акт внедрения от 12.10.2015 г.)

- материалы данной работы используются в учебном процессе на кафедре «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Запорожского национального технического университета при подготовке студентов всех ОКР по специальности «Электромеханические системы автоматизации и электропривод» (дисциплины «Автоматизация технологических процессов», «Моделирование электромеханических систем», «Спецзадачи моделирования», «Компьютерные

технологии автоматизации», «Типовой электропривод» и другие, в курсовом и дипломном проектировании) (акт внедрения от 17.09.2015 г.).

Личный вклад соискателя. Все основные результаты, выносимые на защиту, получены соискателем лично. В научных трудах, опубликованных в соавторстве, соискателю принадлежат:

- синтез наблюдателя для оценки угловой скорости ротора АД [88];
- частично синтез наблюдателя, исследование устойчивости работы наблюдателя прямым методом Ляпунова [89];
- разработка двух блоков оценки постоянных смещений, введение блока запоминания [34];
- синтез наблюдателя, исследование устойчивости по Ляпунову [94];
- синтез упреждающего компенсатора фильтра, составлена схема моделирования системы с упреждающим компенсатором [58, 95];
- сравнение и анализ блоков оценки потокосцепления при наличии инжектированной составляющей [96];
- синтез наблюдателя, синтез фильтра и его моделирование, анализ результатов, сравнение полученных в статье блоков по количеству математических операций, представление уравнений наблюдателей и фильтра в дискретном виде [97];
- составлена схема эксперимента, участие в проведении эксперимента, анализ результатов [98].

В работах [88, 89, 91, 34, 94–96] соискателем составлены компьютерные модели и проведено исследование блоков путем численного моделирования полностью, а в работах [90, 92] частично, и проведен анализ результатов. В работе [90] соискателем проведен обзор и анализ литературы в части оценки скорости ротора и синхронной скорости, а в работах [92, 93, 95, 96] – в части оценки потокосцеплений.

Исследования проводились в ЗНТУ, на «НПП «Преобразователь-комплекс», г. Запорожье и на агропредприятии СФХ «Мираж», г. Орехов.

Апробация результатов работы. Материалы работы докладывались, обсуждались и были одобрены на таких международных научно-технических конференциях:

- XII международная научно-техническая конференция “Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика”, НТУ «ХПИ», г. Алушта, Крым, 2005 г.;

- 12 международная конференция по автоматическому управлению “Автоматика-2005”, НТУ «ХПИ», г. Харьков, 2005 г.;

- международная научно-техническая конференция “Електромеханічні системи, методи моделювання та оптимізації”, КГПУ, г. Кременчуг, 2005 г.;

- XIV международная научно-техническая конференция “Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика”, ДГТУ, пгт. Николаевка, Крым, 2007 г.;

- международная научно-техническая конференция “Електромеханічні системи, методи моделювання та оптимізації”, КГПУ, г. Кременчуг, 2007 г.;

- VI международная научно-техническая конференция, посвященная памяти академика И.И. Мартыненко “Энергообеспечение технологических процессов в агропромышленном комплексе Украины”, ТГАТУ, пгт. Кирилловка, Запорожская область, 2015 г.

Публикации. По материалам данной работы опубликовано 15 статей в журналах, входящих в список изданий ГАК, статья в зарубежных изданиях, 2 работы в материалах конференции, а также получен 1 патент на полезную модель.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, 5 разделов, выводов, списка использованных источников и 9 приложений. Общий объем диссертации 216 страниц, объем основного текста диссертации 163 страниц, рисунков – 60, таблиц – 4, список использованных источников содержит 109 наименований.

1 МЕТОДЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ СЛОЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ И ФОРМУЛИРОВКА ЗАДАЧИ ДИССЕРТАЦИОННЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Технологические линии ирригационных систем агропромышленного комплекса, представляют собой сложные электромеханические объекты, управление которыми осуществляется с учетом взаимосвязей множества параметров различной физической природы. Это приводит к существенному влиянию на использование известных методов и способов. Поэтому для разработки ирригационных систем агропромышленного комплекса необходимым условием является анализ существующих методов и на их основе формирование структурно-логических схем оптимального управления исполнительными механизмами и технологическим процессом полива в целом. При этом необходимо учитывать специфику режимов исполнительных механизмов и управляющих микропроцессорных систем. В качестве основных исполнительных механизмов ирригационных систем используются асинхронные электроприводы, технологические задвижки и системы управления. Необходимость обеспечения согласованности между информационными каналами управления и состояния исполнительных механизмов приводит к усложнению решения вопросов повышения эффективности и улучшения технико-экономических показателей ирригационных систем.

Для разработки энергосберегающих технических решений необходимо выполнить соответствующие научные исследования. Приведем краткий анализ наиболее известных методов управления сложными объектами и особенностей их практического использования.

1.1 Энергетическая и технологическая эффективность регулирования асинхронных электроприводов ирригационных насосов

Орошение в Украине получило наибольшее распространение в ее южных засушливых регионах, где без орошения земледелие практически невозможно. В

системах орошения в приводах насосов используют асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором (АД). АД обладают простотой конструкции, дешевизной, имеют высокую надёжность. Большинство из них нерегулируемые, что объясняется сложностью управления электромагнитными процессами, протекающих в АД [70]. При изменении производительности ирригационного насоса, путем частотного регулирования скорости АД, можно достигнуть экономии электроэнергии до 60% по сравнению с нерегулируемыми АД [51, 53, 67, 74]. Учитывая, что рост стоимости электроэнергии носит опережающий характер относительно стоимости других расходов, проблема энергосбережения при работе ирригационных насосов приобретает первостепенный характер.

Экономия электроэнергии при частотном регулировании объясняется кубической зависимостью между мощностью АД и расходом воды, который пропорционален угловой скорости ротора АД (КПД насоса при этом считается постоянным). Эти соотношения иногда называют законами подобия [105]:

$$Q_* = \frac{Q}{Q_{ном}} = \frac{\omega}{\omega_{ном}}; \quad (1.1)$$

$$H_* = \frac{H}{H_{ном}} = \left(\frac{\omega}{\omega_{ном}} \right)^2; \quad (1.2)$$

$$M_* = \frac{M}{M_{ном}} = \left(\frac{\omega}{\omega_{ном}} \right)^2; \quad (1.3)$$

$$P_{мех*} = \frac{P_{мех}}{P_{ном}} = \left(\frac{\omega}{\omega_{мех}} \right)^3, \quad (1.4)$$

где Q_* , Q , $Q_{ном}$ – относительный, фактический и номинальный расходы соответственно,

ω , $\omega_{ном}$ – фактическая и номинальная угловые скорости вращения ротора АД,

H_* , H , $H_{ном}$ – относительный, фактический и номинальный напоры соответственно,

M_* , M , $M_{ном}$ – относительный, фактический и номинальный моменты АД соответственно,

$P_{мех*}$, $P_{мех}$, $P_{ном}$ – относительная, фактическая и номинальная активные мощности АД соответственно. Причем мощность, потребляемая АД из сети равна

$$P_{л.} = \frac{P_{мех.}}{\eta_1}, \quad (1.5)$$

где η_1 – КПД двигателя.

Рисунок 1.1 наглядно иллюстрирует возможности существенного снижения энергопотребления при внедрении регулируемых электроприводов ирригационных насосов [59, 105].

При включении АД привода насоса «напрямую» в сеть происходит 5-7 кратный бросок номинального тока [56], что вызывает падение напряжения в сети. Поскольку сельские сети обычно имеют большие протяженности, то эти падения напряжения приводят к существенному уменьшению электромагнитного момента работающих электродвигателей, в том числе приводов насосов. При этом в гидросистеме происходят волны давления, гидроудары. Использование частотного регулирования насосов ограничивает пусковой ток на уровне не выше номинального, уменьшает просадки напряжения электрической сети, уменьшает давление в гидросистеме и минимизирует вероятность возникновения волн давления и гидроударов, а также сократить себестоимость канализации электроэнергии. В некоторых случаях применение частотного регулирования насосов позволяет не применять бустерные насосы.

Необходимо обратить особое внимание, что при дроссельном регулировании расхода (подачи) воды возрастает давление в системе и практически не удастся снизить энергопотребление. Такое избыточное давление, вызывает дополнительно около 2,7% потерь воды за счет утечек [105]. При

частотном регулировании при снижении расхода воды уменьшается и давление в системе, что приводит к уменьшению потерь (утечек) воды.

Использование частотного регулирования ирригационных насосов позволяет значительно снизить и эксплуатационные затраты. Например, снижение перепада давления между всасывающим и напорным патрубками насосного агрегата увеличивает срок службы сальниковых уплотнителей, практически исключая гидроудары и обеспечивает стабильность давления в трубопроводах сетей, а также минимизирует затраты на обслуживание. Частотный привод насосов обеспечивает плавное регулирование и увеличивает надежность системы вследствие дублирования малонадежного (особенно при пониженных температурах) датчика наличия воды.

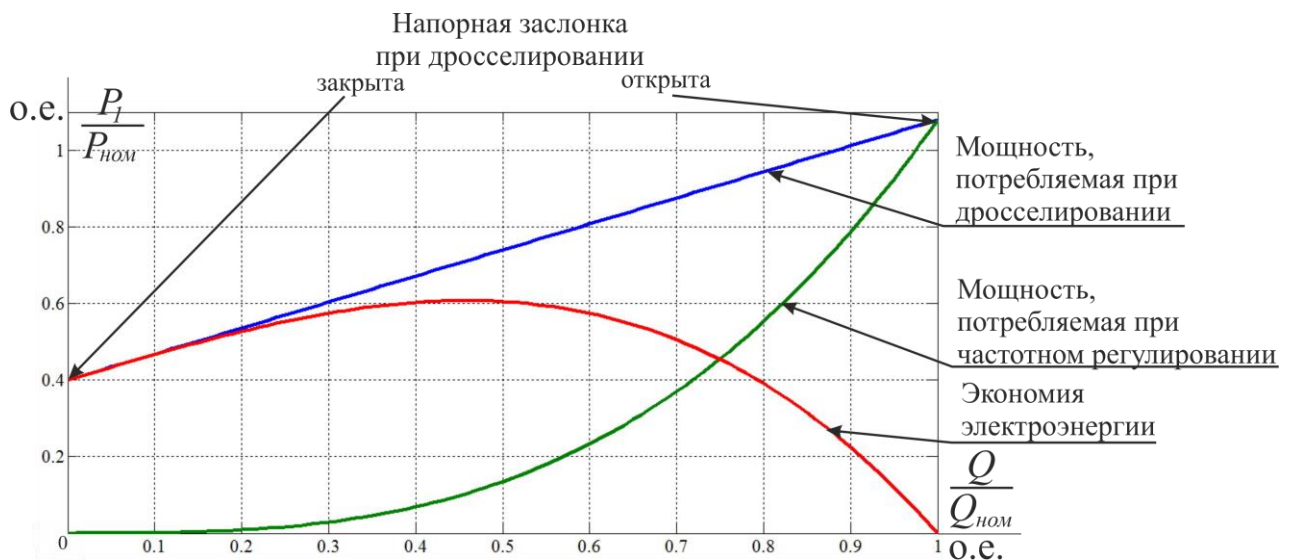


Рисунок 1.1 - Зависимость потребляемой мощности АД от расхода, при дросселировании и частотном регулировании.

Наличие регулятора технологического параметра в преобразователях частоты (ПЧ), реализующих частотное регулирование, позволяет организовать автоматическое управление с использованием датчиков давления, температуры и других датчиков обратной связи.

Практика использования преобразователей частоты (ПЧ) для частотного управления ирригационными насосами доказывает целесообразность не только их

применения для управления насосным агрегатом, но и создание специализированных систем управления технологическим процессом. Это достигается за счет возможности использования встроенного в ПЧ регулятора технологического параметра, что позволяет организовать автоматическое управление по аналоговому или цифровому сигналам, которые приходят с известных датчиков обратной связи. Этот подход позволяет получить экономический эффект не только от снижения потребленной электрической мощности, но и достичь существенного снижения эксплуатационных расходов, улучшение условий труда и увеличение срока службы оборудования без влияния на окружающую среду.

1.2 Методы управления асинхронным электроприводом в технологических линиях агропромышленного комплекса

Импортные производители насосного оборудования для систем орошения, в частности фирма Grundfos, предлагают его только со встроенным ПЧ. Однако нынешняя высокая стоимость как насосных станций, так и ПЧ в отдельности, дает предпосылки к развитию отечественных ПЧ.

АД имеет сложную нелинейную механическую характеристику [50]. Для регулирования скорости и момента АД в современном электроприводе применяют два основных метода частотного управления:

- скалярное управление;
- векторное управление.

Преимущественное большинство импортных ПЧ имеют оба метода управления и предоставляют пользователю возможность выбора одного из них.

1.2.1 Асинхронный электропривод со скалярным управлением

Скалярное управление дает возможность обеспечить постоянство перегрузочной способности электропривода независимо от частоты и

напряжения. При этом наблюдается снижение момента АД при низких частотах (при $f < 0,1 f_{ном}$). Максимальный диапазон регулирования угловой скорости ротора при неизменном моменте сопротивления для электроприводов со скалярным управлением достигает 10:1.

Метод скалярного управления имеет два основных недостатка:

- отсутствие датчика скорости на валу АД не дает возможность регулировать угловую скорость вала, так как она зависит от величины и характера нагрузки, а погрешность регулирования скорости определяется скольжением АД, которое для АД до 1000 кВА может достигать 6%, при этом снижается расход и КПД насоса, установка датчика скорости частично решает эту проблему, но при этом нельзя регулировать момент на валу двигателя, однако стоит заметить, что большинство АД ирригационных насосов не были предназначены для регулирования скорости и не имеют конструктивной возможности для установки датчика скорости;

- сложно одновременно регулировать две координаты (момент и угловую скорость), поэтому возникают трудности при выборе параметра, который является наиболее важным для данного технологического процесса.

1.2.2 Асинхронный электропривод с векторным управлением

Еще в 1971 г. немецкий инженер Ф. Блашке предложил рассматривать работу АД не в статорной системе координат, где все переменные описываются гармоническими функциями, а в системе координат, связанной с вектором потокосцеплением ротора. Поэтому данный метод управления получил название векторного управления [5, 6]. В этой системе координат все переменные изменяются аналогично соответствующим переменным двигателей постоянного тока с независимым возбуждением (ДПТ НВ). Это позволило строить систему управления аналогично системам управления ДПТ НВ. Механические характеристики АД, насоса и ВУ приведены на рисунке 1.2.

На сегодняшний день сформировалось два основных типа систем векторного управления – бездатчиковые системы (без датчика угловой скорости на валу двигателя) и системы с обратной связью по скорости. Применение того или иного типа векторного управления определяется, в первую очередь, характеристикой исполнительного механизма. При необходимости в небольших диапазонах изменения скорости (не более 100:1) и требования к точности ее поддержки не более $\pm 0,5\%$ применяют бездатчиковое векторное управление, а при необходимости изменения скорости вала в широких пределах (более 10000:1), возникают требования к точности поддержания угловой скорости (до $\pm 0,02\%$ при частотах меньше 1 Гц). При необходимости позиционирования вала при регулировании момента на валу двигателя на очень низких частотах, применяют методы векторного управления с обратной связью по скорости.

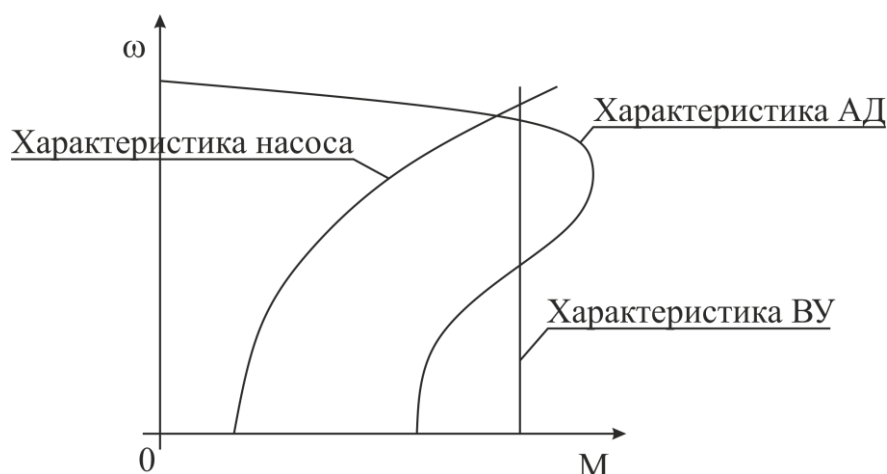


Рисунок 1.2 - Механические характеристики АД, насоса и ВУ.

Известно, что при использовании векторного управления достигаются следующие преимущества:

- высокая точность регулирования скорости даже при отсутствии датчика скорости;
- плавное, без рывков, вращение двигателя в области малых частот;
- возможность обеспечения номинального момента на валу при нулевой скорости (при наличии датчика скорости);

- быстрая реакция на изменение нагрузки - при резких скачках нагрузки практически не происходит скачков скорости.

При обеспечения такого режима работы АД, снижаются потери на нагрев и намагничивания, а, следовательно, повышается КПД двигателя.

Наряду с очевидными преимуществами, методу векторного управления присущи и некоторые недостатки, такие, как большая вычислительная сложность и необходимость знания достаточно большого количества параметров двигателя.

1.2.3 Характерные особенности практического применения векторного управления АЭП в системах орошения

Компания АВВ в сотрудничестве с компанией ITT Flygt установили, что управление моментом АД до полной остановки насоса позволяет практически полностью избежать гидроударов [64]. В насосах систем орошения это возможно реализовать только с помощью применения ВУ.

Применение ВУ в системах орошения дает следующие преимущества:

- достаточно быстрое управление при возникновении непредвиденных резких скачков давления в системе орошения, что предотвращает разрыв капельной линии;
- формирование траектории скорости при торможении вплоть до нулевой с поддержанием соответствующего момента, что исключает резкое изменение расхода воды, которое порождает возможность возникновения волны давления и гидравлических ударов в трубах и задвижках [63];
- возможность обеспечения номинального момента на валу начиная с нулевой скорости, обеспечивает долговечность обратных клапанов и запорной арматуры вследствие регулирования момента АД при его работе на общий коллектор;
- плавное, практически без рывков, вращение вала двигателя в области малых частот (при пуске и торможении) по заданной траектории исключает резонансы в гидравлической системе;

- быстрая реакция на изменение нагрузки (при резких скачках нагрузки практически не происходит скачков скорости), что обеспечивает заданный расход при изменениях давления в магистрали;

- высокая точность регулирования скорости при отсутствии датчика скорости, позволяет поддерживать оптимальный расход и более высокий КПД;

- поддержание высокого КПД двигателя, за счет отдельного управления намагничивающей и моментной составляющими тока статора, и как следствие, снижение потерь на намагничивание и нагрев, поскольку векторный метод позволяет минимизировать реактивную составляющую тока статора при уменьшении нагрузки путем адекватного снижения напряжения на двигателе, а при увеличении нагрузки адекватно увеличивается напряжение питания двигателя;

- наряду с экономией электроэнергии, обеспечивает возможность регулирования давления в системе капельного орошения при отсутствии регулятора давления;

- возможность отказа в использовании датчика расхода, вследствие высокоточного управления скоростью АД, которая пропорциональна расходу;

- возможность независимого и практически безынерционного регулирования двух координат одновременно - момента и скорости, что позволяет существенно снижать гидроудары.

Широко используемые в различных отраслях хозяйства АД общепромышленных серий практически не были предназначены для регулирования скорости. Поэтому в них не предусмотрены не только собственно датчики скорости, а и возможность их конструктивной компоновки. Помимо того, что установка датчиков скорости требует доработки АД, наличие датчиков скорости снижает надежность электропривода и повышает его стоимость. Кроме информации про скорость ротора для прямого векторного управления необходимо иметь и информацию о потокосцеплении ротора или статора. Датчики для определения потокосцеплений также требуют конструктивной доработки АД. Поэтому в последние годы уделяется большое внимание

разработке алгоритмов управления без датчиков скорости и потокосцепления, а исключительно только по клеммным измерениям тока, которые в зарубежной литературе принято было называть бездатчиковыми (sensorless). Диапазон регулирования современных электроприводов без датчика скорости составляет 150:1, с датчиком скорости – 20000:1. Систему ВУ без использования датчика скорости принято называть бездатчиковой (sensorless vector control).

Наиболее весомый вклад в разработку теории векторного управления АД внесли зарубежные ученые, в первую очередь F. Blaschke, P. Vas, D.W. Nowatny, T.A. Lipo, K. Rajasekara, K. Matsuse, A. Kawamura, Z. Krzeminski; в России – Д.Б. Изосимов, В.И. Уткин; в Украине – С.М. Пересада, Е.М. Потапенко, А.В. Садовой, А.С. Бешта, Н.Я. Островерхов, А.В. Волков и другие.

Векторное управление позволяет рассматривать модель АД как модель двигателя постоянного тока. Это достигается путем преобразования переменных асинхронной машины из стационарной системы координат во вращающуюся, связанную с вектором потокосцепления. Поэтому оценка вектора потокосцепления – это одна из основных задач в проектировании высокودинамичного электропривода. Для качественного векторного управления необходима точная информация об угловой скорости этой системы координат, то есть угловой скорости вектора потокосцепления. Кроме того, последняя учитывается при вычислении угловой скорости ротора при бездатчиковом управлении. Также, для векторного управления АД, необходимо знание его параметров. Основными параметрами АД являются индуктивности статора и ротора, взаимная индуктивность, активные сопротивления статора и ротора и приведенный момент инерции ротора. Названные сопротивления в зависимости от температур статора и ротора могут изменяться в два раза вверх и вниз по отношению к номинальным значениям, что существенно влияет не только на характеристики системы управления, но и, вообще, на ее работоспособность. В этой связи необходима идентификация указанных параметров и компенсация влияния их неопределенности.

Для идентификации активного сопротивления цепи ротора при отсутствии датчика скорости ротора необходимо изменение модуля потокосцепления. Для этого в намагничивающую составляющую статорного тока инжектируют низкочастотную составляющую малой амплитуды. Соответственно, в модуле вектора потокосцепления появляется переменная гармоническая составляющая. Это накладывает дополнительные требования к блокам оценки вектора потокосцепления и его угловой скорости (синхронной скорости), а именно, точное воспроизведение инжектируемой составляющей в оценке потокосцепления. К настоящему времени предложено большое количество решений по оценке потокосцепления. Однако, лишь малая часть из них работоспособна в окрестности нулевой скорости ротора. Не известна информация об исследовании и сравнении этих решений с учетом влияния инъекции.

Подходы в вычислении угловой скорости ротора в большинстве случаев основаны на использовании противоЭДС, реже на обработке показаний датчиков тока с целью получения частоты пазовых пульсаций, инжектировании периодических сигналов в напряжение или ток ПЧ. Известные точные решения, такие как MRAS, наблюдатели, расширенные фильтры Калмана, нейронные сети, обладают большим объемом вычислений.

Выходные напряжения ПЧ имеют форму ШИМ, что не позволяет с допустимой точностью вычислить необходимые для управления их главные гармоники. Поэтому, в качестве главных гармоник используют управляющие сигналы ШИМ. Однако, за счет нелинейности блока ШИМ, обусловленной падением напряжения на транзисторах, запаздыванием при открытии и закрытии транзисторов блока ШИМ, наличием “мёртвого” времени, а также изменение питающего напряжения сети приводят к тому, что реальные главные гармоники существенно отличаются от своих программных значений. Это мотивирует решение более точной оценки главных гармоник напряжения.

В каналах измерения за счет неидеальностей аналоговой части и аналого-цифровых преобразователей могут возникнуть постоянные составляющие, которые вызывают гармонические колебания момента и скорости ротора АД, а

также приводят к недопустимо большим ошибкам в оценке потокосцепления. Существующие блоки расчета потокосцепления фактически сводятся к замене интегрирующего звена инерционным. Погрешность оценки вектора потокосцепления в этом случае приводит к появлению ошибок в оценках и других переменных. Следовательно для уменьшения ошибки при вычислении вектора потокосцепления необходимо устранять постоянные составляющие в измеренных токах и напряжениях, по которым вычисляется потокосцепление.

Крутые фронты выходного напряжения ПЧ с ШИМ вызывают старение изоляции двигателя, питающих кабелей и ухудшение их диэлектрических свойств, приводят к дополнительному нагреву обмоток двигателя. Поэтому на выходе преобразователя частоты (особенно большой мощности) для сглаживания выходного напряжения устанавливают пассивные силовые LC-фильтры (ПСФ). ПСФ улучшают гармонический состав тока и напряжения, уменьшают акустический шум. Но, наряду с перечисленными положительными эффектами, ПСФ изменяют величины амплитуд и фаз главных гармоник. Все это приводит к уменьшению точности управления, ухудшению динамики системы, сужению диапазона регулирования скорости АЭП и необходимости компенсации вносимых фильтром искажений.

В настоящее время получили распространение 2 подхода к синтезу ВУ:

- для полной системы уравнений, описывающей работу АД, аналитически синтезируют алгоритмы управления, которые обеспечивают асимптотическую устойчивость положения или скорости или их заданной траектории;
- полная система уравнений, описывающая работу АД, декомпозируется на ряд подсистем, для каждой подсистемы синтезируются (в зависимости от подзадачи) алгоритмы управления, идентификации, наблюдения, фильтрации и прочее, после чего алгоритмы объединяются в один алгоритм.

Первый подход дает строгое доказательство асимптотической устойчивости, но требует упрощения постановки задачи и приводит к сложным алгоритмам управления. Второй - дает более простые алгоритмы в более полной постановке, но подтверждение работоспособности объединенной системы

достигается численным и (или) натурным моделированием. Разделение задачи управления на блоки позволяет строить всю систему из различных блоков в каждом конкретном случае, исходя из требований точности, простоты алгоритмов, электропотребления, диапазона регулирования и тому подобное. Блочная структура упрощает синтез и отладку алгоритмов управления, а также позволяет уменьшить объем вычислений за счет возможности назначения собственного такта счета в каждом блоке. Автор отдает предпочтение второму подходу к синтезу, чем и обусловлена специфика разработки вычислительных блоков.

Несмотря на значительные достижения в области векторного управления в последние десятилетия, из-за сложных электромагнитных процессов в АД и сложности получения необходимой для управления информации, на сегодняшний день еще не достигнуты желаемые показатели качества регулирования.

1.4 Известные решения для оценки вектора потокосцепления

Существуют два подхода для оценки потокосцепления ротора в статорной системе координат: первый, уравнение (1.6), основан на измерении токов статора двигателя без использования напряжений, а второй, уравнение (1.7), – с использованием напряжения

$$p\psi_r = \left(n\omega J_g - \frac{E_g}{T_r} \right) \psi_r + \frac{L_m}{T_r} i, \quad (1.6)$$

$$p\psi_r = (u - R_s i - \sigma L_s p i) L_{rm}, \quad (1.7)$$

где p – оператор дифференцирования,

$$\psi_r = \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}, \quad i = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \text{– соответственно векторы потокосцепления}$$

ротора, статорных напряжения и тока в статорном базисе (α, β) ,

ω – угловая скорость ротора АД,

n – количество пар полюсов,

$$J_g = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ – кососимметрическая матрица,}$$

$$E_g = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ – единичная матрица,}$$

L_s, L_r, L_m – индуктивности статора, ротора и их взаимная индуктивность соответственно,

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ – постоянная времени ротора,}$$

R_s, R_r – активные сопротивления статора и ротора,

$$L_{rm} = \frac{L_r}{L_m},$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \text{ – коэффициент рассеивания.}$$

В соответствии со сказанным выше, уравнение (1.6) принято называть токовым, а уравнение (1.7) – вольтовым.

В первом случае потокосцепление определяется решением системы уравнений, для которой необходимо знание токов статора и угловой скорости ротора АД. Недостатком данного подхода являются необходимость знания угловой скорости ротора ω_r и активного сопротивления ротора. Чтобы убрать второй недостаток, используют блоки идентификации переменных параметров в реальном времени.

Второй подход определения потокосцепления ротора или статора основан на интегрировании противоЭДС ротора (1.8) e_r или статора (1.9) e_s соответственно

$$e_r = u - R_s i - \sigma L_s p i, \quad (1.8)$$

$$e_s = u - R_s i. \quad (1.9)$$

В этом подходе участвует только один переменный параметр – активное сопротивление цепи статора, которое может определяться с помощью способов идентификации в реальном времени. Учитывая, что второй способ не требует знания угловой скорости ротора, то этот способ является более предпочтительным.

Одним из способов устранения чистого интегрирования является замена интегратора в выражении (1.7) инерционным звеном первого порядка с постоянной времени T_d [46]. Оценка потокосцепления осуществляется по зависимости

$$T_d \dot{\hat{\psi}}_r + \hat{\psi}_r = (u - R_s i - \sigma L_s p i) L_{rm} = L_{rm} e_r. \quad (1.10)$$

В выражении (1.10) и далее через символ «^» обозначены оценки соответствующих переменных. При такой оценке возникают и нежелательные изменения амплитуды и фазы, особенно когда двигатель работает на частоте, ниже частоты среза инерционного звена. Привода, в системах управления которых используются инерционные звенья, имеют ограниченный диапазон регулирования, обычно 10:1.

Таким образом, при вычислении вектора потокосцепления существуют две проблемы:

- чистое интегрирование, с которым связаны неопределенность начальных условий и накопление ошибки за счет постоянных смещений;
- ошибки за счет неизвестного изменения активного сопротивления статора под влиянием изменения температуры.

Разброс параметров дает ошибки в вычислении потокосцепления, что затрудняет управление на низких скоростях.

К настоящему времени предложено большое количество блоков оценки потокосцеплений [83]. Большинство из них не работоспособны при малых скоростях ротора. Исключение составляют решения:

- Ну, Wu [17]

$$\begin{bmatrix} \hat{\psi}_\alpha \\ \hat{\psi}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{p + \omega_c} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + \frac{\omega_c}{p + \omega_c} \psi_{cmp} \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma \end{bmatrix}, \quad \gamma = \arctg \left(\frac{\hat{\psi}_\beta}{\hat{\psi}_\alpha} \right), \quad (1.11)$$

где ψ_{cmp} – необходимая величина модуля потокосцепления,

k_p, k_i – коэффициенты ПИ–регулятора,

ω_c – частота среза фильтров,

- Ohtany [32]

$$p \hat{\psi}_s = e_s + \frac{1}{T_L} (\psi_s^* - \hat{\psi}_s), \quad (1.12)$$

где e_s – определяется выражением (1.9),

T_L^{-1} – коэффициентом усиления,

ψ_s^* – программное значение модуля потокосцепления статора,

- Holtz [15]

$$p \hat{\psi}_s - u - R_s i + \hat{u}_{off}, \quad (1.13)$$

$$\hat{u}_{off\alpha} = k_1 (\psi_s^* \cos \hat{\gamma} - \hat{\psi}_{s\alpha}), \quad \hat{u}_{off\beta} = k_1 (\psi_s^* \sin \hat{\gamma} - \hat{\psi}_{s\beta}), \quad (1.14)$$

$$\hat{\gamma} = \arctg \left(\frac{\hat{\psi}_{s\beta}}{\hat{\psi}_{s\alpha}} \right), \quad (1.15)$$

где ψ_s^* – программное значение модуля потокосцепления статора,

$\hat{\gamma}$ – угол поворота вектора потокосцепления относительно статорной системы координат (α, β) ,

$k_1 = 0.4 \div 0.8$ – коэффициент, выбранный таким образом, чтобы компенсировать переменные возмущения, вносимые постоянными смещениями и разбалансом коэффициентов усиления в каналах измерения токов статора.

- Kubota, Matsuse [23]

$$\dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + Bu + G(i - \hat{i}), \quad (1.16)$$

$$\text{где } x = \begin{bmatrix} i \\ \psi_r \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -\left\{\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right\}E_g & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left\{\frac{E_g}{T_r} - \omega J_g\right\} \\ \frac{L_m}{T_r} E_g & -\frac{E_g}{T_r} + \omega J_g \end{bmatrix}, B = \frac{E_g}{\sigma L_s},$$

G – коэффициент усиления наблюдателя.

Скорость ротора предлагается вычислять по формуле

$$\hat{\omega} = \left(k_p + \frac{k_i}{p}\right)(e_\alpha \hat{\psi}_\beta - e_\beta \hat{\psi}_\alpha). \quad (1.17)$$

Решения по оценке потокосцепления, обеспечивающие приемлемую работоспособность в окрестности нулевой скорости ротора, рассмотрены в приложении А.

Использование инъекции для оценки активного сопротивления цепи ротора вызывает необходимость постановки дополнительных требований к блокам оценки ψ , а именно, достаточно точное воспроизведение инжектированной составляющей в оценке модуля вектора потокосцепления. Рассматривая перечисленные блоки с позиции воспроизведения инжектированной составляющей в оценке модуля вектора потокосцепления можно прийти к выводу, что наименее приспособлены к этому решения, предложенные авторами Ohtani [32], Akatsu, Kawamura [2], Holtz [15], Casadei [7], в которых оценка потокосцепления «подгоняется» к заданным (как правило постоянным) значениям. Наблюдатель потокосцепления [83] имеет особенность (деление на нуль) при $\omega_0 \rightarrow 0$, что ограничивает диапазон работоспособности решения снизу. Для решения этих проблем необходимо некоторые из описанных выше решений

модифицировать с учетом инжектируемого сигнала, их особенностей и разработать новые.

1.5 Оценка угловой скорости вектора потокосцепления

Обычно синхронную систему координат связывают с вектором потокосцепления ротора или статора, при частоте вращения ω_0 . Кроме того, этот параметр учитывается при вычислении скорости ротора ω для бездатчикового управления

$$\omega = \frac{\omega_0 - \omega_{sl}}{n}, \quad (1.18)$$

где n – количество пар полюсов, а скольжение

$$\omega_{sl} = \frac{L_m i_q}{T_r \psi_d}. \quad (1.19)$$

Угловую скорость вектора потокосцепления можно определить выражением:

$$\omega_0 = \frac{\dot{\psi}^T J_g \psi}{|\psi|^2}. \quad (1.20)$$

При подстановке в (1.20) потокосцепления ротора или статора, соответственно рассчитываются скорости того или иного вектора. В литературе представлен ряд выражений для решения этой задачи, основанных на (1.18). В работе [30] приведено выражение, следующее из (1.20) и (1.9)

$$\omega_{0s} = \frac{(u_{s\beta} - R_s i_{s\beta})\psi_{s\alpha} - (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha})\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2}. \quad (1.21)$$

В работе [83] рассмотрен ряд выражений

$$\omega_{s0} = \frac{e_{s\alpha}\dot{e}_{s\beta} - e_{s\beta}\dot{e}_{s\alpha}}{e_{s\alpha}^2 + e_{s\beta}^2}, \quad (1.22)$$

$$\omega_{s0} = \frac{\psi_{s\alpha}\dot{\psi}_{s\beta} - \psi_{s\beta}\dot{\psi}_{s\alpha}}{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} = \frac{L_{rm}(\psi_{s\alpha}e_{s\beta} - \psi_{s\beta}e_{s\alpha})}{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2}. \quad (1.23)$$

В работе [85] описано три решения для определения ω_0 . Первое основано на выражении реактивной мощности двигателя при постоянном намагничивании и представлено в виде

$$\omega_0 = \frac{i_\alpha u_\beta - i_\beta u_\alpha - \sigma L_s i_{dp} \dot{i}_{qp}}{L_s (i_{dp}^2 + \sigma i_{qp}^2)}, \quad (1.24)$$

где i_{dp}, i_{qp} – программные намагничивающая и моментная составляющие статорного тока, соответственно.

При помощи наблюдателя и формулы вычисления реактивной мощности двигателя Q синтезирован второй блок

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_0 &= z + l\sigma L_s i_{dp} \dot{i}_{qp}, \\ \dot{z} &= l(L_s (i_{dp}^2 + \sigma i_{qp}^2)(z + l\sigma L_s i_{dp} \dot{i}_{qp}) - Q). \end{aligned} \quad (1.25)$$

Синтез третьего блока основан на вычислении ω_0 через статорные напряжения

$$\omega_{0u} = \frac{u_\alpha \dot{u}_\beta - u_\beta \dot{u}_\alpha}{u_\alpha^2 + u_\beta^2}. \quad (1.26)$$

Выражение (1.26) дает угловую скорость вектора статорного напряжения. При больших скоростях из-за противоЭДС напряжение растет, а ток уменьшается. В этом случае, на основании (1.8) можно положить, что $e_r \approx u \approx e_s$. Тогда в соответствии с (1.22), (1.26) можно положить, что и $\omega_{0s} \approx \omega_{0u} \approx \omega_{0r}$. При этом, поскольку $\omega_0 \approx \omega_{0u} \approx \omega_{0i}$ в переходных режимах и $\omega_0 = \omega_{0u} = \omega_{0i}$ в установившихся, то выражение (1.26) можно отождествлять с угловой скоростью вектора потокосцепления ротора. Выражение (1.26) хорошо известно, отличается высокой точностью определения ω_0 в диапазоне высоких и средних угловых скоростей ротора двигателя. На низких угловых скоростях противоЭДС мала, поэтому точнее будут работать блоки, основанные на «токовом» уравнении.

Выражения (1.24)–(1.26), инвариантны к изменению активных сопротивлений ротора и статора.

В работе [90] предложен подобный (1.24) блок вычисления синхронной скорости

$$\omega_0 = \frac{i_\alpha u_\beta - i_\beta u_\alpha}{L_s(i_d^2 + \sigma i_q^2)}, \quad (1.27)$$

не учитывающий изменения моментной составляющей статорного тока.

В работе [35] предложено вычислять угловую скорость вектора потокосцепления ротора выражениями

$$\omega_0 = n\omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{\psi_{r\alpha} \dot{i}_\beta - \psi_{r\beta} \dot{i}_\alpha}{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2} = n\omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{\dot{i}^T J_g \psi_r}{|\psi_r|^2}, \quad (1.28)$$

$$\text{где } \frac{L_m}{T_r} \frac{i^T J_g \psi_r}{|\psi_r|^2} = \omega_{sl} - \text{абсолютное скольжение.}$$

В блоках (1.22) и (1.23) необходимо знание противоЭДС ротора, для нахождения которой берется производная по току. Блок (1.28) требует информации об угловой скорости ротора двигателя, следовательно, для бездатчикового управления этот блок не подходит. Рассмотренные блоки оценки синхронной скорости не учитывают влияния инъекции. Это может привести к колебаниям скорости ротора и электромагнитного момента АД. При рассмотрении основы построения блока (1.24) видно, что блок можно модифицировать с учетом инжектированного сигнала.

Таким образом, необходимо модифицировать блок по (1.24) с учетом инжектированного сигнала, исследовать его и блоки по (1.20), (1.26) путем математического моделирования.

1.6 Оценка угловой скорости и постоянной времени ротора АД

Как видно из выражений (1.18), (1.19), на точность вычисления угловой скорости ротора большое влияние оказывает постоянная времени ротора T_r , зависящая от активного сопротивления цепи ротора. T_r может изменяться в широких пределах при изменении температуры двигателя в процессе его работы. Это вызывает необходимость применения идентификации данного параметра. Для этого предложено ряд решений [2, 3, 10, 12, 15, 24, 41, 43, 45, 48, 69, 71] идентификации параметров АД при управлении без датчика скорости ротора. Предложенные в перечисленных работах решения, в особенности те, которые одновременно оценивают ω , R_s , R_r и ψ , сложны в вычислительном отношении. Блок [4] оценивает ω и величину, обратно пропорциональную T_r . Блок построен по структуре MRAS 6-го порядка и описывается выражениями

$$\dot{\hat{\psi}}_r = -\hat{\alpha} \hat{\psi}_r + \hat{\omega} J_g \hat{\psi}_r + L_m \hat{\alpha} i, \quad (1.29)$$

$$\hat{\omega} = -k_{\omega} \int_0^t (\varepsilon_{\alpha} \hat{\psi}_{r\beta} - \varepsilon_{\beta} \hat{\psi}_{r\alpha}) dt + \hat{\omega}(0), \quad (1.30)$$

$$\hat{\alpha} = -k_{\alpha} \int_0^t (\varepsilon_{\alpha} (\hat{\psi}_{r\alpha} - L_m i_{\alpha}) + \varepsilon_{\beta} (\hat{\psi}_{r\beta} - L_m i_{\beta})) dt + \hat{\alpha}(0), \quad (1.31)$$

где $\hat{\alpha} = T_r^{-1}$,

k_{ω}, k_{α} – постоянные коэффициенты,

$\varepsilon_{\alpha} = \psi_{r\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha}, \quad \varepsilon_{\beta} = \psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}$.

Эталонной моделью служат выражения (1.7), в которые входит переменное активное сопротивление статора. Настраиваемой – выражение (1.29).

Недостатками блоков являются их вычислительная сложность и зависимость от R_s , что вызывает необходимость его идентификации и, как следствие, повышение порядка системы.

Для получения информации о температуре ротора и контроле теплового состояния АД используют довольно громоздкие вычисления [49]. Точная оценка активного сопротивления цепи ротора помимо коррекции угловой скорости ротора, позволит получить информацию о температуре ротора. Таким образом, необходимо разработать простой в вычислительном отношении блок оценки угловой скорости ротора с учетом постоянной времени ротора, при этом за прототип примем блок (1.29)–(1.31).

1.7 Оценка постоянных составляющих в измеряемых сигналах

Токи статора обычно измеряются двумя датчиками Холла. Полученный аналоговый сигнал переводится с помощью аналого-цифровых преобразователей (АЦП) в цифровой. На практике датчики тока могут иметь постоянные смещения, вследствие чего у измеряемого сигнала появляется постоянная составляющая. При интегрировании такого сигнала, имеющем место при вычислении потокосцепления, возникает линейно возрастающая ошибка, что может вызвать

неустойчивость всей системы управления. Практика показала [15], что при частоте сигнала 2 Гц и наличии 5% постоянной составляющей в одном канале вызывает 6% пульсации момента относительно его номинального значения и соответствующие колебания угловой скорости ротора. Поддержание работоспособности на низких скоростях становится очень сложным, так как в моменте и скорости ротора возникают пульсации, иногда приводящие к неустойчивости системы.

Несмотря на важность устранения в реальном времени влияния постоянных смещений в многофазных сигналах, публикаций на эту тему мало. В работе [84] разработан фильтр для оценки главных гармоник и постоянных ошибок. Однако этот фильтр для улучшения динамических свойств нуждается во внешней информации о частоте главных гармоник. В публикациях [14, 93] оцениваются смещения в процессе оценки потокосцепления. Однако описанные решения не разделяют смещения в токах и напряжениях, что требуется во многих информационных и управленческих задачах. Следовательно, необходимо разработать фильтр, оценивающий в реальном времени постоянные составляющие и главные гармоники двухфазных сигналов, содержащих высокочастотные шумы, не требующий внешней информации о частоте главных гармоник.

При использовании инжекции, некоторые переменные (например, угловые синхронная скорость и скорость ротора) могут содержать паразитную переменную составляющую частоты инжектированного сигнала. Для ее устранения, необходимо разработать блоки выделения медленноменяющихся составляющих из однофазных сигналов.

1.8 Решения, учитывающие особенности пассивного фильтра на выходе преобразователя частоты

Для питания АД в настоящее время используются инверторы напряжения с ШИМ. Выходные напряжения ПЧ с ШИМ представляют собой

последовательность прямоугольных импульсов малой длительности (рисунок 1.3). На рисунке 1.3 приняты такие обозначения: u_p – программное значение напряжения, $u_{ПЧ}$ – напряжение с выхода преобразователя частоты.

Крутые фронты напряжения с ШИМ (порядка 10 кВ/мкс) вызывают старение изоляции двигателя, питающих кабелей и ухудшение их диэлектрических свойств. Это также приводит к дополнительному нагреву обмоток двигателя и появлению высокочастотного акустического шума.

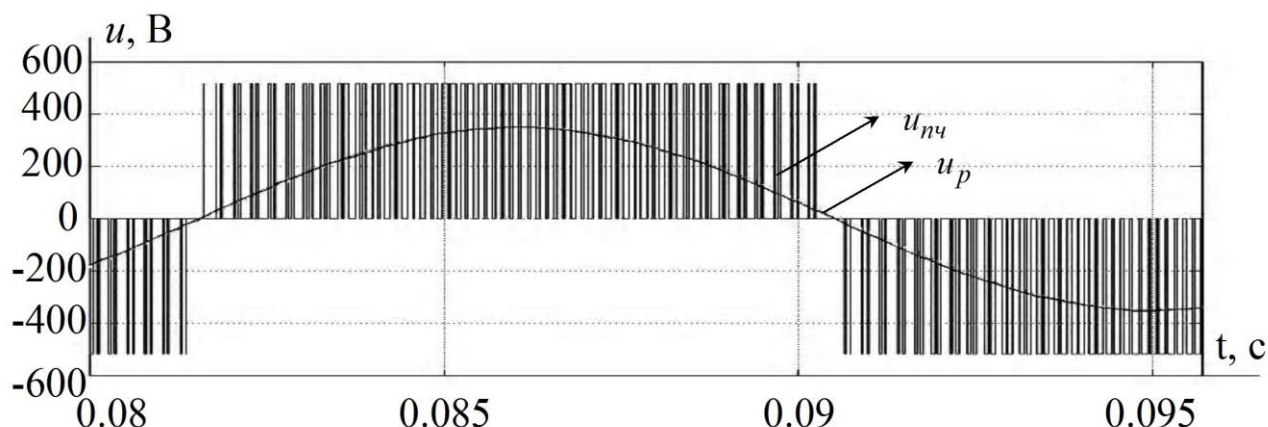


Рисунок 1.3 - Представление синусоидального сигнала в виде эквивалентного ШИМ-сигнала.

Устранение вышеназванных недостатков особенно актуально для мощных приводов [8, 20]. Поэтому на выходе преобразователя частоты для сглаживания выходного напряжения устанавливают силовые LC-фильтры [37]. Пассивные фильтры улучшают гармонический состав тока и напряжения (скорость фронта импульса становится менее 500 В/мкс), уменьшают акустический шум, имеют простую конструкцию. Ограничение скорости изменения напряжения и снижение перенапряжений позволяет отказаться от увеличения номиналов напряжений инверторов за счет учета явления обратной волны в кабелях.

Без фильтра, ограничивающего производную напряжения, срок службы двигателя уменьшается на 10% по отношению к его декларированному сроку работы [107]. В основном, пассивные фильтры используются в потребителях мощности более 1 мегавольтампера. Пассивные фильтры не требуют

технического обслуживания, экономичны, при условии, что сопротивление фильтра должно быть меньше, чем сопротивление системы [8]. Но, наряду с перечисленными положительными эффектами, пассивные фильтры изменяют амплитуды и фазы главных гармоник выходных напряжений и токов, что приводит к ухудшению динамики электропривода. В работе [37] проблема решается с помощью системы дифференциальных уравнений 5-го порядка с регуляторами тока и напряжения статора, которой присуща большая вычислительная сложность. Для восстановления динамики привода можно построить алгоритмически простой компенсатор введением перекрестных связей, что и будет являться очередной задачей исследования. За прототип принята система [37].

1.9 Блоки оценки главных гармоник ШИМ-сигналов

Алгоритмы оценки вектора состояния, идентификации параметров и управления двигателями переменного тока предполагают знание первой гармоники. Выходные напряжения ПЧ, имеющие вид ШИМ, не позволяют путем числовой обработки достаточно точно выделить их главные гармоники. Для оценки главных гармоник существует ряд методов, таких как рекуррентный метод наименьших квадратов, расширенный фильтр Калмана, дискретное преобразование Фурье, метод Проуни и другие. Однако эти методы связаны с большим объёмом вычислений и для этих методов в случае с ШИМ слишком велико отношение “шум/полезный сигнал”. Полосовые фильтры, предназначенные для выделения главных гармоник в рассматриваемом случае, слишком сложны. Установка простых аналоговых RC-фильтров на выходе ПЧ приводит к изменению амплитуд и фаз главных гармоник.

Поскольку непосредственно измерить главные гармоники напряжения с ШИМ сложно, то вместо них часто используют их программные значения. Этот способ дает удовлетворительные результаты, но имеет ошибку на низких скоростях, где проявляется нелинейная зависимость между заданным и

фактическим значениями напряжений, вызванная характеристиками переключений инвертора. Такой подход приводит к погрешностям за счёт изменения питающего напряжения сети, падения напряжения на транзисторах, запаздываний при открытии и закрытии транзисторов блока ШИМ, а также за счёт “мёртвого” времени. Это создает трудности управления приводом на низких скоростях и, следовательно, ограничивает диапазон регулирования.

Для повышения качества управления в работах [76–78, 82, 87] были синтезированы и исследованы путем моделирования аналого-цифровые адаптивные одно- и многокаскадные фильтры, включающие в себя аналоговые фильтры первого или второго порядков. Основываясь на результатах этих работ, при использовании аналого-цифровых фильтров можно получить неизменные по амплитуде и фазе главные гармоники тока и напряжения АД. При этом фильтры автоматически учитывают названные ошибки. Учет перечисленных погрешностей позволит расширить диапазон регулирования привода за счет уменьшения нижней границы. Поэтому необходимо провести экспериментальное исследование аналого-цифровых фильтров на предмет выделения первой гармоники выходного напряжения ПЧ, имеющего вид ШИМ.

1.10 Выводы из раздела 1

Проведен подробный анализ существующих решений по рассматриваемой теме и обозначены вопросы, подлежащие дальнейшему исследованию, а именно:

- для решения поставленной задачи необходимо продолжить исследования векторного управления АЭП в части компенсации высокочастотных возмущений, генерируемых ШИМ, а также наличия инжектированной составляющей в ток статора, необходимой для оценки сопротивления цепи ротора;
- необходимо разработать блок оценки векторов потокосцеплений и угловых скоростей с учетом инжектированной составляющей для обеспечения устойчивой работоспособности АЭП в диапазоне малых скоростей ротора и повышения быстродействия регулирования;

- для поиска оптимальных условий эксплуатации АД, применительно к особенностям технологии оросительных систем, целесообразно разработать математические и компьютерные модели усовершенствованного АЭП;
- предложить блок оценки скорости ротора, учитывающий изменения постоянной времени ротора при изменении температуры двигателя в процессе его работы;
- разработать упреждающий компенсатор искажений напряжения, вносимых пассивным выходным LC-фильтром, включаемый на выходе ПЧ;
- целесообразно выполнить новое решение построения фильтра, который позволит оперативно оценивать, в конкретном временном интервале, постоянные составляющие и главные гармоники двухфазных сигналов, содержащих высокочастотные шумы;
- провести технико-экономические и экспериментальные исследования целесообразности и эффективности усовершенствования АЭП с векторным управлением в системах орошения АПК юга Украины.

2 ОЦЕНКА ВЕКТОРА СОСТОЯНИЯ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

2.1 Математическая модель АД. Описание методик исследования и обоснование принятых допущений

Обычно для упрощения рассмотрения, уравнения движения трехфазного АД приводятся к уравнениям эквивалентного по мощности двухфазного АД (см. приложение Б). В качестве метаматематической модели принята система уравнений движения, основанная на уравнениях (2–28), (2–32) – (2–34) работы [108]. Эти уравнения можно представить в статорной системе координат (α, β)

$$\dot{\psi} = \left(n\omega J_g - \frac{E_g}{T_r} \right) \psi + \frac{L_m}{T_r} i, \quad (2.1)$$

$$\dot{i} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[u - (R_s + R_r L_{mr}^2) i - L_{mr} \left(n\omega J_g - \frac{E_g}{T_r} \right) \psi \right], \quad (2.2)$$

$$\dot{\omega} = J_{AD}^{-1} (m - m_c), \quad (2.3)$$

$$m = n \frac{L_m}{L_r} (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha), \quad (2.4)$$

и синхронной системе координат (d, q) , связанной с вектором потокосцепления ротора

$$\dot{\psi} = \frac{1}{T_r} (L_m \dot{i} - \psi) - (\omega_0 - n\omega) J_g \psi, \quad (2.5)$$

$$\dot{i} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[u - \left((R_s + R_r L_{mr}^2) E_g - \sigma L_s \omega_0 J_g \right) i - L_{mr} \left(n\omega J_g - \frac{E_g}{T_r} \right) \psi \right], \quad (2.6)$$

$$\dot{\omega} = J_{AD}^{-1} (m - m_c),$$

$$m = n \frac{L_m}{L_r} \psi_d i_q, \quad (2.7)$$

где ψ , i , u – векторы потокосцепления ротора, тока и напряжения статора соответственно,

$$E_g = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J_g = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

n – количество пар полюсов;

ω – угловая скорость ротора;

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ – электромагнитная постоянная времени ротора;

L_m, L_s, L_r – взаимная индуктивность и собственные индуктивности статора и ротора соответственно;

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ – коэффициент рассеяния;

$$L_{mr} = \frac{L_m}{L_r};$$

R_s, R_r – активные сопротивления цепей статора и ротора соответственно;

J_{AD} – приведенный момент инерции АД;

m, m_c – электромагнитный момент двигателя и момент сопротивления соответственно.

Исследования разрабатываемых блоков будем проводить, приняв следующие допущения.

2.1.1 Равномерность магнитного потока в воздушном зазоре.

2.1.2 Модель АД описывается классическими уравнениями, приведенными выше. Проведенные в работах [23], [37] экспериментальные исследования в диапазоне скоростей ротора от 0 до номинальной подтверждают адекватность классической модели АД для решения перечисленных задач в указанном диапазоне.

При исследовании разрабатываемых блоков в качестве объекта управления будем рассматривать АД А2-81-4 мощностью 40 кВт с номинальной частотой вращения ротора 1460 об/мин. Детально параметры АД указаны в приложении В.

2.1.3 Блок ШИМ формирует выходные напряжения с главными гармониками синусоидальной формы, которые и учитываются при рассмотрении макропроцессов в приводе. Такой прием используют ведущие зарубежные специалисты в области ВУ АД, такие как Holtz J., Vas P., Leonhard W., Kawamura A., Kubota H., Matsuse K., Ohtani T., Novotny D.W., Шрейнер P.T. [109]. Результаты численного моделирования с данным допущением подтверждаются результатами многочисленных экспериментов, изложенных в работах названных ученых.

Указанный подход в данной работе еще более обоснован, так как разрабатываемый привод содержит специальные фильтры для выделения главных гармоник напряжений и токов. Это допущение подтверждают и результаты эксперимента с участием автора (см. подраздел 4.7 и приложение Е), из которых следует, что из ШИМ сигнала с помощью вышеупомянутых фильтров можно получить его главную гармонику без изменений по амплитуде и фазе.

Следовательно, для синтеза и исследования алгоритмов вместо истинных сигналов, «зашумленных» ШИМ, следует рассматривать главные гармоники этих сигналов. При моделировании электропривода на главные гармоники напряжения вместо шумов, вызванных ШИМ, следует накладывать синусоидальный шум частотой 4 кГц (соответствующей частоте ШИМ) и амплитудой равной 60% от значения напряжения звена постоянного тока. Это позволит устранить проблемы, связанные с цифровым моделированием систем со ступенчато меняющимися переменными, и существенно сократить время моделирования. Правомочность такой замены показана в подразделе 4.7.

2.1.4 Использование только выделенных главных гармоник при оценке вектора состояния и параметров позволяет существенно увеличить такт счета системы. Синусоидальный сигнал с частотой даже 50 Гц очень хорошо

аппроксимируется ступенчатой функцией с шагом 200 мкс. В большинстве литературных источников используется такт счета в пределах 100–250 мкс. В данной работе выбран такт счета $T_s=200$ мкс.

2.1.5 В современных приводах электрическое торможение осуществляется использованием схем с рекуперацией энергии непосредственно в сеть. Известны два простых метода торможения без использования тормозного резистора:

- заданием нуль-вектора напряжения;
- заданием скорости, равной нулю.

В первом случае двигатель тормозится на выбеге, а во втором - двигатель переходит в генераторный режим и тормозится моментом, который зависит от потерь в двигателе и инверторе. Однако, существует ряд работ, в которых рассматриваются более сложные методы, использование которых позволяет достичь времени торможения (без использования дополнительных резисторов), соизмеримого со временем торможения при использовании резисторов или рекуперативной схемы [40].

Использование этих методов не вызывает перенапряжения в цепи постоянного тока и колебаний момента АД. В основу методов положены следующие принципы:

- формирование выходного напряжения, вызывающего повышенные потери в двигателе;
- наложение двух разных частот;
- перевозбуждение потокоцепления статора;
- создание больших отрицательных скольжений.

Использование сложных методов торможения рекомендовано для нерекуперативных схем без тормозных резисторов с определенными требованиями ко времени торможения. Для достижения цели диссертационной работы достаточно при моделировании осуществлять торможение путем задания нулевой скорости ротора в схеме без использования тормозных резисторов.

2.1.6 Для решения поставленных в работе задач необходимо использовать метод математического моделирования для исследования работоспособности

привода на низких скоростях, вплоть до нулевой. Режим глубокого регулирования скорости вниз (менее 50:1) обычно проверяется экспериментально, поскольку проявляются эффекты, вызванные неравномерностью воздушного зазора машины, несинусоидальностью токов и напряжений статора, упругостью кинематических связей и прочее. Как показали экспериментальные исследования (см. подраздел 4.7 и приложение Е), ПЧ с аналого-цифровыми адаптивными фильтрами дает синусоидальные главные гармоники выходных напряжений при всех, даже очень низких, частотах. Однако моделирование определяет необходимое условие работоспособности системы в диапазоне низких скоростей, что является обязательным условием для постановки эксперимента. Поэтому в рамках данной работы следует определить необходимое условие работоспособности системы ВУ с разработанными методами путем математического моделирования.

В соответствии с вышесказанным, методом математического моделирования исследовался электротехнический комплекс, в который входят:

- разработанные в диссертационной работе методы, используемые как составные части системы ВУ АД;
- АД типа А2-81-4 как объект управления, который описывается классическими уравнениями;
- ПЧ, представленный блоком, формирующим гармонический сигнал программного напряжения с наложенным на него шумом с частотой, соответствующей несущей в ПЧ, равной 4 кГц, и амплитудой равной 60% от значения напряжения звена постоянного тока;
- нагрузка на валу, имитируется приложением внешнего момента (нагрузочного и генераторного), при этом наброс нагрузки будет рассматриваться как ступенчатое воздействие, осознано принятое для оценки динамических свойств ВУ.

Будем рассматривать режимы работы, характерные для АЭП: начальное намагничивание, разгон до заданной скорости, реверс, торможение.

2.2 Функциональная схема ВУ АЭП с использованием инъекции для идентификации активного сопротивления ротора

Поскольку активное сопротивление ротора определяется выражением [47]

$$R_r = -\frac{1}{2} \frac{\frac{d}{dt} |\psi|^2}{i_r^T \psi}. \quad (2.8)$$

то для его оценки в реальном времени необходимо изменение модуля вектора потокосцепления ротора $|\psi|$. С этой целью в намагничивающую составляющую тока статора инжектируют низкочастотную синусоидальную составляющую с малой амплитудой

$$i_d = i_{d0} + i_{d\vartheta}, \quad (2.9)$$

где $i_{d0} > 0$, $i_{d\vartheta}$ – постоянная и инжектируемая составляющие статорного тока соответственно, причем $i_{d0} \gg i_{d\vartheta}$.

Соответственно, в потокосцеплении появляется переменная гармоническая составляющая, которая участвует в идентификации

$$\psi_d = \psi_{d0} + \psi_{d\vartheta}, \quad (2.10)$$

где $\psi_{d0} = L_m i_{d0}$, $\psi_{d\vartheta}$ – постоянная и переменная составляющие потокосцепления ротора соответственно, причем $|\psi_{d0}| \gg |\psi_{d\vartheta}|$.

Инжектируемая составляющая намагничивающего тока задается выражением

$$i_{d\,g} = I_{inj} \sin(\omega_{inj} t), \quad (2.11)$$

где I_{inj} и ω_{inj} – амплитуда и частота инжектируемого сигнала (в расчетах принималось $I_{inj} \approx 0.02i_{d0}$, $\omega_{inj} = (3 \div 5)$ рад/с [12]).

Учитывая кривую намагничивания двигателя А2-81-4, можно подсчитать, что инжектируемый сигнал с $I_{inj} = 0.03i_{d0}$ вызывает гармонические колебания потокосцепления $\pm 0,82\%$ от номинального, следовательно, потери на перемагничивание будут незначительными.

Поскольку электромагнитный момент двигателя при $|\psi| = const$ пропорционален $m = i_d i_q$, то во избежание колебаний необходимо выполнение соотношения

$$(i_{d0} + i_{d\,g})(i_{q0} + i_{q\,g}) = i_{d0} \cdot i_{q0}, \quad (2.12)$$

где $i_{d\,g}$, $i_{q\,g}$ – гармонические составляющие токов i_d , i_q .

Преобразовав (2.12) в пренебрежении слагаемым $i_{d\,g}i_{q\,g}$, как величиной второго порядка малости, найдем соотношение

$$i_{q\,g} = -\frac{i_{q0}}{i_{d0}} i_{d\,g}. \quad (2.13)$$

Таким образом, для исключения колебаний электромагнитного момента двигателя, гармоническая составляющая тока i_q должна находиться в противофазе с гармонической составляющей тока i_d . Исходя из выражения (2.12) при выполнении условия (2.13) следует, что использование инъекции не уменьшает величину электромагнитного момента АД.

На основании сказанного, для упрощения разработки системы ВУ зависимость потокосцепления от тока намагничивания будем считать линейной.

Под прямым векторным управлением (ПВУ) понимают управление с непосредственным использованием векторов потокосцепления, полученных с помощью наблюдателей.

Для достижения простоты и удобства синтеза системы ВУ предпочтительно применять блочный метод синтеза. Разделение задачи управления на блоки позволяет строить всю систему в каждом конкретном случае из различных блоков, исходя из требований точности, простоты решений, электропотребления, диапазона регулирования, прочее. Блочная структура упрощает синтез и отладку алгоритмов управления, а также позволяет уменьшить объем вычислений за счет возможности назначения своего такта счета в каждом блоке.

На рисунке 2.1 представлена функциональная схема ПВУ асинхронным двигателем с использованием инъекции для идентификации параметров [104].

На схеме приняты следующие обозначения блоков:

- 1 – аналоговые RC-фильтры,
- 2 – блок оценки постоянных составляющих,
- 3 – компенсаторы искажений, вносимых аналоговыми RC-фильтрами,
- 4 – блок оценки угловой скорости вектора потокосцепления ротора,
- 5 – наблюдатель потокосцепления ротора,
- 6 – блок оценки активного сопротивления статора,
- 7 – блок оценки угловой скорости ω и постоянной времени ротора,
- 8 – блок вычисления величины абсолютного скольжения,
- 9 – блок вычисления угловой скорости ротора,
- 10 – формирователь электромагнитного момента и программных токов,
- 11 – регуляторы токов,
- 12 – компенсатор пассивного силового фильтра.

Серым цветом выделены блоки, которые предстоит разработать, чтобы достичь увеличения диапазона регулирования скорости и улучшения точности управления.

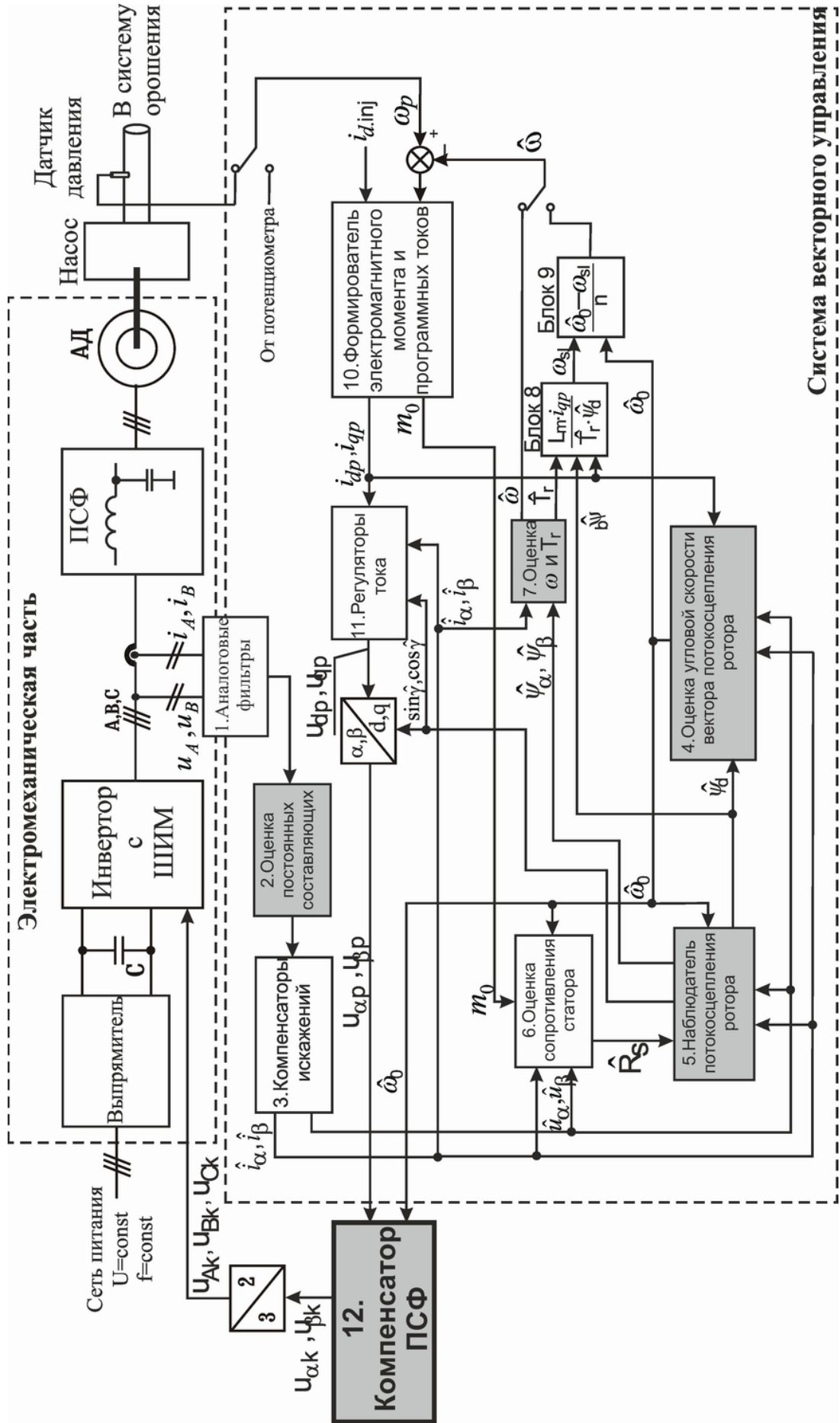


Рисунок 2.1 - Функциональная схема асинхронного электропривода с использованием инжекции для идентификации параметров и упреждающего компенсатора LC-фильтра.

2.3 Оценка вектора потокосцепления

2.3.1 Построение наблюдателя для оценки потокосцепления ротора, работоспособного в диапазоне скоростей ротора от 0 до номинальной. В качестве исходного для вычисления потокосцепления ротора возьмем наблюдатель [83], записанный в матричной форме, в котором ω_0 заменим на его оценку $\hat{\omega}_0$

$$\dot{\hat{\psi}}_r = l(\hat{\psi}_r + \hat{\omega}_0^{-1} L_{rm} J_g e_r) + L_{rm} e_r. \quad (2.14)$$

Как видно из (2.14), наблюдатель имеет следующую особенность при $\omega_0 = 0$. Для обеспечения работоспособности в районе близких к нулю скоростей зададим коэффициент наблюдателя равный $\bar{l} \cdot |\hat{\omega}_0|$. Тогда уравнение (2.14) переписется в виде

$$\dot{\hat{\psi}}_r = \bar{l} |\hat{\omega}_0| (\hat{\psi}_r + \hat{\omega}_0^{-1} L_{rm} J_g e_r) + L_{rm} e_r. \quad (2.15)$$

Здесь для исключения неопределённости (деления на нуль) при $\hat{\omega}_0 = 0$, внесем $|\hat{\omega}_0|$ в скобки выражения (2.15), получим

$$\dot{\hat{\psi}}_r = \bar{l} (\hat{\psi}_r |\hat{\omega}_0| + \text{sign}(\hat{\omega}_0) L_{rm} J_g e_r) + L_{rm} e_r. \quad (2.16)$$

Чтобы получить наблюдатель, работоспособный во всем диапазоне скоростей, включая нулевую, объединим наблюдатели (2.14) и (2.15), введя переменный коэффициент усиления наблюдателя

$$l = \begin{cases} \bar{l} / \omega_0^*, & |\hat{\omega}_0| \leq \omega_0^*, \\ \bar{l} / |\hat{\omega}_0|, & |\hat{\omega}_0| > \omega_0^*. \end{cases} \quad (2.17)$$

где $\bar{l} < 0$ – постоянный коэффициент наблюдателя,

$\omega_0^* = (0.05 \div 0.2) \omega_{ном}$ – точка сопряжения коэффициентов.

Наблюдатель с переменным коэффициентом примет вид

$$\dot{\hat{\psi}}_r = l \left(\hat{\psi}_r |\hat{\omega}_0| + \text{sign}(\hat{\omega}_0) L_{rm} J_g e_r \right) + L_{rm} e_r. \quad (2.18)$$

Подставив выражение противоЭДС ротора двигателя (1.3) в (2.18), получим

$$\dot{\hat{\psi}}_r = l \left[\hat{\psi}_r |\hat{\omega}_0| + \text{sign}(\hat{\omega}_0) L_{rm} J_g (u - R_s i - \sigma L_s \dot{i}) \right] + L_{rm} (u - R_s i - \sigma L_s \dot{i}). \quad (2.19)$$

Для исключения дифференцирования тока, перенесем слагаемые, его содержащие, в левую часть, получим

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\psi}}_r + l \cdot \text{sign}(\hat{\omega}_0) L_{rm} \sigma L_s J_g \dot{i} + L_{rm} \sigma L_s \dot{i} = \\ = l \left[|\hat{\omega}_0| \hat{\psi}_r + \text{sign}(\hat{\omega}_0) L_{rm} J_g (u - R_s i) \right] + L_{rm} (u - R_s i). \end{aligned} \quad (2.20)$$

На скоростях же ниже ω_0^* , согласно выражению (2.17), $l = \text{const}$, на скоростях выше ω_0^* , переменные ψ_α, ψ_β изменяются намного быстрее чем l , следовательно можно допустить, что $l = \text{const}$. Введем обозначения

$$\begin{aligned} z = \hat{\psi}_r + l \cdot \text{sign}(\hat{\omega}_0) L_{rm} \sigma L_s J_g i + L_{rm} \sigma L_s i \\ = \hat{\psi}_r + L_{rm} \sigma L_s (E + l \cdot \text{sign}(\hat{\omega}_0) J_g) i, \end{aligned} \quad (2.21)$$

откуда

$$\hat{\psi}_r = z - L_{rm} \sigma L_s (E_g + l \cdot \text{sign}(\hat{\omega}_0) J_g) i. \quad (2.22)$$

Выражение (2.20) с учетом (2.21), (2.22) примет вид

$$\begin{aligned} \dot{z} = l \left[\hat{\omega}_0 \left(z - L_{rm} \sigma L_s (E_g + l \cdot \text{sign}(\hat{\omega}_0) J_g) i \right) + \text{sign}(\hat{\omega}_0) L_{rm} J_g (u - R_s i) \right] + \\ + L_{rm} (u - R_s i). \end{aligned} \quad (2.23)$$

Учитывая, что $e_s = u - R_s i$, $|\hat{\omega}_0| = \hat{\omega}_0 \text{sign}(\hat{\omega}_0)$, перепишем уравнение (2.23) в виде

$$\begin{aligned} \dot{z} = l \cdot \text{sign}(\hat{\omega}_0) \left[\hat{\omega}_0 \left(z - L_{rm} \sigma L_s (E_g + l \cdot \text{sign}(\hat{\omega}_0) J_g) i \right) + L_{rm} J_g e_s \right] + \\ + L_{rm} e_s. \end{aligned} \quad (2.24)$$

Внесем $\text{sign}(\hat{\omega}_0)$ в вычисление l , выражение (2.17) преобразуется к виду

$$l = \begin{cases} \bar{l} \cdot \text{sign}(\hat{\omega}_0) / \omega_0^*, & |\hat{\omega}_0| \leq \omega_0^*, \\ \bar{l} / \hat{\omega}_0, & |\hat{\omega}_0| > \omega_0^*. \end{cases} \quad (2.25)$$

Качественная зависимость коэффициента усиления наблюдателя от угловой скорости вектора потокосцепления показана на рисунке 2.2.

Выражения (2.22), (2.24) с учетом (2.25) примут вид

$$\hat{\psi}_r = z - L_{rm} \sigma L_s (E_g + l \cdot J_g) i, \quad (2.26)$$

$$\dot{z} = L_{rm} \left\{ l \left[\hat{\omega}_0 \left(z L_{mr} - \sigma L_s (E_g + l \cdot J_g) i \right) + J_g e_s \right] + e_s \right\}. \quad (2.27)$$

Для уменьшения объема вычислений, уравнение (2.27) можно переписать в виде

$$\dot{z} = L_{rm} \left\{ l \left[\hat{\omega}_0 \hat{\psi}_r L_{mr} + J_g e_s \right] + e_s \right\}. \quad (2.28)$$

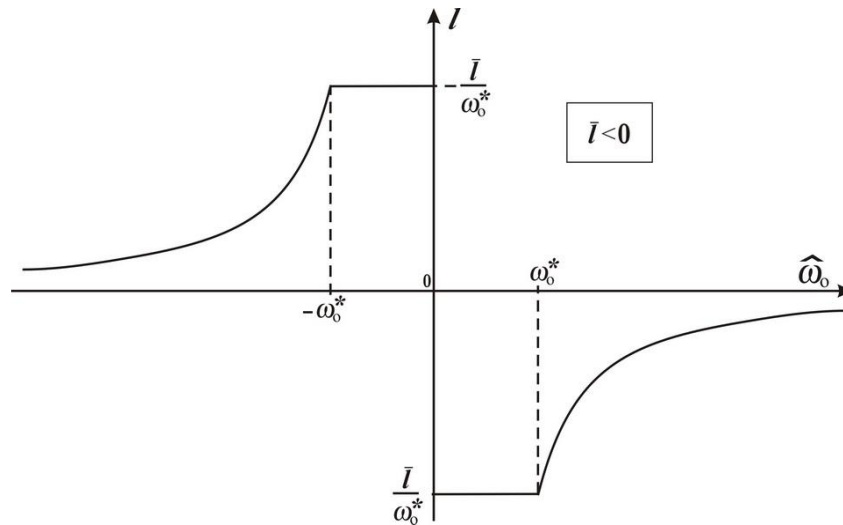


Рисунок 2.2 - Зависимость $l = f(\hat{\omega}_0)$.

Таким образом, для вычисления вектора потокосцепления ротора необходимо решить систему уравнений (2.26), (2.28) с коэффициентом (2.25).

Итак, в процессе модификации блока (2.14) был построен наблюдатель, работоспособный при всех скоростях. При чем коэффициенты усиления исходных наблюдателей постоянные. Введением переменного коэффициента, зависящего от $\hat{\omega}_0$, удалось соединить два наблюдателя, тем самым обеспечить диапазон работоспособности блока от 0 до номинальной скорости ротора АД. В отличие от прототипа, наблюдатель не содержит операции дифференцирования тока, тем самым повышена помехозащищенность системы.

Численное моделирование данного блока приведено в подразделе 2.4.

2.3.2 Модификация решения Ohtani. Особенностью решения Ohtani [32] является подстраивание оценки модуля потокосцепления под его программное значение. Это приводит к тому, что при требуемом быстродействии оценки (при достаточно большом коэффициенте передачи T_L^{-1} , см. (1.12)), сама оценка не будет отличаться от ψ^* и не будет содержать инжектируемой составляющей.

Целью модификации является разработка схемы изменения программного значения потокосцепления с учетом параметров инжектируемого сигнала.

Программное потокосцепление будем задавать выражением

$$\psi^* = \psi_0^* + \psi_g^*, \quad (2.29)$$

где ψ_0^* – величина программного потокосцепления без инъекции;

ψ_g^* – необходимая инъекция в программное потокосцепление.

Для вычисления необходимой инъекции потокосцепления воспользуемся уравнением

$$T_r \cdot \dot{\psi}_g^* + \psi_g^* = L_m i_{dg}. \quad (2.30)$$

Таким образом, система уравнений (2.29), (2.30), дает блок формирования программного потокосцепления с учетом параметров инжектируемого сигнала, что и показано на рисунке 2.3. Поскольку постоянная времени ротора является неизвестной, то принимается ее номинальное значение $T_{rном} = \frac{L_r}{R_{rном}}$. Как показывают расчеты, это дает достаточно точный результат.

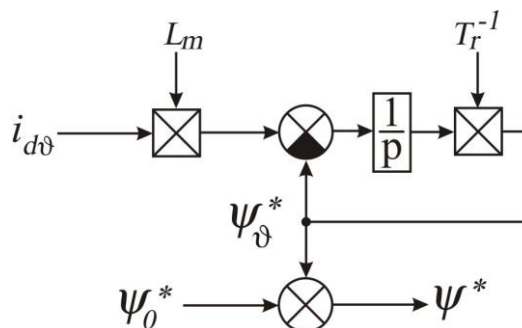


Рисунок 2.3 - Структурная схема вычисления модуля программного потокосцепления с учетом инъекции.

Для улучшения воспроизведения инъекции на низких частотах, коэффициент наблюдателя в (1.12) $\frac{1}{T_L}$ должен быть уменьшенным. Но с понижением величины коэффициента, блок становится ближе к чистому интегратору с вышеназванными недостатками. Поэтому коэффициент наблюдателя должен быть ограничен снизу.

Учитывая вышесказанные рекомендации, модифицированный блок Ohtani описывается выражениями (1.12), (2.29), (2.30), где модификация заключается в применении блока вычисления модуля программного потокосцепления с учетом параметров инжектируемого сигнала.

2.3.3 Синтез адаптивных наблюдателей векторов потокосцепления ротора и статора прямым методом Ляпунова. Вектор потокосцепления (ротора или статора) описывается векторно–матричными уравнениями [94]

$$\dot{\psi} = \omega_0 J_g \psi, \quad (2.31)$$

$$\dot{\psi} = a e, \quad (2.32)$$

где ω_0 – угловая скорость вектора потокосцепления,

e – противоЭДС двигателя,

J_g – кососимметрическая матрица.

При $e = e_s$, $a = 1$, при $e = e_r$, $a = L_{rm}$. На основании (2.31), (2.32), с учетом того, что $J_g \cdot J_g = -E_g$, где E_g – единичная матрица, можно записать

$$\omega_0 \psi = -a J_g e. \quad (2.33)$$

Введем обозначения

$$y = \omega_0 \psi, \quad (2.34)$$

$$y := -a J_g e. \quad (2.35)$$

Для системы (2.31), (2.34) построим наблюдатель

$$\dot{\hat{\psi}} = \hat{\omega}_0 J_g \hat{\psi} + L(\hat{\omega}_0 \hat{\psi} - y), \quad (2.36)$$

где L – матрица коэффициентов передачи наблюдателя.

Подстановка y из (2.34) в (2.36) дает

$$\dot{\hat{\psi}} = \hat{\omega}_0 J_g \hat{\psi} + L \hat{\omega}_0 (\hat{\psi} - \psi). \quad (2.37)$$

Пусть

$$\hat{\psi} - \psi = \tilde{\psi}, \quad \hat{\omega}_0 - \omega_0 = \tilde{\omega}_0 \quad (2.38)$$

ошибки наблюдателя. Тогда уравнение (2.31) можно переписать в виде

$$(\dot{\hat{\psi}} - \dot{\tilde{\psi}}) = (\hat{\omega}_0 - \tilde{\omega}_0) J_g (\hat{\psi} - \tilde{\psi}). \quad (2.39)$$

Вычитание из уравнения (2.37) уравнения (2.39) дает

$$\dot{\tilde{\psi}} = \tilde{\omega}_0 J \hat{\psi} + (\hat{\omega}_0 - \tilde{\omega}_0) J_g \tilde{\psi} + L \hat{\omega}_0 \tilde{\psi}. \quad (2.40)$$

Для получения оценки скорости и выбора матрицы L воспользуемся прямым методом Ляпунова исследования устойчивости. Для этого зададим функцию Ляпунова для уравнения (2.40) в виде

$$V = \tilde{\psi}^T \tilde{\psi} + \frac{(\hat{\omega}_0 - \omega_0)^2}{\lambda}, \quad \lambda > 0. \quad (2.41)$$

Предположим, что ω_0 изменяется настолько медленно, что можно считать $\dot{\omega}_0 = 0$. Тогда из (2.41)

$$\dot{V} = 2\tilde{\psi}^T \dot{\tilde{\psi}} + \frac{2}{\lambda} \tilde{\omega}_0 \dot{\omega}_0. \quad (2.42)$$

Подстановка $\dot{\tilde{\psi}}$ из (2.40) в (2.42) дает

$$\dot{V} = 2 \left(\tilde{\omega}_0 \tilde{\psi}^T J_g \hat{\psi} + \hat{\omega}_0 \tilde{\psi}^T L \tilde{\psi} + \frac{1}{\lambda} \tilde{\omega}_0 \dot{\omega}_0 \right). \quad (2.43)$$

При получении (2.43) было использовано тождество $\tilde{\psi}^T J \tilde{\psi} \equiv 0$. В (2.43) для первого и третьего слагаемых положим сумму равной нулю, откуда следует

$$\dot{\omega}_o = -\lambda \tilde{\psi}^T J_g \hat{\psi}, \quad (2.44)$$

тогда можно записать

$$\dot{\hat{\omega}}_0 = -\lambda \tilde{\psi}^T J \hat{\psi} = -\lambda (\hat{\psi} - \psi)^T J_g \hat{\psi} = -\lambda \hat{\psi}^T J_g \psi.$$

С учетом (2.33) получим

$$\dot{\hat{\omega}}_0 = \lambda a \hat{\psi}^T J_g e \omega_0^{-1}. \quad (2.45)$$

Полагая, что $\hat{\omega}_0 \approx \omega_0$, окончательно запишем

$$\frac{d}{dt} \hat{\omega}_0^2 = 2\lambda a \hat{\psi}^T J_g e. \quad (2.46)$$

С учетом (2.44) выражение (2.43) принимает вид

$$\dot{V} = 2\hat{\omega}_0 \tilde{\psi}^T L \tilde{\psi}. \quad (2.47)$$

В соответствии с теоремой Ляпунова, для асимптотической устойчивости нулевого решения уравнения (2.40) достаточно выполнение условия

$$\hat{\omega}_0 L < 0. \quad (2.48)$$

Остановимся на варианте

$$L = \bar{L} \text{sign} \hat{\omega}_0, \quad \bar{L} < 0. \quad (2.49)$$

В этом случае выражение (2.47) принимает вид

$$\dot{V} = 2|\hat{\omega}_0| \tilde{\psi}^T \bar{L} \tilde{\psi}, \quad \bar{L} < 0. \quad (2.50)$$

Для улучшения динамических свойств наблюдателя за счет устранения чистого интегрирования, вместо (2.46) будем полагать

$$\hat{\omega}_0^2 = a \left(k_p \hat{\psi}^T J_g e + k_i \int_0^t \hat{\psi}^T J_g e dt \right), \quad (2.51)$$

где коэффициенты $k_p, k_i > 0$.

Выражения (2.35), (2.36), (2.49) дают возможность представить уравнение наблюдателя в виде системы уравнений (2.51), (2.52)

$$\dot{\hat{\psi}} = \hat{\omega}_0 J_g \hat{\psi} + \bar{L} \left(|\hat{\omega}_0| \hat{\psi} + a J_g e \text{sign} \hat{\omega}_0 \right). \quad (2.52)$$

Уравнение (2.51) позволяет определить только $|\hat{\omega}_0|$. Определим $\text{sign} \hat{\omega}_0$, а следовательно и $\hat{\omega}_0$, предположив, что $\hat{\omega}_0 \approx \omega_0$, $\hat{\psi} \approx \psi$. Тогда на основании (2.50), (2.51) можно записать

$$ae = \hat{\omega}_0 J_g \hat{\psi}. \quad (2.53)$$

Умножим уравнение (2.53) на $-\hat{\psi}^T J_g$, тогда

$$\hat{\omega}_0 = \frac{-a \hat{\psi}^T J_g e}{|\hat{\psi}|^2}, \quad (2.54)$$

откуда

$$\text{sign} \hat{\omega}_0 = -\text{sign}(\hat{\psi}^T J_g e) = \text{sign}(e^T J_g \hat{\psi}). \quad (2.55)$$

Схема синтезированного адаптивного наблюдателя потокосцепления показана на рисунке 2.4.

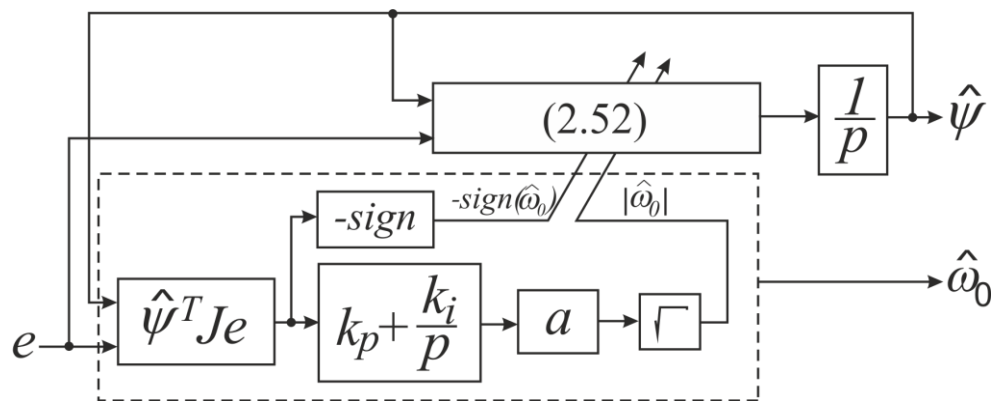


Рисунок 2.4 - Структурная схема адаптивного наблюдателя вектора потокосцепления.

Для потокосцепления статора на основании уравнений (2.51), (2.52), (2.55) запишем

$$\begin{aligned}
\hat{\omega}_{0s}^2 &= k_p \hat{\psi}_s^T J_g e_s + k_i \int_0^t \hat{\psi}_s^T J_g e_s dt, \\
\dot{\hat{\psi}}_s &= \hat{\omega}_{0s} J_g \hat{\psi}_s + \bar{L} \left(\left| \hat{\omega}_{0s} \right| \hat{\psi}_s + J_g e_s \operatorname{sign} \hat{\omega}_{0s} \right), \\
\operatorname{sign} \hat{\omega}_{0s} &= \operatorname{sign}(e_s^T J_g \hat{\psi}_s).
\end{aligned} \tag{2.56}$$

В случае потокосцепления ротора

$$\begin{aligned}
\hat{\omega}_{0r}^2 &= L_{rm} \left(k_p \hat{\psi}_r^T J_g e_r + k_i \int_0^t \hat{\psi}_r^T J_g e_r dt \right), \\
\dot{\hat{\psi}}_r &= \hat{\omega}_{0r} J_g \hat{\psi}_r + \bar{L} \left(\left| \hat{\omega}_{0r} \right| \hat{\psi}_r + L_{rm} J_g e_r \operatorname{sign} \hat{\omega}_{0r} \right), \\
\operatorname{sign} \hat{\omega}_{0r} &= \operatorname{sign}(e_r^T J_g \hat{\psi}_r).
\end{aligned} \tag{2.57}$$

По сравнению с прототипом (1.16), (1.17) разработанный адаптивный наблюдатель отличается меньшим объемом вычислений (прототип – система 5-го порядка) на $\left(1 - \frac{3^2}{5^2}\right) 100\% = 64\%$.

Обычно для векторного управления необходима информация о потокосцеплении ротора, поэтому для моделирования выберем систему (2.57).

Сравнение блоков оценки вектора потокосцепления будет проведено ниже по результатам численного моделирования в подразделе 2.4.

2.4 Моделирование блоков оценки потокосцепления

При моделировании использовался асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором А2–81–4, параметры которого приведены в приложении В. В блоки были введены ограничения тока и эффекты ШИМ. Управляющие воздействия выдавались с тактом счета 200 мкс. На рисунках 2.5, 2.6 показаны процессы управления только по клеммным измерениям (без использования датчиков скорости и потокосцепления).

Моделировались следующие режимы работы.

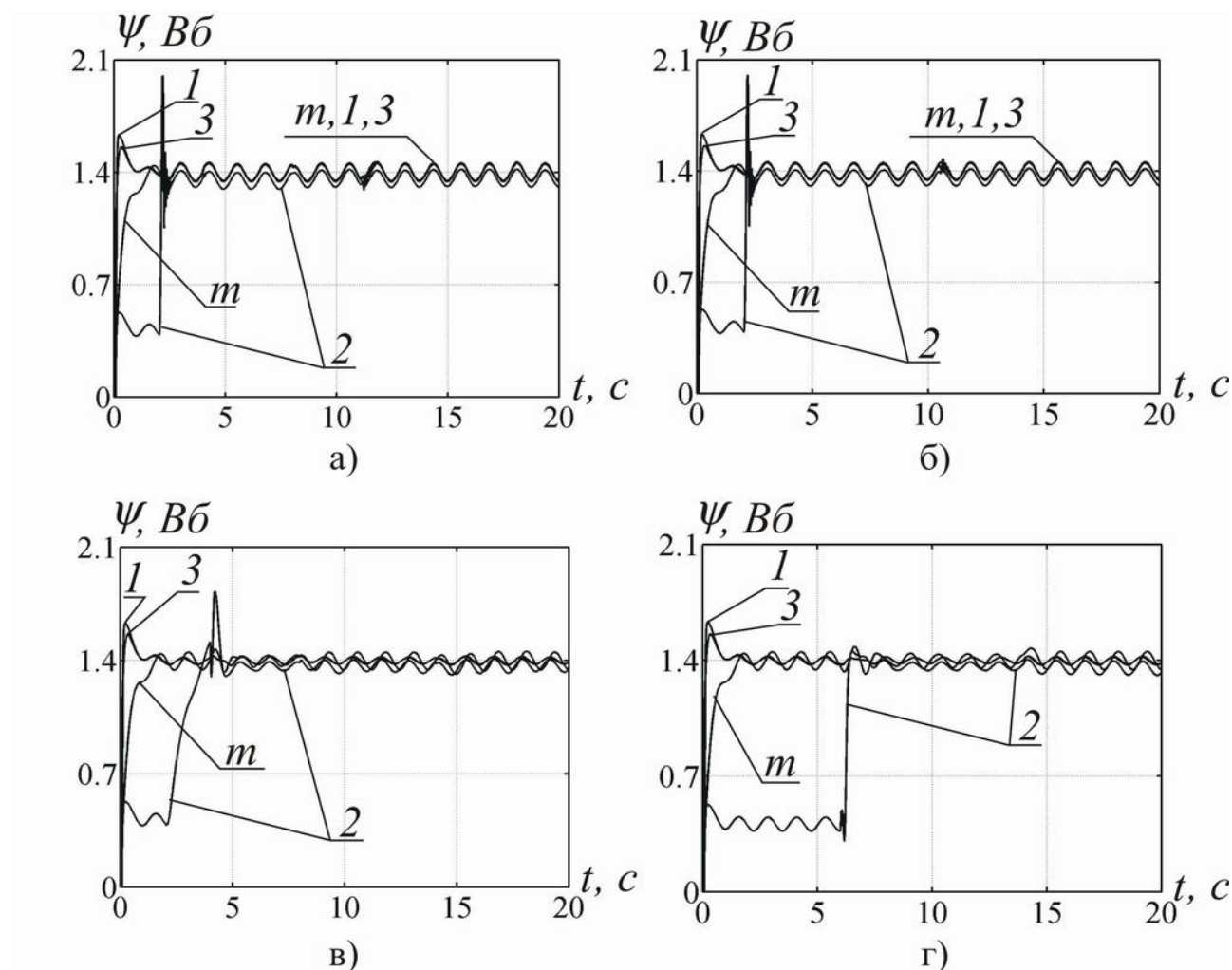
В период до второй секунды проводилось намагничивание двигателя, после чего осуществлялся разгон до заданной скорости. С 4-й по 8-ю секунды к двигателю был приложен номинальный момент нагрузки. На десятой секунде подавалось задание на реверс скорости. С 14-й по 18-ю секунды к двигателю был приложен момент, однонаправленный с угловой скоростью ротора двигателя, равный 100 Н·м, то есть $0,38 M_{\text{ном}}$ (генераторный режим). Задания на угловую скорость составляли 150, 50, 1 рад/с, которые соответствуют 100%, 33,3%, 0,67% от номинальной угловой скорости и характеризуют высокие, средние и низкие угловые скорости ротора двигателя.

На рисунках ниже они соответствуют фрагментам **а**, **б** и **в**. Для исследования работоспособности блоков при нулевой скорости ротора был задан следующий режим. В период до 2 с осуществлялось намагничивание двигателя, затем с 6 по 14 секунды был приложен номинальный момент. Режим стабилизации нулевой скорости на рисунках показан на фрагменте г. Буквой *т* маркированы кривые истинных значений, полученные из модели двигателя, а цифрами – их оценки.

Для информативности рисунков разделим блоки оценки потокосцепления на 2 группы:

- Holtz (1.13)–(1.15), Kubota, Matsuse (1.16), (1.17), Hu, Wu (1.11), модифицированный Ohtani (1.12), (2.29), (2.30);
- наблюдатель (2.26), (2.28), (2.25) и адаптивный наблюдатель (2.57).

На рисунке 2.5 блоки первой группы обозначены цифрами 1 – Kubota, Matsuse, 2 – Hu, Wu, 3 – модифицированный блок Ohtani. Блок Holtz не дал положительных результатов ни в одном из приведенных режимов, поэтому его работа на рисунках не приводится.



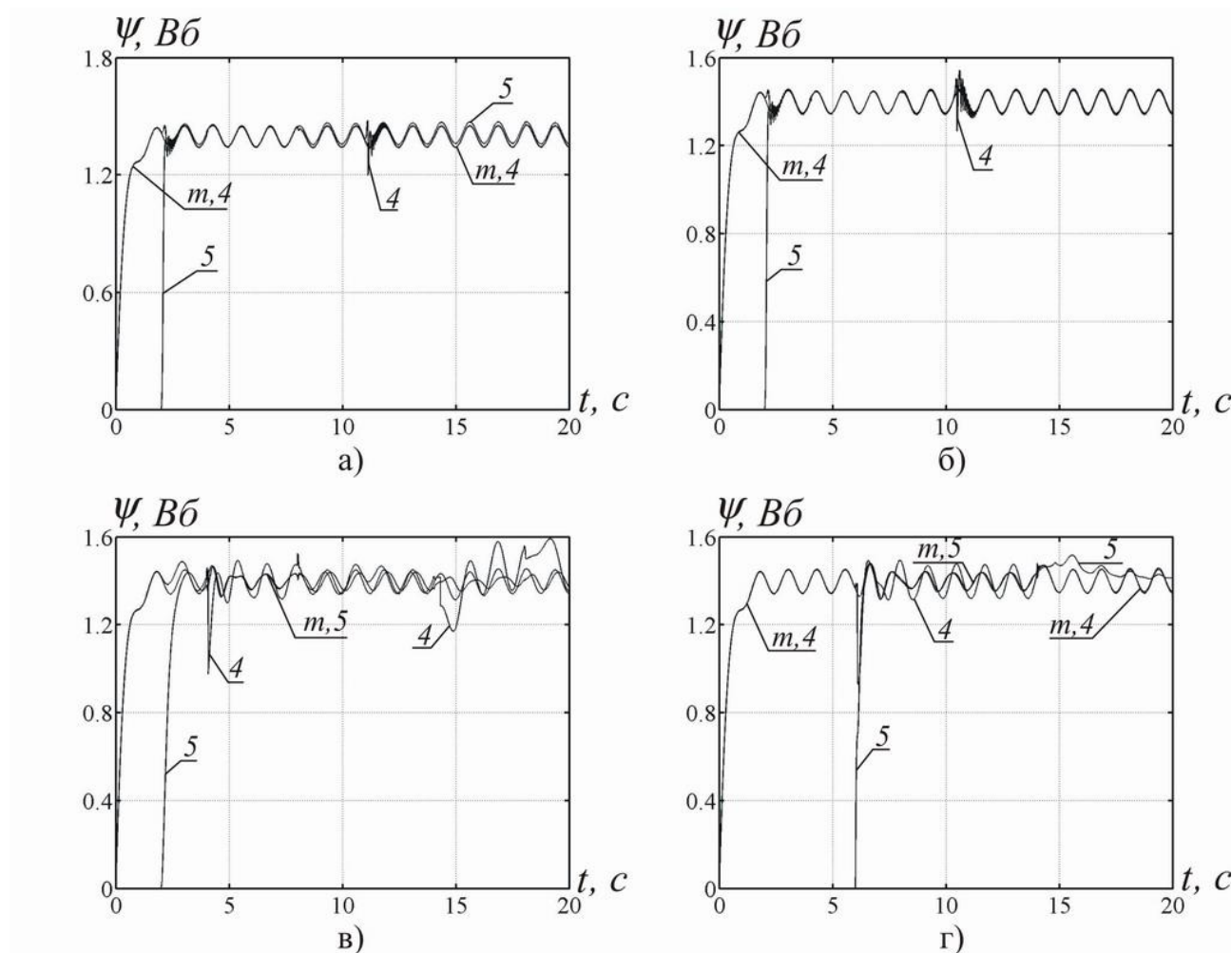
а, б, в – для $\omega_p = (150, 50, 1)$ рад/с соответственно;

г – для $\omega_p = 0$ рад/с.

Рисунок 2.5 - Результаты моделирования блоков оценки модуля вектора потокосцепления.

На рисунке 2.6 представлены наблюдатель и адаптивный наблюдатель второй группы, обозначенные цифрами 4, 5 соответственно. Скорость вектора потокосцепления для наблюдателя бралась из выражения (2.67). Блок 2 имеет

постоянное смещение относительно фактического значения в течение всех режимов работы (за исключением периода намагничивания).



а, б, в – для $\omega_p = (150, 50, 1)$ рад/с соответственно;

г – для $\omega_p = 0$ рад/с.

Рисунок 2.6 - Результаты моделирования блоков оценки модуля вектора потокосцепления.

Моделирование показало, что результаты полученные блоками 1, 3, практически совпадают и в исследованном диапазоне скоростей ротора больше всех приближены к фактическому значению потокосцепления.

В период намагничивания двигателя и на холостом ходу во всем диапазоне скоростей блок 4 очень точно повторяет фактическое значение потокосцепления. В диапазоне низких скоростей (рисунок 2.6 в) блоки 4, 5 показывают

удовлетворительную оценку потокосцепления. В блоке 4 это связано с понижением быстродействия наблюдателя за счет ограничения в (2.25). Блок 5 в период намагничивания не дает оценки потокосцепления, что является его недостатком.

Моделирование блоков в диапазоне средних и высоких частот подтвердило устойчивую работу и воспроизведение инжেকтированной составляющей. На низких скоростях их работу можно признать удовлетворительной. Удовлетворительным воспроизведением инжектированной составляющей на нулевой скорости отличаются блоки 1 – 3. На нулевой скорости блок 4 показал наилучший результат из сравниваемых блоков.

Исходя из результатов моделирования, можно провести анализ и выбор блоков, которые точно воспроизводят инжектированную составляющую во всем диапазоне скоростей, включая нулевую. Блоки 2, 5 в период намагничивания дают неправильную оценку потокосцепления, что затягивает время подготовки системы к работе. Блоки 1 и 3 дают практически одинаковый результат, однако блок 1 отличается вычислительной сложностью (система 5–го порядка).

Таким образом, можно выделить два блока, примерно одинаковой вычислительной сложности, это блоки 3 (модифицированный блок Ohtani (1.12), (2.29), (2.30)) и 4 (наблюдателя (2.26), (2.28), (2.25)). Следует еще раз отметить, что блок 4 отличается очень хорошим воспроизведением фактического значения потокосцепления в период намагничивания.

2.5 Оценка синхронной скорости с учетом влияния инжекции

Реактивная мощность двигателя определяется выражениями

$$Q = -i^T J_g u = i_\alpha u_\beta - i_\beta u_\alpha . \quad (2.58)$$

Выражение статорного напряжения, представленного в системе координат, связанной с потокосцеплением ротора, имеет вид

$$u = \sigma L_s \dot{i} + (R_s + R_r L_{mr}^2) i + \omega_0 \sigma L_s J_g i - L_{mr} (E_g T_r^{-1} - n \omega J_g) [\psi_d \ 0]^T, \quad (2.59)$$

Подстановка (2.59) в (2.58) дает

$$Q = \omega_0 \sigma L_s |i|^2 + L_{mr} (T_r^{-1} i_q + n \omega i_d) \psi_d + \sigma L_s (i_d \dot{i}_q - i_q \dot{i}_d), \quad (2.60)$$

где i_d, i_q – намагничивающая и моментная составляющие статорного тока.

Пусть намагничивающая составляющая статорного тока описывается выражением (2.9). Тогда потокосцепление ротора будет изменяться по зависимости (2.10). Перепишем (2.9) и (2.10) в виде

$$\begin{aligned} i_d &= i_{d0} (1 + \delta_i), \quad \delta_i = i_{d0}^{-1} i_d g, \\ \psi_d &= \psi_{d0} (1 + \delta_\psi), \quad \delta_\psi = \psi_{d0}^{-1} \psi_d g, \end{aligned} \quad (2.61)$$

где δ_i, δ_ψ – гармонические составляющие тока и потокосцепления, малые по модулю.

Скорость ротора определяется выражением

$$n \omega = \omega_0 - \frac{L_m i_q}{T_r \psi_d}, \quad (2.62)$$

Подстановка (2.61) в (2.62) дает

$$n \omega = \omega_0 - \frac{L_m i_q}{T_r \psi_{d0} (1 + \delta_\psi)} = \omega_0 - \frac{i_q}{T_r i_{d0} (1 + \delta_\psi)}. \quad (2.63)$$

Вследствие малости величины $|\delta_\psi|$, можно записать $(1 + \delta_\psi)^{-1} \approx 1 - \delta_\psi$. На основании этого перепишем выражение (2.63) в виде

$$n\omega \approx \omega_0 - \frac{i_q}{T_r i_{d0}} (1 - \delta_\psi). \quad (2.64)$$

С помощью (2.61), (2.63) преобразуем фрагмент выражения (2.60), а именно,

$$\begin{aligned} T_r^{-1} i_q + n\omega i_d &= T_r^{-1} i_q + \omega_0 i_d - \frac{i_d i_q}{T_r i_{d0}} (1 - \delta_\psi) = \\ &= T_r^{-1} i_q + \omega_0 i_d - \frac{i_q}{T_r} (1 - \delta_\psi)(1 - \delta_i). \end{aligned} \quad (2.65)$$

Пренебрегая малыми второго порядка, запишем

$$T_r^{-1} i_q + n\omega i_d \approx \omega_0 i_d + \frac{i_q}{T_r} (\delta_\psi - \delta_i). \quad (2.66)$$

Из (2.65) и (2.66) следует

$$\hat{\omega}_0 = \frac{Q - \sigma L_s (i_d \dot{i}_q - i_q \dot{i}_d) - L_{mr} i_q T_r^{-1} (\delta_\psi - \delta_i) \psi_d}{\sigma L_s (i_d^2 + i_q^2) + L_{mr} i_d \psi_d}, \quad (2.67)$$

где ψ_d определяется выражением (2.10).

Подставив (2.58), (2.61) в (2.67) и пренебрегая членами, пропорциональными δ_ψ и δ_i , окончательно запишем

$$\hat{\omega}_0 = \frac{i_\alpha u_\beta - i_\beta u_\alpha - \sigma L_s (i_d \dot{i}_q - i_q \dot{i}_d)}{\sigma L_s (i_d^2 + i_q^2) + L_{mr} i_d \psi_d}. \quad (2.68)$$

В полученном выражении учитываются инжектированные составляющие и в намагничивающей составляющей тока статора i_d и в модуле потокосцепления двигателя ψ_d .

С учетом точной работы регуляторов тока выражение (2.68) перепишем в виде

$$\hat{\omega}_0 = \frac{i_\alpha u_\beta - i_\beta u_\alpha - \sigma L_s (i_\alpha \dot{i}_\beta - i_\beta \dot{i}_\alpha)}{\sigma L_s (i_\alpha^2 + i_\beta^2) + L_{mr} L_m i_{dp} i_{dp0}}, \quad (2.69)$$

где i_{dp} , i_{dp0} – программные значения полного и постоянной составляющей намагничивающего тока соответственно.

Очень хорошим результатом является следующее:

- оценка скорости (2.69) не нуждается в информации об активных сопротивлениях ротора и статора;
- скорость определяется проекциями векторов тока и напряжения в статорном базисе, в котором эти переменные замеряются.

В том случае, когда потокосцепление фиксировано, принимая $\dot{i}_d = 0$, выражение (2.68) принимает вид

$$\hat{\omega}_0 = \frac{i_\alpha u_\beta - i_\beta u_\alpha - \sigma L_s i_d \dot{i}_q}{\sigma L_s (i_d^2 + i_q^2) + L_{mr} L_m i_d^2}. \quad (2.70)$$

Выражение (2.70) можно привести к выражению (1.36), полученному в работе [85].

Скорость ротора и скольжение можно вычислить из выражений (1.30) и (1.31) соответственно.

В установившемся режиме или при $|\psi| \equiv \text{const}$ в соответствии с выражением

$$T_r \dot{\psi}_d + \psi_d = L_m i_d, \quad (2.71)$$

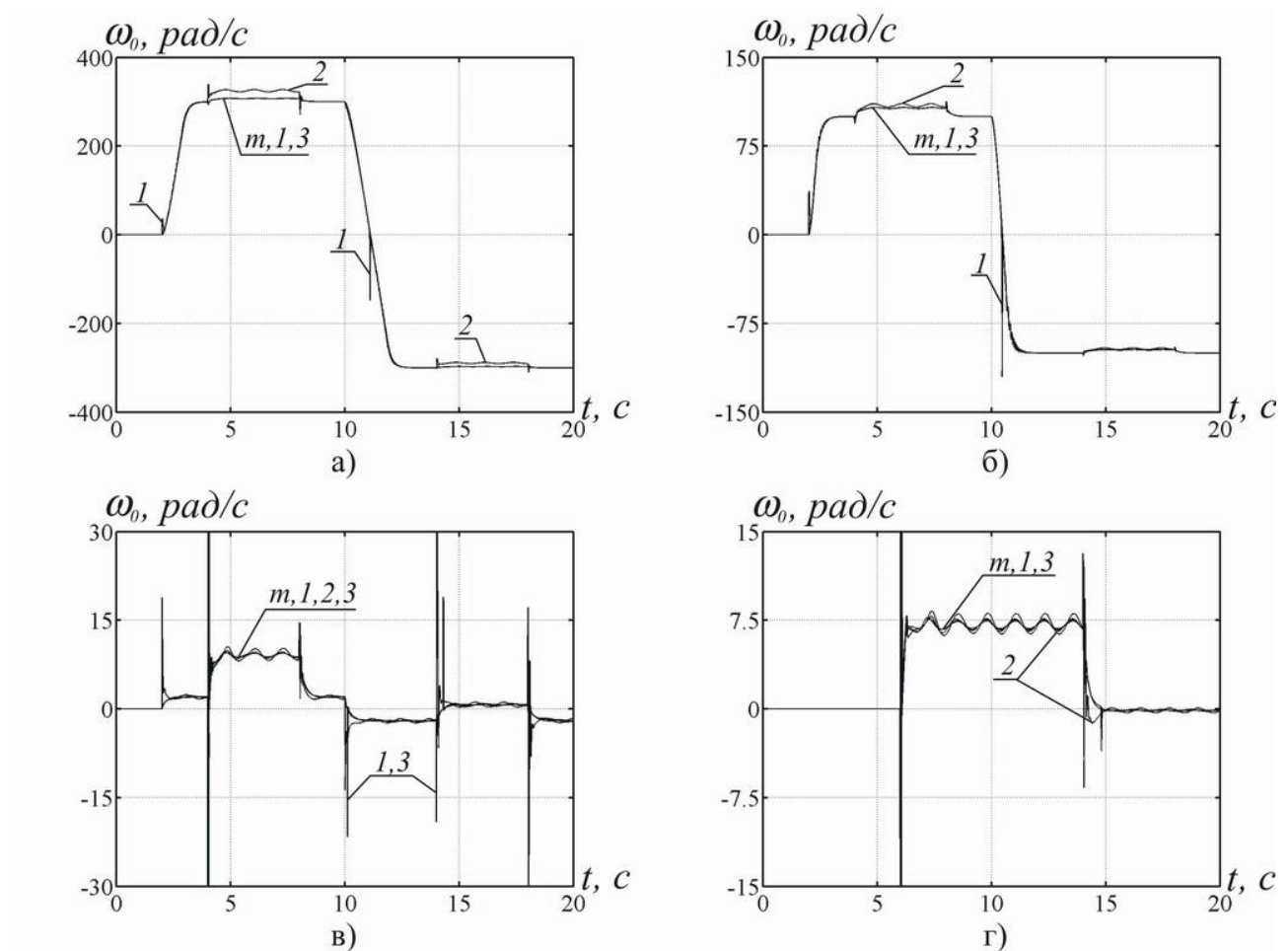
модуль потокосцепления ротора будет равен $\psi_d = L_m i_d$, а скольжение

$$\omega_{sl} = \frac{i_q}{T_r i_d}. \quad (2.72)$$

2.6 Моделирование блоков оценки синхронной скорости

При моделировании динамических процессов на ПЭВМ рассматривались АД и режимы, идентичные, описанным в подразделе 2.4.

На рисунке 2.7 представлена оценка синхронной скорости по блокам $\hat{\omega}_0 = f(u)$ (1.26), $\hat{\omega}_0 = f(Q)$ (2.68), $\hat{\omega}_0 = f(\psi)$ (1.23), обозначенные цифрами 1, 2, 3 соответственно.



а, б, в – для $\omega_p = (150, 50, 1)$ рад/с соответственно;

г – для $\omega_p = 0$ рад/с.

Рисунок 2.7 - Результаты моделирования блоков оценки синхронной угловой скорости.

Для последнего блока потокосцепление было взято из модифицированного блока Ohtani ((1.12), (2.29), (2.30)). Как видно из рисунков, блок 1 имеет особенность в районе нулевой скорости, а в диапазоне средних и высоких скоростей отлично воспроизводит фактическую величину скорости. Блок 2 в диапазоне высоких скоростей при нагрузке имеет ошибку.

На средних частотах эта ошибка мало заметна. На низких и нулевой скоростях блок 2, в отличие от блоков 1, 3, имеет меньшие в несколько раз броски, что видно из рисунка 2.7 в, г. Блоки 1 и 3 на средних и высоких скоростях показывают практически одинаковые результаты. Блок 1 оперирует главными гармониками напряжения, величинами, которые относятся к разряду измеряемых, а блок 3 – потокосцеплениями, величинами, которые необходимо вычислять. Блок 1 требует меньшего объема вычислений. Таким образом, для областей высоких и средних скоростей хорошие результаты показал блок 1, а для низких, включая нулевую, – блок 2.

Объединение достоинств блоков 1 и 2 возможно путем сопряжения последних с помощью весового коэффициента. Моделирование показывает, что переход между блоками должен находиться в диапазоне 10–20 рад/с, что соответствует 15–25% от номинальной угловой скорости потокосцепления, которую можно приближенно определить по зависимости $\omega_{0ном} = n\omega_{ном}$, где n – количество пар полюсов, $\omega_{ном}$ – номинальная угловая скорость ротора АД.

Угловая скорость вектора потокосцепления будет определяться выражением

$$\hat{\omega}_0 = \hat{\omega}_0(Q) \cdot (1 - k) + \hat{\omega}_0(u) \cdot k, \quad (2.73)$$

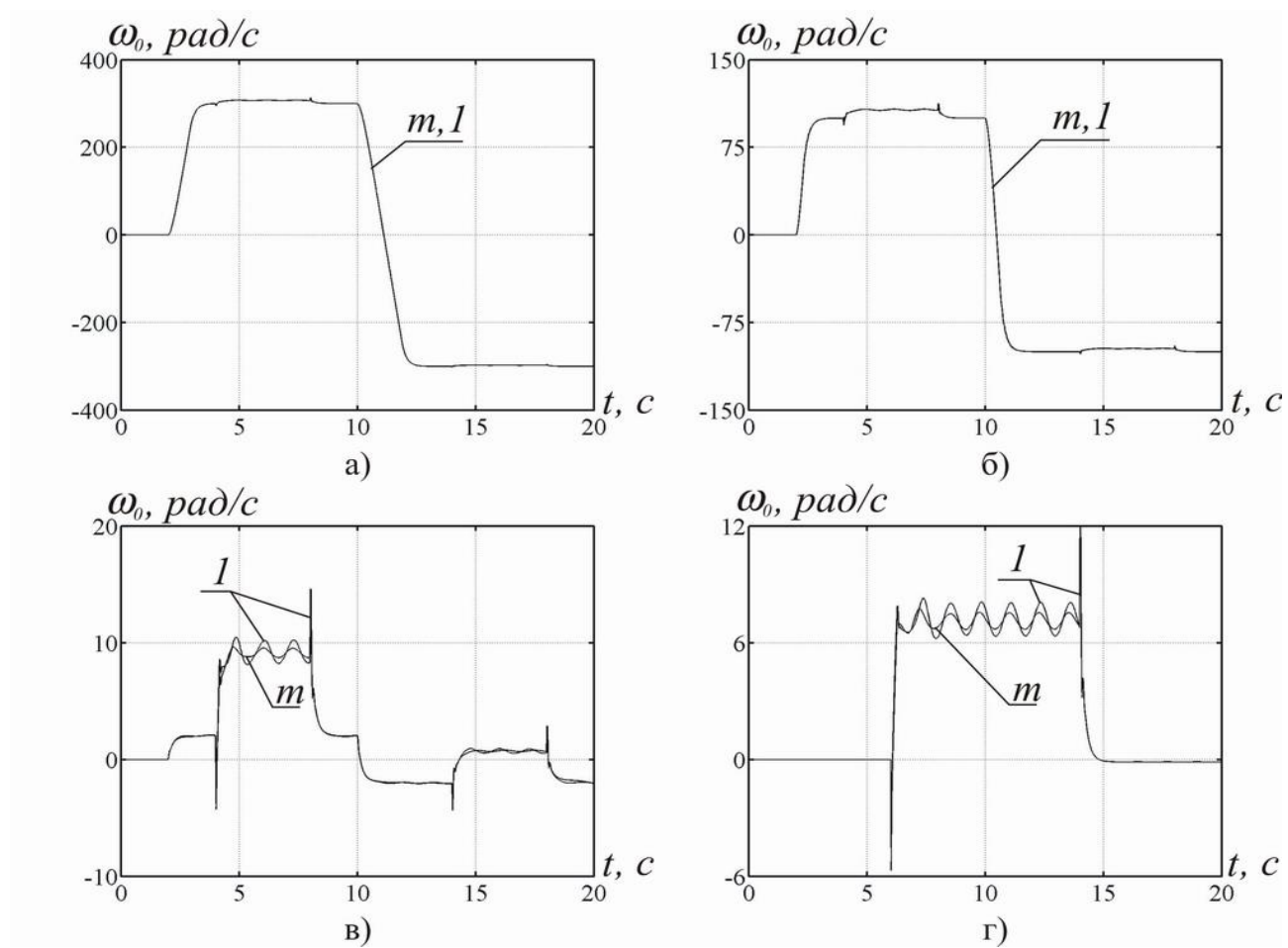
где $\hat{\omega}_0(Q)$, $\hat{\omega}_0(u)$ – оценки, полученные с помощью блоков 2 и 1 соответственно,

k – весовой коэффициент, который определяется из условий

$$k = \begin{cases} 0, & |\hat{\omega}_0| < \omega_{low}, \\ 1, & |\hat{\omega}_0| > \omega_{high}, \\ \frac{|\hat{\omega}_0| - \omega_{low}}{\omega_{high} - \omega_{low}}, & \end{cases} \quad (2.74)$$

где ω_{low} , ω_{high} – нижняя и верхняя границы диапазона сопряжения соответственно.

На рисунке 2.8 показаны результаты оценки синхронной скорости блоком по (1.26), (2.68), (2.73), (2.74).



а, б, в – для $\omega_p = (150, 50, 1)$ рад/с соответственно;

г – для $\omega_p = 0$ рад/с.

Рисунок 2.8 - Результаты моделирования комбинированного блока оценки угловой скорости вектора потокосцепления.

Как видно из рисунков, данный блок дает наилучшую оценку угловой скорости вектора потокосцепления. Ошибка оценки синхронной скорости в диапазоне скоростей ротора от 0 до номинальной практически отсутствует. На угловых скоростях ротора равных 1 и 0 рад/с при приложении номинального момента проявляется периодическая составляющая, обусловленная инжекцией. Амплитуда переменной составляющей не превышает 10%. Эту погрешность можно устранить путем пропускания вычисленной скорости через фильтр (3.60), (3.61), который предназначен для выделения постоянной составляющей из однофазного сигнала.

Материалы исследования по пунктам 2.3.1, 2.3.2, и подразделам 2.5, 2.6 кратко отражены в работе [103].

2.7 Синтез адаптивного наблюдателя для оценки скорости и постоянной времени ротора прямым методом Ляпунова

Вектор потокосцепления ротора, заданный проекциями ψ_α, ψ_β на статорный базис (α, β) описывается «токовым» уравнением (1.1) [89]

$$\dot{\psi}_r = (\omega_* J_g - \alpha E_g) \psi_r + L_m \alpha i, \quad (2.75)$$

где $\omega_* = n\omega$,

n – количество пар полюсов;

ω – неизмеряемая угловая скорость ротора;

i – вектор тока статора, заданный проекциями i_α, i_β ;

L_m – взаимная индуктивность ротора и статора,

$$\psi_r = \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix}, E_g = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J_g = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \alpha = T_r^{-1} = \frac{R_r}{L_r}. \quad (2.76)$$

Здесь T_r – постоянная времени ротора; L_r – индуктивность ротора.

Полагая, что известны оценки $\hat{\omega}_* = n\hat{\omega}$ и $\hat{\alpha}$, по уравнению (2.75) и измерению ψ построим наблюдатель Луэнбергера [65]

$$\dot{\hat{\psi}}_r = (\hat{\omega}_* \cdot J_g - \hat{\alpha} E_g) \hat{\psi}_r + L_m \hat{\alpha} i + L(\hat{\psi}_r - \psi_r). \quad (2.77)$$

Здесь L – матрица коэффициентов наблюдателя. Погрешности оценок будем обозначать символом « \sim ». Примем, что

$$\omega_* = \hat{\omega}_* - \tilde{\omega}_*, \quad \psi_r = \hat{\psi}_r - \tilde{\psi}_r, \quad \alpha = \hat{\alpha} - \tilde{\alpha}. \quad (2.78)$$

Уравнение ошибок наблюдателя можно получить путем подстановки (2.78) в (2.75), с последующим вычитанием полученного результата из уравнения (2.77)

$$\dot{\tilde{\psi}}_r = (\hat{\omega}_* J_g - \hat{\alpha} E_g + L) \tilde{\psi}_r + \tilde{\omega}_* J_g \psi_r - \tilde{\alpha}(\psi_r - L_m i). \quad (2.79)$$

Для синтеза адаптированного наблюдателя, оценивающего ω_* , T_r и уточняющего ψ_r , используем функцию Ляпунова

$$V = \tilde{\psi}_r^T \tilde{\psi}_r + \frac{(\hat{\omega}_* - \omega_*)^2}{\lambda_\omega} + \frac{(\hat{\alpha} - \alpha)^2}{\lambda_\alpha}. \quad (2.80)$$

Полная производная по времени функции V , полученная использованием уравнения (2.79) с предположением, что $\omega_* = const$, $\alpha = const$, имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \tilde{\psi}_r^T [(\hat{\omega}_* J_g - \hat{\alpha} E_g + L)^T + (\hat{\omega}_* J_g - \hat{\alpha} E_g + L)] \tilde{\psi}_r + \tilde{\omega}_* (\psi_r^T J_g^T \tilde{\psi} + \tilde{\psi}_r^T J_g \psi_r) - \\ & - \tilde{\alpha}[(\psi_r - L_m i)^T \tilde{\psi}_r + \tilde{\psi}_r^T (\psi_r - L_m i)] + \frac{2\tilde{\omega}_* \dot{\hat{\omega}}_*}{\lambda_\omega} + \frac{2\tilde{\alpha} \dot{\hat{\alpha}}}{\lambda_\alpha}. \end{aligned} \quad (2.81)$$

С учетом (2.76) выражение (2.81) можно представить в виде

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \tilde{\psi}_r^T [(\hat{\omega}_* J_g - \hat{\alpha} E_g + L)^T + (\hat{\omega}_* J_g - \hat{\alpha} E_g + L)] \tilde{\psi}_r + 2\tilde{\omega}_* \tilde{\psi}_r^T J_g \psi_r - \\ & - 2\tilde{\alpha} (\psi_r - L_m i)^T \tilde{\psi}_r + \frac{2\tilde{\omega}_* \dot{\omega}_*}{\lambda_\omega} + \frac{2\tilde{\alpha} \cdot \dot{\alpha}}{\lambda_\alpha}. \end{aligned} \quad (2.82)$$

Поскольку суть $\dot{\omega}_*$ и $\dot{\alpha}$ до сих пор не оговаривалась, для упрощения выражения (2.82) примем

$$\dot{\omega}_* = -\lambda_\omega \tilde{\psi}_r^T J_g \psi_r, \quad \dot{\alpha} = \lambda_\alpha (\psi_r - L_m i)^T \tilde{\psi}_r = \lambda_\alpha L_r i_r^T \tilde{\psi}_r, \quad (2.83)$$

где i_r – вектор тока ротора.

В этом случае (2.82) принимает вид

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \tilde{\psi}_r^T [(\hat{\omega}_* J_g - \hat{\alpha} E_g + L)^T + (\hat{\omega}_* J_g - \hat{\alpha} E_g + L)] \tilde{\psi}_r = \\ = & \tilde{\psi}_r^T (L + L^T - 2\hat{\alpha} E_g) \tilde{\psi}_r. \end{aligned} \quad (2.84)$$

При $\lambda_\omega > 0$, $\lambda_\alpha > 0$ функция (2.80) является определено положительной, ее производная (2.84) при правильном выборе L может стать знакоотрицательной, причем, $\dot{V} \equiv 0$ при $\tilde{\psi} \equiv 0$. При $\tilde{\psi} \equiv 0$ из (2.79) следует

$$\tilde{\omega}_* J \psi_r - \tilde{\alpha} (\psi_r - L_m i) \equiv 0. \quad (2.85)$$

Это тождество в скалярном виде выглядит так:

$$\tilde{\omega}_* \psi_{r\beta} + \tilde{\alpha} (\psi_{r\alpha} - L_m i_\alpha) \equiv 0, \quad \tilde{\omega}_* \psi_{r\alpha} - \tilde{\alpha} (\psi_{r\beta} - L_m i_\beta) \equiv 0. \quad (2.86)$$

Система (2.86) может иметь решение $\tilde{\omega}_* \equiv \tilde{\alpha} \equiv 0$ тогда и только тогда, когда определитель системы (2.86)

$$D = \psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2 - L_m(\psi_{r\beta} i_\beta + \psi_{r\alpha} i_\alpha) = |\psi_r|^2 - L_m \psi_r^T i = L_r i_r^T \psi_r \neq 0. \quad (2.87)$$

Для получения (2.87) левая часть тождества (2.85) была умножена сначала на ψ_r^T , а затем снова же на $(\psi_r - L_m i)^T J$.

Таким образом, при выполнении условий (2.87), $\lambda_\omega > 0, \lambda_\alpha > 0$ и знакоотрицательности функции (2.84) на основании теоремы Барбашина–Красовского можно утверждать, что решение уравнения (2.79) $\tilde{\psi} \equiv 0, \tilde{\omega}_* = \tilde{\alpha} = 0$ является асимптотически устойчивым, то есть ошибка наблюдателя (2.77) асимптотически стремится к нулю. Так как при получении уравнения (2.79) и при доказательстве устойчивости его нулевого решения никакие ограничения не накладывались и $\lim V = \infty$ при $\tilde{\psi}, \tilde{\omega}_*, \tilde{\alpha} \rightarrow \infty$, то можно утверждать, что решение $\tilde{\psi} \equiv 0, \tilde{\omega}_* = \tilde{\alpha} = 0$ является глобально асимптотически устойчивым.

Неравенство в (2.87) означает следующее. Наблюдатель не работоспособен в режиме холостого хода (где $i_r = 0$) и в установившемся режиме (где векторы $\bar{i}_r \perp \psi_r$). Поскольку в установившемся режиме $i_r^T \psi_r \equiv 0$, то наблюдатель (2.77) работоспособен только в переходных процессах.

Выберем матрицу L , обеспечивающую заданный переходный процесс для уравнения (2.79) вне зависимости от скорости и оценки постоянной времени ротора, в виде

$$L = -\hat{\omega}_* J_g + \hat{\alpha} E_g + l E_g, \quad (2.88)$$

где l – коэффициент, характеризующий быстродействие наблюдателя.

При выборе элементов матрицы L в соответствии с (2.88) последнее выражение в (2.84) принимает вид

$$\dot{V} = 2l\tilde{\psi}_r^T \tilde{\psi}_r = 2l|\tilde{\psi}_r|^2, \quad (2.89)$$

откуда следует, что скорость изменения функции Ляпунова не зависит от скорости ротора. Таким образом, асимптотическая устойчивость будет иметь место при $l < 0$ и выполнении условия (2.87). Из асимптотической устойчивости нулевого решения уравнения (2.79) следует $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_r = 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega}_* = 0$, $\tilde{\alpha} = 0$, откуда можно утверждать, что решение системы (2.77), (2.83) дает $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{\psi}_r = \psi_r$,

$\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{\omega}_* = \omega_*$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{\alpha} = \alpha$, то есть получаются оценки скорости ω_* , постоянной

времени $T_r = \alpha^{-1}$ и уточнение проекций вектора ψ_r .

Для устранения проблем чистого интегрирования вместо (2.83) примем

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_* &= k_{p\omega} \tilde{\psi}_r^T J_g \psi_r + k_{i\omega} \int_0^t \tilde{\psi}_r^T J_g \psi_r dt, \\ \hat{\alpha} &= k_{p\alpha} (\psi_r - L_m i)^T \tilde{\psi}_r + k_{i\alpha} \int_0^t (\psi_r - L_m i)^T \tilde{\psi}_r dt, \end{aligned}$$

или в проекциях векторов

$$\hat{\omega}_* = k_{p\omega} (\psi_{r\alpha} \tilde{\psi}_{r\beta} - \psi_{r\beta} \tilde{\psi}_{r\alpha}) + k_{i\omega} \int_0^t (\psi_{r\alpha} \tilde{\psi}_{r\beta} - \psi_{r\beta} \tilde{\psi}_{r\alpha}) dt, \quad (2.90)$$

$$\begin{aligned} \hat{\alpha} &= k_{p\alpha} [(\psi_{r\alpha} - L_m i_\alpha) \tilde{\psi}_{r\alpha} + (\psi_{r\beta} - L_m i_\beta) \tilde{\psi}_{r\beta}] + \\ &+ k_{i\alpha} \int_0^T [(\psi_{r\alpha} - L_m i_\alpha) \tilde{\psi}_{r\alpha} + (\psi_{r\beta} - L_m i_\beta) \tilde{\psi}_{r\beta}] dt. \end{aligned} \quad (2.91)$$

Уравнению (2.77), с учетом выражения (2.88) соответствует система скалярных уравнений

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\psi}}_{r\alpha} &= l\hat{\psi}_{r\alpha} + L_m\hat{\alpha}i_\alpha - (\hat{\alpha} + l)\psi_{r\alpha} - \hat{\omega}_*\psi_{r\beta}, \\ \dot{\hat{\psi}}_{r\beta} &= l\hat{\psi}_{r\beta} + L_m\hat{\alpha}i_\beta - (\hat{\alpha} + l)\psi_{r\beta} + \hat{\omega}_*\psi_{r\alpha}.\end{aligned}\quad (2.92)$$

Система (2.90)–(2.92) позволяет оценить ω_* , α и улучшить оценку проекций вектора потокосцепления. Для обеспечения работы адаптивного наблюдателя необходимо знать i_α , i_β , $\psi_{r\alpha}$, $\psi_{r\beta}$. В отличие от наблюдателей, описанных в работах [4, 24, 25, 27], при выборе коэффициентов предлагаемого наблюдателя в соответствии с (2.88) его быстродействие не зависит от скорости ротора. Структурная схема адаптивного наблюдателя для оценки скорости и постоянной времени ротора приведена на рисунке 2.9.

При известном активном сопротивлении цепи ротора можно оценить и его температуру согласно выражению

$$\hat{R}_r = R_{r0}(1 + \alpha_R t_r^o), \quad (2.93)$$

где R_{r0} – активное сопротивление цепи ротора при температуре 20 °С,

α_R – температурный коэффициент сопротивления (для меди $\alpha_R = 4.3 \cdot 10^{-3} K^{-1}$),

t_r^o – температура ротора АД.

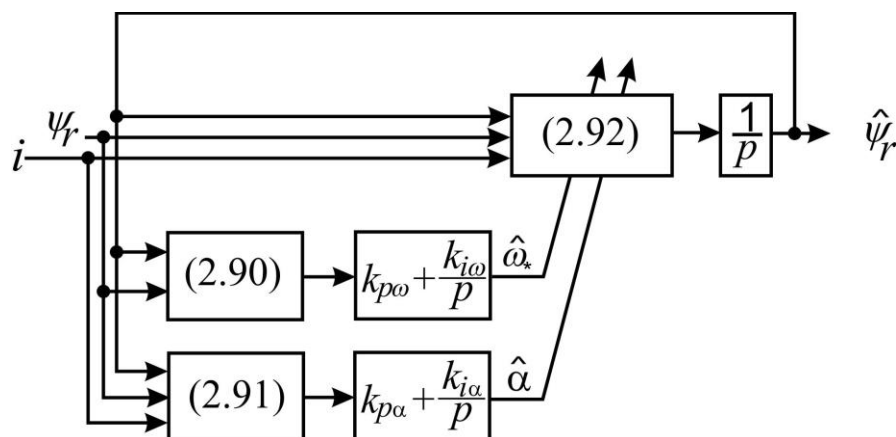


Рисунок 2.9 - Структурная схема адаптивного наблюдателя для оценки скорости и постоянной времени ротора.

Учитывая, что $\hat{R}_r = L_r \cdot \hat{T}_r^{-1} = L_r \cdot \hat{\alpha}$, температуру ротора АД можно оценивать выражением

$$t_r^o = \frac{1}{\alpha_R} \left(\frac{L_r \cdot \hat{\alpha}}{R_{r0}} - 1 \right). \quad (2.94)$$

Результаты моделирования. При моделировании использовался асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором А2–81–4, параметры которого приведены в приложении В. Неизвестная для системы величина T_r^{-1} принималась равной 2.7 с^{-1} . В системе были учтены ограничения тока и напряжения, а также осуществлено моделирование эффектов ШИМ и бросков напряжения питающей сети. Блоки управления и идентификации представлялись в дискретном виде. Управляющие воздействия формировались с тактом счета 200 мкс. В период до 0,1 с осуществлялось намагничивание двигателя, затем включался разгон до программной скорости. С 3-й по 6-ю секунды прикладывался номинальный момент нагрузки. Затем на 8 секунде включался реверс.

На рисунках 2.10–2.12 показаны результаты идентификации постоянной времени ротора при различных угловых скоростях ротора.

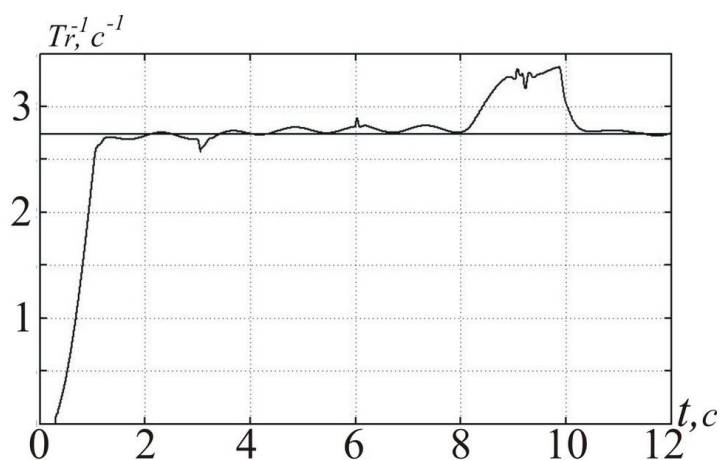


Рисунок 2.10 - Результаты идентификации постоянной времени ротора при $\omega_p = 150 \text{ рад/с}$.

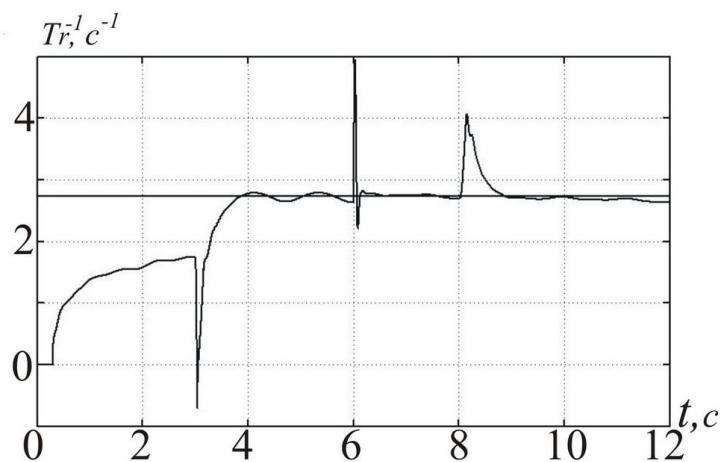


Рисунок 2.11 - Результаты идентификации постоянной времени ротора при $\omega_p = 10$ рад/с.

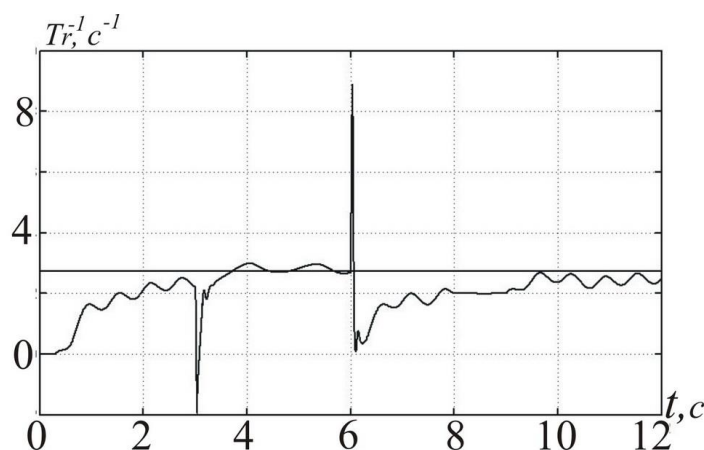


Рисунок 2.12 - Результаты идентификации постоянной времени ротора при $\omega_p = 1$ рад/с.

Ошибка идентификации постоянной времени ротора в установившемся режиме при угловой скорости ротора 1 рад/с составляет не более 5%, а при угловой скорости ротора 150 рад/с (номинальная скорость) отсутствует. В переходных процессах точность идентификации нарушается. Это связано с тем, что при синтезе наблюдателя в общем переменная скорость ротора считалась постоянной. Быстродействие и настройки блоков идентификации в значительной мере зависят от параметров инжектируемого переменного тока. Поэтому время идентификации можно сократить по сравнению с приведенными на рисунках примерами (оптимизация не проводилась).

Таким образом, синтезирован и исследован адаптивный наблюдатель для оценки скорости и постоянной времени ротора, который по сравнению с прототипом (1.29)–(1.31) обладает следующими преимуществами:

- за счет применения прямого метода Ляпунова удалось получить быстродействие наблюдателя, не зависящее от скорости ротора АД;
- синтезированный блок имеет 4-й порядок, прототип – 6-й, объем вычислений уменьшен на $\left(1 - \frac{4^2}{6^2}\right)100\% = 56\%$;
- синтезированный блок не зависит от активного сопротивления цепи статора, переменного при изменении температуры двигателя;
- время идентификации T_r не превышает 10 с (у прототипа около 600 с);
- улучшились начальные условия идентификации, поскольку было задано 100% отклонения от номинального параметра, в отличие от прототипа 35%;
- улучшены динамические свойства наблюдателя за счет применения ПИ-регулятора, исключающего недостатки чистого интегрирования, которое используется в прототипе;
- сохранена работоспособность в режиме реверса и на низких скоростях (в прототипе не исследовалось);
- результаты моделирования позволяют гарантировать идентификацию в диапазоне скорости регулирования не менее 150:1.

В дополнение к вышесказанному, стоит заметить, что высокая точность оценки активного сопротивления цепи ротора позволяет получить информацию о температуре ротора с последующим использованием ее для контроля теплового состояния АД.

2.8 Выводы из раздела 2

1. Модифицирован наблюдатель потокосцепления ротора путем введения переменного коэффициента, что обеспечило его работоспособность в диапазоне изменения скоростей ротора, от номинальной до нулевой. Модифицированный

наблюдатель достаточно точно воспроизводит инжектированную составляющую в модуле вектора потокосцепления. В отличие от исходного, наблюдатель не содержит дифференцирования тока, что повышает помехозащищенность системы.

2. Модифицировано решение Ohtani [32], за счет введения формирователя программного модуля потокосцепления с учетом параметров инжектируемого сигнала, что обеспечило воспроизведение инжектированной составляющей в модуле оценки вектора потокосцепления.

3. Разработаны новые адаптивные наблюдатели для оценки векторов потокосцеплений ротора и статора и их угловых скоростей прямым методом Ляпунова. Наблюдатели обладают уменьшенным на 64%, по сравнению с прототипом (прототип - система 5-го порядка), объемом вычислений. Блок работоспособен в диапазоне угловых скоростей ротора от нулевой до номинальной и воспроизводит инжектированную составляющую в модуле вектора потокосцепления.

4. Проведено сравнение методом математического моделирования разработанных блоков с известными, работоспособными при малых скоростях ротора. При этом установлено, что все разработанные блоки работоспособны в диапазоне скоростей ротора от нулевой до номинальной, достаточно точно воспроизводят инжектированную составляющую и отличаются алгоритмической простотой. В результате сравнения выделено два блока - модифицированный наблюдатель (1.12), (2.29), (2.30) и наблюдатель (2.25, 2.26, 2.28). Однако, следует отметить, что наблюдатель отличается более качественным воспроизведением фактического значения потокосцепления в период намагничивания и дает лучший результат сравниваемых блоков при работе на нулевой скорости.

5. Модифицирован блок оценки синхронной скорости путем учета инжектируемой составляющей в вычислении реактивной мощности. Его особенностью, является то, что, во-первых, оценка скорости не требует дополнительной информации об переменных активных сопротивлениях ротора и статора, а во-вторых, угловая скорость определяется проекциями векторов тока и напряжения в статорном базисе, в котором эти переменные измеряются.

Недостатком блока является обеспечение надлежащей точности только на малой и средней скоростях.

6. Разработан блок оценки синхронной скорости путем сопряжения весовым коэффициентом двух блоков, основанных на использовании реактивной мощности и напряжений, что позволило достичь более точной оценки, по сравнению с существующими решениями, в диапазоне изменения угловой скорости ротора от нулевой до номинальной. Даны рекомендации по назначению границ весового коэффициента.

7. Разработан адаптивный наблюдатель для оценки угловой скорости и постоянной времени ротора, отличающийся алгоритмической простотой (объем вычислений уменьшен на 56% по сравнению с прототипом). Применением прямого метода Ляпунова удалось получить быстродействие наблюдателя не зависящее от угловой скорости ротора АД. Время идентификации T_r не превышает 10 с, что в 60 раз меньше, чем у прототипа. В установившемся режиме ошибка оценки постоянной времени ротора не превышает 5%. Диапазон работоспособности блока составляет не менее 150:1. Достаточно высокая точность оценки активного сопротивления ротора позволяют оценить температуру ротора и использовать ее для контроля теплового состояния АД.

3 РАЗРАБОТКА БЛОКОВ ФИЛЬТРАЦИИ ОДНОФАЗНЫХ И МНОГОФАЗНЫХ НЕОПРЕДЕЛЕННЫХ СИГНАЛОВ

Для питания АД в настоящее время используются инверторы напряжения с ШИМ. Выходные напряжения ПЧ с ШИМ представляют собой последовательность прямоугольных импульсов малой длительности (см. рисунок 1.3). Для выделения главных гармоник выходного напряжения, используемых в управлении, необходимо применение блоков фильтрации. В данном разделе будут рассмотрены блоки, направленные на устранение постоянной составляющей из измеряемых сигналов, и программную коррекцию для компенсации искажений, вносимых фильтрами силовой части АЭП.

3.1 Разработка упреждающего компенсатора искажений статорного напряжения АД, вносимых силовыми фильтрами

На выходе ПЧ с ШИМ в некоторых случаях устанавливают ПСФ, при этом улучшается гармонический состав тока и напряжения, уменьшается акустический шум, предотвращается эффект старения изоляции. Но, наряду с перечисленными положительными эффектами, пассивные фильтры искажают главные гармоники выходных напряжений и токов, что приводит к ухудшению динамики электропривода. Для восстановления динамики привода можно построить алгоритмически простой упреждающий компенсатор (УК) введением перекрестных связей.

На рисунке 3.1 представлена функциональная схема автономного инвертора с силовым фильтром, где СУ – система управления автономным инвертором с ШИМ (АИН с ШИМ); ПСФ – пассивный силовой LC-фильтр; АД – двигатель переменного тока; $u_{\alpha p}, u_{\beta p}$ – управляющие (программные) сигналы системы управления АИН, $u_{\alpha k}, u_{\beta k}$ – программные сигналы с учетом компенсации, u_{Ak}, u_{Bk}, u_{Ck} – фазовые управляющие сигналы.

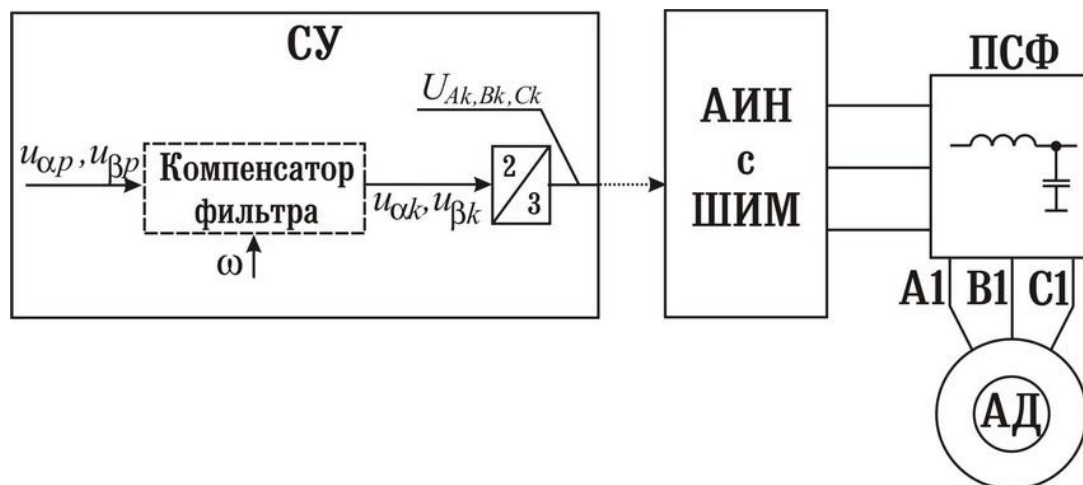


Рисунок 3.1 - Функциональная схема цепи компенсации искажений, вносимых ПСФ.

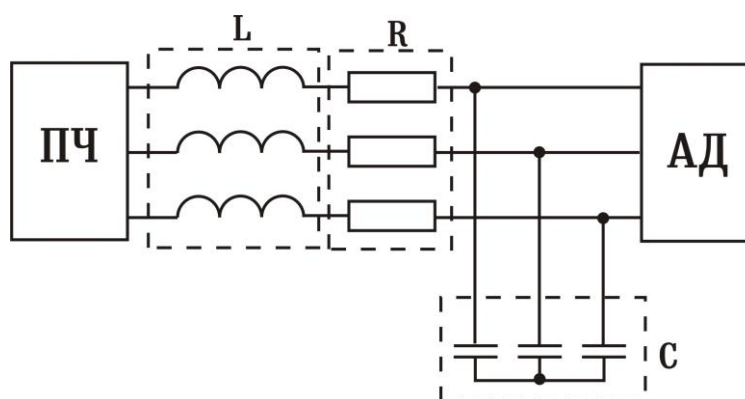


Рисунок 3.2 - Функциональная схема пассивного силового фильтра.

На рисунке 3.2 показана функциональная схема подключения ПСФ в электроприводе, где R – активное сопротивление дросселя, или при необходимости, специально введенное в состав фильтра для получения необходимой фильтрации выходного напряжения ПЧ, L , C – индуктивность и емкость фильтра соответственно. Такая же схема рассматривается в работе [37] для учета влияния пассивного фильтра.

Параметры ПСФ выбираются из условия устранения на их выходах высокочастотных помех, обусловленных ШИМ. Поэтому они являются известными, и, с учетом параметров нагрузки, можно считать известными искажения напряжения на выходах ПСФ. Задача состоит в упреждающем

изменении программных сигналов по амплитуде и фазе таким образом, чтобы они компенсировали искажения, вносимые ПСФ. Следовательно, коэффициент передачи системы УК – ПСФ будет равен 1. Такая возможность имеется за счет введения перекрестных связей между фазами многофазных сигналов. Это удобнее делать с двухфазными сигналами.

Синтез упреждающего компенсатора фильтра. Программный двухфазный сигнал имеет вид

$$u_{\alpha p} = |u| \cos \omega t, \quad u_{\beta p} = |u| \sin \omega t, \quad |u| = \sqrt{u_{\alpha p}^2 + u_{\beta p}^2}, \quad (3.1)$$

где ω – угловая скорость вектора напряжения u , которая обычно используется в методах управления двигателями переменного тока и считается известной.

После пропускания двухфазного сигнала (3.1) или эквивалентного ему трехфазного сигнала через фильтр, эквивалентный двухфазный сигнал примет вид

$$u_{\alpha f} = A(\omega)|u| \cos(\omega t + \psi(\omega)), \quad u_{\beta f} = A(\omega)|u| \sin(\omega t + \psi(\omega)), \quad (3.2)$$

где $A(\omega)$ и $\psi(\omega)$ – АЧХ и ФЧХ фильтра соответственно.

Упреждающий компенсатор фильтра (УКФ) предназначен для устранения искажений в (3.2), связанных с наличием $A(\omega)$ и $\psi(\omega)$. Для этого УКФ должен иметь следующие частотные характеристики:

$$A_k(\omega) = A^{-1}(\omega), \quad \psi_k(\omega) = -\psi(\omega), \quad (3.3)$$

а его выходные сигналы с учетом (3.1) должны иметь вид

$$\begin{aligned}
u_{\alpha k} &= A^{-1}(\omega) |u| \cos(\omega t - \psi(\omega)) = A^{-1}(\omega) |u| (\cos \omega t \cos \psi(\omega) + \sin \omega t \sin \psi(\omega)) = \\
&= A^{-1}(\omega) (u_{\alpha p} \cos \psi(\omega) + u_{\beta p} \sin \psi(\omega)), \\
u_{\beta k} &= A^{-1}(\omega) |u| \sin(\omega t - \psi(\omega)) = A^{-1}(\omega) (u_{\beta p} \cos \psi(\omega) - u_{\alpha p} \sin \psi(\omega)). \quad (3.4)
\end{aligned}$$

Рассматривая АД по Г-образной схеме замещения [56] (рисунок 3.3), согласно теоретическим основам электротехники его можно представить как переменную RL-нагрузку, параметры которой (R_n, L_n) зависят от параметров, режима работы двигателя, скольжения.

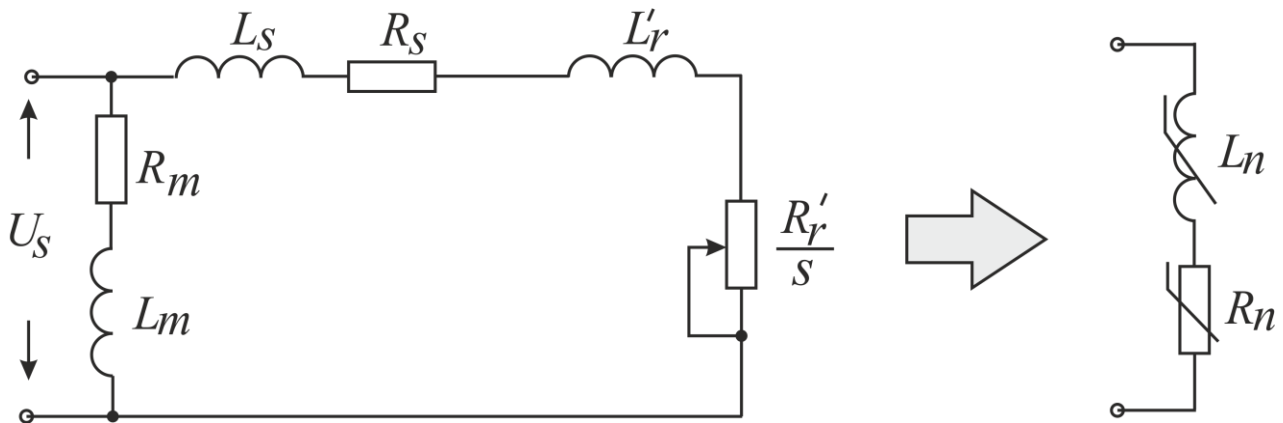


Рисунок 3.3 - Функциональная схема представления АД нелинейной RL-нагрузкой.

Для получения передаточной функции ПСФ рассмотрим одну фазу системы ПЧ-ПСФ-АД, которая показана на рисунке 3.4.

Передаточная функция системы имеет вид

$$W(p) = \frac{U_{AD}}{U_{ПЧ}} = \frac{L_n p + R_n}{LL_n C p^3 + (RL_n + LR_n) C p^2 + (L + L_n + RR_n C) p + (R + R_n)}, \quad (3.5)$$

где U_{AD} – фазное напряжение АД,

$U_{ПЧ}$ – фазное напряжение на выходе ПЧ.

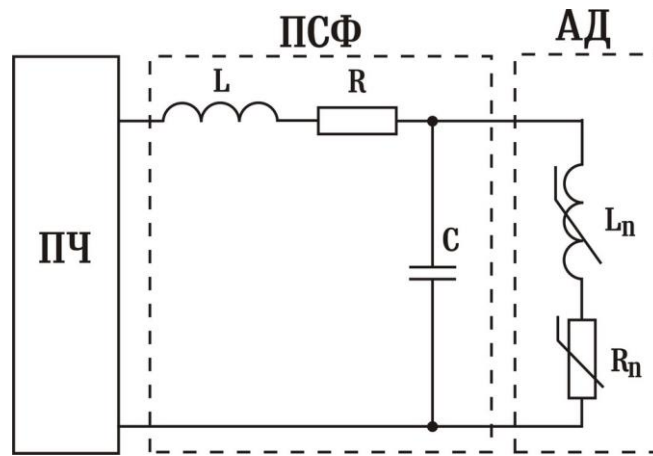


Рисунок 3.4 - Функциональная схема одной фазы системы ПЧ-ПСФ-АД.

Передаточной функции (3.5) будет соответствовать АФЧХ вида

$$W(j\omega) = \frac{[R_n] + j[\omega L_n]}{[R + R_n - \omega^2 C(RL_n + LR_n)] + j[\omega(L + L_n + RR_n C) - \omega^3 LL_n C]} = \frac{[N_1] + j[N_2]}{[D_1] + j[D_2]}, \quad (3.6)$$

где ω – угловая скорость напряжения $U_{ПЧ}$,

N_1, D_1, N_2, D_2 – действительные и мнимые части в числителе и знаменателе соответственно, введенные для упрощения расчета.

АЧХ и ФЧХ передаточной функции (3.1) с учетом введенных обозначений имеют вид

$$A(\omega) = \frac{\sqrt{N_1^2 + N_2^2}}{\sqrt{D_1^2 + D_2^2}}, \quad (3.7)$$

$$\psi(\omega) = \arctg\left(\frac{N_2}{N_1}\right) - \arctg\left(\frac{D_2}{D_1}\right). \quad (3.8)$$

Воспользовавшись выражением $\tg(\alpha - \beta) = \frac{\tg\alpha - \tg\beta}{1 + \tg\alpha \cdot \tg\beta}$ для (3.8), найдем

$$\operatorname{tg} \psi(\omega) = \frac{N_2 D_1 - N_1 D_2}{N_1 D_1 + N_2 D_2}. \quad (3.9)$$

Используя тригонометрические преобразования

$$\sin \psi(\omega) = \frac{\operatorname{tg} \psi(\omega)}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \psi(\omega)}}, \quad \cos \psi(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \psi(\omega)}} \quad (3.10)$$

и выражение

$$\sqrt{D_1^2 + D_2^2} = \frac{\sqrt{N_1^2 + N_2^2}}{A(\omega)}, \quad (3.11)$$

полученное из (3.7), найдем

$$\sin \psi(\omega) = A(\omega) \frac{N_2 D_1 - N_1 D_2}{N_1^2 + N_2^2}, \quad (3.12)$$

$$\cos \psi(\omega) = A(\omega) \frac{N_1 D_1 + N_2 D_2}{N_1^2 + N_2^2}. \quad (3.13)$$

Подставив значения N_1, D_1, N_2, D_2 в (3.12), (3.13) и упростив, получим

$$\sin \psi(\omega) = A(\omega) \omega \left(\frac{L_n R - R_n L}{R_n^2 + (\omega L_n)^2} - RC \right), \quad (3.14)$$

$$\cos \psi(\omega) = A(\omega) \left(1 - \omega^2 LC + \frac{R_n R + \omega^2 L_n L}{R_n^2 + (\omega L_n)^2} \right). \quad (3.15)$$

Подставляя (3.14), (3.15) в (3.3), получим уравнения работы упреждающего компенсатора фильтра.

$$\begin{aligned}
u_{\alpha k} &= u_{\alpha p} \left(1 - \omega^2 LC + \frac{R_n R + \omega^2 L_n L}{R_n^2 + (\omega L_n)^2} \right) + u_{\beta p} \omega \left(\frac{L_n R - R_n L}{R_n^2 + (\omega L_n)^2} - RC \right), \\
u_{\beta k} &= u_{\beta p} \left(1 - \omega^2 LC + \frac{R_n R + \omega^2 L_n L}{R_n^2 + (\omega L_n)^2} \right) - u_{\alpha p} \omega \left(\frac{L_n R - R_n L}{R_n^2 + (\omega L_n)^2} - RC \right). \quad (3.16)
\end{aligned}$$

Учитывая соотношения параметров АД и ПСФ, слагаемыми включающими параметры АД можно пренебречь. Тогда уравнения УК получим в виде

$$\begin{aligned}
u_{\alpha k} &= u_{\alpha p} (1 - LC\omega^2) - u_{\beta p} (RC\omega), \\
u_{\beta k} &= u_{\beta p} (1 - LC\omega^2) + u_{\alpha p} (RC\omega). \quad (3.17)
\end{aligned}$$

Моделировалась система (рисунок 3.5), состоящая из следующих последовательно соединенных звеньев: источник сигнала с переменной частотой, УКФ, преобразователь координат $(\alpha, \beta)/(A, B, C)$, блок формирования ШИМ-сигналов, LC-фильтров и нагрузки – АД. Напряжения u_α, u_β – являются желаемыми сигналами, с которыми будем сравнивать выходные сигналы фильтра u'_α, u'_β .

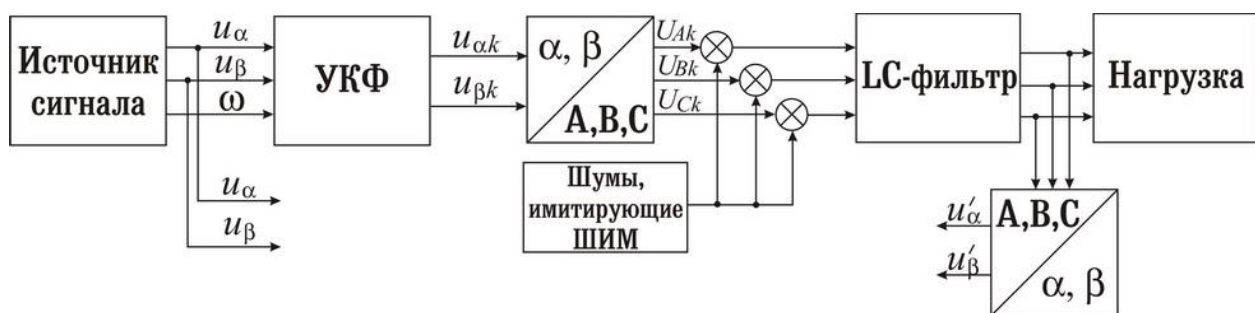
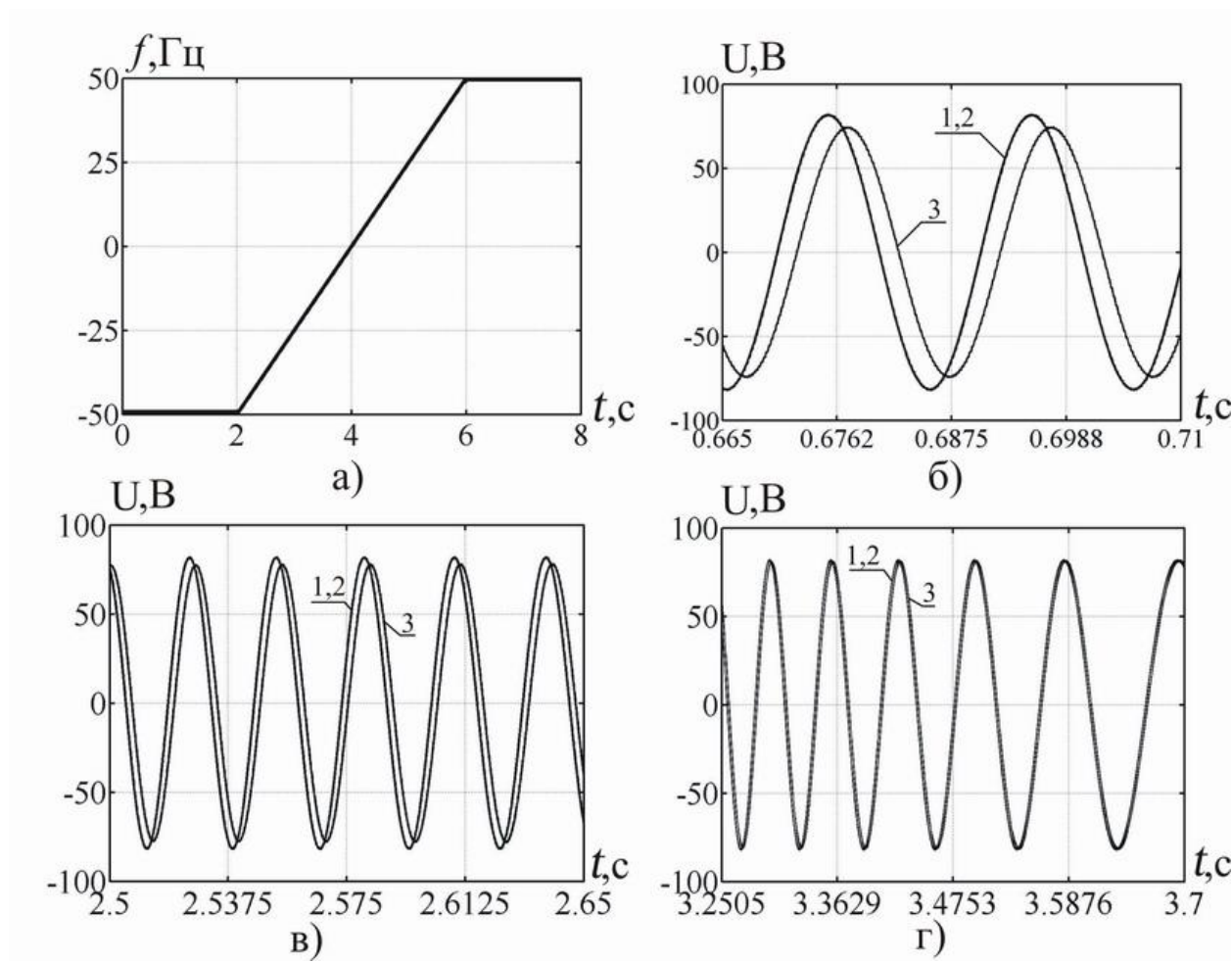


Рисунок 3.5 - Структурная схема моделирования работы упреждающего компенсатора фильтра.

Источник генерировал периодический двухфазный сигнал амплитудой 100 В и переменной частотой, указанной на рисунке 3.6, а.



а – частота изменения сигнала источника;

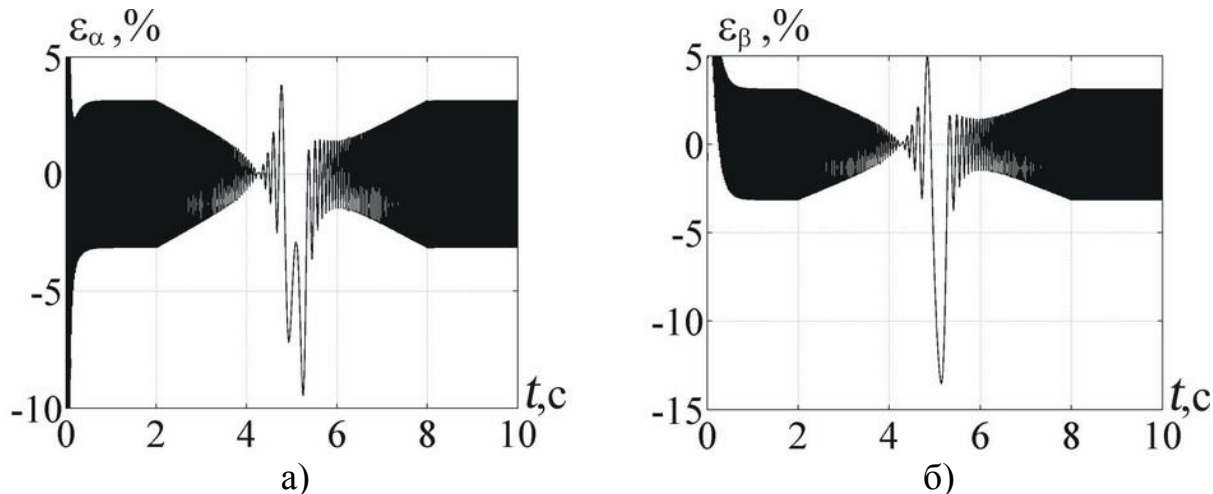
б, в, г – желаемый (1), скорректированный сигнал на выходе LC-фильтра (2) и отфильтрованный без коррекции (3) сигналы фазы А на разных частотах.

Рисунок 3.6 - Результаты моделирования УКФ.

Моделирование проводилось со следующими параметрами фильтра: $R=0.01$ Ом; $C=40$ мкФ; $L=0.01$ Гн. Исходя из соотношений для преобразования $\alpha, \beta \rightarrow A, B, C$ [108], амплитуда соответствующего ему трехфазного сигнала равна 81,6 В. Перед LC-фильтрами в блоке формирования ШИМ-сигналов на сигнал накладывались шумы, имитирующие ШИМ, амплитудой в 2 раза большей амплитуды полезного сигнала и частотой 4 кГц. Дискретность алгоритма УК составляла 100 мкс. На рисунке 3.6 б, в, г, соответствующих высоким, средним и низким частотам, показаны желаемый сигнал фазы А U_A - кривая 1,

скомпенсированный отфильтрованный U_{A1} - кривая 2 и отфильтрованный без компенсации – кривая 3.

На рисунке 3.7 показано рассогласование между желаемыми и выходными сигналами по каналам α и β .



а, б – ошибки по каналам α и β , соответственно.

Рисунок 3.7 - Результаты моделирования УКФ.

Как видно из рисунков 3.6, 3.7 компенсационный фильтр работоспособен во всем диапазоне частот ± 50 Гц, при этом имеет ошибку амплитуды 3%, обусловленную шумами, имитирующими ШИМ. Компенсационный фильтр снижает амплитуду шумов, при этом практически отсутствуют искажения главной гармоники по амплитуде и фазе. По сравнению с прототипом [37], имеющим систему дифференциальных уравнений 5-го порядка и два регулятора, разработанный блок отличается алгоритмической простотой.

Моделирование показало, что отсутствие упреждающего компенсатора в схеме с LC-фильтром приводит к неустойчивости системы в целом. Это объясняется большими фазовыми сдвигами напряжения, см. выражение (3.7), которые привносит силовой фильтр. При низких скоростях фазовый сдвиг напряжения меньше (рисунок 3.6 г), система устойчива, но имеет худшие показатели регулирования. Применение компенсатора позволяет восстановить показатели качества во всем диапазоне регулирования.

Таким образом, синтезирован упреждающий компенсатор фильтра для коррекции в реальном времени задающего сигнала ШИМ. С помощью компенсатора можно получить на выходе пассивного LC-фильтра желаемый отфильтрованный сигнал без искажений главной гармоники по фазе и амплитуде. При синтезе компенсатора не учитывалась электрическая цепь АД, однако, как показали результаты моделирования, компенсатор устраняет искажения в диапазоне частот сигнала от 0 до 50 Гц. По отношению к прототипу [37] отличается алгоритмической простотой. Система компенсации входит в состав основной программы управления ПЧ и не требует дополнительных затрат. Предложенный блок компенсации искажений, обусловленных пассивным фильтром, применим для управления всеми типами двигателей, питаемых от АИН с ШИМ.

3.2 Разработка блоков оценки главных гармоник и постоянных составляющих двухфазных сигналов в реальном времени

Пусть трехфазные выходные сигналы ПЧ с ШИМ, приведенные к эквивалентным двум фазам, имеют вид [34]

$$x_{1m} = x_1 + \mathcal{G}_1, \quad x_{2m} = x_2 + \mathcal{G}_2, \quad (3.18)$$

где

$$\mathcal{G}_1 = x_{01} + \gamma_1, \quad \mathcal{G}_2 = x_{02} + \gamma_2. \quad (3.19)$$

В (3.18) и (3.19) x_1, x_2 - гармонические составляющие входных сигналов x_{1m}, x_{2m} , т.е. $x_1 = X \cos \omega t$, $x_2 = X \sin \omega t$ (ω - угловая частота выходного сигнала); \mathcal{G}_1 и \mathcal{G}_2 - погрешности сигналов, состоящие из постоянных

составляющих x_{01}, x_{02} и высокочастотных шумов γ_1, γ_2 . Тогда для x_1, x_2 можно записать

$$\dot{x}_1 = -\omega x_2, \quad \dot{x}_2 = \omega x_1, \quad (3.20)$$

или

$$x_1 = \omega^{-1} \dot{x}_2, \quad x_2 = -\omega^{-1} \dot{x}_1. \quad (3.21)$$

Очевидно, что формулы (3.21) фактически являются формулами интегрирования.

Задача состоит в устранении влияния шумов γ_1, γ_2 путем фильтрации, оценке x_{01}, x_{02} с последующей компенсацией их влияния с целью получения оценок x_1, x_2 .

Для фильтрации высокочастотных помех пропустим сигналы x_{1m}, x_{2m} через идентичные фильтры низких частот с передаточной функцией

$$W_f(p) = \frac{k_f}{T^2 p^2 + 2dT p + 1}; \quad k_f, T > 0, \quad (3.22)$$

где p – оператор Лапласа.

На выходе фильтров образуются сигналы x_1^*, x_2^* . Для устранения влияния постоянных ошибок x_{01}, x_{02} сигналы x_1^*, x_2^* следует продифференцировать, в результате чего получим

$$\dot{x}_1^* = x_1', \quad \dot{x}_2^* = x_2'. \quad (3.23)$$

Если равенства (3.23) проинтегрировать, например, с помощью формул, аналогичных формулам (3.21), то получатся переменные ${}_*x_1^*$, ${}_*x_2^*$, равные x_1^* , x_2^* за вычетом влияния x_{01} , x_{02} . Тогда можно записать

$$k_f x_{01} = x_1^* - {}_*x_1^*, \quad k_f x_{02} = x_2^* - {}_*x_2^*. \quad (3.24)$$

Сигналы x'_1 , x'_2 , \hat{x}_1^* , \hat{x}_2^* и ${}_*x_1^*$, ${}_*x_2^*$ подчиняются уравнениям, аналогичным уравнениям (3.20). Поэтому можно записать

$$\omega = (x'_1 \dot{x}'_2 - x'_2 \dot{x}'_1) |x'|^{-2}, \quad (3.25)$$

$$\omega = (\hat{x}_1^* \dot{\hat{x}}_2^* - \hat{x}_2^* \dot{\hat{x}}_1^*) |\hat{x}^*|^{-2}, \quad (3.26)$$

$${}_*x_1^* = \omega^{-1} x'_2, \quad {}_*x_2^* = -\omega^{-1} x'_1, \quad (3.27)$$

$$\text{где } |x'| = \sqrt{x'^2_1 + x'^2_2}, \quad |\hat{x}^*| = \sqrt{\hat{x}^{*2}_1 + \hat{x}^{*2}_2}.$$

Вследствие того, что $\dot{\hat{x}}_1^* = x'_1$, $\dot{\hat{x}}_2^* = x'_2$, выражению (3.27) придается вид

$$\omega = (\hat{x}_1^* x'_2 - \hat{x}_2^* x'_1) |\hat{x}^*|^{-2}. \quad (3.28)$$

Поскольку выражения (3.28) имеют особенности при $\omega = 0$, то можно ожидать, что разрабатываемая методика будет неработоспособной в окрестности скорости $\omega = 0$. Учитывая то, что смещения x_{01} , x_{02} меняются очень медленно,

в методике расчета надо предусмотреть сохранение ранее полученных при высоких скоростях ротора оценок для работы в окрестности нулевой скорости.

На основании проведенных выше рассуждений на рисунке 3.8 представлена функциональная схема блока оценки постоянных смещений, содержащихся в сигналах x_{1m} , x_{2m} .

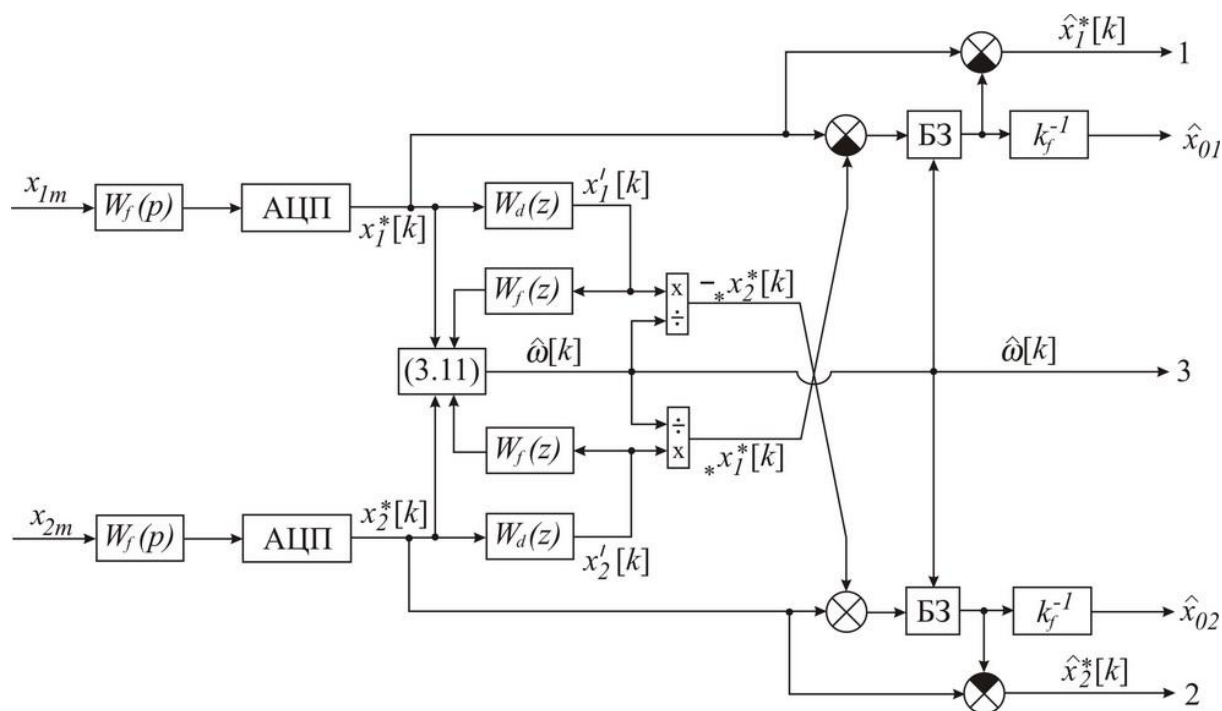


Рисунок 3.8 - Функциональная схема метода оценки постоянных смещений.

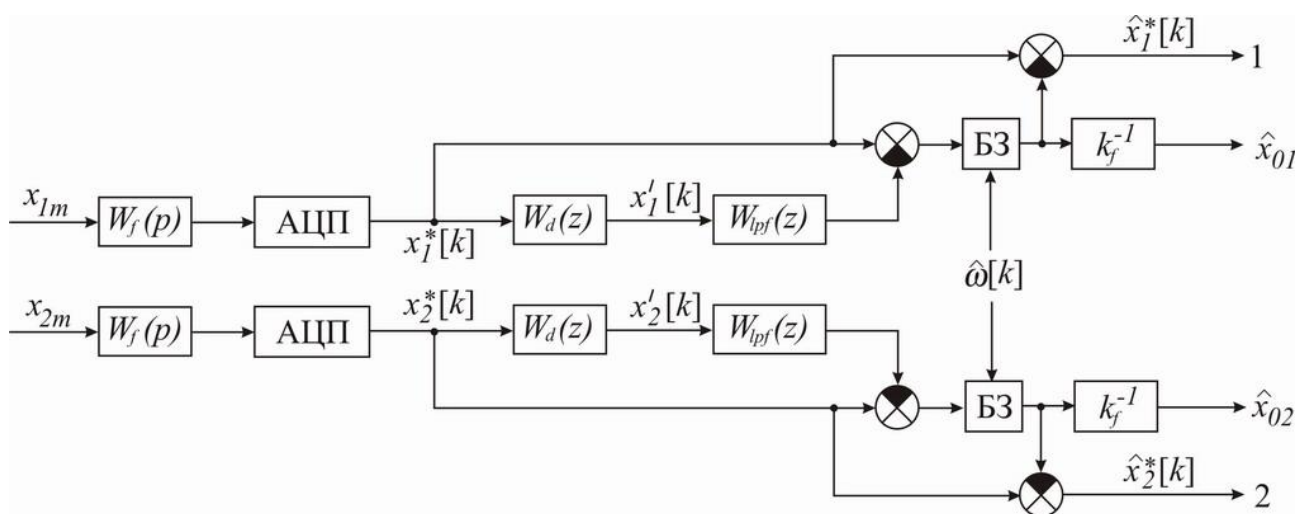


Рисунок 3.9 - Функциональная схема блока оценки постоянных смещений.

На рисунке 3.9 помимо введенных выше приняты обозначения: АЦП – аналого-цифровой преобразователь; $W_d(z)$ – передаточная функция звена дискретного дифференцирования; $W_f(z)$ – дискретная реализация звена $W_f(p)$; БЗ – блоки запоминания, предназначенные для сохранения значений оценок смещений на время работы в окрестности скорости $\omega = 0$. Фрагмент схемы левее АЦП аналоговый, правее – дискретный, реализуемый в цифровом процессоре.

Блок запоминания описывается выражениями

$$\hat{x}_0 = \begin{cases} \hat{x}_0^*, & |\hat{\omega}| > \omega^*, \\ x_0^{БЗ} = \hat{x}_0^*, & |\hat{\omega}| = \omega^*, \\ x_0^{БЗ}, & |\hat{\omega}| < \omega^*, \end{cases} \quad (3.29)$$

где \hat{x}_0 – выходная переменная блока запоминания,

\hat{x}_0^* – оценка постоянной составляющей,

$\hat{\omega}$ – угловая частота выходного сигнала,

ω^* – пороговое значение угловой частоты, ниже которого $\hat{x}_0 = const$,

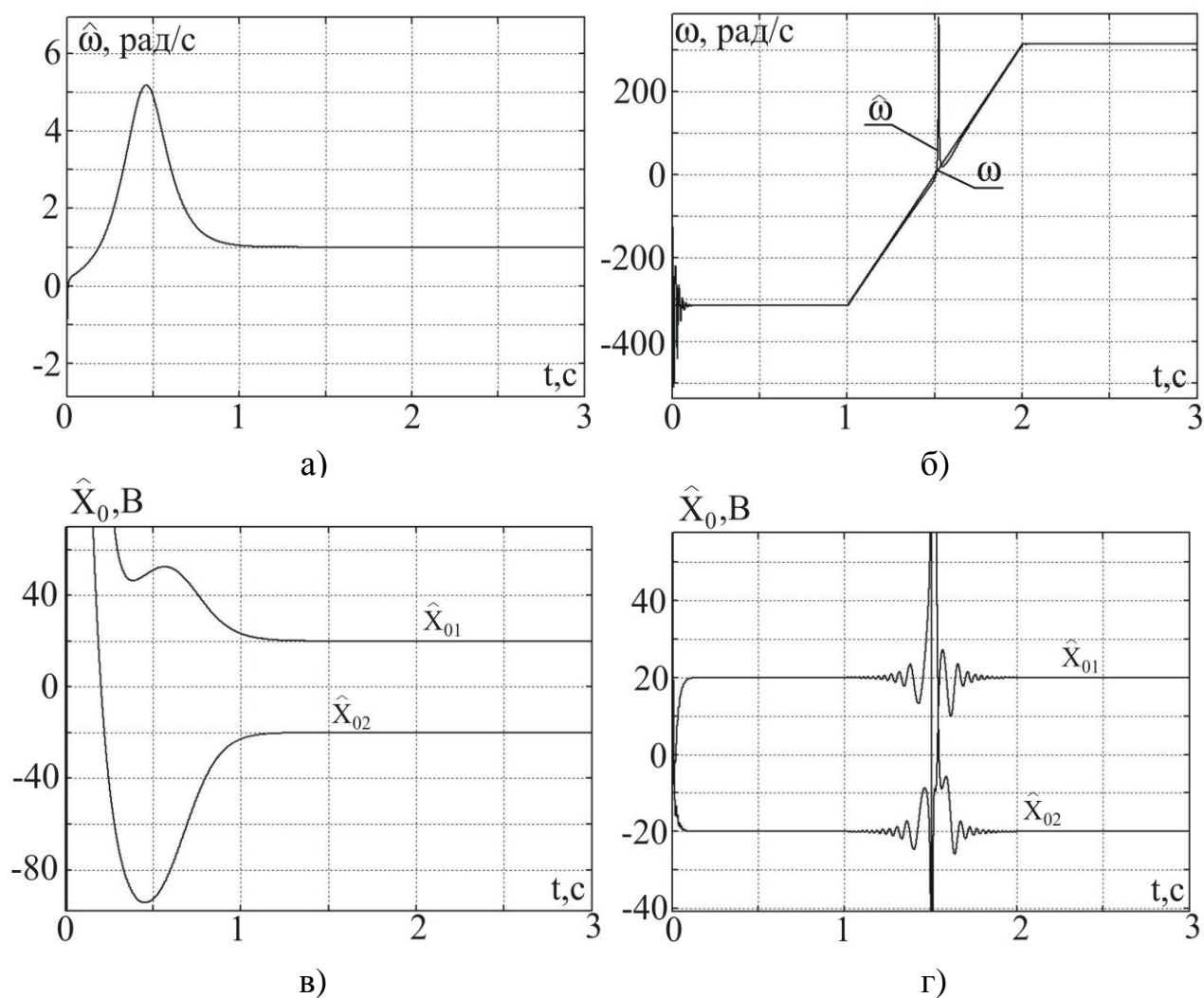
$x_0^{БЗ}$ – запомненное значение оценки постоянной составляющей.

Более простая схема оценки смещений представлена на рисунке 3.9, где, помимо введенных выше обозначений, для рисунка 3.8 введено обозначение $W_{lpf}(z)$ дискретного фильтра низких частот с передаточной функцией, соответствующей непрерывной передаточной функции

$$W_{lpf}(p) = T_{lpf}(T_{lpf}p + 1)^{-1}.$$

Указанный фильтр при достаточно высоких частотах выполняет роль интегратора. В этом случае скорость можно определить по формуле (3.28).

Результаты моделирования. В работе [97] исследован один канал схемы представленной на рисунке 3.9. Исходя из этого для моделирования выберем систему, схема которой изображена на рисунке 3.8. Амплитуды главных гармоник и шумов принимались равными 100 и 1000 соответственно. На рисунке 3.10 представлены графики оценок скорости (частоты главных гармоник), равной 1с^{-1} , (рисунок 3.10, а) и смещений ± 20 (рисунок 3.10, в). На рисунке 3.10 б, г дано сравнение истинных значений скорости и смещений (± 20) с их оценками.



а – оценка угловой скорости главной гармоники;

б - оценка угловой скорости главной гармоники и ее истинное значение;

в, г – оценка постоянных смещений, равных ± 20 В.

Рисунок 3.10 – Результаты моделирования.

Таким образом, разработаны блоки оценки в реальном времени главных гармоник и постоянных составляющих двухфазных сигналов, их частоты, по зашумленным нестационарным сигналам с различными постоянными составляющими в каждой фазе. Оценки главных гармоник входных сигналов (выходы 1, 2) и их угловой частоты (выход 3) разработанных фильтров (рисунки 3.8, 3.9) можно подавать на соответствующие точки аналого-цифровых адаптивных фильтров (рисунок 4.20) после АЦП, то есть на блок программной коррекции.

Численное моделирование подтвердило работоспособность разработанных блоков оценки в диапазоне частот сигнала от 50 Гц и ниже, исключая окрестность частоты 0 Гц, при наличии постоянных составляющих. Введение блока запоминания (3.29) позволяет расширить диапазон частот до 0 Гц включительно.

3.3 Разработка блоков оценки постоянной составляющей однофазного сигнала

При использовании инжекции, некоторые переменные (например, синхронная скорость, скорость ротора) могут содержать паразитную переменную составляющую частоты инжектированного сигнала. Для ее устранения, разработаны блоки выделения медленноменяющихся составляющих из однофазных сигналов.

Сигнал имеет постоянную x_0 и гармоническую x_1 составляющие [97]

$$y = x_0 + x_1, \quad (3.30)$$

где $x_1 = X \cos \omega t$,

ω - угловая скорость сигнала.

Введем в рассмотрение дополнительную переменную $x_2 = X \sin \omega t$. Тогда правую часть уравнения (3.30) можно описать следующей системой уравнений:

$$\dot{x}_0 = 0, \quad (3.31)$$

$$\dot{x}_1 = -\omega x_2, \quad \dot{x}_2 = \omega x_1. \quad (3.32)$$

Покажем, что система (3.31), (3.32) с измерением (3.30) является полностью наблюдаемой. При $y \equiv 0$ система (3.30)–(3.32) принимает вид

$$0 \equiv -\omega x_2, \quad \dot{x}_2 \equiv \omega x_1,$$

откуда следует, что при $|\omega| > 0$ $x_1 \equiv x_2 \equiv 0$, а из (3.30) тогда следует $x_0 \equiv 0$. Это свидетельствует [60, теорема 1.3.1] о полной наблюдаемости системы (3.30)–(3.33). Следовательно, для этой системы можно построить наблюдатель для оценки переменных x_0, x_1, x_2 .

Синтез наблюдателя 1. Наблюдатель для оценки переменных x_0, x_1, x_2 имеет вид

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L(C\hat{x} - y), \quad (3.33)$$

$$\text{где } \hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{x}_0 \\ \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega \\ 0 & \omega & 0 \end{bmatrix}, \quad C = [1 \quad 1 \quad 0], \quad L = \begin{bmatrix} l_0 \\ l_1 \\ l_2 \end{bmatrix}, \quad (3.34)$$

l_0, l_1, l_2 - коэффициенты передачи наблюдателя, индексом «^» обозначены оценки вектора $x = [x_0 \quad x_1 \quad x_2]^T$, который описывается уравнениями

$$\dot{x} = Ax, \quad (3.35)$$

$$y = Cx. \quad (3.36)$$

Вычитая из (3.33) (3.35) с учетом (3.36), получим уравнение ошибок наблюдателя $\tilde{x} = \hat{x} - x$

$$\dot{\tilde{x}} = (A + LC)\tilde{x}. \quad (3.37)$$

Уравнение (3.37) имеет характеристическое уравнение

$$p^3 - (l_0 + l_1)p^2 + \omega(\omega + l_2)p - \omega^2 l_0 = 0. \quad (3.38)$$

В качестве стандартного характеристического уравнения примем уравнение

$$p^3 + a_1 \Omega p^2 + a_2 \Omega^2 p + \Omega^3 = 0, \quad (3.39)$$

где Ω - частота, характеризующая быстродействие наблюдателя.

В случае биномиального распределения корней

$$a_1 = a_2 = 3. \quad (3.40)$$

В случае распределения корней по Баттерворту

$$a_1 = a_2 = 2. \quad (3.41)$$

Приравнивая коэффициенты при одинаковых степенях p в уравнениях (3.38) и (3.39), найдем

$$l_0 = -\frac{\Omega^3}{\omega^2}, \quad l_1 = \frac{\Omega^3}{\omega^2} - a_1 \Omega, \quad l_2 = \frac{a_2 \Omega^2}{\omega} - \omega. \quad (3.42)$$

Уравнение наблюдателя (3.34) в дискретном виде будет выглядеть так:

$$\begin{aligned}
x_0[k] &= (x_0[k-1] + l_0 T_0 (x_1[k] - y[k])) / (1 - l_0 T_0), \\
x_1[k] &= (x_1[k-1] - T_0 \omega[k] x_2[k] + l_1 T_0 (x_0[k] - y[k])) / (1 - l_1 T_0), \\
x_2[k] &= x_2[k-1] + T_0 \omega[k] x_1[k] + l_2 T_0 (x_0[k] + x_1[k] - y[k]). \quad (3.43)
\end{aligned}$$

Синтез наблюдателя 2. Для уменьшения порядка наблюдателя подставим x_1 из (3.30) в (3.32). С учетом (3.31) получим

$$\dot{y} = -\omega x_2, \quad (3.44)$$

$$\dot{x}_2 = \omega(y - x_0), \quad (3.45)$$

$$\dot{x}_0 = 0. \quad (3.46)$$

Уравнение (3.44) можно рассматривать как измерение z переменной x_2 для системы (3.45), (3.46), то есть

$$z = -\omega x_2, \quad (3.47)$$

$$z := \dot{y}. \quad (3.48)$$

Систему (3.45)–(3.47) можно представить в виде

$$\dot{q} = A_q q + B_q y, \quad z = C_q q, \quad (3.49), (3.50)$$

$$\text{где } q = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad A_q = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\omega & 0 \end{bmatrix}, \quad B_q = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \end{bmatrix}, \quad C_q = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \end{bmatrix}. \quad (3.51)$$

Для системы (3.49), (3.50) построим наблюдатель в виде

$$\dot{\hat{q}} = A_q \hat{q} + B_q y + L_q (C_q \hat{q} - z), \quad (3.52)$$

где $L_q = [l_{q1} \quad l_{q2}]^T$ - матрица коэффициентов передачи наблюдателя.

Подстановка z из (3.47) в (3.48) и вычитание из полученного уравнения (3.52), дают уравнение ошибок наблюдателя

$$\dot{\tilde{q}} = (A_q + L_q C_q) \tilde{q}. \quad (3.53)$$

Уравнению (3.53) соответствует характеристическое уравнение

$$p^2 + \omega l_{q2} p - \omega^2 l_{q1} = 0. \quad (3.54)$$

В качестве стандартного уравнения примем уравнение

$$p^2 + a_{q1} \Omega_q p + a_{q2} \Omega_q^2 = 0, \quad (3.55)$$

где Ω_q - частота, характеризующая быстродействие наблюдателя.

Приравнявая коэффициенты при равных степенях p в уравнениях (3.54) и (3.55), найдем

$$l_{q1} = -a_{q2} \frac{\Omega_q^2}{\omega^2}, \quad l_{q2} = a_{q1} \frac{\Omega_q}{\omega}. \quad (3.56)$$

Для моделирования наблюдателя подставим z из (3.47) в (3.48). Тогда

$$\dot{\hat{q}} = A_q \hat{q} + B_q y + L_q (C_q \hat{q} - \dot{y}). \quad (3.57)$$

С целью исключения необходимости в дифференцировании выходного сигнала y , примем обозначение

$$\hat{q} + L_q y = r \quad \Rightarrow \quad \hat{q} = r - L_q y. \quad (3.58)$$

С учетом обозначения (3.58) уравнение (3.57) принимает вид

$$\dot{r} = (A_q + L_q C_q) r + [B_q - (A_q + L_q C_q) L_q] y. \quad (3.59)$$

Уравнение (3.59) в скалярном виде выглядит так:

$$\dot{r}_1 = \omega l_{q1} (-r_2 + l_{q2} y), \quad (3.60)$$

$$\dot{r}_2 = \omega [-r_1 - l_{q2} r_2 + (1 + l_{q1} + l_{q2}^2) y]. \quad (3.61)$$

Характеристическое уравнение системы (3.60), (3.61) имеет вид (3.54). При $l_{q2} = 2 \operatorname{sign} \omega$, $l_{q1} = -1$ уравнение (3.54) принимает вид

$$D(p) = (p + |\omega|)^2 = 0. \quad (3.62)$$

Система (3.60), (3.61) в дискретном виде выглядит так:

$$\begin{aligned} r_1[k] &= r_1[k-1] + \omega[k] T_0 l_{q1} (l_{q2} y[k] - r_2[k]), \\ r_2[k] &= (r_2[k-1] + \omega[k] T_0 ((1 + l_{q1} + l_{q2}^2) y[k] - r_1[k])) / (1 + \omega[k] T_0 l_{q2}), \end{aligned} \quad (3.63)$$

где T_0 - такт счета.

По уравнениям (3.30), (3.63) составлена программа моделирования на ПЭВМ. На рисунке 3.12 представлены результаты моделирования с частотой $\omega = 50 \text{ c}^{-1}$, амплитудой $X = 1$, смещением $x_0 = 0,5$. В соответствии с рисунком

3.12 время оценки составляет 0,14 с. Как видно из (3.62), при заданных l_{q1}, l_{q2} время оценки пропорционально $|\omega|$.

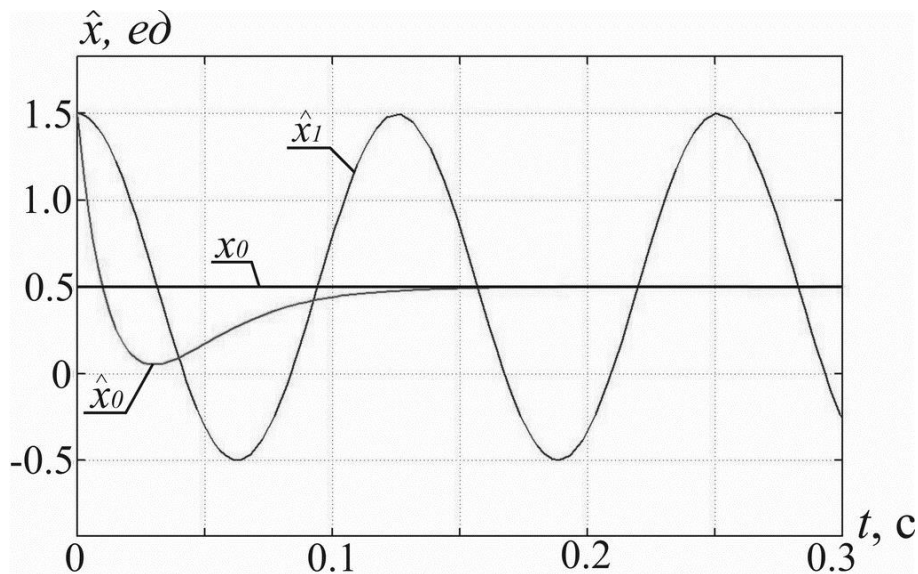


Рисунок 3.12 - Результаты моделирования наблюдателя 2.

Синтез фильтра. Пропустим измерение (3.30) через высокочастотный фильтр, то есть звено с передаточной функцией

$$W_1(p) = \frac{T_1 p}{T_1 p + 1}, \quad (3.64)$$

в результате чего получим оценку полезного сигнала \hat{x}_1

$$\hat{x}_1 = W_1(p)y. \quad (3.65)$$

Числитель функции (3.64) устраняет постоянную составляющую (x_0), а знаменатель позволяет интегрировать сигнал без учета начальных условий. Вычитая (3.65) из (3.30) получим оценку постоянной составляющей

$$\hat{x}_0 = y - \hat{x}_1. \quad (3.66)$$

Заметим, что чем ниже частота сигнала x_1 , тем больше колебательность оценки (3.66), поэтому возникает необходимость фильтровать \hat{x}_0 . В результате будем иметь

$$\hat{x}_{0f} = \frac{1}{T_2 p + 1} \hat{x}_0. \quad (3.67)$$

Для того, чтобы сохранить фазу входного сигнала y неизменной, вычтем (3.67) из (3.30), получим оценку полезного сигнала x_1

$$v = y - \hat{x}_{0f}. \quad (3.68)$$

Блок по (3.64)-(3.68) в дискретном виде будет выглядеть так:

$$\begin{aligned} \hat{x}_1[k] &= T_1(\hat{x}_1[k-1] + y[k] - y[k-1]) / (T_1 + T_0), \\ \hat{x}_0[k] &= y[k] - \hat{x}_1[k], \\ \hat{x}_{0f}[k] &= (T_0 \hat{x}_0[k] + T_2 \hat{x}_{0f}[k-1]) / (T_2 + T_0), \\ v[k] &= y[k] - \hat{x}_{0f}[k]. \end{aligned} \quad (3.69)$$

Было проведено моделирование уравнений (3.30), (3.69) с теми же исходными параметрами, что и для наблюдателя 2. Результаты моделирования представлены на рисунке 3.13.

Сравним предложенные блоки по количеству математических операций, а результаты сравнения приведем в таблице 3.1. Как видно из таблицы 3.1, объем вычислений наблюдателя (3.63) по сравнению с блоком (3.43) меньше примерно в 1,5 раза. Достоинствами разработанного фильтра (3.69) являются его наименьший объем вычислений и то, что не надо знать частоту входного сигнала, а его недостаток – низкое быстродействие по сравнению с наблюдателями.

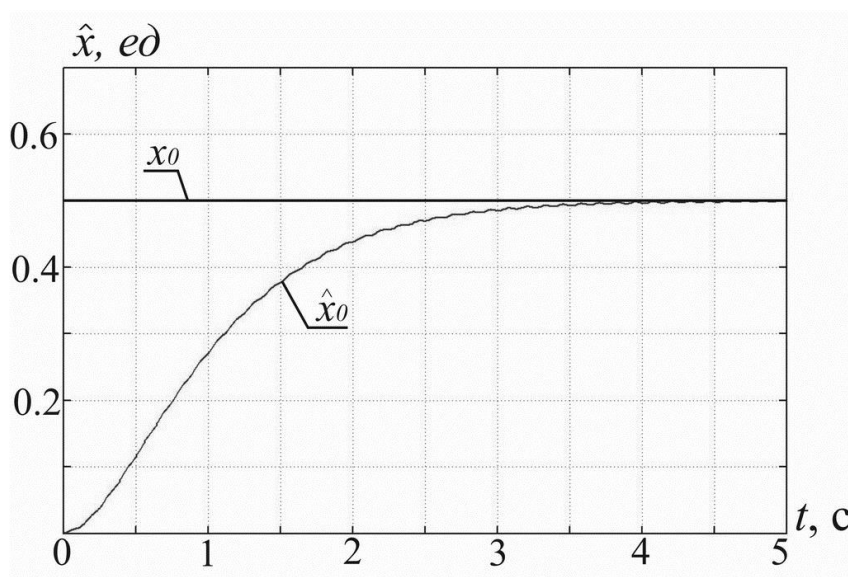


Рисунок 3.13 - Результаты моделирования фильтра.

Таблица 3.1 - Результаты сравнения блоков по количеству математических операций

Блок	Количество операций сложения (вычитания)	Количество операций умножения (деления)
(3.43)	9	9
(3.63)	5	8
(3.69)	5	6

Таким образом, разработаны два наблюдателя и фильтр для оценки постоянной составляющей однофазного сигнала. Проведено сравнение блоков по объему вычислений. Разработанный фильтр позволяет найти постоянную составляющую без использования частоты сигнала. Работоспособность блоков подтверждена численным моделированием. Сравнение результатов, представленных на рисунках 3.12, 3.13 показывает, что наблюдатель 2 имеет большее быстродействие, чем фильтр.

3.4 Выводы из раздела 3

1. Предложен упреждающий компенсатор LC-фильтра для коррекции в реальном времени задающего сигнала ШИМ. Компенсатор отличается

алгоритмической простотой по сравнению с прототипом, имеющим систему дифференциальных уравнений 5-го порядка, включая 2 ПИ-регулятора. Связка упреждающий компенсатор – пассивный фильтр снижает амплитуду шумов, при этом ошибка главной гармоники по амплитуде не превышает 3% и отсутствует искажения по фазе. Разработанный блок работоспособен в диапазоне частот сигнала от 0 до 50 Гц. Предложенный блок компенсации искажений, обусловленных пассивным фильтром, применим как для скалярного, так и для векторного методов управления.

2. Разработаны новые блоки оценки в реальном времени главных гармоник и постоянных составляющих двухфазных сигналов, их частоты по зашумленным нестационарным сигналам с различными постоянными составляющими в каждой фазе. Блоки отличаются алгоритмической простотой, работоспособны в диапазоне частот сигнала от 0 до 50 Гц, что является достаточным для практики диапазоном для задач управления приводом.

3. Предложены два наблюдателя и фильтр для оценки постоянной составляющей однофазного сигнала. Разработанный фильтр позволяет найти постоянную составляющую сигнала без использования частоты сигнала, но обладает меньшим быстродействием, чем наблюдатель. Блоки можно применять для исключения переменной составляющей, вызванной инжекцией, в оценках переменных системы ВУ.

4 МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАЗРАБОТАННЫХ БЛОКОВ

В разделах 2 и 3 разработаны блоки, используемые в ВУ АЭП. В данном разделе исследуется система ВУ (с наличием LC-фильтра на выходе ПЧ и инжекцией в намагничивающую составляющую тока статора), включающая в себя разработанные блоки, и оцениваются ее характеристики.

4.1 Выбор элементов системы векторного управления

Задача состоит в конкретизации в рамках схемы АЭП, показанной на рисунке 2.1 ее заимствованных элементов (блоки белого цвета), исходя из алгоритмической простоты блоков, и диапазона, в котором блок работоспособен.

Две фазы измеряемых токов пропускаются через аналоговые RC-фильтры (блок 1) с передаточной функцией $W(p) = \frac{k}{T \cdot p + 1}$, а две фазы измеряемых напряжений пропускаются через аналоговые фильтры с передаточной функцией $W(p) = \frac{k}{(T \cdot p + 1)^2}$, поскольку требуют более интенсивной фильтрации.

Аналоговые фильтры устраняют шумы, вызванные ШИМ.

Далее сигналы трехфазной системы координат приводятся к двухфазной, посредством выражений [108]

$$\begin{aligned} x_{\alpha f} &= \sqrt{\frac{3}{2}} x_{A f}, \\ x_{\beta f} &= \frac{1}{\sqrt{2}} (x_{A f} + 2 x_{B f}), \end{aligned}$$

где $x_{\alpha f}$, $x_{\beta f}$ – сигналы (напряжение, токи) в статорной системе координат, $x_{A f}$, $x_{B f}$ – сигналы двух фаз трехфазной системы координат.

Оценка постоянных смещений (блок 2). В подразделе 3.2 предложены блоки оценки гармонического сигнала и постоянной составляющей. Воспользуемся блоком, представленном на рисунке 3.8.

Компенсаторы искажений фильтров измеряемых сигналов (блок 3). Установка аналоговых RC-фильтров в каналах измерения приводит к искажению главных гармоник. Компенсаторы фильтров [78] устраняют искажения главных гармоник сигналов. Практические испытания и анализ результатов работы этих фильтров приведены в подразделе 4.7.

Для компенсации искажений измерений токов используются выражения

$$\begin{aligned}\hat{i}_\alpha &= (i_{\alpha f} - \hat{\omega}_0 \cdot T \cdot i_{\beta f})k^{-1}, \\ \hat{i}_\beta &= (i_{\beta f} + \hat{\omega}_0 \cdot T \cdot i_{\alpha f})k^{-1},\end{aligned}\quad (4.1)$$

а для компенсации искажений измерений напряжения применяются выражения

$$\begin{aligned}\hat{u}_\alpha &= (u_{\alpha f} (1 - (\hat{\omega}_0 \cdot T)^2) - u_{\beta f} 2T \cdot \hat{\omega}_0)k^{-1}, \\ \hat{u}_\beta &= (u_{\beta f} (1 - (\hat{\omega}_0 \cdot T)^2) + u_{\alpha f} 2T \cdot \hat{\omega}_0)k^{-1},\end{aligned}\quad (4.2)$$

где \hat{i}, \hat{u} – неискаженные главные гармоники статорных токов и напряжений,

i_f, u_f – пропущенные через аналоговые фильтры измеряемые сигналы (токи и напряжения),

k, T – параметры аналоговых фильтров, через которые пропускаются измеряемые сигналы.

Оценка угловой скорости вектора потокосцепления ротора ω_0 (блок 4). Исходя из проведенного анализа и моделирования в подразделе 2.6, угловую

скорость вектора потокосцепления рационально определять выражениями (1.38), (2.68), (2.73), (2.74).

Наблюдатель потокосцепления ротора (блок 5). Как показали исследования, проведенные в подразделе 2.4, работоспособностью, простотой и удовлетворительным воспроизведением инжестированной составляющей отличаются два блока оценки потокосцепления: это модифицированный блок Ohtani ((1.12), (2.29), (2.30)) и наблюдатель ((2.26), (2.28), (2.25)). Поскольку второй блок отличается прекрасным воспроизведением фактического значения потокосцепления в период намагничивания, то предпочтение отдается последнему.

Оценка активного сопротивления цепи статора R_s (блок 6). В публикации [45] оцениваются ω и R_s . В работах [12, 24, 41] оцениваются ω , R_s и R_r . Во всех упомянутых блоках оценки, наряду с перечисленными параметрами, оцениваются необходимые для управления векторы потокосцепления ротора или статора. Рассмотренные в работах [12, 24, 25, 27, 41, 45] блоки оценки, в особенности те, которые оценивают ω , R_s и R_r , сложны. В частности, блоки оценки работ [27, 41], где оцениваются $(i_\alpha, i_\beta, \psi_\alpha, \psi_\beta, \omega, R_s, R_r)$ с помощью адаптивного наблюдателя, – седьмого порядка. Наблюдатель первого порядка для оценки R_s работы [85] отличается алгоритмической простотой, так как оценивает только активное сопротивление цепи статора, поэтому является предпочтительным для системы ВУ. Данный блок оценки активного сопротивления цепи статора \hat{R}_s описывается выражениями [85]

$$\hat{R}_s = R_{s0} + \hat{R}_{s\delta}, \quad (4.3)$$

$$\dot{\hat{R}}_{s\delta} = l_s \left(|i|^2 \hat{R}_{s\delta} - y_s \right), \quad (4.4)$$

$$y_s := i^T u - R_{s0} |i|^2 - \frac{1}{2} \sigma L_s \frac{d}{dt} |i|^2 - \hat{\omega}_0 \frac{m_0}{n}, \quad (4.5)$$

где R_{s0} – номинальное значение активного сопротивления цепи статора,

l_s – коэффициент передачи наблюдателя,

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ – коэффициент рассеивания,

m_0 – электромагнитный момент двигателя на выходе блока 10, n – количество пар полюсов.

Оценка угловой скорости ротора ω и постоянной времени ротора T_r (блок 7). Блок оценки описывается выражениями (2.90)–(2.92).

Имея информацию о величине, обратно пропорциональной постоянной времени ротора $\hat{\alpha}$, угловую скорость ротора можно вычислить другим способом, а именно [45]:

$$\hat{\omega} = \frac{\hat{\omega}_0 - \omega_{sl}}{n}, \quad (4.6)$$

$$\omega_{sl} = \frac{\hat{\alpha} \cdot L_m \cdot i_{qp}}{\hat{\psi}_d}, \quad (4.7)$$

где n – количество пар полюсов,

i_{qp} – моментная программная составляющая статорного тока,

$\hat{\psi}_d$ – модуль потокосцепления ротора (поскольку в синхронной системе координат ось d совпадает с вектором потокосцепления ротора, а, следовательно, проекция $\psi_q = 0$).

Формирователь электромагнитного момента и программных токов (блок 10). Как показали исследования [79, 80], для формирования электромагнитного момента предпочтительным является использование компенсатора, состоящего из наблюдателя неопределенности и комбинированного регулятора. Согласно этим работам, составляющие, обусловленные неточностью знания параметров АД, нагрузки, возмущениям и другие неопределенности объединяются в одно слагаемое, которое оценивается наблюдателем и компенсируется

комбинированным регулятором. Компенсатор по сравнению с классическим ПИ-регулятором обеспечивает большее быстродействие при отсутствии перерегулирования, и является предпочтительным для системы ВУ. Данному блоку соответствует система уравнений

$$m_{00} = -k(\hat{\omega} - \omega_p) + J_0 \dot{\omega}_p, \quad (4.8)$$

$$\dot{z} = \ell m_{00}, \quad \ell < 0, \quad (4.9)$$

$$\hat{f} = z - \ell J_0 \hat{\omega}, \quad (4.10)$$

$$m_0 = m_{00} - \hat{f}, \quad m_s = \text{sat}(m_0), \quad (4.11)$$

где k – коэффициент в законе управления (4.8),

J_0 – номинальное значения момента инерции,

ℓ – коэффициент передачи наблюдателя неопределенности f ,

m_s – электромагнитный момент m_0 , пропущенный через блок ограничения.

При отсутствии инъекции программное значение намагничивающей составляющей статорного тока i_{dp0} поддерживается постоянным и выбирается, исходя из кривой намагничивания. В этом случае

$$i_{dp} = i_{dp0}.$$

При наличии инъекции

$$i_{dp} = i_{dp0} + I_{inj} \sin(\omega_{inj} t),$$

где I_{inj} и ω_{inj} – амплитуда и частота инжектируемого сигнала (в расчетах принималось $I_{inj}=0.02 i_{d0}$, $\omega_{inj}=5$ рад/с).

При намагничивании двигателя инжекция не осуществляется.

Программное значение моментной составляющей статорного тока определяется выражениями [79, 80]

$$i_{qp1} = \frac{m_0}{nL_{mr}|\hat{\psi}_f|}, \quad (4.12)$$

$$i_{qp2} = \sqrt{i_{\max}^2 - i_{dp}^2}. \quad (4.13)$$

где i_{\max} – максимально допустимый ток.

Величина i_{qp} выбирается из условия

$$i_{qp} = \begin{cases} i_{qp1}, & |i_{qp1}| \leq i_{qp2}, \\ i_{qp2} \cdot \text{sign}(i_{qp1}), & |i_{qp1}| > i_{qp2}. \end{cases} \quad (4.14)$$

Регулятор тока (блок 11). В настоящее время в качестве регуляторов тока наибольшее распространение получили ПИ–регуляторы, установленные в трактах обоих контуров тока, описанных уравнениями в синхронном базисе, связанном с потокосцеплением ротора [31]. В работе [55] предложена система векторного регулирования статорного тока релейного типа, базирующаяся на регулировании в установленных токовых «коридорах», вследствие чего ток является пульсирующим. Система [55] сложна в вычислительном отношении, так как используются обратные тригонометрические функции и извлечение квадратного корня. Как показано в работах [26, 82], в замкнутых контурах тока с ПИ–регуляторами приходится находить компромисс между быстродействием, точностью, с одной стороны, и перерегулированием, с другой, вследствие чего быстродействие токовых контуров ограничено. Это является одним из основных недостатков, приписываемых ВУ по сравнению с прямым управлением моментом [45].

Неопределенности электродвигателя и преобразователя частоты существенно ухудшают динамические характеристики контуров тока с ПИ-регуляторами. Кроме того, между контурами токов имеют место перекрестные связи, пропорциональные неизменяемой синхронной скорости вектора потокоцепления ротора. В системах с ПИ-регуляторами для устранения влияния перекрестных связей приходится вводить компенсирующие перекрестные связи, усложняющие метод управления.

Этих недостатков лишены робастные компенсаторы токовых контуров [82, 86], состоящие из наблюдателя неопределенности и комбинированного регулятора. Именно их, по мнению авторов, предпочтительно использовать в системе ВУ. Данный блок описывается выражениями

$$u_p = (q_1 + q_2 p^{-1})(i - \hat{i}) - \hat{f}, \quad (4.15)$$

$$p\hat{i} = (T'_{s0})^{-1}\hat{i} + k_0(u_p + \hat{f}) + l_1(\hat{i} - i), \quad (4.16)$$

$$p\hat{f} = l_2(\hat{i} - i), \quad (4.17)$$

где u_p – программные напряжения в стационарном базисе,

p – оператор дифференцирования,

q_1, q_2 – постоянные коэффициенты,

f – вектор неопределенности,

$T'_s = \sigma \frac{L_s}{R_s}$ – постоянная времени контура тока;

k_0 – коэффициент усиления ПЧ,

l_1, l_2 – коэффициенты передачи наблюдателей,

i – статорные токи в синхронном базисе, представляемые выражениями

$$\begin{aligned}
i_d &= \hat{i}_\alpha \cos \hat{\gamma} + \hat{i}_\beta \sin \hat{\gamma}, \\
i_q &= -\hat{i}_\alpha \sin \hat{\gamma} + \hat{i}_\beta \cos \hat{\gamma}.
\end{aligned}
\tag{4.18}$$

В работах [82, 86] даны рекомендации к вычислению коэффициентов регулятора q_1, q_2 .

При наличии компенсатора пассивного фильтра в программные напряжения вносится упреждающая коррекция, согласно выражений (3.65).

Перед подачей в блок ШИМ необходимо двухфазные сигналы перевести в трехфазные. Это осуществляется выражениями [108]

$$\begin{aligned}
u_{Ap} &= \sqrt{\frac{2}{3}} u_{\alpha p}, \\
u_{Bp} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} u_{\alpha p} + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{\beta p} \right), \\
u_{Cp} &= -\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{2} u_{\alpha p} + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{\beta p} \right),
\end{aligned}
\tag{4.19}$$

где $u_{\alpha p}, u_{\beta p}$ – программные напряжения.

С помощью выражений (4.20), (4.21) алгоритмы векторного управления были приведены к дискретному виду с тактом счета $T_s = 200$ мкс.

$$y[k] = \frac{x[k] - x[k-1]}{T_s}, \text{ эквивалент } y = px, \tag{4.20}$$

$$y[k] = y[k-1] + \frac{T_s}{2} (x[k] + x[k-1]), \text{ эквивалент } y = \int x dt, \tag{4.21}$$

где p – оператор дифференцирования.

Дискретный алгоритм системы ВУ, соответствующий рисунку 2.1, приведен в приложении Ж.

4.2 Описание работы системы ВУ

Сигналы с датчиков тока и напряжения, установленных в двух фазах, пропускаются через аналоговые фильтры 1 и АЦП, схема АЭП, рисунок 2.1. Полученные сигналы проходят через блок 2, где отфильтровываются постоянные составляющие, и подаются в блок 3. В блоке 3 осуществляется необходимая коррекция сигналов по фазе и амплитуде, после чего, на выходе блока получаем неискаженные главные гармоники статорных тока и напряжения. С помощью преобразований [108] трехфазные токи и напряжения приводятся к двухфазным, которые и используются в системе ВУ. Далее рассчитываются модуль и угловая скорость вектора потокосцепления ротора в блоках 4 и 5 соответственно. При этом информация об активном сопротивлении цепи статора рассчитывается в штатном режиме работы привода в блоке 6, которая участвует в расчете модуля потокосцепления. Оценка скорости ротора осуществляется с помощью адаптивного блока оценки скорости и постоянной времени ротора (блок 7) непосредственно или с участием блоков 7–9. Расчет робастного по отношению к изменению момента инерции электромагнитного момента двигателя и программных составляющих статорных токов в стационарном базисе с учетом задания программной угловой скорости ω_p происходит в блоке 10. Далее программные токи и ток инжекции подаются в блок 11 (комбинированный регулятора тока с наблюдателем неопределенности). Неточность знания параметров АД, неидеальностей ПЧ, наличие неизвестных перекрестных связей между каналами и другие неопределенности объединяются в одно слагаемое, которое компенсируется комбинированным регулятором.

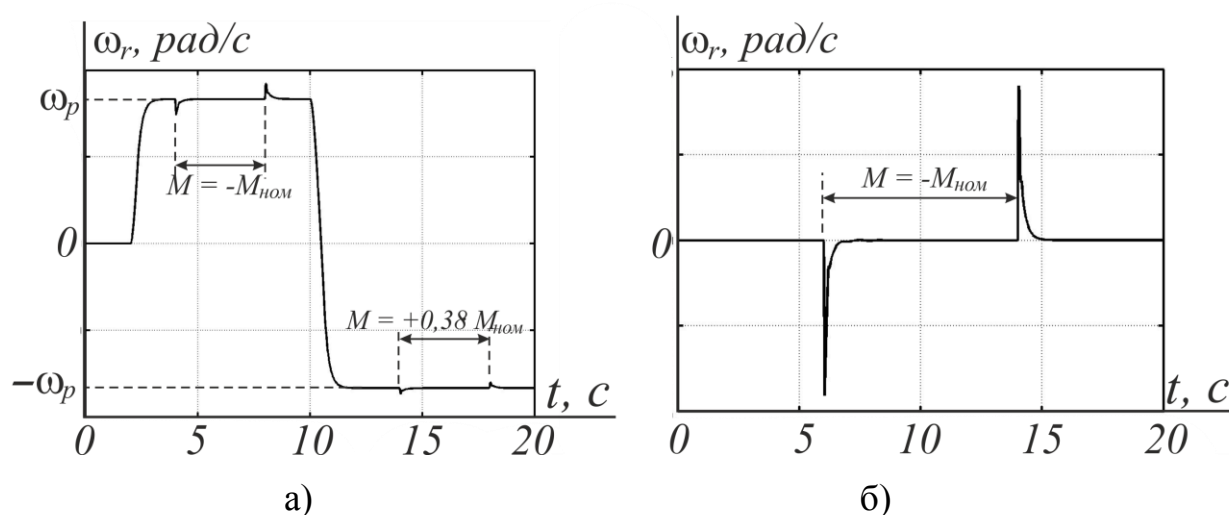
Полученные программные сигналы напряжения пропускаются через упреждающий компенсатор пассивного фильтра (блок 12), при наличии такового на выходе ПЧ. С помощью компенсатора сигналы корректируются с учетом вносимых фильтром искажений. Далее двухфазные программные сигналы напряжения преобразуются в трехфазные блоком «2/3» и подаются в блок формирования ШИМ.

4.3 Результаты моделирования

При моделировании использовался асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором А2–81–4 (мощностью 40 кВт), параметры которого приведены в приложении В.

В программу были введены ограничения тока и эффекты, вносимые ШИМ. Такт счета системы составлял 200 мкс. На рисунках 4.1–4.10 показаны процессы управления только по клеммным измерениям (без использования датчиков скорости и потокосцепления). Смещения нулей датчиков составляли 5 А и -3 А, что соответствует 6,7% и -4,0% от номинальных измеряемых величин. Параметры инжектируемой составляющей соответствовали $I_{inj} = 3$ А, $\omega_{inj} = 5$ рад/с. Был учтен момент трения. Обратная связь по скорости реализована в соответствии с рисунком 2.1, то есть информация об угловой скорости ротора определялась выражением (4.6).

На рисунке 4.1 графически показаны режимы, в которых будет исследоваться системы ПВУ в составе электропривода.



а – для программных скоростей ротора $\omega_p = (150, 50, 1)$ рад/с;

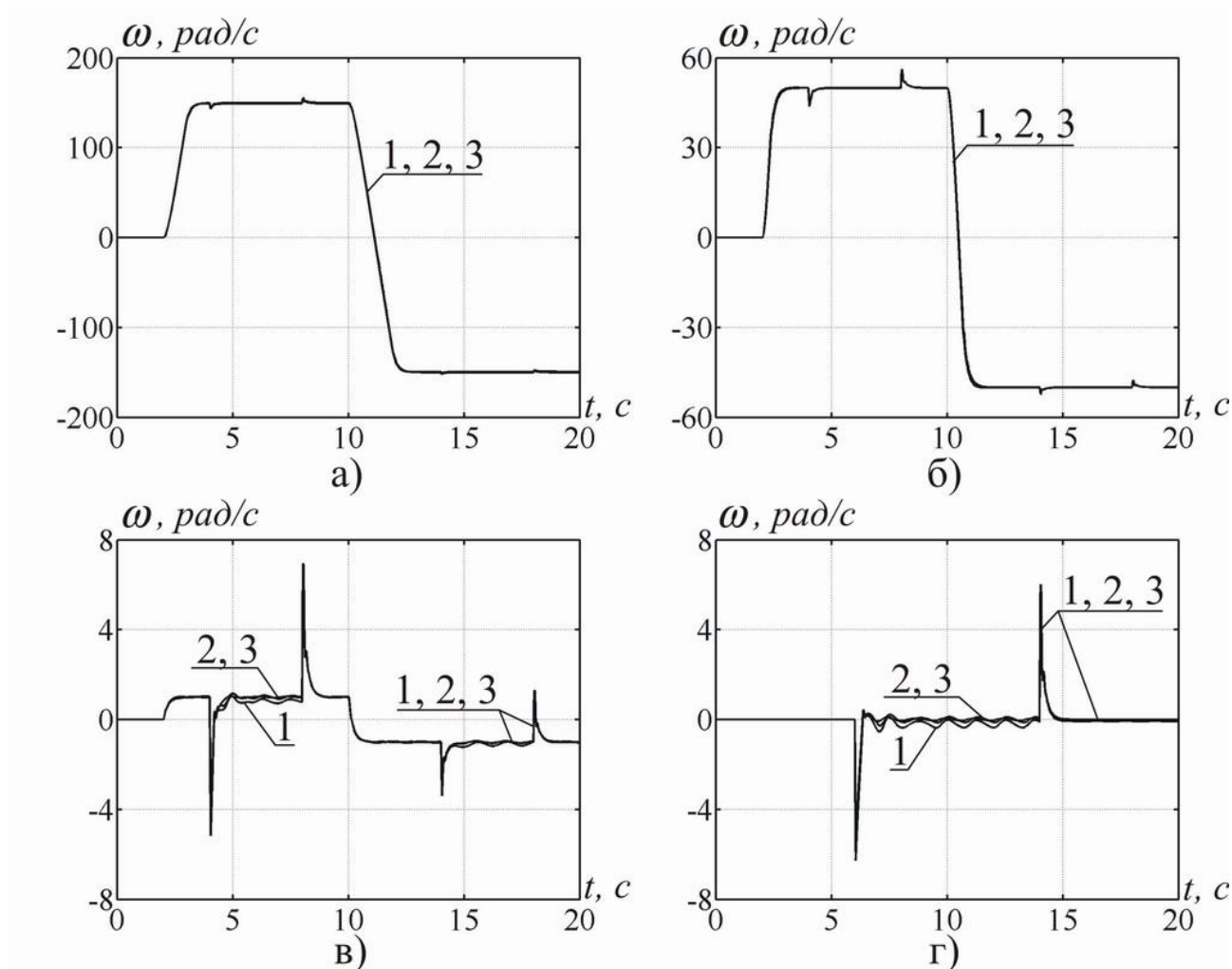
б – для программной скорости ротора $\omega_p = 0$ рад/с.

Рисунок 4.1 - Режимы работы привода для исследования системы ВУ.

Рисунок 4.1 а иллюстрирует режим отработки приводом заданной скорости ω_p , а рисунок 4.1 б – нулевой. Моделировались такие режимы работы. В период до 2 с осуществлялось намагничивание двигателя, после чего осуществлялся разгон до заданной скорости. С 4-й по 8-ю секунды к двигателю был приложен номинальный момент нагрузки. На 10-й секунде включался реверс скорости. С 14-й по 18-ю секунды к двигателю был приложен момент, однонаправленный с угловой скоростью двигателя (генераторный режим), равный 100 Н·м (0,38 $M_{ном}$).

Задания на скорость ω_p составляли 150, 50, 1 рад/с (соответствуют 100%, 33,3%, 0,67% от номинальной скорости), что соответствует высоким, средним и низким угловым скоростям ротора двигателя. Для работы при программной нулевой частоте ротора были заданы такие режимы. В период до 2 с осуществлялось намагничивание двигателя, затем с 6 по 14 секунды ступенчато был приложен номинальный момент. Результаты моделирования переменных электропривода с предложенной системой векторного управления показано на рисунках 4.2–4.8.

На рисунках 4.2–4.4 цифрой 1 обозначены кривые, соответствующие переменным, взятым с модели двигателя и принимаемые как эталонные для сравнения качества оценки, а цифрами 2, 3 – оценки соответствующих переменных. На рисунке 4.2 цифрами 2 и 3 обозначены оценки угловой скорости ротора АД, получаемые непосредственно с блока 7 и с участием блоков 7–9 соответственно. Как показало моделирование, на угловых скоростях 150 и 50 рад/с (рисунок 4.2 а, б) различий между кривыми не наблюдается. На скоростях 1 и 0 рад/с (рисунок 4.2 в, г) разница заметна лишь при приложении нагрузки, в остальных режимах кривые совпадают. Ошибка оценки скорости у обоих блоков во всех режимах работы без нагрузки не более 0,07 рад/с. Ошибка на низких скоростях под номинальной нагрузкой составляет не более 0,2 рад/с. Это говорит о хорошем качестве регулирования.



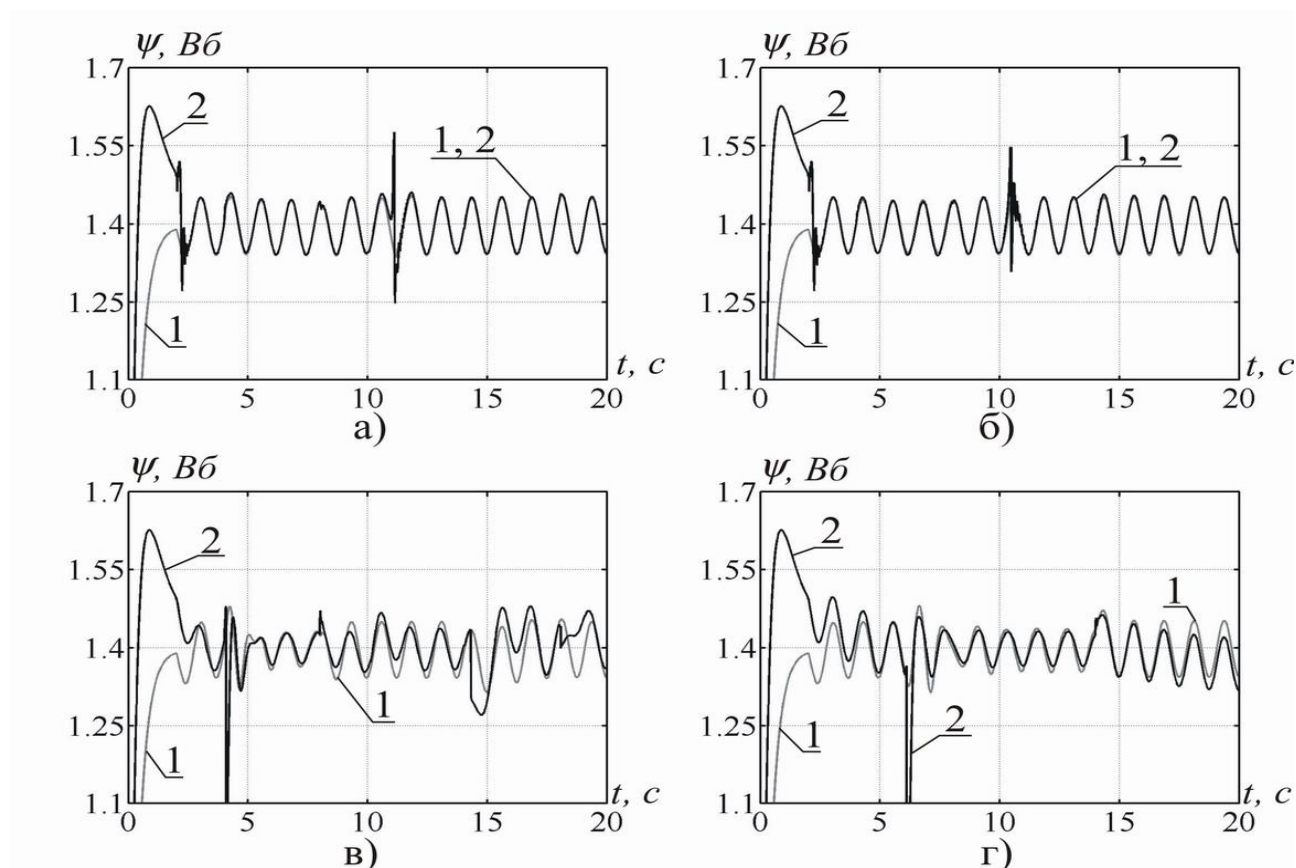
а, б, в – для $\omega_p = (150, 50, 1)$ рад/с соответственно;

г – для $\omega_p = 0$ рад/с.

Рисунок 4.2 - Результаты моделирования угловой скорости ротора АД.

Установлено, что погрешность оценки скорости ротора, вызванная наличием инжекции на низкой скорости - не более 35%, на высшей - не более 0,5%. Анализ системы ВУ показал достаточную для систем орошения быстрodeйствие, а также подтвердил, что быстрodeйствие системы ВУ практически не зависит от скорости ротора, при приложении момента сопротивления различной величины. Этого результата удалось достичь благодаря синтезированному адаптивному наблюдателю (2.90-2.92). Получено продолжительность переходного процесса - 0,46-1,0 с в диапазоне угловых скоростей ротора от нулевой до номинальной при приложении номинального

момента сопротивления. Величина провала скорости при тех же условиях составляет 6,0-6,3 рад /с (номинальная угловая скорость ротора 152 рад/с). При приложении момента сопротивления 38% от номинального в диапазоне угловых скоростей ротора от 1 рад/с до номинальной получено продолжительность переходного процесса - 0,35-0,6 с. Размер провала скорости при этом составляет 2,4-3,0 рад / с.



а, б, в – для $\omega_p = (150, 50, 1)$ рад/с соответственно;

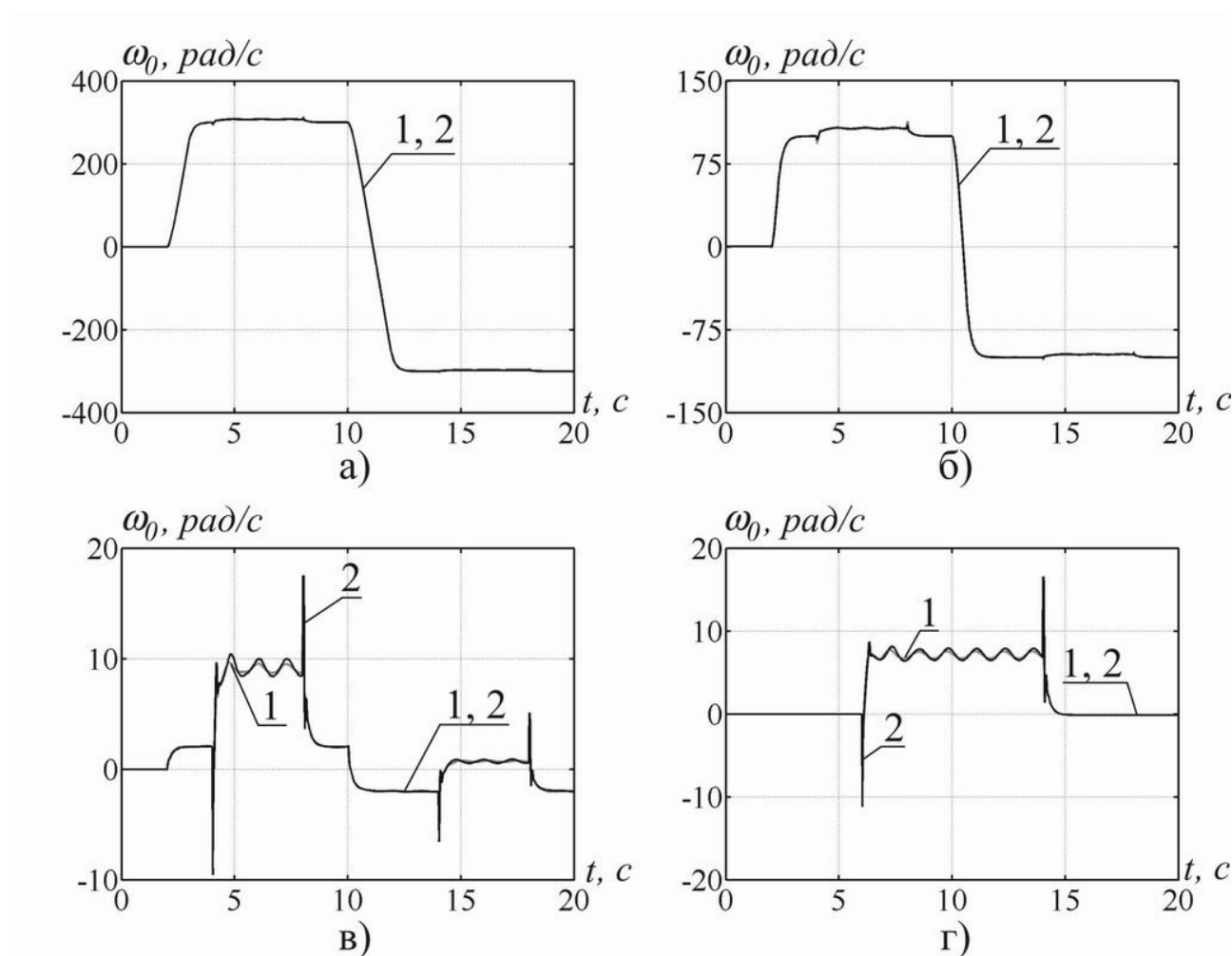
г – для $\omega_p = 0$ рад/с.

Рисунок 4.3 - Результаты моделирования модуля вектора потокосцепления ротора АД.

Как видно из рисунка 4.3, оценка модуля вектора потокосцепления хорошо воспроизводит инжектированную составляющую. В период намагничивания оценка мало отличается от ее фактического значения. При работе на угловых скоростях 150 и 50 рад/с (рисунок 4.3 а, б) оценка хорошо повторяет фактическое

значение, а на угловых скоростях 1 и 0 рад/с (рисунок 4.3 в, г) имеет место некоторые рассогласования, вызванные изменениями режимов работы АД. Но в установившемся режиме работы эти рассогласования исчезают.

На рисунке 4.4 представлены результаты моделирования синхронной скорости и ее оценки. Как видно из рисунка 4.4, оценка хорошо воспроизводит фактическое значение, и лишь на низких скоростях (фрагменты в, г рисунка 4.4) под действием нагрузки наблюдается колебания, обусловленные инжекцией. Ошибка оценки синхронной скорости практически отсутствует.

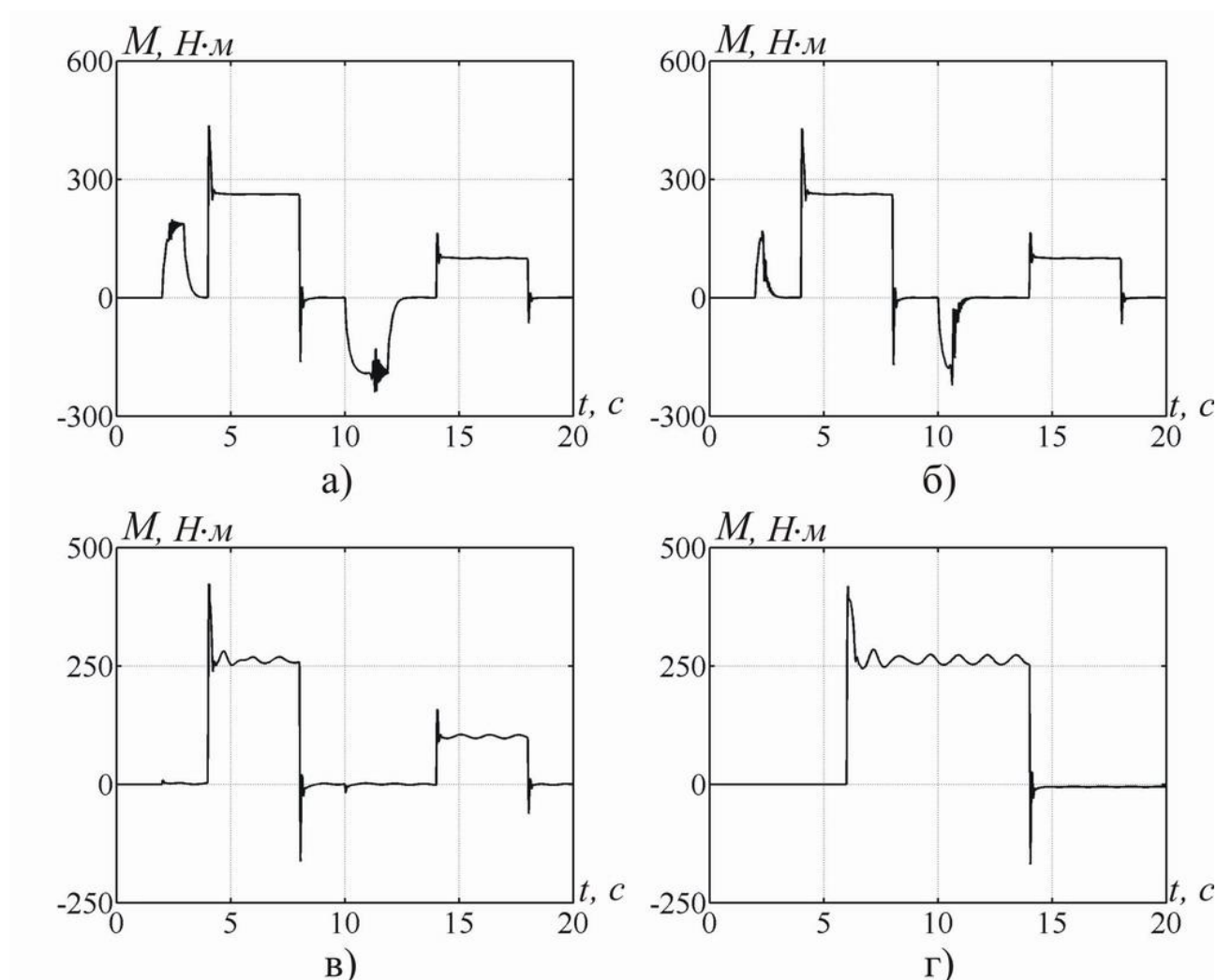


а, б, в – для $\omega_p = (150, 50, 1)$ рад/с соответственно;

г – для $\omega_p = 0$ рад/с.

Рисунок 4.4 - Результаты моделирования угловой скорости модуля вектора потокосцепления ротора АД.

На рисунке 4.5 приведены графики переходных процессов электромагнитного момента.

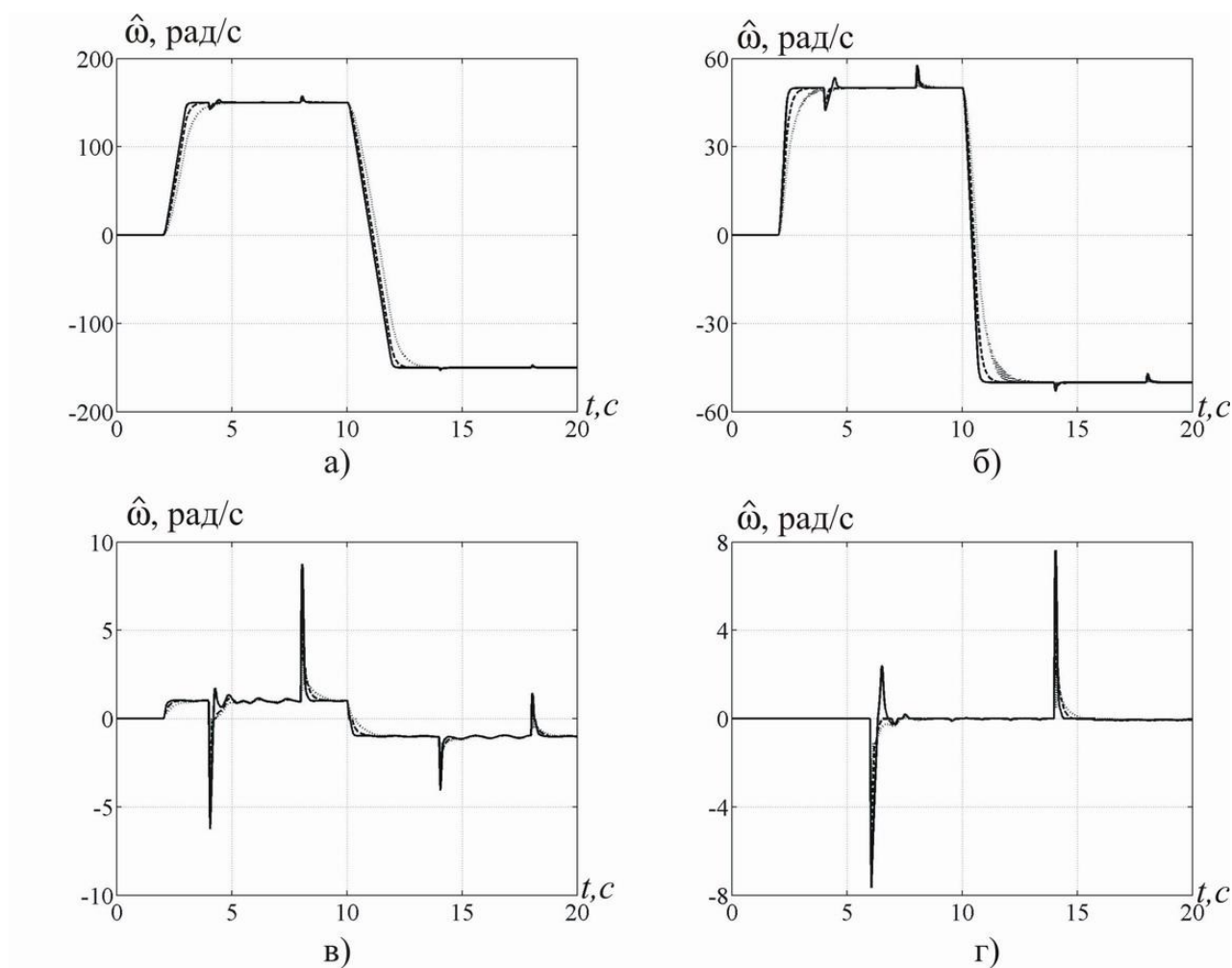


а, б, в – для $\omega_p = (150, 50, 1)$ рад/с соответственно;

г – для $\omega_p = 0$ рад/с.

Рисунок 4.5 - Результаты моделирования электромагнитного момента АД.

На рисунке 4.6 сплошной, штриховой и пунктирной линиями представлены зависимости при моментах инерции нагрузки (0,5; 1,0 и 2,0) J_0 соответственно, причем J_0 - момент инерции, значение которого было введено в систему ВУ. Как видно из рисунка, изменение момента инерции в 2 раза по отношению к принятому немного меняет форму изменения скорости в динамических режимах, при этом никак не сказывается на точности оценки скорости.



а, б, в – для $\omega_p = (150, 50, 1)$ рад/с соответственно;

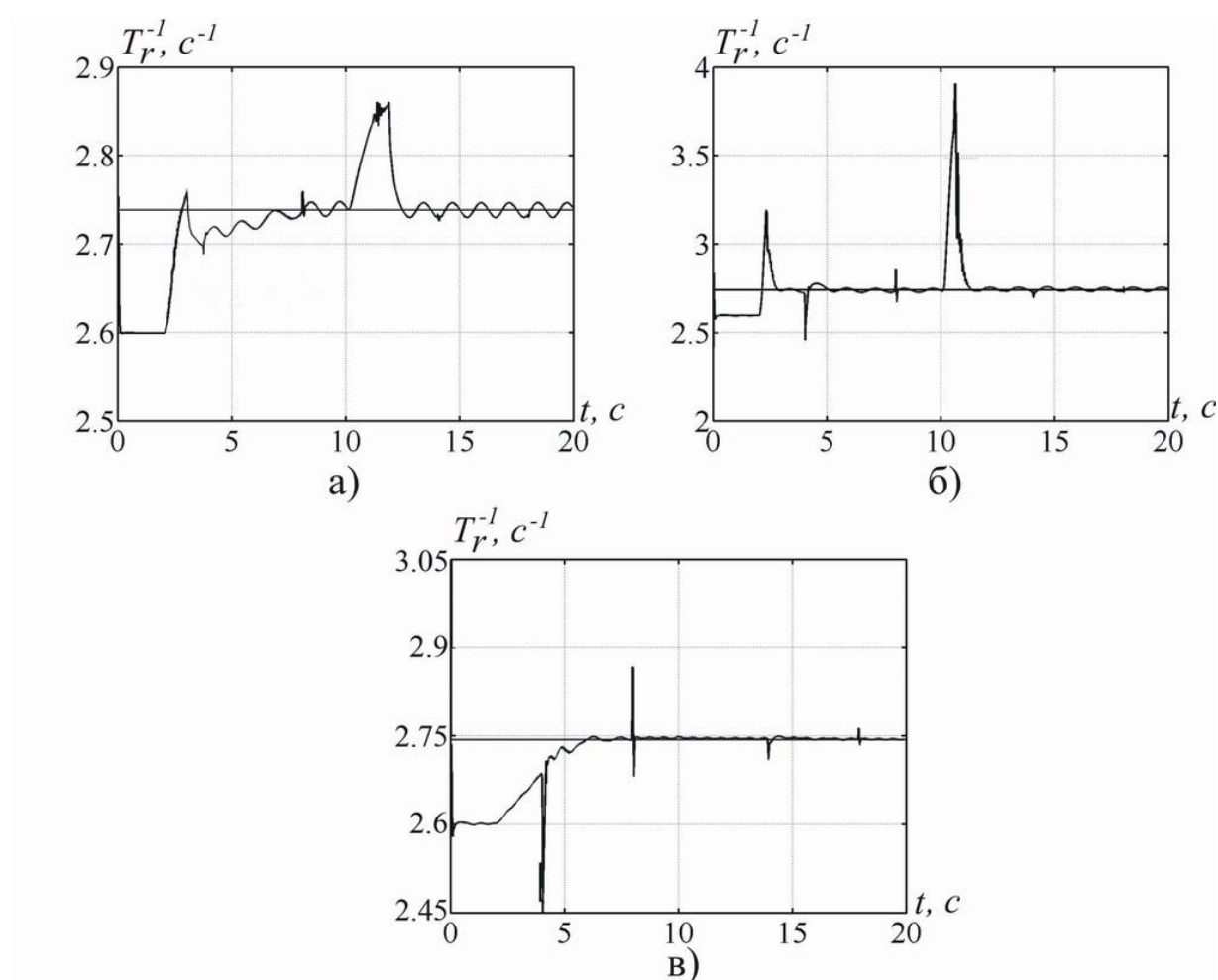
г – для $\omega_p = 0$ рад/с.

Рисунок 4.6 - Результаты моделирования оценки угловой скорости ротора АД при различных моментах инерции нагрузки.

На рисунке 4.7 показаны результаты идентификации величины, обратно пропорциональной постоянной времени ротора.

Как правило, в системах ВУ перед запуском привода вводят параметры двигателя, получаемые из паспортных данных или специальных тестовых режимов. Из этого следует, что в привод вводятся начальные условия идентификации с неопределенным отклонением. Исходя из этих соображений, выберем начальные условия для идентификации $T_r^{-1} = 2.6 \text{ с}^{-1}$, что соответствует 5% отклонению от номинальной величины, тем более, что на этом блоке получен удовлетворительный результат при 100% отклонении от номинального параметра

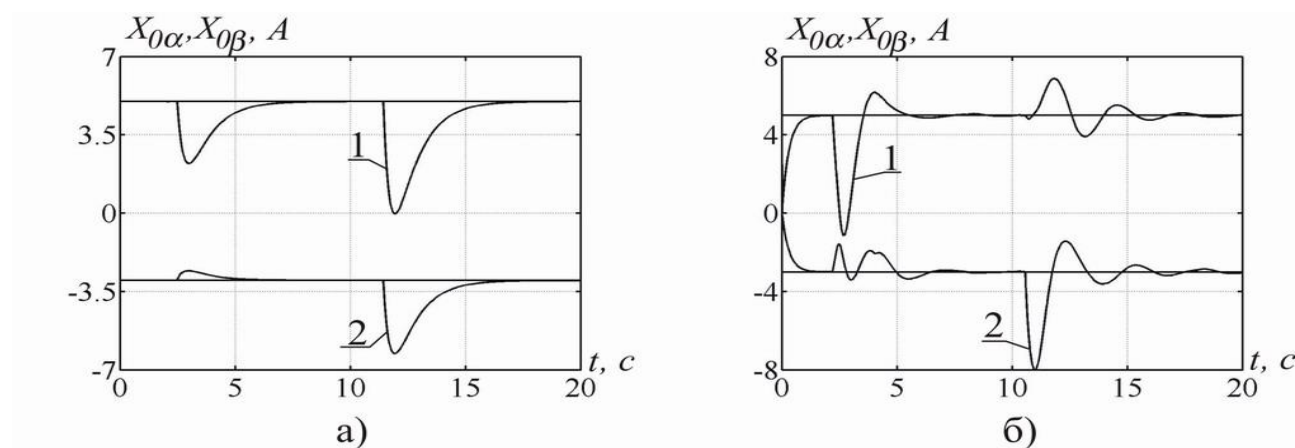
(см. подраздел 2.7). Оценка угловой скорости ротора (кривая 3 на рисунке 4.2) рассчитывалась с учетом идентифицируемой в реальном времени переменной T_r^{-1} . Поскольку оценка T_r^{-1} на блоке 7 имеет неудовлетворительный результат при нулевой угловой скорости ротора, то при моделировании на указанной скорости использовалось номинальное значение параметра T_r^{-1} . В период переходных процессов оценка T_r^{-1} отклоняется от номинального значения, но в установившемся режиме ошибка отсутствует.



а, б, в – для $\omega_p = (150, 50, 1)$ рад/с соответственно.

Рисунок 4.7 - Результаты идентификации величины, обратно пропорциональной постоянной времени ротора.

На рисунке 4.8 приведены результаты идентификации постоянных составляющих в датчиках тока. Поскольку используемый блок на низких скоростях сохраняет последнее идентифицированное значение на пороговой границе, то для угловых скоростей 1 и 0 рад/с графики не приводятся (так как значения смещений постоянны). Постоянные составляющие были равны 5 А и -3 А, что соответствует 6,7% и -4,0% от номинальных измеряемых величин. Как видно из рисунка 4.8, заметные возмущения вызывают лишь пуск и реверс двигателя (вследствие близости угловой скорости к нулю). В установившемся режиме ошибка отсутствует.



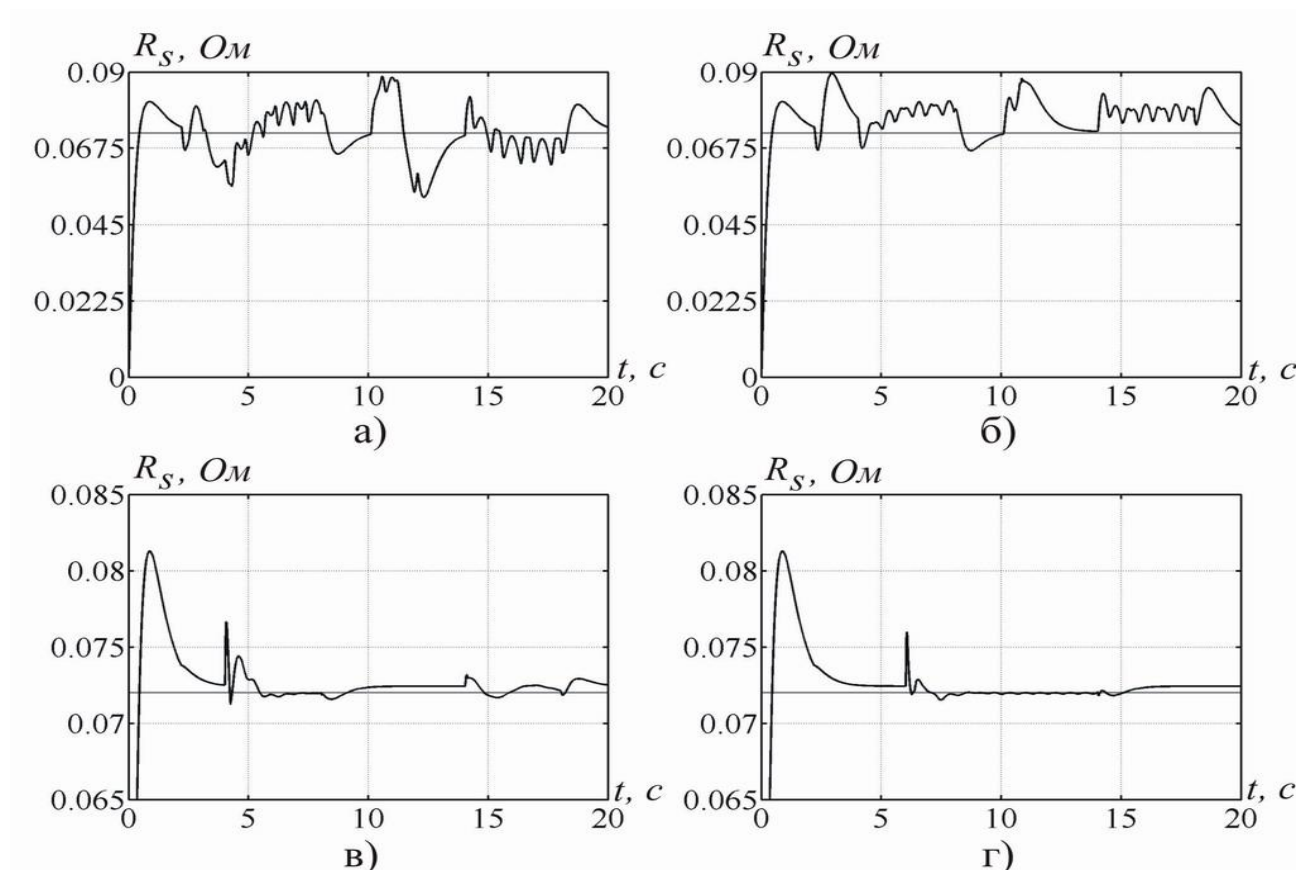
а – для $\omega_p = 150$ рад/с; б – для $\omega_p = 50$ рад/с.

Рисунок 4.8 - Результаты идентификации постоянных смещений (1 – $X_{0\alpha}$, 2 – $X_{0\beta}$) в датчиках.

На рисунке 4.9 представлены результаты идентификации активного сопротивления цепи статора АД с номинальным значением 0,072 Ома при начальном условии 0 Ом. Наибольшая ошибка, не превышающая 9%, имеет место на средних и высоких скоростях.

При вычислении модуля вектора потокосцепления учитывалось активное сопротивление цепи статора, которое оценивалось в реальном времени. Перерегулирование в период намагничивания в оценке модуля потокосцепления объясняется превышением оценки активного сопротивления цепи статора над

номинальным значением. Возмущения, вызванные изменениями режимов работы АД, в установившемся режиме совпадают с фактическим значением. Под действием нагрузки появляется некоторая статическая ошибка.



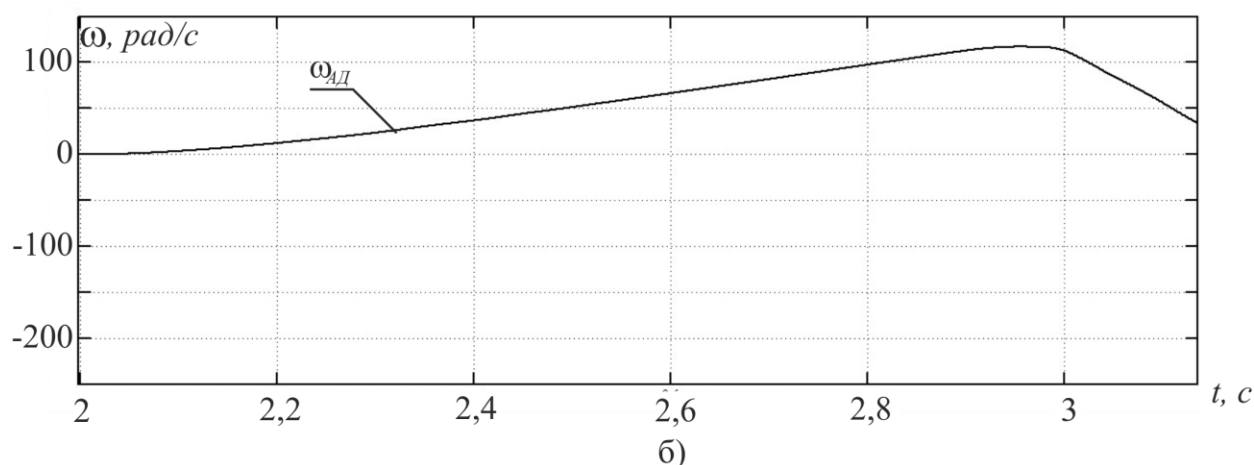
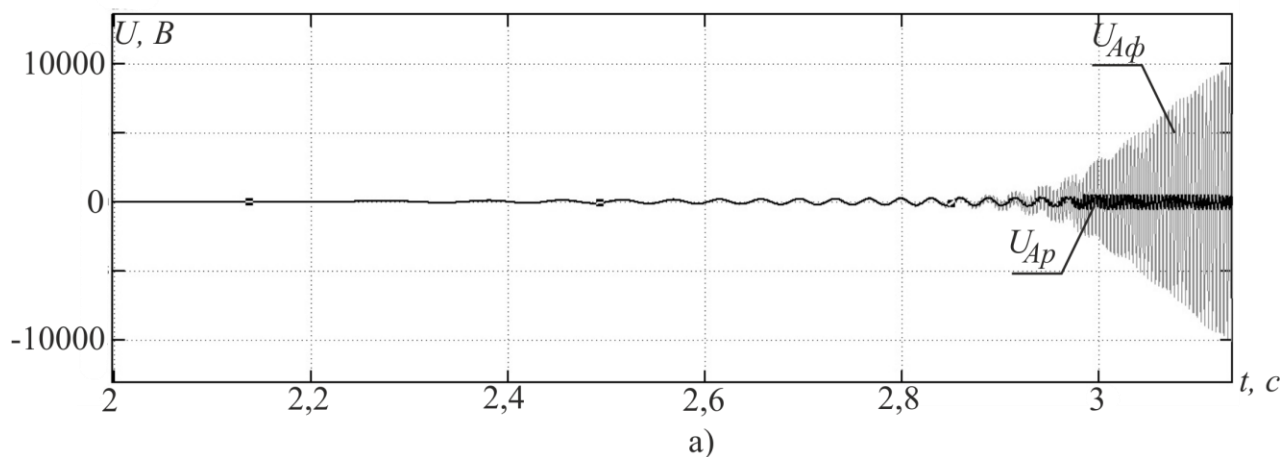
а, б, в – для $\omega_p = (150, 50, 1)$ рад/с соответственно;

г – для $\omega_p = 0$ рад/с.

Рисунок 4.9 - Результаты идентификации активного сопротивления цепи статора АД.

Результаты моделирования показали (рисунки 4.10, 4.11), что при наличии LC-фильтра на выходе ПЧ и отсутствии компенсатора, система ВУ на средних и высоких частотах неустойчива и входит в резонанс. Это объясняется увеличивающимся с ростом угловой скорости ротора, а, следовательно, синхронной скорости, фазовым сдвигом программных напряжений, который привносит пассивный LC-фильтр. На рисунках 4.10-4.12 приняты такие

обозначения: U_{Af} , U_{Ap} – фазные фильтрованное и программное напряжения, ω_{AD} , ω_p – фактическая и программная угловые скорости АД.

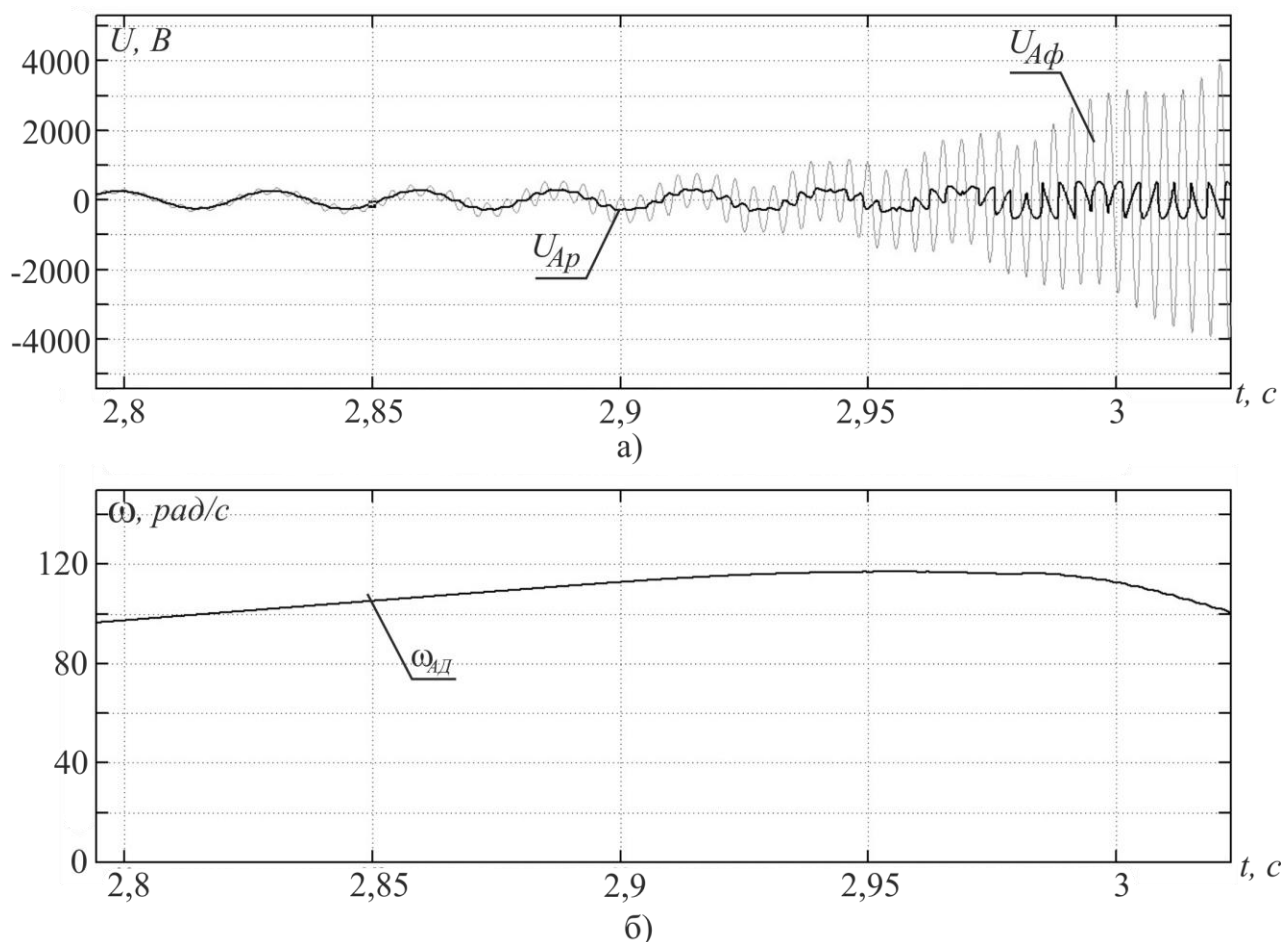


а – фаза статорного напряжения;

б – угловая скорость ротора.

Рисунок 4.10 - Результаты моделирования при отсутствии компенсатора пассивного LC-фильтра при программной скорости $\omega_p = 150$ рад/с (режим разгона АД).

Использование компенсатора пассивного фильтра позволяет обеспечить работоспособность системы ВУ во всем диапазоне скоростей ротора. На рисунках 4.2–4.9, 4.12 показаны результаты моделирования системы ВУ при наличии компенсатора искажений пассивного LC-фильтра на выходе ПЧ и, собственно, LC-фильтра.



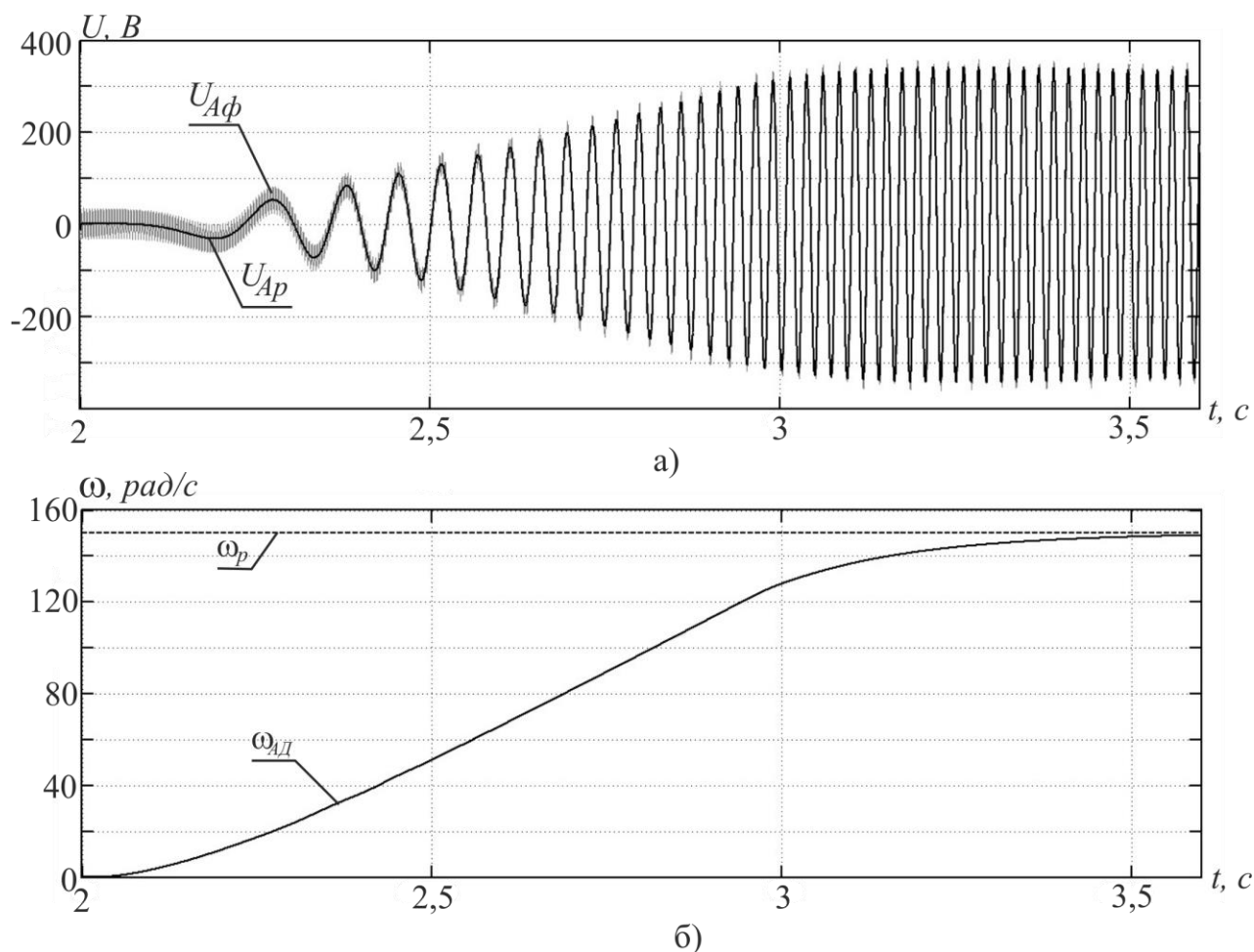
а – фаза статорного напряжения;

б – угловая скорость ротора.

Рисунок 4.11 - Результаты моделирования при отсутствии компенсатора пассивного LC-фильтра при программной скорости $\omega_p = 150$ рад/с (увеличенный масштаб рисунка 4.10 – начало рассогласования).

Следует обратить внимание на то, что компенсатор был синтезирован без учета параметров АД, см. выражения (3.17). Параметры пассивного фильтра были выбраны из условия обеспечения необходимой фильтрации выходного напряжения ПЧ. Как видно из рисунков 4.2–4.9, при данном соотношении параметров двигателя и фильтра компенсатор пассивного фильтра обеспечивает показатели качества регулирования, присущие системам ВУ без LC-фильтра. Можно ожидать, что принятые допущения выбора структуры и параметров компенсатора будут справедливы и при использовании двигателей других мощностей. Данная методика выбора компенсатора может быть использована и

для двигателей с другими параметрами, при условии проверки работоспособности полной системы ВУ.



а – фаза статорного напряжения;

б – угловая скорость ротора.

Рисунок 4.12 - Результаты моделирования при наличии компенсатора пассивного LC-фильтра при программной скорости $\omega_p = 150$ рад/с (режим разгона АД).

Известно, что при клеммном управлении показатели качества при малых скоростях гораздо хуже, чем при больших. Поэтому исследуем систему при программной угловой скорости ротора $\omega_p = 1$ рад/с. Ниже даются соответствующие друг другу осциллограммы угловой скорости ротора, синхронной скорости, абсолютного скольжения, статорных токов и напряжений,

потокосцепление ротора в статорной и синхронной системах координат, активной, реактивной, полной мощностей.

На рисунке 4.13 заметны наличие и компенсация скольжения.

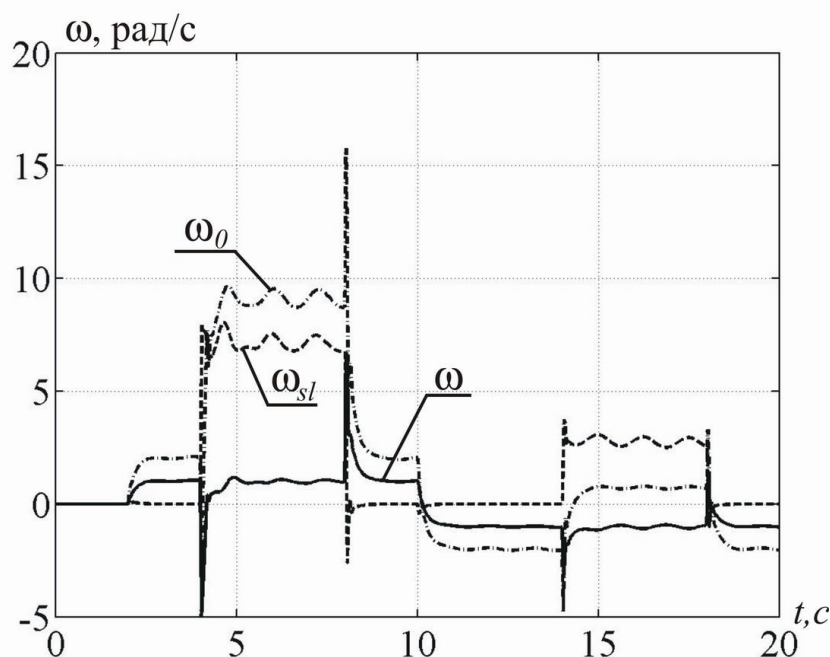


Рисунок 4.13 - Результаты моделирования угловой скорости ротора, синхронной скорости, абсолютного скольжения.

В выражение для оценки синхронной скорости (2.68) входит и модуль потокосцепления ротора. Этим объясняется присутствие в оценке и гармонической составляющей. Исходя из выражений (2.12), (2.13) следует, что гармоническая моментная составляющая тока должна быть в противофазе к намагничивающей. В свою очередь, гармонические составляющие статорных токов взаимодействуют между собой в выражении (4.7) при вычислении абсолютного скольжения. При вычислении угловой скорости ротора, согласно выражению (4.6), гармонические составляющие вычитаются, чем и объясняется их отсутствие в оценке угловой скорости ротора. Рисунки 4.14, 4.15 показывают моментные и намагничивающие (с инжекцией) составляющие статорных токов и напряжений.

Рисунок 4.16 иллюстрирует модуль потокосцепления ротора с хорошо воспроизводимой инжектированной составляющей. На рисунке 4.17 показано

изменение активной, реактивной, полной мощностей в заданных режимах работы привода.

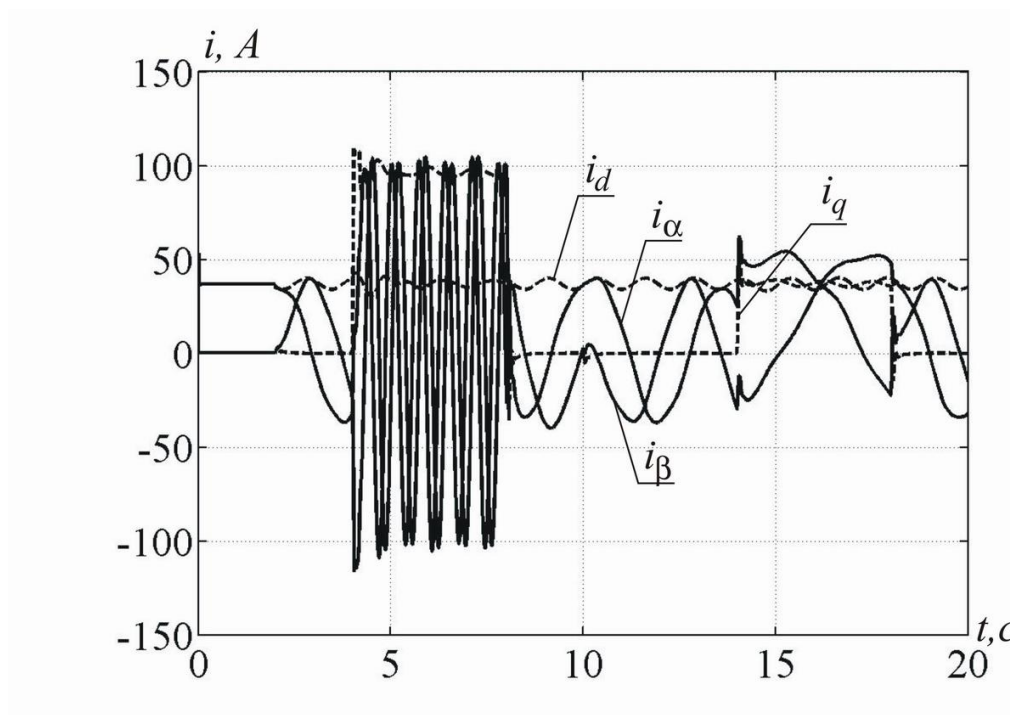


Рисунок 4.14 - Результаты моделирования статорного тока в стационарной и синхронной системах координат.

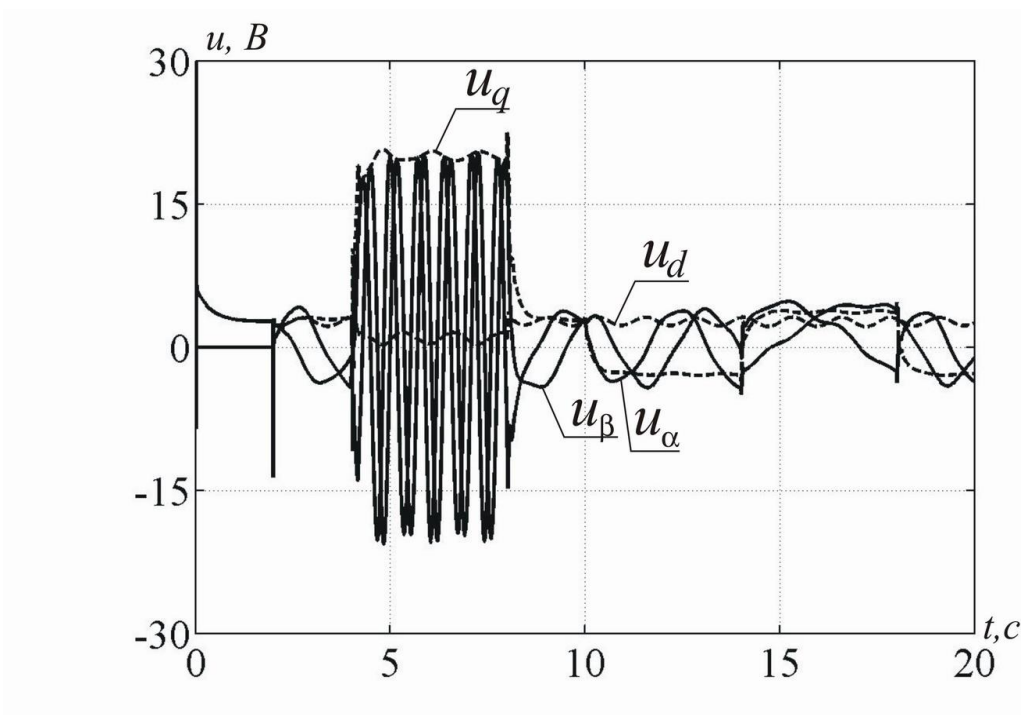


Рисунок 4.15 - Результаты моделирования статорного напряжения в стационарной и синхронной системах координат.

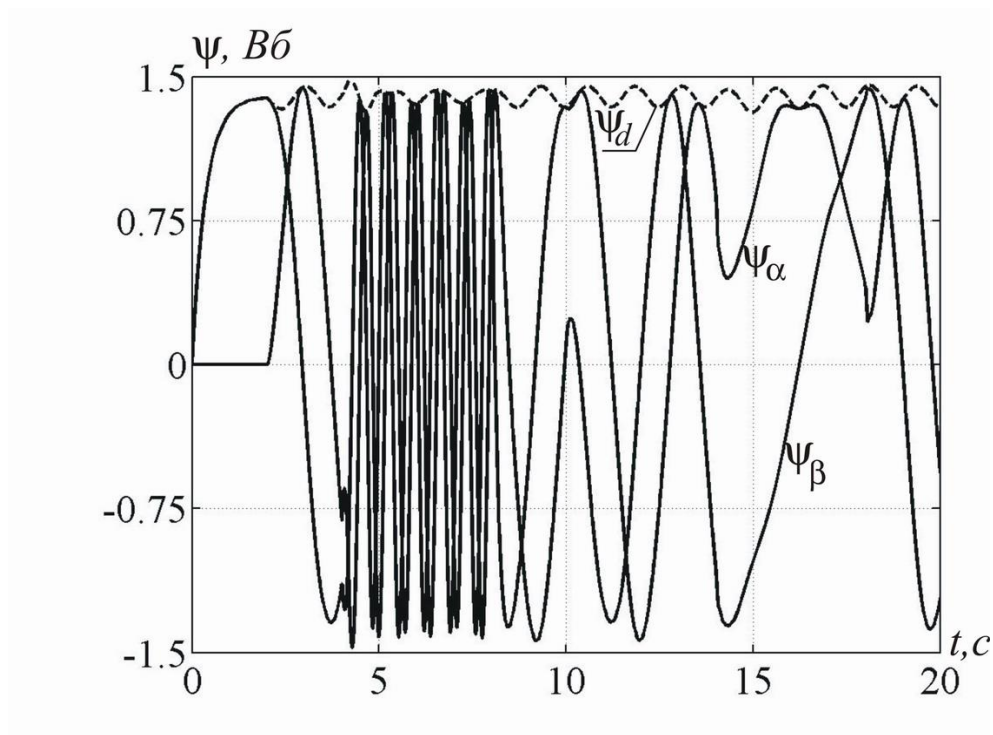


Рисунок 4.16 - Результаты моделирования потокосцепления ротора в стационарной и синхронной системах координат.

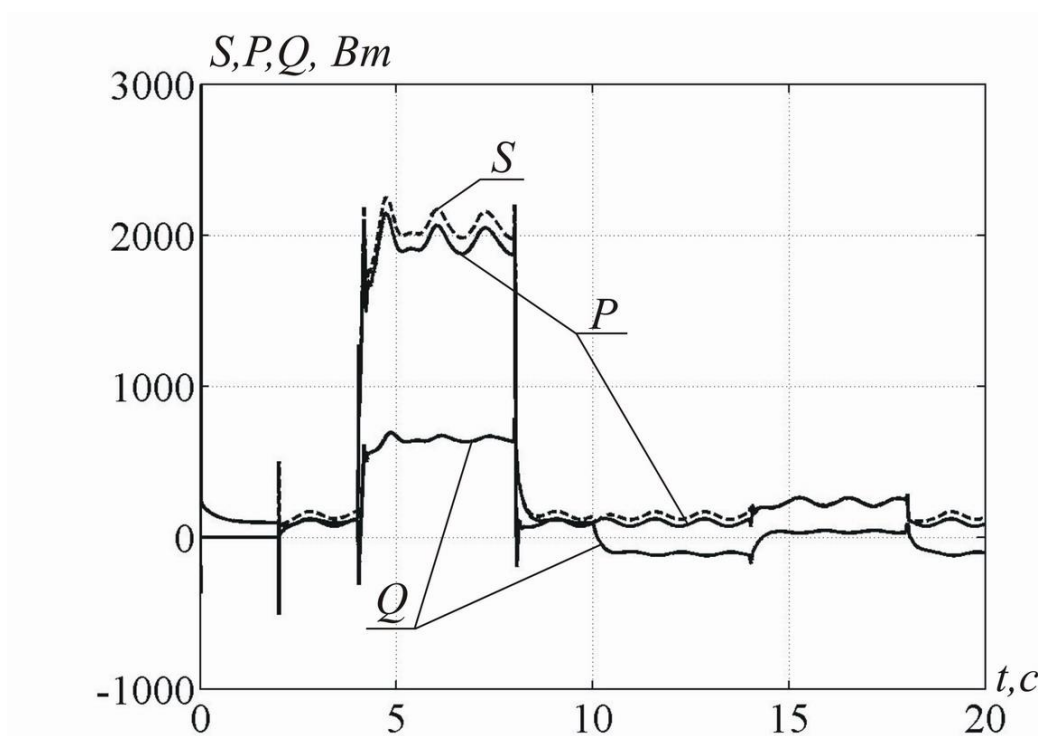


Рисунок 4.17 - Результаты моделирования полной, активной, реактивной мощности.

Активная мощность определялась выражением

$$P = i^T u = i_\alpha u_\alpha + i_\beta u_\beta = i_d u_d + i_q u_q, \quad (4.22)$$

реактивная – выражением (2.51), а именно

$$Q = -i^T J_g u = i_\alpha u_\beta - i_\beta u_\alpha, \quad (4.23)$$

и полная мощность определялась выражением [100, с.21]

$$S \approx P_{em} + \omega m = R_s (i_d^2 + i_q^2) + R_r L_{mr}^2 i_q^2 + \omega m + P_{cm}, \quad (4.24)$$

где P_{em} – электромагнитные потери,

m - электромагнитный момент,

P_{cm} — потери в стали, которые определяются зависимостью [52]

$$P_{cm} = \alpha(\omega_1) \psi_d^2,$$

где ω_1 – частота тока статора,

$0 < \alpha(\omega_1) = k_\alpha |\omega_1|^{1.6}$ – эмпирическая зависимость, $0 < k_\alpha = const$.

Таким образом, исследованы разработанные блоки в составе системы ПВУ асинхронным приводом с использованием инъекции для идентификации постоянной времени ротора. Ошибка оценки угловой скорости ротора во всех режимах работы без нагрузки не более 0,02 рад/с, а на низких скоростях при номинальной нагрузке практически отсутствует. Двойная амплитуда пульсаций угловой скорости ротора, вызванная инъекцией на холостом ходу составляет 0,014 рад/с, а при номинальной нагрузке - 0,05 рад/с. Из сказанного выше следует, что нижняя граница скорости для рассматриваемого двигателя - 0,02 рад/с, а значит теоретический диапазон регулирования $7500:1$ ($\frac{150}{0.02} = 7500$). При этом величина пульсаций на низшей границе угловой скорости 35% по отношению к

низшей угловой скорости ротора ($\frac{0.014 \text{ рад/с}}{2} \cdot \frac{100\%}{0,02 \text{ рад/с}} = 35\%$), на высшей границе – не более 0,5%.

Ошибки определения вектора потокосцепления, синхронной скорости, постоянной времени ротора, постоянных составляющих в измеряемых сигналах в установившемся режиме практически отсутствуют. Компенсаторы искажений фильтров измеряемых сигналов полностью компенсируют искажения кривых главных гармоник тока и напряжения, изменения амплитуды и фазы, вносимые фильтрами.

За счет повышения точности и увеличения диапазона работоспособности разработанных блоков оценки вектора потокосцепления, синхронной скорости, угловой скорости ротора, вычисляющейся с учетом изменения постоянной времени ротора, и применения этих блоков в известной схеме ВУ, было достигнуто повышение точности управления и расширение диапазона регулирования скорости.

Принято считать, что при необходимости регулирования в диапазоне более, чем 150:1 рекомендуется применять датчик скорости ротора. Однако, за счет применения разработанной системы ВУ можно будет отказаться от установки указанного датчика вплоть до диапазона 7500:1, что расширит область применения асинхронного привода (поскольку конструктивно не всегда предусмотрена возможность для установки датчика скорости), и не приведет к дополнительным затратам на приобретение и эксплуатацию датчика скорости, который в ряде случаев может быть дороже собственно АД.

4.4 Выводы из раздела 4

1. Разработанная система ВУ асинхронным приводом была исследована путем моделирования с использованием инжекции для идентификации постоянной времени ротора и наличием пассивного LC-фильтра на выходе ПЧ с упреждающим

компенсатором. Угловая скорость ротора АД рассчитывалась с учетом идентифицируемой в реальном времени постоянной времени ротора.

2. Проведённое моделирование системы ВУ с пассивным LC-фильтром на выходе ПЧ подтвердило, что при отсутствии упреждающего компенсатора система становится неустойчивой при скорости ротора большей 60% номинальной. Это объясняется тем, что с ростом частоты фазовый сдвиг напряжения двигателя относительно программного становится недопустимым для устойчивой работы системы управления. При применении предупреждающего компенсатора система ВУ стабильно работает во всем диапазоне изменения угловой скорости ротора в исследуемых режимах.

3. Установлено, что погрешность оценки скорости ротора, вызванная наличием инъекции на низкой скорости - не более 35%, на высшей - не более 0,5%. Анализ системы ВУ показал достаточную для систем орошения быстрodeйствие, а также подтвердил, что быстрodeйствие системы ВУ практически не зависит от скорости ротора, при приложении момента сопротивления различной величины. Этот результат удалось достичь благодаря синтезированному адаптивному наблюдателю (2.90)-(2.92). Получена продолжительность переходного процесса - 0,46-1,0 с в диапазоне угловых скоростей ротора от нулевой до номинальной при приложении номинального момента сопротивления. Величина провала скорости при тех же условиях составляет 6,0-6,3 рад/с (номинальная угловая скорость ротора 152 рад/с). При приложении момента сопротивления 38% от номинального в диапазоне угловых скоростей ротора от 1 рад/с до номинальной получено продолжительность переходного процесса - 0,35-0,6 с. Размер провала скорости при этом составляет 2,4-3,0 рад/с. Максимальная ошибка оценки скорости ротора, вызванная присутствием инъекции в необходимом для работы ирригационного насоса диапазоне 50-100% от номинальной скорости составляет не более 1,2%.

4. Исследование подтвердило достаточно высокие динамические характеристики системы ВУ, на базе разработанных блоков. Моделированием было подтверждена готовность усовершенствованной системы ВУ к экспериментальным исследованиям.

5 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ УСОВЕРШЕНСТВОВАННОЙ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Работоспособность разработанных решений проверялась следующим образом.

Упреждающий компенсатор искажений статорного напряжения АД, вносимых силовыми LC-фильтрами, испытывался в составе ПЧ типа ПЧ5-D2-640/380/50-070-B00-УХЛ4 номинальным током 640 А, напряжением 380 В, производства ООО «Научно-производственное предприятие «Преобразователь-комплекс» в комплекте с выходным LC-фильтром VW3A5210 фирмы Schneider Electric (см. акт внедрения, приложение Д). В настоящее время ПЧ успешно используется на МК «Запорожсталь».

Система векторного управления с разработанными блоками, описанная в подразделах 4.1, 4.2, в виде алгоритма в разностных уравнениях (приложение Ж), была реализована на специальной плате управления, организованной на процессоре LPC4357, проходила лабораторно-промышленные испытания на двухмашинном стенде ООО «Научно-производственное предприятие «Преобразователь-комплекс» с асинхронным двигателем МТФ112-6 5 кВт, и двигателем постоянного тока 2ПБ160МГ 2,5 кВт (см. акт внедрения, приложение Д).

Было проведено отдельное экспериментальное исследование аналого-цифровых адаптивных фильтров трехфазных сигналов, примененных с целью прямого измерения статорного напряжения с последующим выделением его первой гармоники без изменения фазы и амплитуды, вносимых аналоговыми фильтрами в каналах измерения (см. акт, приложение Е).

Разработанная система управления проходила полевые испытания в сельско-фермерском хозяйстве «Мираж» г. Орехов Запорожской области с системой капельного орошения, на площади 15 га. Использовался ПЧ с приводным асинхронным двигателем центробежного насоса мощностью 15 кВт в системе замкнутой по давлению (при этом обязательный гидравлический

регулятор давления из системы был исключен) (см. акт внедрения, приложение Д).

Далее более подробно приведены экспериментальные исследования разработанных решений.

5.1 Экспериментальное исследование упреждающего компенсатора

В ПЧ типа ПЧ5-D2-640/380/50-070-B00-УХЛ4 привода дымососа доменной печи №2, изготовленном для МК «Запорожсталь» был использован упреждающий компенсатор искажений статорного напряжения асинхронного двигателя, вносимых выходным LC-фильтром (см. акт внедрения, приложение Д). Хотя дымосос доменной печи и не относится к предмету исследования, однако примененный здесь компенсатор искажений подтверждает работоспособность разработанного решения.

ПЧ испытывался по утвержденной программе и методике приемо-сдаточных испытаний завода-изготовителя ПЧ.

Основные технические параметры ПЧ:

- тип – ПЧ5-D2-640/380/50-070-B00-УХЛ4 (ООО «Научно-производственное предприятие «Преобразователь-комплекс»), см. рисунок 5.1, фрагмент а),

- номинальный ток – 640А,
- номинальное выходное напряжение – 380 В,
- частота ШИМ – 4 кГц,

Основные технические параметры выходного LC-фильтра (синусного фильтра):

- тип – VW3A5210 (производитель Schneider Electric), см. рисунок 5.1 фрагмент б),

- номинальный ток – 600 А,
- максимальный ток – 150% от номинального в течение 60 с,
- потери при 100 Гц – 2370 Вт,

- частота коммутаций – 4-8 кГц,
- диапазон выходной частоты – от 0 до 100 Гц.

Измеренные параметры выходного LC-фильтра при проведении приемосдаточных испытаний:

- индуктивность фазы – 62,5 мкГн,
- емкость – 120 мкФ (соединение треугольником),
- активное сопротивление фазы – 0,64 мОм.



а)



б)

а – собственно ПЧ; б – LC-фильтр.

Рисунок 5.1 - Общий вид ПЧ с LC-фильтром.

Использование упреждающего компенсатора было вызвано необходимостью выполнения требований технического задания по точности и диапазону регулирования скорости и применением LC-фильтра (синусного фильтра), установленного на выходе преобразователя частоты. Без использования

упреждающего компенсатора выходное напряжение имело субгармоники, что приводило к негармоническим колебаниям скорости вплоть до недопустимых 10%.

В результате применения упреждающего компенсатора, ПЧ с выходным LC-фильтром обеспечил следующие параметры регулирования:

- точность регулирования скорости ротора 2%,
- диапазон регулирования 2:1,
- коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения 8%.

5.2 Лабораторно-промышленные испытания системы векторного управления с разработанными блоками

Лабораторно-промышленные испытания системы векторного управления с разработанными блоками проводились на двухмашинном стенде ООО «Научно-производственное предприятие «Преобразователь-комплекс», состоящем из асинхронного двигателя МТФ112-6 5 кВт и двигателя постоянного тока 2ПБ160МГ, 2,5 кВт, рисунок 5.2, фрагмент а.



а)



б)

а – собственно стенд; б – плата управления ПЧ.

Рисунок 5.2 - Общий вид двухмашинного стенда.

Алгоритмы векторного управления с разработанными блоками были представлены в виде разностных уравнений (см. приложение Ж) и реализованы в процессоре LPC4357 (семейства ARM Cortex-M4/M0 фирмы NXP Semiconductors) новой платы управления, специально разработанной ООО «Научно-производственное предприятие «Преобразователь-комплекс» для преобразователей частоты серии ПЧ5 с векторным управлением, рисунок 5.2, фрагмент б.

Лабораторно-промышленные испытания проводились следующим образом. Электропривод на базе ДПТ реализовывал нагрузочную характеристику насоса, согласно выражению (1.3). Проверялась работа системы векторного управления на угловых скоростях от 10 до 100 % от номинальной с шагом 10%. При работе системы ВУ в режиме поддержания скорости на систему управления ДПТ подавалось задание на ступенчатое изменение момента равное 30% от номинального. Оценивалась ошибка поддержания угловой скорости путем сопоставления вычисляемой скорости системой ВУ и датчиком скорости на валу с погрешностью 0,3% типа OCD-CAA1B-1213-C100-CRW (фирмы Fraba). Сравнительные результаты испытаний разработанной системы векторного управления асинхронным электроприводом системы орошения приведены в подразделе 5.6.

5.3 Экспериментальное исследование аналого-цифровых адаптивных фильтров трехфазных сигналов

Аналого-цифровые адаптивные фильтры трехфазных сигналов применяются в системе ВУ для прямого измерения статорного напряжения с последующим выделением его первой гармоники без изменения по фазе и амплитуде, вносимых аналоговыми фильтрами в каналах измерения.

Описание фильтра-наблюдателя второго порядка. Трехфазные симметричные сигналы линейных напряжений *и* при соединении нагрузки звездой соответствуют зависимости

$$u_{AB} + u_{BC} + u_{CA} = 0. \quad (5.1)$$

Пусть измеряются линейные напряжения u_{AB} и u_{BC} . Эти сигналы подаются на аналоговые фильтры с передаточными функциями (ПФ)

$$W(s) = \frac{k}{(Tp + 1)^2}, \quad (5.2)$$

где T – постоянная времени,

k – коэффициент передачи.

Пусть u_{ABf} и u_{BCf} – сигналы на выходах фильтров (5.2). Двухфазные эквивалентные сигналы в статорном базисе (α, β)

$$\begin{aligned} u_{\alpha f}[k] &= \sqrt{\frac{3}{2}} u_{ABf}[k], \\ u_{\beta f}[k] &= \frac{1}{\sqrt{2}} (u_{ABf}[k] + 2 \cdot u_{BCf}[k]). \end{aligned} \quad (5.3)$$

Частота сигнала оценки $\hat{u} = [\hat{u}_\alpha, \hat{u}_\beta]^T$

$$\hat{\omega}[k] = \frac{\hat{u}_\beta[k] \cdot \hat{u}_\alpha[k-1] - \hat{u}_\alpha[k] \cdot \hat{u}_\beta[k-1]}{T_0(\hat{u}_\alpha^2[k] + \hat{u}_\beta^2[k])}, \quad (5.4)$$

где T_0 – такт счета.

Оценки главных гармоник фаз двухфазного сигнала имеют вид [78]

$$\hat{u}_\alpha[k] = (u_{\alpha f}[k](1 - (\hat{\omega}[k]T)^2) - u_{\beta f}[k]2T\hat{\omega}[k])k^{-1},$$

$$\hat{u}_\beta[k] = (u_{\beta f}[k](1 - (\hat{\omega}[k]T)^2) + u_{\alpha f}[k]2T\hat{\omega}[k])k^{-1}. \quad (5.5)$$

Оценка главных гармоник в фазах ПЧ

$$\begin{aligned} \hat{u}_{AB}[k] &= \sqrt{\frac{2}{3}} \hat{u}_\alpha[k], \\ \hat{u}_{BC}[k] &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} \hat{u}_\alpha[k] + \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{u}_\beta[k] \right), \\ \hat{u}_{CA}[k] &= -\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{2} \hat{u}_\alpha[k] + \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{u}_\beta[k] \right). \end{aligned} \quad (5.6)$$

В соответствии с приведенными выше уравнениями составлена структурная схема аналого-дискретного фильтра, представленная на рисунке 5.3. В схеме аналоговые инерционные звенья устраняют высокочастотные помехи, а дискретная часть устраняет изменения амплитуды и фазы полезных составляющих сигналов, возникающие при прохождении сигналов через инерционные звенья. Устранение высокочастотных помех позволяет существенно увеличить такт счета микропроцессорной системы.

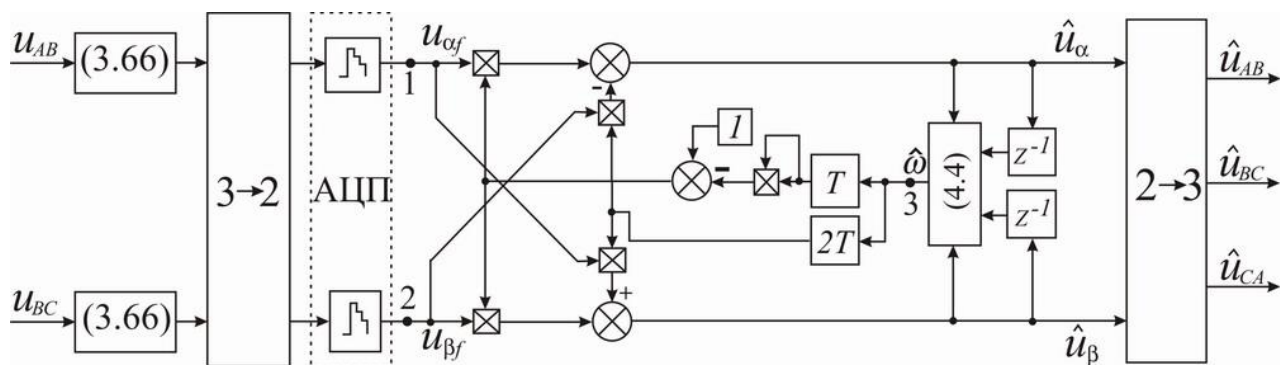


Рисунок 5.3 - Структурная схема аналого-дискретного фильтра.

Результаты моделирования. Компьютерное и натурное [98] моделирование аналого-цифровых фильтров проводились на установке, функциональная электрическая схема которой приведена на рисунке 5.4. При

моделировании использовалась формула Костенко для изменения выходного напряжения от частоты, где частота f изменялась от нуля до 50 Гц в промежутке времени от нулевой до 0,1 секунды, затем принималась равной 50 Гц. Напряжение звена постоянного тока равнялось 540 В, частота ШИМ – 4 кГц.

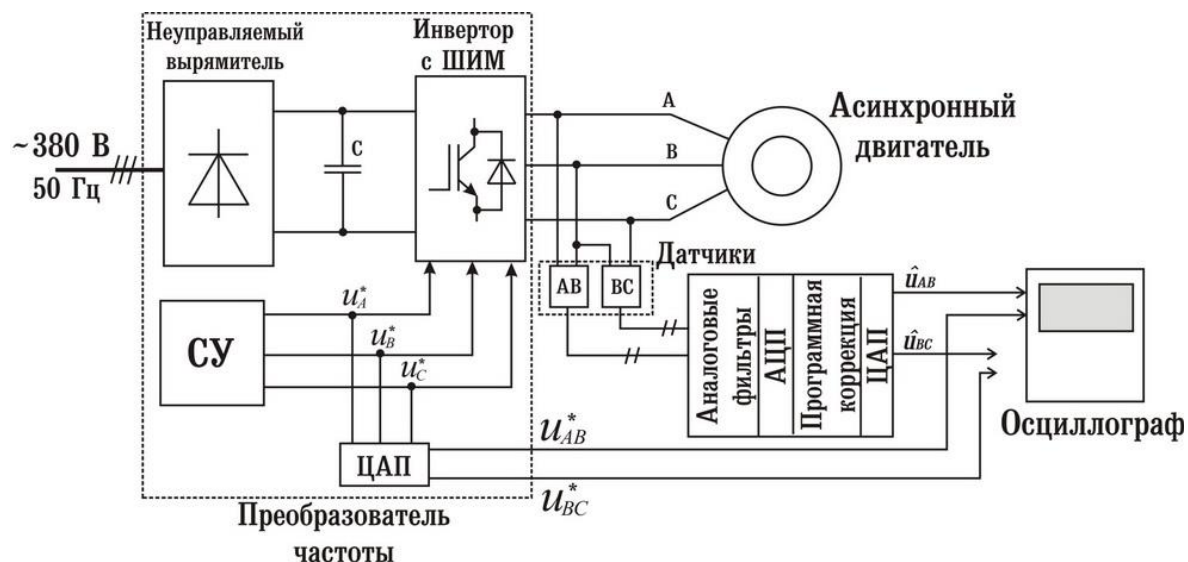
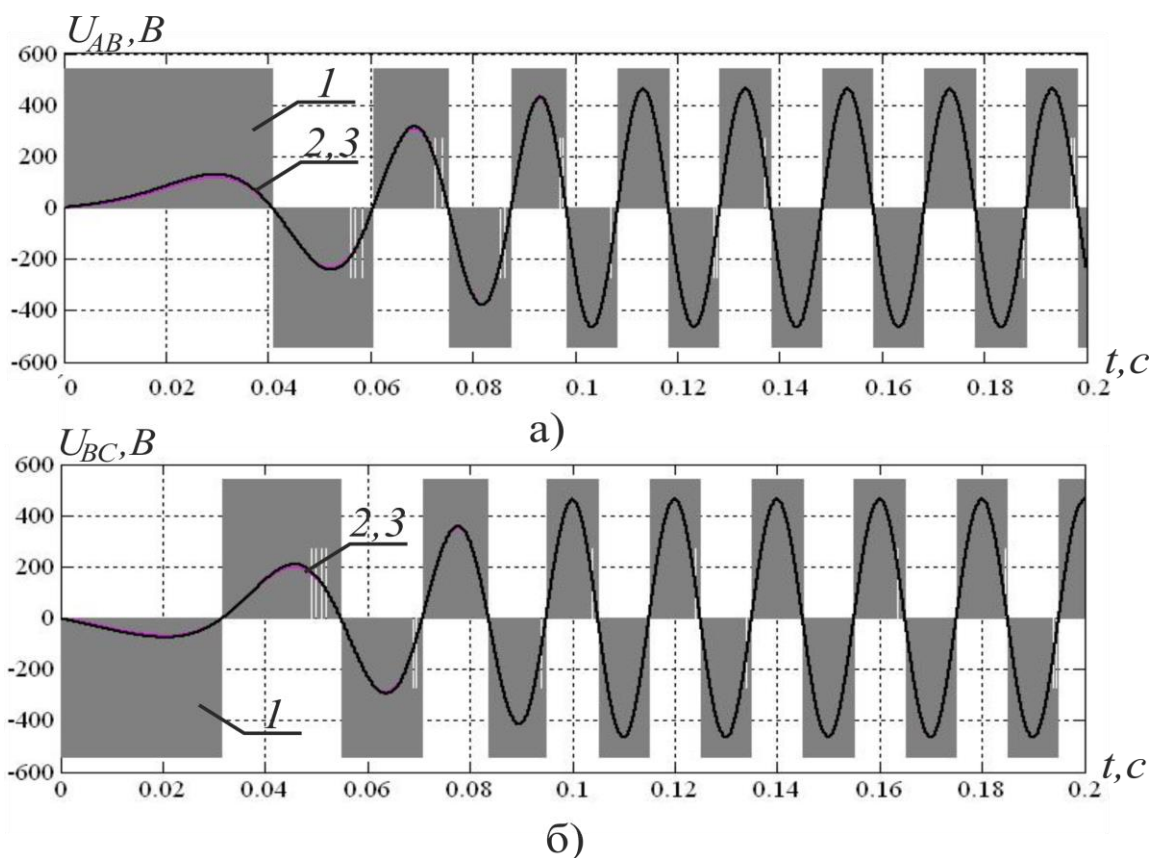


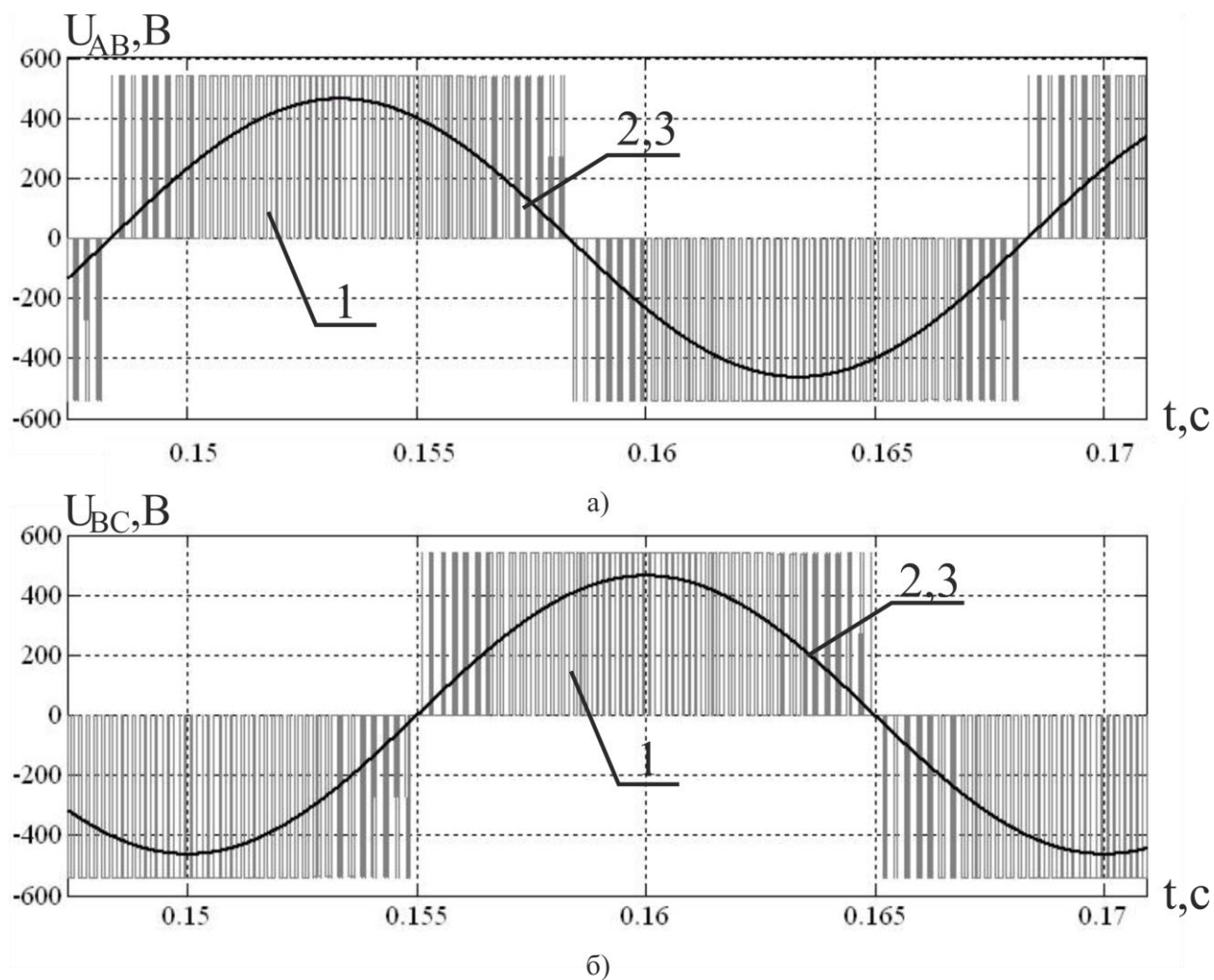
Рисунок 5.4 - Функциональная схема экспериментальной установки.



а – линейное напряжение АВ, б - и линейное напряжение ВС.

Рисунок 5.5 - Результаты компьютерного моделирования.

Результаты компьютерного моделирования показаны на рисунках 5.5, 5.6, на которых цифрой 1 обозначено линейное напряжение на выходе ПЧ, а 2, 3 – соответствуют программным напряжениям и их оценкам. Ошибка оценки в динамике составляет не более 2,5%, а в статике – не более 0,5%. Точность оценки является удовлетворительной при рассмотрении систем ВУ. Ниже приводятся результаты экспериментальных исследований.



а – линейное напряжение АВ, б - и линейное напряжение ВС.

Рисунок 5.6 - Результаты компьютерного моделирования (увеличенный масштаб рисунка 5.5).

Экспериментальная установка. Преобразователь частоты ПЧ-ТТЕТ-63-380-50-УХЛ4 с ШИМ (частота 4 кГц) «мертвым» временем 1 мкс, с номинальными параметрами 380 В, 63 А, был подключен к асинхронному

электродвигателю А2-81-4. Из системы управления через ЦАП выводились программные значения линейных напряжений u_{AB}^* , u_{BC}^* для дальнейшего сравнения со значениями напряжений, полученных с помощью фильтров.

Датчики измеряли линейные напряжения с выходных шин ПЧ u_{AB} и u_{BC} , которые после аналогового RC-фильтра второго порядка, с помощью АЦП переводились в цифровой код. Программная коррекция устраняла изменения по фазе и амплитуде, вносимые аналоговыми фильтрами, и через ЦАП выводились оцененные главные гармоники выходных напряжений ПЧ \hat{u}_{AB} , \hat{u}_{BC} , после чего сравнивались с их программными значениями посредством осциллографа Fluke 123 ScopeMeter и специального программного обеспечения FlukeView. Данное программное обеспечение позволяет получить гармонический состав сигнала, а именно, определить в процентном отношении амплитуды первых гармоник по частотам, кратным основной. Это позволило судить о качестве фильтрации. В аналоговых фильтрах (5.2) полагалось $T=1\text{ мс}$, $d=1$.

Результаты эксперимента. На рисунках 5.7, 5.9, 5.11 дано сравнение главной гармоники выходного линейного напряжения ПЧ \hat{u}_{AB} с соответствующим ее программным значением u_{AB}^* , а на рисунках 5.8, 5.10, 5.12 – гармонический состав отфильтрованного сигнала. Закон изменения выходного напряжения при изменении частоты был принят в соответствии с формулой Костенко, причем номинальной частоте 50 Гц соответствовала номинальная амплитуда напряжения $380 \cdot \sqrt{2} = 536\text{ В}$. Кривыми 1 обозначены программные значения напряжения u_{AB}^* , а кривыми 2 – главные гармоники выходного линейного напряжения \hat{u}_{AB} ПЧ. На рисунках 5.7, 5.9, 5.11 масштабные коэффициенты по оси ординат 1 В/деление, 1 В/деление, 2 В/деление соответственно, а по оси абсцисс 100 мс/деление.

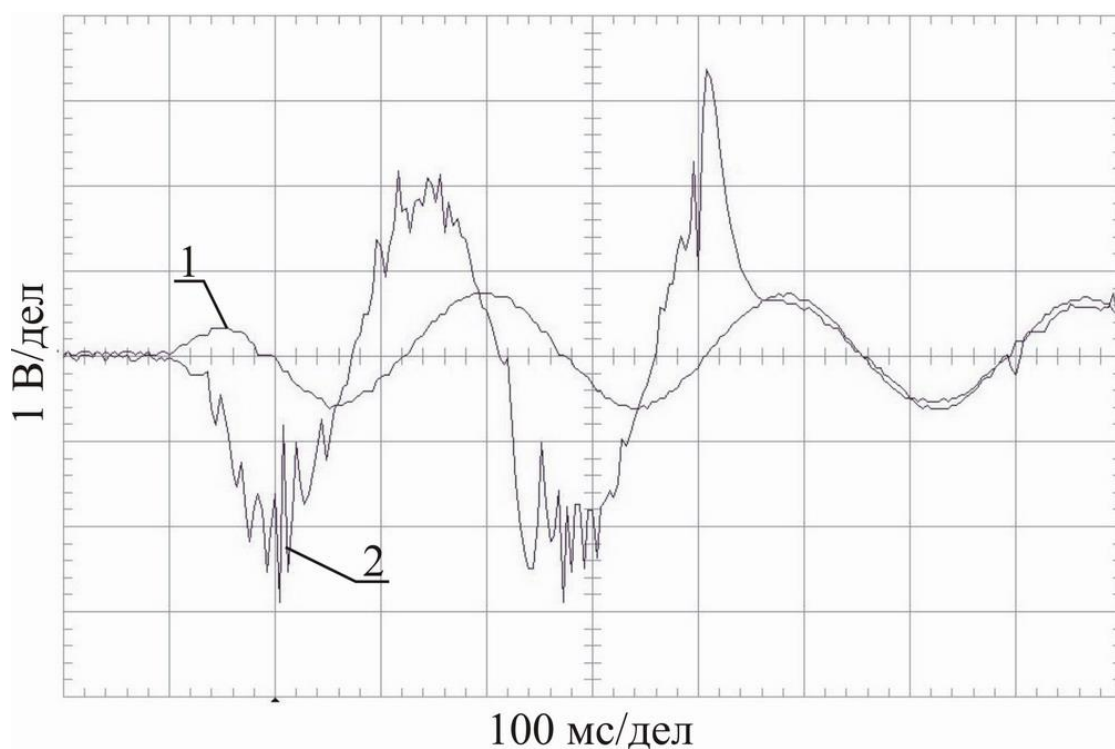


Рисунок 5.7 - Осциллограмма напряжения при разгоне двигателя до частоты 3,57 Гц.

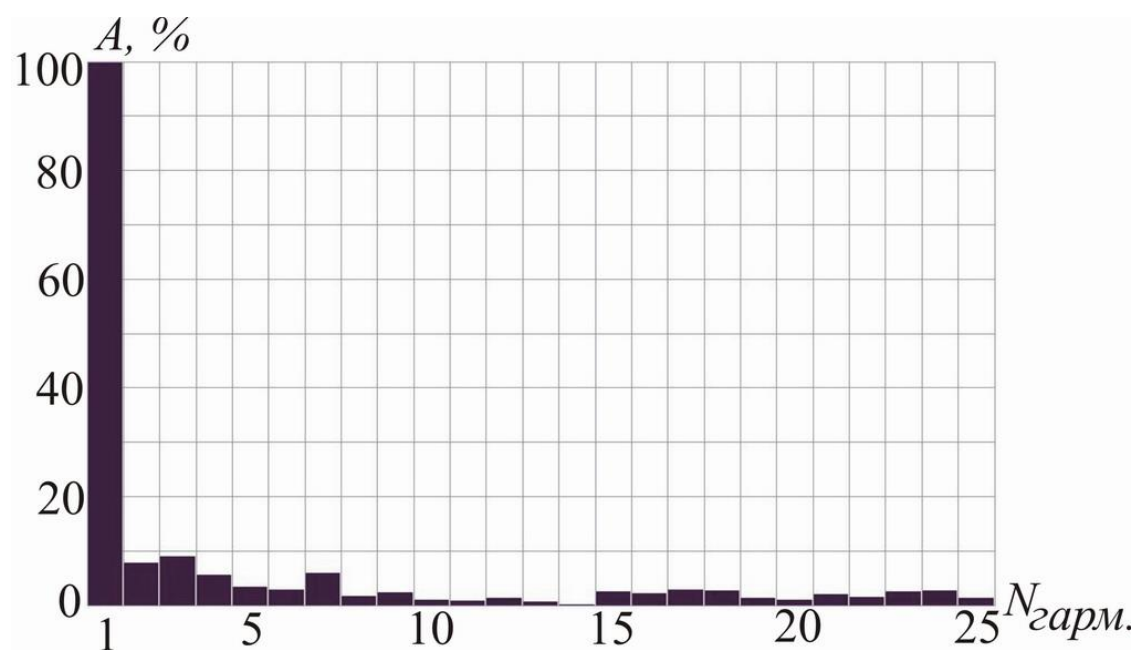


Рисунок 5.8 - Гармонический состав напряжения (частота основной гармоники 3,57 Гц).

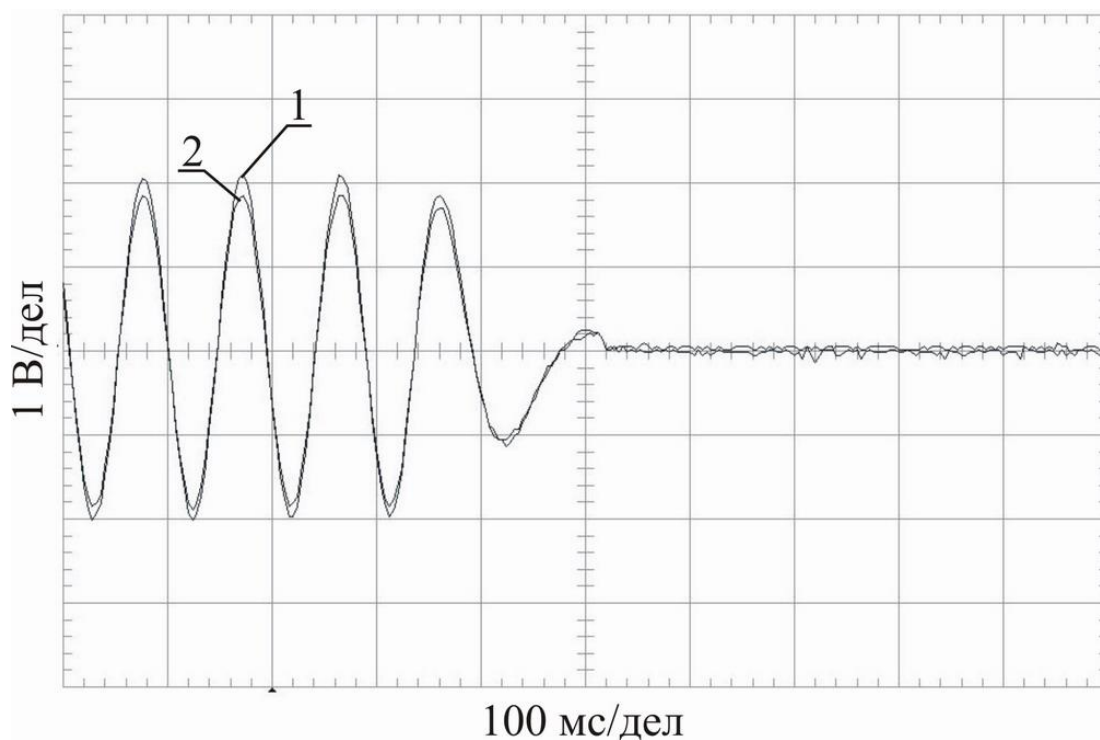


Рисунок 5.9 - Осциллограмма напряжения при торможении двигателя с частоты 10,57 Гц.

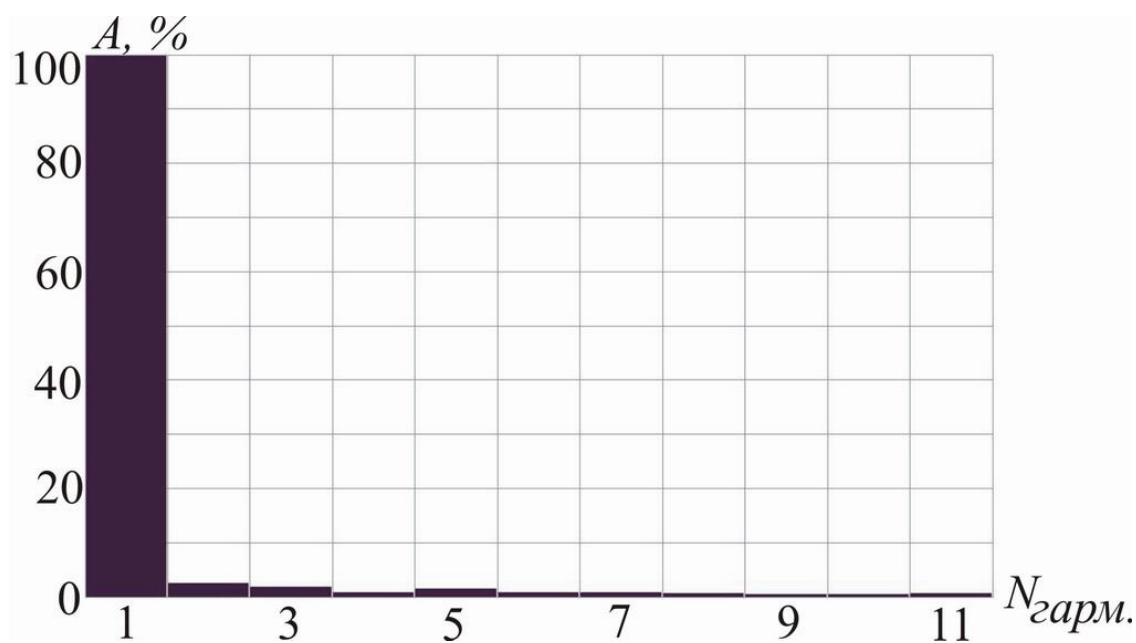


Рисунок 5.10 - Гармонический состав напряжения (частота основной гармоники 10,57 Гц).

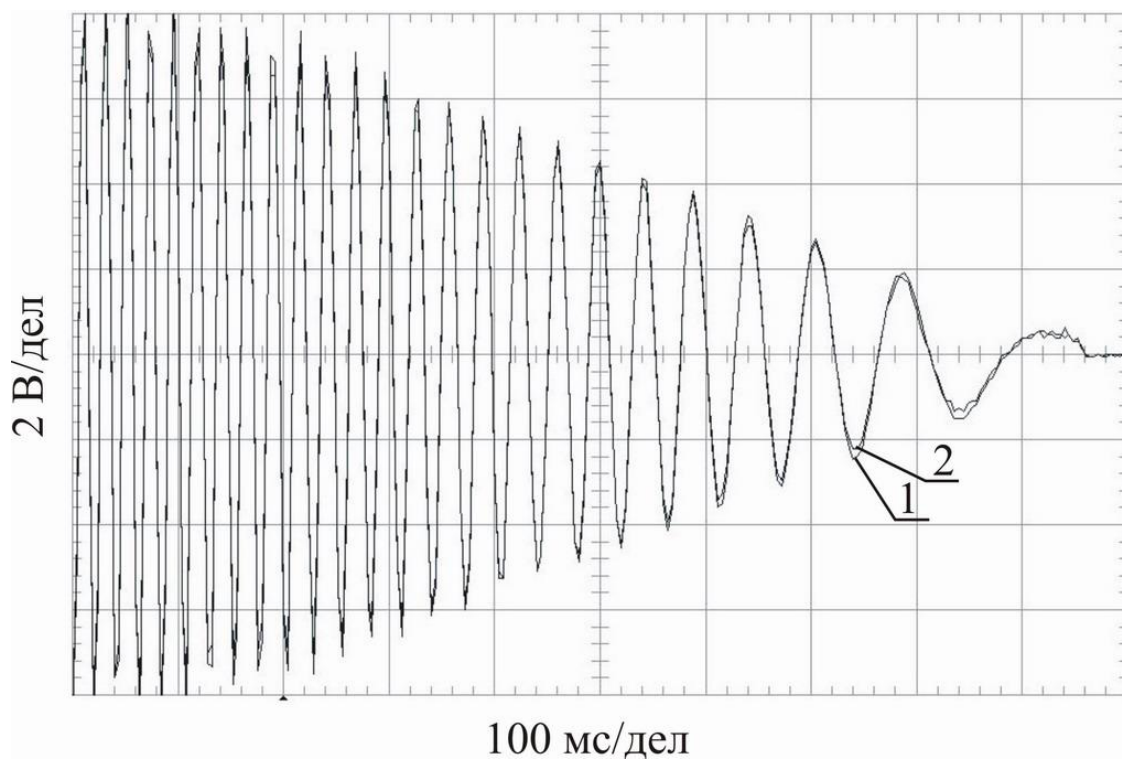


Рисунок 5.11 - Осциллограмма напряжения при торможении с частоты 40,45 Гц.

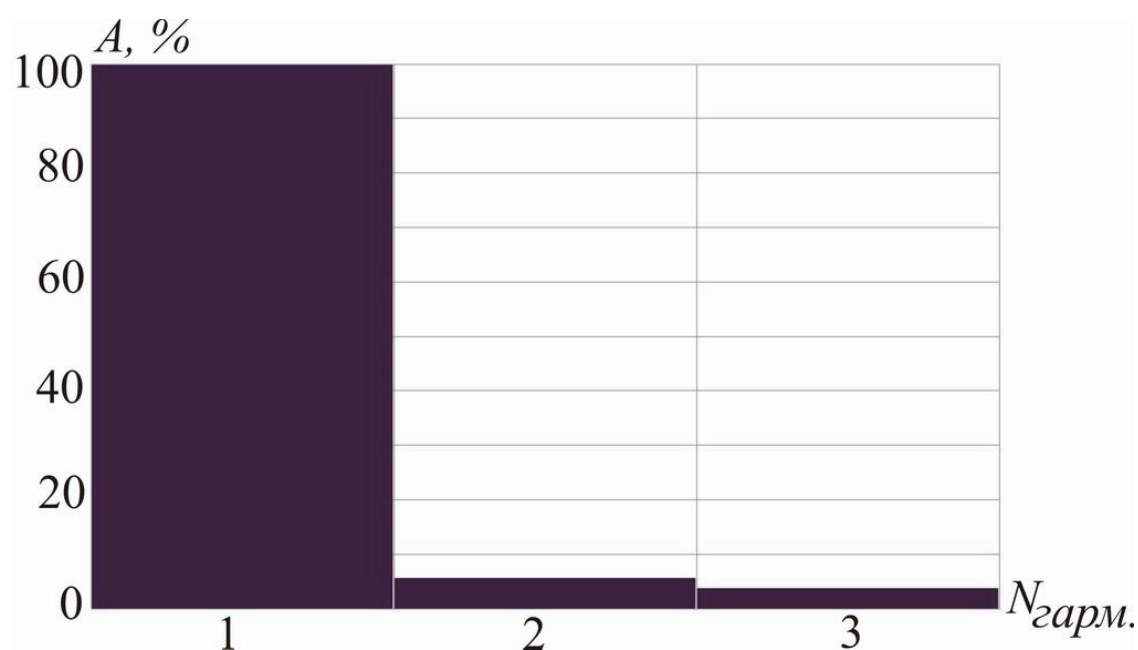


Рисунок 5.12 - Гармонический состав напряжения (частота основной гармоники 40,45 Гц).

Как видно из названных выше рисунков, сдвиг фазы между сравниваемыми сигналами практически отсутствует. На рисунках имеется некоторое отличие

амплитуд программного и выходного напряжений ПЧ с ШИМ. Это отклонение объясняется указанными выше погрешностями блока ШИМ, которые не учитываются программным напряжением. Следует заметить, что для векторного управления наиболее существенным является отсутствие сдвига по фазе. Угловая частота напряжения оценивалась согласно выражению (5.4), поэтому при запуске двигателя имел место переходный процесс в оцениваемом напряжении, вызванный переходным процессом оценивания угловой частоты. Это хорошо видно на рисунка 5.7. На рисунках 5.9, 5.11 такого не наблюдается, поскольку оценка угловой скорости напряжения соответствует истинной. При использовании аналого-цифровых адаптивных фильтров в системе ВУ переходного процесса в оценке напряжения не будет. Это объясняется тем, что в системах ВУ угловая скорость является известной величиной, и исключается необходимость ее оценки с присущим переходным процессом.

Полученные результаты эксперимента совпадают с результатами численного моделирования [78] и свидетельствуют о хороших фильтрующих свойствах разработанных фильтров, которые не дают искажений фаз главных гармоник и практически не изменяют их амплитуды при всех частотах.

Изменение питающего напряжения сети, падение напряжения на транзисторах, запаздывание при открытии и закрытии транзисторов блока ШИМ, а также за счёт “мёртвого” времени приводят к погрешностям при формировании программного напряжения. Поскольку входным сигналом в аналого-цифровые фильтры служит напряжение на выходе ПЧ, то эти фильтры будут автоматически учитывать вышеуказанные погрешности, что позволит значительно улучшить динамические показатели привода, особенно на низких угловых скоростях ротора, и увеличить устойчивость системы в целом.

Полученные результаты эксперимента аналого-цифровых адаптивных фильтров практически совпадают с результатами их численного моделирования и свидетельствуют о хороших фильтрующих свойствах разработанных фильтров, которые не дают изменений фаз главных гармоник и практически не искажают их амплитуды. Изменения питающего напряжения сети, падения напряжения на

транзисторах, запаздывания при открытии и закрытии транзисторов блока ШИМ, а также за счёт “мёртвого” времени приводят к погрешностям при формировании программного напряжения. Поскольку входным сигналом в аналого-цифровые фильтры служит напряжение на выходе ПЧ, то эти фильтры будут автоматически учитывать указанные выше погрешности, что позволит значительно улучшить динамические показатели привода, особенно на низких скоростях ротора, и увеличить устойчивость системы в целом. При этом можно существенно уменьшить такт счета системы. Это объясняется тем, что частота полученного гармонического сигнала, в большинстве случаев, находится в диапазоне от 0 до 50 Гц. На основании результатов, полученных путем численного и натурного моделирования, можно утверждать, что применение аналого-цифровых адаптивных фильтров позволяет получить из напряжения, имеющего вид ШИМ его главную неискаженную гармонику.

5.4 Экспериментальное исследование усовершенствованной системы векторного управления в системе капельного орошения сельского фермерского хозяйства «Мираж»

5.4.1 Описание объекта. Сельское фермерское хозяйство (СФХ) «Мираж» находится в засушливой степной зоне юга Украины (Ореховский район Запорожской области). Общая посевная площадь составляет 22 га, площадь орошения - 15 га. Для орошения используются две системы капельного орошения фирмы John Deere. Система капельного орошения 1 содержит 14 км капельных лент, а система 2 - 7 км. Структура системы водоснабжения капельного орошения приведена на рисунке 5.13.

Подачу воды обеспечивают электронасосные скважинные агрегаты типа ЭЦВ 6-10-80 из 6 скважин, глубиной 30-35 м. Вода закачивается в 5 накопительных емкостей, объемом 88,6 м³ каждая. Далее, с помощью двух центробежных насосов К100-80-160 с приводными асинхронными

электродвигателями АИР160С2У3 мощностью 15 кВт вода подается в системы капельного орошения.

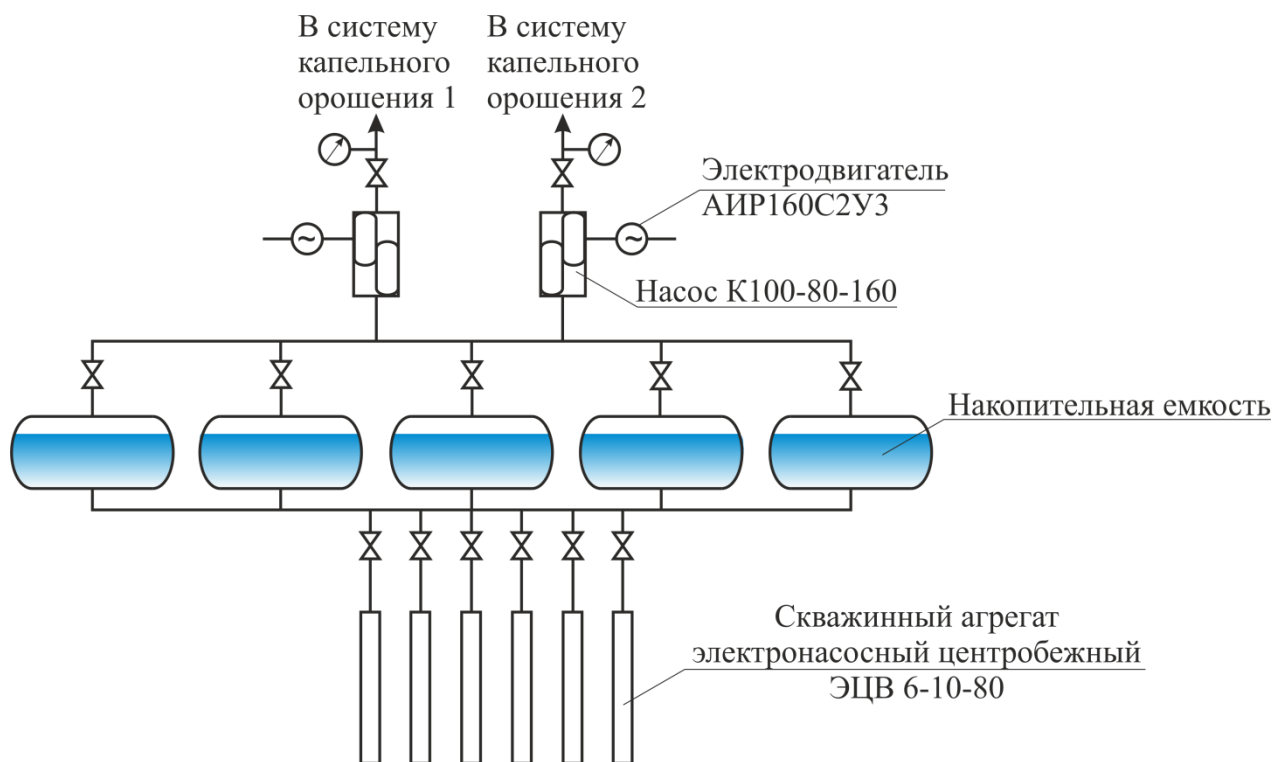


Рисунок 5.13 - Структура системы водоснабжения капельного орошения СФХ «Мираж».

Основные характеристики установленного оборудования приведены в таблице 5.1.

Насосное оборудование получает питание от собственной комплектной трансформаторной подстанции, питаемой от воздушной ЛЭП 10 кВ.

Расход воды регулируется вручную задвижками, установленными после насосов. Расход требует регулирования в зависимости от количества капельных лент, выращиваемой культуры. При этом в условиях эксплуатации, в процессе орошения задвижки открыты на 50-70%. Это говорит о нерациональном использовании мощности электродвигателя, повышенном давлении в магистрали, увеличении протечек за счет избыточного давления.

Таблица 5.1 - Основные характеристики оборудования.

Наименование, единицы измерения	Значение
Скважинный агрегат электронасосный центробежный типа ЭЦВ 6-10-80	
Тип приводного двигателя (трехфазный асинхронный с короткозамкнутым ротором)	ПЭДВ 4,5-140
Номинальная мощность электродвигателя, кВт	4
Номинальный ток электродвигателя, А	10,7
Номинальное линейное напряжение питания электродвигателя, В	380
Производительность, м ³ /ч	10
Напор при номинальной подаче, м	80 (+10%;-5%)
Напор в рабочей области, м	68-88
Центробежный насос К100-80-160 с приводным асинхронным электродвигателем АИР160С2У3	
Номинальная мощность электродвигателя, кВт	15
Номинальное линейное напряжение питания электродвигателя, В	380
Частота вращения, об/мин	3000
Мощность насоса, кВт	11,2
Производительность, м ³ /ч	100
Напор, м	32
КПД насоса, %	73

5.4.2 Синтез схемы электрической принципиальной управления асинхронным электроприводом и подготовка эксперимента. Разработанная схема электрическая принципиальная управления асинхронным электроприводом системы капельного орошения для СФХ «Мираж» представлена в приложении К.

Схема управления предусматривает замкнутую систему управления с обратной связью по давлению, полнофункциональную систему защит.

Питание ПЧ осуществляется от сети 3х380 В, 50 Гц. Питание собственных нужд организовано от силовой сети внутри шкафа. Для автоматизации управления ирригационным насосом использовался датчик давления XML GM006D21 фирмы Schneider Electric со следующими параметрами:

- диапазон давлений 0-6 бар;
- точность измерений $\pm 0,3\%$;
- выходной сигнал 4-20 мА;
- напряжение питания 12/24 В постоянного тока.

Датчик давления был установлен в магистрали после насоса, задвижки были открыты полностью.

Полнофункциональная система защит ПЧ обеспечивает:

а) защиты преобразователя:

- 1) от токов короткого замыкания;
- 2) от недопустимых перегрузок по току;
- 3) от перенапряжений на силовых полупроводниковых приборах;
- 4) от исчезновения или недопустимого снижения входного напряжения питания;

5) от недопустимого повышения входного напряжения питания;

6) от перегрева силовых полупроводниковых приборов;

7) от обрыва фазы входного и выходного напряжений;

8) от коротких замыканий на землю.

б) защиты двигателя от перегрузки;

в) технологические защиты.

Общий вид комплектного электропривода номинальными током 32 А, напряжением 380 В приведен на рисунке 5.14. Навесной шкаф с ПЧ был установлен в пристройке возле насосов. На вал двигателя временно был установлен датчик скорости OCD-CAA1B-1213-C100-CRW для сравнения вычисляемой скорости ротора системой векторного управления с реальной.

Испытания проводились следующим образом. АД разгонялся от ПЧ до скорости, которая обеспечивала соответствующее давление. Для оценки

динамических и статических характеристик в рабочих точках, соответствующих 50%, 70% и 100% угловой скорости задавались возмущения в виде ступенчатого изменения задания давления на 10%, а также производилось открытие/закрытие запорной арматуры в разных частях гидросистемы.

Сравнительные результаты испытаний разработанной системы векторного управления асинхронным электроприводом системы орошения приведены в подразделе 5.6. Акт внедрения приведен в приложении Д.

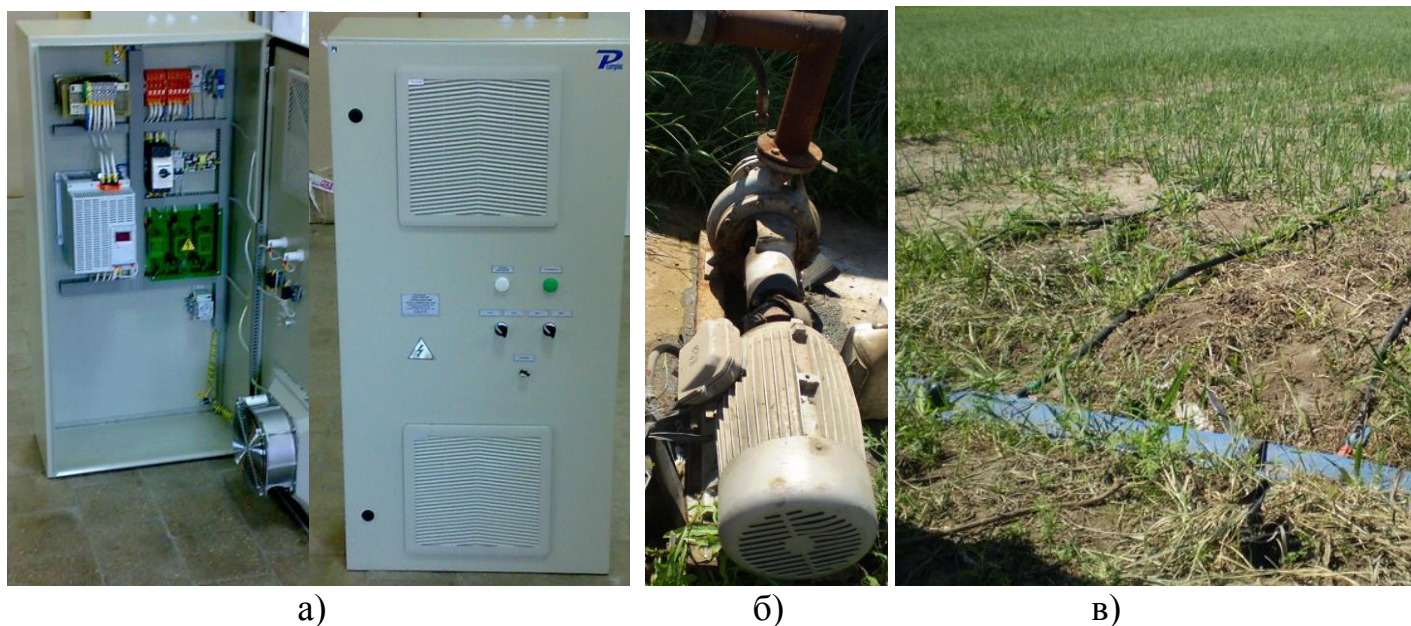


Рисунок 5.14 - Общий вид комплектного электропривода.

5.5 Расчет экономической эффективности внедрения регулируемого асинхронного электропривода системы капельного орошения.

В приложении И приведен расчет экономической эффективности внедрения регулируемого асинхронного электропривода системы капельного орошения для СФХ «Мираж». Результаты расчета представлены в таблице 5.2.

Исходя из полученных результатов, применение ПЧ целесообразно как с технической, так и экономической точки зрения. По истечении срока окупаемости, автоматизированная система управления ирригационным насосом

приносит прибыль в размере около 30 тысяч гривен ежегодно по отношению к существующим затратам на электроэнергию.

Таблица 5.2 - Результаты расчета.

Наименование	Величина, грн с НДС
Стоимость существующих затрат на электроэнергию в год	37882...44844
Стоимость затрат на электроэнергию при использовании ПЧ в год	6399...17559
Экономическая эффективность применения ПЧ	31483...27285
Срок окупаемости ПЧ – до 2-х лет	

5.6 Сравнение результатов усовершенствованной системы ВУ АЭП системы орошения, полученные путем моделирования, в результате лабораторно-промышленных и полевых испытаний

Разработанная система векторного управления асинхронным электроприводом системы орошения, исследовалась путем моделирования, лабораторно-промышленного эксперимента и полевых испытаний. Результаты сведены в таблицу 5.3 и представлены на рисунке 5.15.

Анализ изложенных выше результатов позволяет сформулировать следующее:

а) приемлемые результаты, полученные при моделировании и натурных экспериментах проводились с АД различной мощности (от 5 до 40 кВт), что позволяет говорить о работоспособности усовершенствованной системы ВУ и возможности использования ее для различных мощностей приводного двигателя;

б) угловая скорость ротора АД рассчитывалась с учетом идентифицируемой в реальном времени постоянной времени ротора, а максимальная погрешность в

оценке скорости ротора, вызванная присутствием инъекции в исследуемом диапазоне 50-100% номинальной угловой скорости, составила:

- 1) при моделировании, не более 1,2%;
- 2) при проведении лабораторно-промышленного эксперимента, не более 2,0%;
- 3) при проведении полевых испытаний, не более 2,7%.

Таблица 5.3 – Результаты исследований.

Характер исследования	Мощность двигателя, кВт	Исследуемый диапазон скорости, %	Тестовые возмущения	Точность поддержания скорости при 50 % от номинальной угловой скорости, %
Моделирование	40	0-100	Ступенчатый наброс/сброс момента	1,2
Лабораторно-промышленный эксперимент	5	10-100	Ступенчатый наброс/сброс момента ДПТ	2,0
Полевые испытания	15	50-100	Ступенчатое изменение задания давления на 10%, открытие/закрытие запорной арматуры	2,7

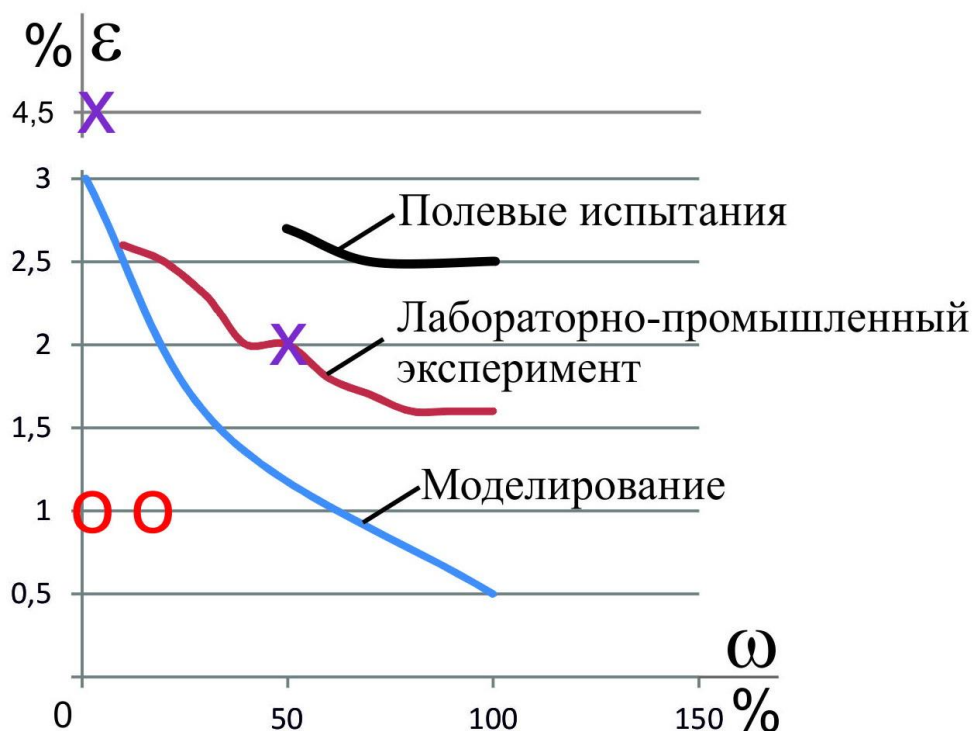


Рисунок 5.15 - Зависимость ошибки от фактической угловой скорости ротора АД (x - известная система ВУ с LC-фильтром, o - известная система ВУ с инъекцией и идентификацией активных сопротивлений).

Сравнивать полученные результаты усовершенствованной системы ВУ с известными решениями очень сложно, из-за одновременного учета целого ряда факторов в исследуемой системе, а именно: наличие инжেকтированной составляющей в намагничивающую составляющую тока статора, идентификация в реальном времени постоянной времени ротора, фильтрация постоянных составляющих в каналах измерения токов и компенсация возмущений, вносимых выходным LC-фильтром.

Было проведено сравнение усовершенствованной системы ВУ с системами, которые включают только LC-фильтр или только инъекцию (рисунок 5.15). Можно сделать следующие выводы:

- усовершенствованная система имеет меньшую на 0,7% погрешность оценки скорости при использовании LC-фильтра;

- усовершенствованная система имеет меньшую на 0,5% погрешность оценки скорости при использовании инъекции в диапазоне скоростей, присущем системам орошения 50-100%;

- примененные в усовершенствованной системе ВУ методы, которые учитывают наличие LC-фильтра и инъекцию отличаются значительной алгоритмической простотой, что позволяет применять менее дорогие процессоры и уменьшить время отладки системы ВУ.

К тому же, можно подтвердить приемлемость полученных результатов исходя из следующих соображений. Погрешность, полученная при полевых испытаниях, объясняется суммой погрешностей датчиков тока LEM HAL 50-S (максимальная суммарная погрешность измерений 1,5%), датчика давления XML GM006D21 (0,3%), датчика скорости OCD-CAA1B-1213-C100-CRW (0,3%) и квантования цифровой системы (такт расчета 200 мкс), а также погрешность оценивания параметров. Более высокую точность измерений при проведении лабораторно-промышленного эксперимента можно объяснить отсутствием датчика давления (и его погрешности), а также более точной настройкой лабораторного оборудования. Полученная погрешность соответствует требованиям управляемого привода систем орошения.

5.7 Выводы из раздела 5

1. Усовершенствованная система ВУ АЭП была исследована путем постановки лабораторно-промышленного эксперимента и проведения полевых испытаний. Исследование показало достаточно высокие динамические характеристики системы ВУ, на базе разработанных блоков.

2. Упреждающий компенсатор искажений статорного напряжения АД, вносимых силовыми LC-фильтрами, испытывался в составе ПЧ типа ПЧ5-D2-640/380/50-070-B00-УХЛ4 номинальными током 640 А, напряжением 380 В, производства ООО «Научно-производственное предприятие «Преобразователь-комплекс» в комплекте с выходным LC-фильтром VW3A5210 фирмы Schneider

Electric (см. акт внедрения, приложение Д). В настоящее время ПЧ успешно используется на МК «Запорожсталь».

3. Система векторного управления с разработанными блоками, описанная в подразделах 4.1, 4.2, в виде алгоритма в разностных уравнениях (приложение Ж), была реализована на специальной плате управления, организованной на процессоре LPC4357, проходила лабораторно-промышленные испытания на двухмашинном стенде ООО «Научно-производственное предприятие «Преобразователь-комплекс» с асинхронным двигателем MTF112-6 5 кВт, и двигателем постоянного тока 2ПБ160МГ 2,5 кВт (см. акт внедрения, приложение Д).

4. Было проведено отдельное экспериментальное исследование аналого-цифровых адаптивных фильтров трехфазных сигналов, примененных с целью прямого измерения статорного напряжения с последующим выделением его первой гармоники без изменения фазы и амплитуды, вносимых аналоговыми фильтрами в каналах измерения (см. акт, приложение Е).

5. Разработанная система управления проходила полевые испытания в сельско-фермерском хозяйстве «Мираж» г. Орехов Запорожской области с системой капельного орошения, на площади 15 га. Использовался ПЧ с приводным асинхронным двигателем центробежного насоса мощностью 15 кВт в системе замкнутой по давлению (при этом обязательный гидравлический регулятор давления из системы был исключен) (см. акт внедрения, приложение Д).

6. Результаты, полученные путем моделирования и путем натурных экспериментов проводились на АД различной мощности (от 5 до 40 кВт), что позволяет утверждать о приемлемой работоспособности как самой системы векторного управления, так и о возможности ее настройки при применении двигателей различной мощности.

7. Угловая скорость ротора АД рассчитывалась с учетом идентифицируемой в реальном времени постоянной времени ротора. Максимальная ошибка в определении оценки скорости ротора, вызванная присутствием инжекции в необходимом для работы ирригационного насоса диапазоне 50-100% от номинальной скорости составляет:

- при моделировании, не более 1,2%,
- при проведении лабораторно-промышленного эксперимента, не более 2,0%,
- при проведении полевых испытаний, не более 2,7%.

8. Было проведено сравнение усовершенствованной системы ВУ с системами, которые включают только LC-фильтр или только инъекцию. Можно сделать следующие выводы:

- усовершенствованная система имеет меньшую на 0,7% погрешность оценки скорости при использовании LC-фильтра;
- усовершенствованная система имеет меньшую на 0,5% погрешность оценки скорости при использовании инъекции в диапазоне скоростей, присущем системам орошения 50-100%;
- примененные в усовершенствованной системе ВУ методы, которые учитывают наличие LC-фильтра и инъекцию отличаются значительной алгоритмической простотой, что позволяет применять менее дорогие процессоры и уменьшить время отладки системы ВУ.

9. Выполнен расчет экономической эффективности внедрения регулируемого асинхронного электропривода в системе капельного орошения СФХ «Мираж». Экономическая эффективность составляет практически 30 000 гривен в год на каждой насосной установке. Срок окупаемости составляет не более 2-х лет.

ВЫВОДЫ

На основании анализа информационных источников и результатов теоретических и экспериментальных исследований усовершенствования векторного управления асинхронного электропривода насосными агрегатными системами сельскохозяйственного орошения получены следующие научные результаты:

1. Установлено, что для обеспечения эффективного использования насосных агрегатов системы сельскохозяйственного орошения целесообразно применять ВУ, задачей которого является высокودинамичное регулирование давления поливной воды, одновременное управление скоростью от нулевой до номинальной и крутящим моментом АД. Управление названными параметрами позволяет значительно уменьшить частоту гидроударов, увеличить КПД электродвигателя за счет отдельного управления намагничивающей и моментной составляющими тока статора и как следствие, снизить потери на намагничивание и нагрев.

2. Разработанная компьютерная модель ВУ АЭП системы орошения с новыми техническими решениями позволила определить и исследовать ее статические и динамические характеристики. Анализ системы ВУ показал достаточное для систем орошения быстродействие, а также подтвердил, что быстродействие системы ВУ практически не зависит от скорости ротора при приложении момента сопротивления различной величины. Продолжительность переходного процесса составляет 0,46-1,0 с в диапазоне угловых скоростей ротора от нулевой до номинальной при приложении номинального момента сопротивления. Величина провала скорости при тех же условиях составляет 6,0-6,3 рад/с (номинальная угловая скорость ротора 152 рад/с). При приложении момента сопротивления 38% от номинального в диапазоне угловых скоростей ротора от 1 рад/с до номинальной получена продолжительность переходного процесса - 0,35-0,6 с. Величина провала скорости при этом составляет 2,4-3,0 рад/с.

Усовершенствованная система ВУ имеет меньшую на 0,5-0,7% погрешность оценки скорости по сравнению с известными системами в присущем для систем орошения диапазоне скоростей 50-100%.

3. Разработан электротехнический комплекс, основой которого является усовершенствованная схема ВУ АЭП насосного агрегата системы орошения, которая отличается от известных совокупностью пассивного LC-фильтра на выходе ПЧ и наличием инжектированной составляющей в намагничивающую составляющую тока статора. Моделирование статических и динамических процессов ВК позволили:

- разработать алгоритмически простой упреждающий компенсатор искажений статорной напряжения, которые вносит установленный на выходе пассивный LC-фильтр, применение которого позволяет восстановить систему ВУ к устойчивому состоянию и сохранять показатели качества регулирования при погрешности, не превышающей 3%;

- разработать алгоритмические блоки оценки синхронной скорости ротора, которые при наличии инжектированного сигнала обеспечивают погрешность оценки не более 5%;

- разработать адаптивный наблюдатель угловой скорости ротора, учитывающий изменение постоянной времени ротора при изменении температуры АД с длительностью идентификации в 60 раз меньшей по сравнению с существующим методом. Погрешность регулирования скорости насоса не превышает 1,2%, оценки постоянной времени ротора не превышает 5%;

- разработать блоки выделения в реальном времени главных гармоник и постоянных составляющих в каждой фазе с погрешностью не более 0,5%, что обеспечивает уменьшение погрешности при вычислении вектора потокосцепления, а также и гармонические колебания момента и угловой скорости ротора АД.

4. Результаты лабораторно-промышленных и полевых исследований подтвердили высокие динамические характеристики ВУ в системе АЭП. Например, максимальная погрешность в оценке скорости ротора АД, различной

мощности (от 5 кВт до 40 кВт), которая вызвана наличием инъекции в необходимом для работы насоса диапазоне 50-100% от номинальной скорости, составила 1,2%; 2,0%; 2,7% по результатам моделирования, лабораторно-промышленного и полевого исследований соответственно. Это свидетельствует о хорошем совпадении теоретических и экспериментальных данных.

5. Доказано, что усовершенствованная система ВУ АЭП насосным агрегатом системы орошения позволяет получить качественное управление угловой скоростью вплоть до нулевой, и обеспечивает выходные напряжения ПЧ близкие к синусоидальной форме с коэффициентом нелинейных искажений не более 8%, что существенно уменьшает потери в линии ПЧ-АД и не ухудшает показатели изоляции по сравнению с обычным ШИМ-сигналом на выходе ПЧ.

6. Основные результаты исследований внедрены в производство, в частности СФХ «Мираж» г. Орехов, Запорожской обл. и в учебный процесс Запорожского национального технического университета при подготовке специалистов всех ОКР по специальности «Электромеханические системы автоматизации и электропривод». Технико-экономическая эффективность от использования системы ВУ АЭП насосного агрегата мощностью 15 кВт для орошения составила около 30 тыс. грн. в год.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Abu-Rub H. Speed Observer System for Advanced Sensorless Control of Induction Motor / H. Abu-Rub, J. Guzinski, Z. Krzeminski, H.A. Toliyat // IEEE Trans. on Energy Conversion.– 2003.– Vol.18, № 2.– P.219–224.
2. Akatsu K. Sensorless Very Low-Speed and Zero-Speed Estimation with Online Rotor Resistance Estimation of Induction Motor Without Signal Injection / K. Akatsu, A. Kawamura // IEEE Trans. Indust. Applic.– 2000. –Vol.36, № 3.– P.764–771.
3. Attaianese C. A. A novel approach to speed and parameters estimation in induction motor drives / C. Attaianese, G. Tomasso, A. Damiano, I. Marongiu, A. Perfetto // IEEE Trans. Energy Conversion.– 1999.– Vol.14, № 4.– P.939–945.
4. Beguenane R. MRAC-IFO induction motor control with simultaneous velocity and rotor-inverse time constant estimation / R. Beguenane, M. Ouhrouche // Proceeding of IASTED International Conference PES'2003. – 2003. – 8 p.
5. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage für die TRANSVECTOR – Regelung von Asynchronmaschinen / F. Blaschke // Siemens-Zeitschrift.–1971.– 45.– P.757.
6. Blaschke F. The principle of field orientation applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines / F. Blaschke // Siemens- Rev.– 1972.– 39.– P.217–220.
7. Casadei D. Performance Analysis of a Speed-Sensorless Induction Motor Drive Based on a Constant-Switching-Frequency DTC Scheme / D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, F. Profumo // IEEE Trans. Indust. Applic.– 2003. – Vol.39, № 2.– P.476–483.
8. Das J.C. Passive Filters – Potentialities and Limitation / J.C. Das // IEEE Trans. Ind. Applicat.– 2004.–Vol.40, № 1.– P.232–241.
9. Depenbrock M. Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine / M. Depenbrock // IEEE Trans. Power Electronics.– 1988.– Vol.3, №4.– P.420–429.

- 10.Guidi G. A novel stator resistance estimation method for speed-sensorless induction motor drives / G. Guidi, H. Umida // IEEE Trans. Industry Applications.– 2000.– Vol.36, № 6.– P.1619–1627.
- 11.Gyu-Sik Kim. Recursive Rotor Resistance Adaptation Algorithm for Induction Motor Control / Gyu-Sik Kim, Jae-Yoon Kim, Ju-Yeop Choi, Ick Choy // In Proc. IECON '98. – Germany, Sept., 1998. – P. 883–887.
- 12.Ha I.-J. An Online Identification Method for both Stator and Rotor Resistances of Induction Motor without Rotational Transducers / I.-J. Ha, S.-H. Lee // IEEE Trans. On Industrial Electronics.– 2000.– Vol.47, № 4.– P.842–852.
- 13.Holtz J. Methods for Speed Sensorless Control of AC Drives / J. Holtz // IEEE PCC–Yokohama, 1993. – P. 415–420.
- 14.Holtz J. Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors / J. Holtz, J. Quan // IEEE Trans. on Industry Application. – 2003.– Vol.39, №4.–P.1052–1060.
- 15.Holtz J. Sensorless Vector Control of Induction Motors at Very Low Speed Using a Nonlinear Inverter Model and Parameter Identification / J. Holtz, J. Quan // IEEE Trans. Indust. Applic.– 2002.– Vol.38, № 4.– P.1087–1095.
- 16.Ho-Sun Yoo. A Polar Coordinate-Oriented Method of Identifying Rotor Flux and Speed of Induction Motors without Rotational Transducers / Ho-Sun Yoo, In-Joong Ha, Sang-Hoon Lee, Sung-Jung Yoon, Yo Ko // In Proc. IECON '94. – 1994. – Vol.3. – P. 2116–2121.
- 17.Hu J. New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range / J. Hu, B. Wu // IEEE Transactions on Power Electronics.–1998.– Vol.13, № 5.– P. 969–977.
- 18.Ilas C. Comparison of Different Schemes without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drives / C. Ilas, A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva, F. Profumo // In Proc. IECON '94. – 1994. – Vol.3. – P. 1579–1588.
- 19.Janda Z. The Realization of a Novel Speed-Sensorless Induction Motor Drive / Z. Janda, M. Jankovic', J. Bebic', S. Vukosavich', V. Vuckovich' // In Proc. IECON '94. – 1994. – Vol.3. – P. 1621–1626.

- 20.Kojima M. Novel Vector Control System Using Deadbeat-Controlled PWM Inverter With Output LC Filter / M. Kojima, K. Hirabayashi, Y. Kawabata, E.C. Ejiogu, T. Kawabata // IEEE Trans. Ind. Applicat.– 2004.–Vol.40, № 1.– P.162–169.
- 21.Kozo Ide. Torque Control of Induction Machine by Vector Approximation with Parameter Adaptation Based on MRAS / Ide Kozo, Zhi-Guo Bai, Zi-Jiang Yang and Teruo Tsuji. // In Proc. IECON '94. –Bologna (Italy), Sept., 1994. – Vol.1 – P. 281–286.
- 22.Krzeminski Z. Application of Observer System to Nonlinearly Controlled Induction Motor Fed by Voltage Source Inverter / Z. Krzeminski // In Proc. IECON '94. – Bologna (Italy), Sept., 1994. – Vol.1. – P. 311–315.
- 23.Kubota H. Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Machines using Flux Observer / H. Kubota, K. Matsuse // Proc. IECON '94. – 1994. – Vol. 3. – P. 1611–1615.
- 24.Kubota H. Speed Sensorless Field–Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation / H. Kubota, K. Matsuse // IEEE Trans. Industry Applications.–1994.–Vol.30, № 5.– P.1219–1224.
- 25.Kubota H. Regenerating–Mode Low–Speed Operation of Sensorless Induction Motor Drive with Adaptive Observer / H. Kubota, I. Sato, Y. Tomura, K. Matsuse, H. Ohta, Y. Hori // IEEE Trans. Ind. Applications.– 2002.– Vol.38, № 4.– P.1081–1086.
- 26.Leonhard W. Control of electrical drives / W. Leonhard. – Berlin: Springer, 1996. – 420 p.
- 27.Matsuse K. A Speed–Sensorless Vector Control of Induction Motor Operating at High Efficiency Taking Core Loss into Account / K. Matsuse, Sh. Taniguchi, T. Yoshizumi, K. Namiki // IEEE Trans. Ind. Appl.– 2001.– Vol.37, № 2.– P.548–557.
- 28.Minh Ta-Cao. Rotor Resistance Estimation Using Fuzzy Logic for Hight Perfomance Induction Motor Drives / Ta-Cao Minh, Le-Huy Hoahg. // In Proc. IECON '98. – Germany, 1998. – P. 303–308.

- 29.Mora J.L. ASIC-Based Tachometer Without Mechanical Transducer for Induction Machines / J.L. Mora, J.N. Tombs, R. Pachon, A. Torralba, M. Barranco, L.G. Franquelo // In Proc. IECON '99. – 1999. – SP – 2.
- 30.Neacsu D. Comparative Analysis of Torque-Controlled IM Drives with Applications in Electric and Hybrid Vehicles / D. Neacsu, K. Rajashekara // IEEE Transactions on Power Electronics.– 2001.– Vol.16, № 2.– P.240–247.
- 31.Novotny D.W. Vector control and dynamics of AC drives / D.W. Novotny, T.A. Lipo. – Oxford: Oxford University Press, 1996. – 440 p.
- 32.Ohtani T. Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder / T. Ohtani, N. Tacada, K. Tanaka // IEEE Trans. Indust. Applic.– 1992.– Vol.28, № 1.– P.157–164.
- 33.Peng F.-Z. Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors / F.-Z. Peng, T. Fukao // IEEE Trans. on Indust. Applic.– 1994.– Vol.30, № 5.– P.1234–1240.
- 34.Potapenko E.M. Development and Study of Filtration Methods for Multiphase Indeterminate Signals / E.M. Potapenko, E.E. Potapenko, A.V. Solomakha // Journal of Automation and Information Sciences.– 2007.– Vol.39, № 12.– P.14–24.
- 35.Ritter C. M. An Alternative Sensor less Field Orientation Method / C. M. Ritter, J.L. Silvino // IEEE Trans. on Energy Conversion.– 1999.– Vol.14, №4.– P.1335–1340.
- 36.Rosolovski E. Recursive Method for Power System Frequency Measurement / E. Rosolovski, J. Staszewski // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. – 2002. – Част.6. – С. 114–117.
- 37.Salomaki J. Sensorless Control of Induction Motor Drives Equipped With Inverter Output Filter / J. Salomaki, M. Hinkkanen, J. Luomi // IEEE Trans. on Ind. Electronics.– 2006.– Vol.53, № 4.– P.1188–1197.
- 38.Schauder C. Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers / C. Schauder // IEEE Trans. on Indust. Applic.– 1992.– V.28, № 5.– P.1054–1061.
- 39.Schroder D. Neural-Net Based Observes for Sensorless Drives / D. Schroder, C. Schaffner, U. Lenz // In Proc. IECON '94. – 1994. – Vol.3. – P. 1599–1610.

40. Swamy M. A Novel Stopping Method for Induction Motors Operating From Variable Frequency Drives / M. Swamy, T. Kume, Sh. Fujii, Y. Yukihiro, M. Sawamura // In Proc. IECON '2000. – Japan, Oct., 2000. – P. 2346–2351.
41. Tajima H. Consideration about Problems and Solutions of Speed Estimation Method and Parameter Tuning for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives / H. Tajima, G. Guidi, H. Umida // IEEE Trans. Industry Applications. – 2002. – Vol. 38, № 5. – P. 1282–1289.
42. Takahashi I. A Novel Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor / I. Takahashi, T. Noguchi // IEEE Trans. Industry Application. – 1986. – Vol. IA-22, № 5. – P. 820–827.
43. Tsuji M. A sensorless vector control system for induction motor using q-axis flux with stator resistance identification / M. Tsuji, S. Chen, K. Isumi, E. Yamada // IEEE Trans. On Industrial Electronics. – 2001. – Vol. 48, № 1. – P. 185–193.
44. Tung-Hai Chin. Approaches for Vector Control of Induction Motor without Speed Sensor / Tung-Hai Chin // In Proc. IECON '94. – 1994. – Vol. 3. – P. 1616–1620.
45. Vas P. Sensorless vector and direct torque control / P. Vas. – Oxford, New York, Tokyo: Oxford University Press, 1998. – 729 p.
46. Xu X. Stator Flux Orientation Control of Induction Machines in the Field Weakening Region / X. Xu, R. De Doncker, D.W. Novotny // IEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec. – 1988. – P. 437–443.
47. Yang Qiu. A Simple Online Estimation Method of Rotor Resistance for Induction Motor Using MRAC / Qiu Yang, Huang Lipei, Bai Bing, Xue Zhiyun. // In Proc. IECON '99. – 1999. – SP. – 2.
48. Бешта А.С. Идентификация координат асинхронного двигателя в условиях дрейфа активных сопротивлений / А.С. Бешта, А.В. Балахонцев, Е.Г. Худой // Научный журнал Запорожского национального технического университета «Электротехника и электроэнергетика», Вып. 2. Запорожье – 2005. – с. 59–64.
49. Бешта А.С. Диагностика теплового состояния асинхронного двигателя / А.С. Бешта, С.С. Худолей, N. Neuberger, E. Nolle // Сборник научных трудов Днепропетровского государственного технического университета

- (технические науки). Тематический выпуск «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – Днепродзержинск: ДГТУ, 2007. – С. 469–471.
- 50.Бондаренко В.І. Основи електричного привода. / В.І. Бондаренко. Навчальний посібник. - Запоріжжя: ЗНТУ, 2003. – 314 с.
 - 51.Бохон І.М. Вплив технічного стану насосного устаткування на економічну ефективність зрошуваного землеробства / І.М. Бохон // Праці Таврійського державного агротехнологічного університету. – Мелітополь: ТДАТУ, 2015. – Вип. 15., Т.2. – 382 с. – С.144-153.
 - 52.Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными двигателями / А. А. Булгаков. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216с.
 - 53.Браславский И.Я. Принципы построения микропроцессорной системы управления частотно-регулируемым асинхронным электроприводом насоса / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, Е.И. Барац // Электротехника. – 1998. – №8. – С. 6–10.
 - 54.Виноградов А.Б. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом / А.Б. Виноградов, В.Л. Чистосердов, А.Н. Сибирцев // Электротехника. – 2003. – №7. – С.7–17.
 - 55.Волков А.В. Быстродействующее векторное регулирование статорного тока в асинхронных электроприводах с двухзвенным непосредственным преобразователем частоты / А.В. Волков, Н.Л. Антонов // Электромашиностроение и электрооборудование. — К.: Техніка, 2004. — № 62. — С. 21–24.
 - 56.Вольдек А.И. Электрические машины / А.И. Вольдек. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.
 - 57.Дацковский Л.Х. Современное состояние и тенденции в частотно-регулируемом электроприводе (Краткий аналитический обзор) / Л.Х. Дацковский, В.И. Роговой, Б.И. Абрамов, Б.И. Моцохейн, С.П. Жижин // Электротехника. – 1996. – №10. – С. 18–28.

58. Зиновкин В.В. Исследование влияния искажений статорного напряжения асинхронного электропривода с выходными силовыми фильтрами / В.В. Зиновкин, В.И. Бондаренко, А.В. Соломаха // *Праці Таврійського державного агротехнологічного університету*. – Мелітополь: ТДАТУ, 2015. – Вип. 15., Т.2. – 382 с. – С.37-45.
59. Калачев Ю. Н. Векторное регулирование / Ю.Н. Калачев. – М.: «ЭФО», 2013. – 72 с.
60. Квакуернаак Х. Линейные оптимальные системы управления / Х. Квакуернаак, Р. Сиван. – М.: Мир, 1977. – 650 с.
61. Клименко Ю.М. Практическая реализация асинхронных электроприводов с векторным полеориентированным управлением / Ю.М. Клименко, А.В. Садовой, Ю.Ю. Клименко // *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. Наукові праці КДПУ*. – Кременчук: КДПУ, 2002. – Вип. 1(12). – С. 85-89.
62. Козаченко В.Ф. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам / В.Ф. Козаченко // *Chip News*. – 1999. – №1(34). – С. 2–9.
63. Коренькова Т.В. К задаче расширения регулировочных возможностей насосных комплексов / Т.В. Коренькова // *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. Наукові праці КДПУ*. – Кременчук: КДПУ, 2006. – Вип. 4(39). – С. 12-17.
64. Кристенссон Й. Плавное отключение / Й. Кристенссон, С. Клинг // *ABB Ревю*. – 2007. – №3. – С. 31-33.
65. Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства / Н.Т. Кузовков. – М.: Машиностроение, 1976. – 184 с.
66. Лазарев Г.Б. Мощные высоковольтные преобразователи частоты для регулируемого электропривода в электроэнергетике / Г.Б. Лазарев // *Электротехника*. – 2005. – № 11. – С. 3–8.

67. Никитин В.М. Энергосберегающие электроприводы / В.М. Никитин, А.Д. Поздеев, Ф.И. Ковалёв, Г.Н. Шестопёров // Электротехника. – 1996. – №4. – С. 52–55.
68. Перельмутер В.М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока / В.М. Перельмутер. – Х.: Основа, 2004. – 210 с.
69. Пересада С.М. Адаптивный наблюдатель Матсусе: новый синтез, гарантирующий асимптотичность оценивания вектора потокосцепления и активного сопротивления ротора асинхронного двигателя / С.М. Пересада, С.Н. Ковбаса, В.С. Бовкунович // Техн. Електродинаміка. 2010. - №3 - С. 28-32.
70. Пересада С.М. Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор / С.М. Пересада // Вестник Донецкого национального технического университета. – 1999. – С. 1–23.
71. Пересада С.М. Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя / С.М. Пересада, С.Н. Ковбаса, В.С. Бовкунович // Техн. Електродинаміка. - 2010.- №1 - С. 60-66.
72. Пересада С.М. Экспериментальное тестирование адаптивного к вариациям активного сопротивления роторной цепи наблюдателя потокосцепления асинхронного двигателя / С.М. Пересада, С.Н. Ковбаса, В.С. Бовкунович // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України: Зб. наук. пр. — К.: ІЕД НАНУ, 2010. — Вип 25. — С. 68-71.
73. Пивняк Г.Г. Особенности пуска асинхронного двигателя / Г.Г. Пивняк, А.С. Бешта, О. Ноле, Н. Нойбергер, И.В. Шепилова // Електромашинобудування та електрообладнання. – 2006. – № 66. – С. 23, 24.
74. Попович Н.Г. Электромеханические системы автоматизации и задача энергосбережения / Н.Г. Попович, Н.В. Печник // Вісник ХДПУ. Збірка наукових праць: Тематичний випуск 113. – Харків: ХДПУ, 2000. – С. 297–300.
75. Попович Н.Г. Исследование процессов векторного управления асинхронной машиной с учетом насыщения магнитной цепи / Н.Г. Попович, С.М. Пересада, Д.Н. Коломиец // Вестник ХГПУ. Тематический выпуск «Проблемы

- автоматизированного электропривода. Теория и практика». – Харьков: ХГПУ, 1998.– С. 125–127.
- 76.Потапенко Е.Е. Определение скорости плоского вращения вектора, заданного его проекциями / Е.Е. Потапенко // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2002. – № 1. – С. 143–146.
- 77.Потапенко Е.Е. Синтез и анализ аналого-цифровых адаптивных наблюдателей многофазных неопределенных сигналов / Е.Е. Потапенко // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2003. – № 1. – С. 139–142.
- 78.Потапенко Е.Е. Синтез и анализ компенсационных фильтров многофазных неопределенных сигналов / Е.Е. Потапенко, Е.М. Потапенко // Вісник Національного технічного університету „ХПІ”. Тематичний випуск „Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика”. – Харків: НТУ „ХПІ”, 2003. – Т.2, №10. – С. 342–344.
- 79.Потапенко Е.Е. Синтез экстремального робастного управления асинхронным приводом / Е.Е. Потапенко, Е.М. Потапенко // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки». – Ч. 6. – Київ: ІЕ НАНУ, 2000. – С. 34–37.
- 80.Потапенко Е.Е. Энергосберегающее робастное управление асинхронными приводами / Е.Е. Потапенко, Е.М. Потапенко // Механіка та машинобудування. – 1999. – № 1. – С. 106–111.
- 81.Потапенко Е.М. Робастные алгоритмы векторного управления асинхронным приводом / Е.М.Потапенко, Е.Е.Потапенко.- Запорожье: ЗНТУ, 2009.- 352 с.
- 82.Потапенко Е.М. Оптимизация и исследование динамики токовых контуров системы векторного управления асинхронным двигателем / Е.М. Потапенко, Д.С. Даниличев, Е.Е. Потапенко, В.Г. Бичай, Е.В. Васильева // Електротехніка і електроенергетика. – 2003. – № 1. – С. 42–47.
- 83.Потапенко Е.М. Оценка векторов потокосцеплений и их скоростей в двигателях переменного тока / Е.М. Потапенко, Е.Е. Потапенко // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Тематичний випуск «Проблеми

- автоматизованого електропривода. Теорія і практика». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2003. – Т.1, №10. – С. 105–107.
- 84.Потапенко Е.М. Оценка двухфазных неопределенных сигналов при наличии погрешностей датчиков / Е.М. Потапенко, Е.Е. Потапенко // Электротехника (Россия). – 2004. – № 6. – С. 29–31.
- 85.Потапенко Е.М. Синтез инвариантных и адаптивных к изменению сопротивления статора алгоритмов векторного управления асинхронным двигателем / Е.М. Потапенко, Е.Е. Потапенко // Проблемы управления и информатики. – 2007. – №2. – С. 16–29.
- 86.Потапенко Е.М. Синтез робастных комбинированных регуляторов токовых контуров при векторном управлении двигателями переменного тока / Е.М. Потапенко, Е.Е. Потапенко // Проблемы управления и информатики. – 2006. – № 6. – С. 69–78.
- 87.Потапенко Е.М. Фильтрация многофазных неопределенных гармонических сигналов / Е.М. Потапенко, Е.Е. Потапенко // Электротехника (Россия). – 2003. – № 3. – С.55–57.
- 88.Потапенко Е.М. Определение скорости ротора асинхронного двигателя с помощью адаптивного наблюдателя Луэнбергера / Е.М. Потапенко, Е.Е. Потапенко, А.В. Соломаха // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – 2005. – № 3. – С. 67–69.
- 89.Потапенко Е.М. Определение скорости и постоянной времени ротора асинхронного двигателя с помощью адаптивного наблюдателя / Е.М. Потапенко, Е.Е. Потапенко, А.В. Соломаха // Матеріали 12-ої міжнародної конференції з автоматичного управління “Автоматика–2005”, 30 травня–3 червня 2005 р. – Харків: НТУ “ХПІ”, 2005. – Т. 2. – С. 123,124.
- 90.Потапенко Е.М. Простая система векторного управления асинхронными двигателями с клеммными измерениями / Е.М. Потапенко, Е.Е. Потапенко, А.В. Соломаха // Вісник Національного технічного університету “ХПІ”. Збірник наукових праць “Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика”. – Харків: НТУ “ХПІ”. – 2005. – №45. –с.134-136.

- 91.Потапенко Е.М. Синтез адаптивного фильтра-наблюдателя двухфазного сигнала / Е.М. Потапенко, Е.Е. Потапенко, А.В. Соломаха // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. – Кременчук: КДПУ, 2006. – Вип.3/2006 (38). Частина 2. – С.46-48.
- 92.Потапенко Е.М. Информационное обеспечение векторного управления асинхронным двигателем–2 / Е.М. Потапенко, Е.Е. Потапенко, А.В. Соломаха, Е.В. Васильева // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2005. – №2 – С. 153–158.
- 93.Потапенко Е.М. Оценка потокосцеплений асинхронных двигателей при наличии погрешностей измерений тока и напряжения / Е.М. Потапенко, А.В. Соломаха, А.А. Куликов // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2003. – №2 – с. 159-161.
- 94.Потапенко Е.М. Синтез адаптивных наблюдателей потокосцеплений ротора и статора прямым методом Ляпунова / Е.М. Потапенко, А.В. Соломаха // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. – Кременчук: КДПУ, 2007. – Вип.3/2007 (44). Частина 1. – с.25-27.
- 95.Потапенко Е.М. Синтез и анализ компенсатора пассивного LC-фильтра на выходе преобразователя частоты / Е.М. Потапенко, А.В. Соломаха // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2007. – №2. – С. 148–151.
- 96.Потапенко Е.М. Сравнение перспективных методов оценки вектора потокосцепления асинхронного двигателя / Е.М. Потапенко, А.В. Соломаха // Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного технического университета (технические науки). Тематический выпуск «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – Днепродзержинск: ДГТУ, 2007. – С. 415–417.
- 97.Потапенко Е.М. Калибровка датчиков однофазных гармонических сигналов с помощью динамических фильтров / Е.М. Потапенко, А.В. Соломаха, Е.Е. Потапенко // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2004. – № 2 – С. 164–167.

- 98.Потапенко Е.М. Экспериментальное исследование аналого-цифровых адаптивных фильтров трехфазных сигналов / Е.М. Потапенко, А.В. Соломаха, А.В. Савранская // Електромашинобудування та електрообладнання. – 2006. – № 66. – С. 271, 272.
- 99.Рудаков В.В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. – Л-д: Энергоатомиздат, 1987. – 136с.
100. Сандлер А.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями / А.С. Сандлер, Р.С. Сарбатов. – М.: Энергия, 1974. – 328 с.
101. Соломаха А.В. Повышение эффективности асинхронного электропривода технологического комплекса водоснабжения АПК / А.В. Соломаха // Матеріали VI Міжнародної науково-технічної конференції пам'яті І.І. Мартиненка «Енергозабезпечення технологічних процесів в агропромисловому комплексі України» (10-14 червня 2015 року). – Мелітополь: ТДАТУ, 2015. – 94 с.
102. Соломаха А.В. Разработка метода упреждающей компенсации искажений статорного напряжения АД, вносимых выходными силовыми фильтрами / А.В. Соломаха // Автоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы. – 2008. – №1. – с. 125–129.
103. Соломаха А.В. Разработка методов оценки вектора потокосцепления и его угловой скорости при наличии инжектированной составляющей / А.В. Соломаха // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. – Кременчук: КДПУ, 2008. – Вип.4/2008 (51). Частина 2. – с.21-24.
104. Соломаха А.В. Формирование системы векторного управления асинхронным приводом с компенсацией неопределенностей / А.В. Соломаха // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2008. – №1. – С. 148–153.
105. Тітов Ю. П. Насосні станції водопостачання і водовідведення / Ю. П. Тітов, М. М. Яковенко. Навчально-методичний посібник. – Харків, 2004. – 203 с.

106. Хашимов А.А. Энергосберегающие системы автоматизированного электропривода переменного тока / А.А. Хашимов // Электротехника. – 1995. – №11. – С. 34–39.
107. Хойджен П. Фильтры для частотных инверторов / П. Хойджен // Chip News. – 2002. – № 8. – С. 58–60.
108. Чиликин М.Г. Теория автоматизированного электропривода / М.Г. Чиликин, В.И. Ключев, А.С. Сандлер. – М.: Энергия, 1979.– 616 с.
109. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000.– 654 с.