

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ (НАЦИОНАЛЬНЫЙ
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)»**

На правах рукописи



ТРОШИН ПАВЕЛ АНАТОЛЬЕВИЧ

**БЕЗДАТЧИКОВОЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНО-ФАЗОВОЕ
УПРАВЛЕНИЕ СИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ С ПОСТОЯННЫМИ
МАГНИТАМИ**

Специальность 2.4.2. –

Электротехнические комплексы и системы

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:

кандидат технических наук,

доцент кафедры 310

Шишов Д.М.

Москва - 2026

СОДЕРЖАНИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	4
ВВЕДЕНИЕ.....	6
1 АНАЛИЗ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ СДПМ.....	13
1.1 Векторно-ориентированные методы управления СДПМ.....	13
1.2 Методы бездатчикового управления СДПМ на основе ЭДС и наблюдателей состояния	22
1.3 Методы управления, ориентированные на работу в широком диапазоне частот вращения и пуск из произвольного начального положения ротора	32
1.4 Сравнительный анализ методов	40
Выводы по главе.....	44
2 РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА БЕЗДАТЧИКОВОГО УПРАВЛЕНИЯ И МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РЕГУЛЯТОРА	45
2.1 Постановка задачи и требования к алгоритму управления СДПМ	45
2.2 Математическое описание алгоритма бездатчикового векторного управления и структура системы управления.....	48
2.3 Математическая модель СДПМ	63
2.4 Реализация алгоритма управления в среде Matlab/Simulink	71
Выводы по главе.....	77
3 ИМИТАЦИОННОЕ КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОПРИВОДА.....	79
3.1 Моделирование работы алгоритма управления в широком диапазоне частот вращения ротора	79
3.2 Имитационное компьютерное моделирование алгоритма управления в специальных режимах.....	95

Выводы по главе.....	111
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	113
СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ	115
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	117

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АИН – автономный инвертор напряжения

БСЭ – блок силовой электроники

ГГС – генератор гармонических сигналов

ДН – датчик напряжения

ДТ – датчик тока

ЗИ – задатчик интенсивности

КПД – коэффициент полезного действия

КУ – корректирующее устройство

ОГР – ограничитель

РЭ – релейный элемент

С – сумматор

СДПМ – синхронный двигатель с постоянными магнитами

У – умножитель

ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты

ФНЧ – фильтр нижних частот

ЭМ – электрическая машина

A/D (англ. Analog to Digital Converter) – аналого-цифровой преобразователь

DTSMO (англ. Discrete-Time Sliding Mode Observer) – дискретный наблюдатель скользящего режима

EMF (англ. Electromotive Force) – электродвижущая сила

FFT (англ. Fast Fourier Transform) – быстрое преобразование Фурье

FOC (англ. Field-Oriented Control) – векторное управление с ориентацией по полю

LP Filter (англ. Low-Pass Filter) – фильтр нижних частот

MPC (англ. Model Predictive Control) – модельно-прогнозирующее управление

МТПА (англ. Maximum Torque Per Ampere) – алгоритм максимального момента на ампер

PMSM (англ. Permanent Magnet Synchronous Motor) – синхронный двигатель с постоянными магнитами

PWM (англ. Pulse-Width Modulation) – широтно-импульсная модуляция

SMC (англ. Sliding Mode Controller) – контроллер скользящего режима

SVPWM (англ. Space Vector Pulse-Width Modulation) – векторная широтно-импульсная модуляция

ZOH (англ. Zero Order Hold) – удержание нулевого порядка

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Синхронные двигатели с постоянными магнитами (СДПМ) находят широкое применение в современных электроприводах, где предъявляются повышенные требования к удельной мощности, энергоэффективности, динамическим характеристикам и надежности системы управления. Одним из ключевых требований к современным электроприводам является повышение энергетической эффективности при сохранении заданных массогабаритных характеристик, динамических показателей и эксплуатационной надежности. Это требование напрямую связано с энергетической эффективностью силовой части и системы управления электропривода.

В современных электроприводах широко применяются СДПМ [1], обладающие высокой удельной мощностью [2], высоким коэффициентом полезного действия (КПД) и хорошими динамическими характеристиками [3-6]. Однако реализация потенциальных преимуществ СДПМ требует применения развитых систем управления, обеспечивающих формирование электромагнитного момента и регулирование частоты вращения в широком диапазоне.

Традиционные системы векторного управления, как правило, предполагают использование датчиков положения ротора и датчиков частоты вращения, либо требуют существенных вычислительных ресурсов и долгой предварительной настройки под конкретный электропривод для реализации алгоритмов оценки состояния и формирования управляющих воздействий. Наличие датчиков положения увеличивает массу, стоимость и снижает надежность системы, что особенно критично для компактных электроприводов и систем с ограниченными аппаратными ресурсами. Высокие требования к вычислительной мощности также повышают стоимость и усложняют реализацию в компактном исполнении.

В связи с наличием целого ряда ограничений классический подход к векторному управлению СДПМ нельзя назвать универсальным решением, что приводит к необходимости поиска новых путей к построению систем управления. Решением этой задачи занимаются научные и инженерные коллективы в России и за рубежом. Среди них можно выделить:

- Среди отечественных исследователей следует отметить работы А.С. Анучина, А.Б. Виноградова, Ю.Н. Калачева, Д.В. Самохвалова и других авторов, занимающихся вопросами построения систем частотно-регулируемого электропривода, векторного управления, цифровой реализацией алгоритмов управления, а также повышением энергетической эффективности электромеханических систем;
- *Xu D.* и соавторы из Харбинского политехнического университета, с работой, посвященной систематизации современных методов бездатчикового управления [7];
- *Harnefors L.* и соавторы из Мелардаленского университета, предложившие единую теорию бездатчикового векторного управления для асинхронных двигателей и СДПМ, согласно которой один и тот же регулятор с небольшими модификациями можно использовать для обоих типов двигателей, а также добились гарантированной синхронизации из любого начального положения ротора [8];
- *Dominguez J.R.* и соавторы из Гвадалахарского университета разработали цифровое скользящее бездатчиковое управление для СДПМ с экспериментальной верификацией [9];
- И многие другие.

Однако анализ указанных работ показывает, что в настоящее время большинство подходов к управлению требуют достаточно точного знания параметров электродвигателя, связаны с повышенной вычислительной сложностью, либо нуждаются в специальных процедурах пуска. Особенно

сложными остаются режимы пуска из произвольного начального положения ротора и работа на малых частотах вращения.

Объектом исследования является электропривод на основе СДПМ, включающий электродвигатель, силовой электронный преобразователь и систему управления.

Предметом исследования являются методы бездатчикового векторного управления СДПМ, обеспечивающие пуск из произвольного положения ротора и работу в широком диапазоне частот вращения при ограниченных вычислительных ресурсах микропроцессорной системы управления, а также электромеханические процессы в электроприводе на основе СДПМ при использовании данных методов.

Цель и задачи диссертационного исследования. Целью диссертационной работы является разработка и исследование алгоритма бездатчикового амплитудно-частотно-фазового управления СДПМ, не требующего непосредственного определения положения и частоты вращения ротора и обеспечивающего работоспособность электропривода в широком диапазоне частот вращения и различных режимах, таких как сброс и наброс нагрузки, пуск из произвольного положения ротора, пуск при вращающемся роторе.

Для достижения поставленной цели были решены следующие задачи:

1. Проанализированы существующие методы управления СДПМ и определены их ограничения применительно к электроприводам с широким диапазоном частот вращения;
2. Сформулированы требования к разрабатываемому алгоритму управления с учетом пусковых, переходных и установившихся режимов работы электропривода;

3. Обоснованы выбор регулируемой величины и режима управления СДПМ;
4. Разработан способ вычисления регулируемой величины по измеряемым фазным токам и напряжениям без определения положения и частоты вращения ротора;
5. Разработана структура системы управления с коррекцией частоты, фазы и амплитуды задающих воздействий;
6. Разработана математическая и имитационная модели электропривода с учетом принятых допущений и вентиляторной нагрузки;
7. Установлены критерии работоспособности алгоритма и проведены его исследования в широком диапазоне частот вращения и в специальных режимах, таких как сброс и наброс нагрузки, пуск из произвольного начального положения ротора, пуск при вращающемся роторе.

Научная новизна работы заключается в том, что:

1. Предложен способ бездатчикового амплитудно-частотно-фазового управления СДПМ, основанный на регулировании синуса угла между результирующими векторами тока и напряжения статора;
2. Разработан способ формирования сигнала рассогласования непосредственно по измеряемым фазным токам и напряжениям в неподвижной системе координат без определения положения и частоты вращения ротора и без перехода во вращающуюся систему координат dq ;
3. Разработана структура бездатчиковой системы управления на основе предложенного способом, в которой единый сигнал рассогласования используется для коррекции фазового положения, частоты и амплитуды задающих воздействий;
4. Предложен способ пуска СДПМ из произвольного начального положения ротора без предварительного определения его начального угла или переключения структуры управления;

5. Предложен способ пуска электродвигателя при условии вращающегося под воздействием внешнего момента роторе, независимо от направления его вращения.

Практическая значимость работы заключается в том, что:

1. Предложенный способ может быть использован при создании систем управления электроприводами на основе СДПМ без применения механических датчиков положения и частоты вращения ротора;
2. Формирование сигнала рассогласования без использования параметров двигателя снижает чувствительность системы управления к изменению и технологическому разбросу параметров двигателя;
3. Разработанная структура управления может быть реализована программно на микроконтроллерах с ограниченными вычислительными ресурсами и не требует существенного усложнения аппаратной части электропривода;
4. Разработанная имитационная компьютерная модель мехатронной системы позволяет выполнять предварительную настройку алгоритма и исследовать пусковые и переходные процессы, изменение нагрузки, пуск при различных начальных положениях ротора и пуск при вращающемся роторе до проведения натурных экспериментов;
5. Разработанная имитационная компьютерная модель мехатронной системы может быть использована при выборе параметров регулятора, определении допустимых режимов работы и разработке программного обеспечения систем управления электроприводами на основе СДПМ.

Методы исследования. Для решения поставленных в работе задач использовались методы теории электропривода, линейных и нелинейных электрических цепей, методы имитационного компьютерного моделирования в среде *Matlab/Simulink*, теория автоматического управления и регулирования,

методы дифференциального и интегрального исчисления, методы математического анализа, основы электроники и основы электромеханики.

Основные положения диссертации, выносимые на защиту:

1. Способ бездатчикового амплитудно-частотно-фазового управления СДПМ по синусу угла между результирующими векторами тока и напряжения статора, обеспечивающий поддержание заданной частоты вращения ротора без использования датчиков положения ротора в широком диапазоне, включая сверхнизкие частоты вращения;
2. Математический алгоритм вычисления регулируемой величины по мгновенным значениям фазных токов и напряжений без определения положения и частоты вращения ротора;
3. Структура системы амплитудно-частотно-фазового управления СДПМ с коррекцией фазы, частоты и амплитуды задающих воздействий по единому сигналу рассогласования;
4. Имитационная компьютерная модель мехатронной системы, в которой реализован предложенный способ бездатчикового амплитудно-частотно-фазового управления СДПМ;
5. Результаты имитационного компьютерного моделирования работы мехатронной системы с предложенным способ управления в диапазоне частот вращения от 1 до 0,001 номинального значения частоты вращения, устанавливающие границы его работоспособности и характер изменения динамических показателей при снижении частоты вращения;
6. Результаты имитационного компьютерного моделирования работы мехатронной системы с предложенным способ управления при изменении нагрузки, различных начальных положениях ротора и пуске при вращающемся роторе, демонстрирующие устойчивость алгоритма к внешним возмущениям, корректную работу и стабильный пуск электродвигателя при произвольных начальных условиях.

Достоверность и обоснованность научных результатов

Достоверность основных положений и научных результатов диссертационной работы подтверждается и обосновывается путем анализа и верификации полученных аналитических заключений с результатами проведенного имитационного компьютерного моделирования.

Реализация результатов работы

Результаты диссертационной работы были внедрены в разработки ООО «РЭСТАР», что подтверждено Актом №16 от 02.07.2026 г. (Приложение А).

Апробация работы. Основные результаты обсуждались и докладывались на: «Международной молодежной научной конференции XLVIII Гагаринские чтения» (МАИ, г. Москва, 2022 г.); «Международной молодежной научной конференции XLIX Гагаринские чтения 2023» (МАИ, г. Москва, 2023 г.); «2023 IEEE 24th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)» (с. Чемал, 2023 г.); «2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)» (с. Чемал, РФ, 2024 г.); «XXXIII Всероссийский научно-технический семинар «Актуальные вопросы электропривода» (МЭИ, г. Москва, 2026 г.).

Публикации. По теме диссертационной работы опубликовано 7 научных работ. Из них 4 статьи в журналах и изданиях, рекомендуемых ВАК РФ и 3 статьи в изданиях, индексируемых международными базами *Scopus* и *WoS*. Получены в соавторстве 3 патента на изобретение.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, трех глав, заключения и списка используемых источников. Основная часть работы содержит 126 машинописных страниц, в том числе 69 рисунков и 8 таблиц. Список используемых источников 103 наименований. Общий объем работы – 127 страниц.

1 АНАЛИЗ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ СДПМ

В первой главе рассматриваются современные методы управления синхронными двигателями с постоянными магнитами, применяемые в электроприводах. Анализируются их особенности, преимущества и ограничения с точки зрения применения в электроприводах с широким диапазоном частот вращения, ограниченными вычислительными ресурсами и повышенными требованиями к надежности. Основное внимание уделяется тем свойствам методов управления, которые определяют возможность их практического использования в системах с жесткими ограничениями по массе, вычислительным ресурсам и устойчивости в переходных режимах.

1.1 Векторно-ориентированные методы управления СДПМ

Наиболее распространенным подходом к управлению синхронными двигателями с постоянными магнитами является векторное управление [10-12]. Широкое применение данного класса методов обусловлено возможностью раздельного регулирования электромагнитного момента и магнитного потока, что обеспечивает высокую динамику, точность управления и хорошие энергетические показатели электропривода, позволяя работать в широком диапазоне нагрузок и частот вращения. Однако практическая реализация данных методов требует точного знания параметров двигателя, и, как правило, использования датчиков положения ротора, что накладывает определенные ограничения при применении в системах с жесткими требованиями к массе, энергопотреблению и надежности [13].

В работе «*High Performance Control and Estimation in AC Drives*» [14] векторное управление рассматривается как ключевой этап развития систем управления электрическими машинами. Основная идея данного подхода состоит в переходе к вращающейся системе координат, связанной с выбранным вектором потокосцепления, что позволяет представить электромагнитные процессы в форме, удобной для анализа и синтеза систем

управления. Такая вращающаяся система координат представлена на рисунке 1.1. В результате продольная и поперечная составляющие тока могут использоваться для независимого управления потоком и моментом.

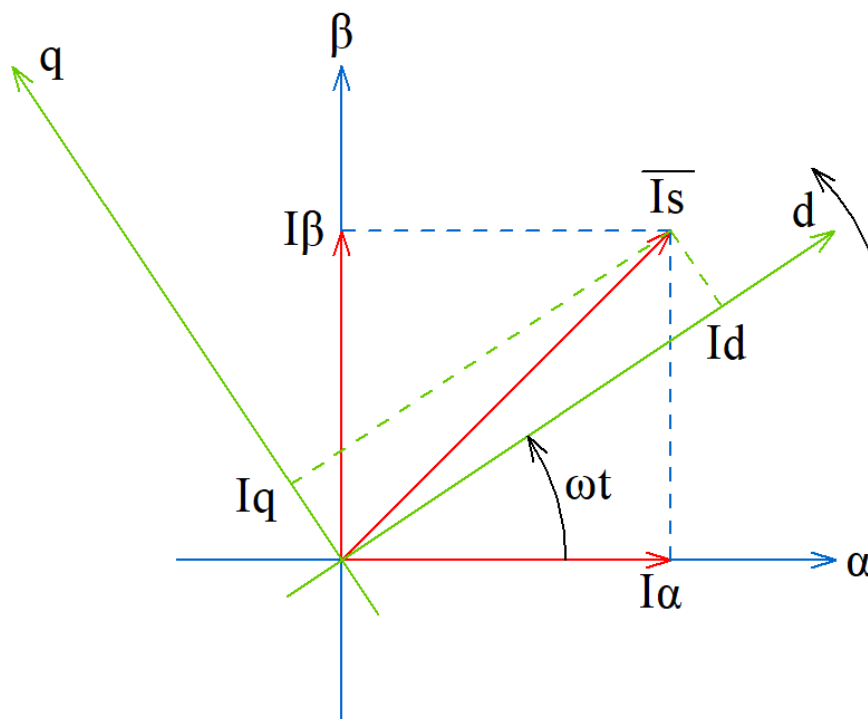


Рисунок 1.1 – Векторная диаграмма представления результирующего вектора тока статора в неподвижной $\alpha\beta$ и вращающейся dq системах координат

В зависимости от выбора ориентирующего вектора различают варианты ориентации системы координат по потоку ротора (1.1), по потоку статора (1.2) или результирующему магнитному полю в воздушном зазоре (1.3). Кроме того, выделяются прямые и косвенные методы векторного управления, различающиеся способом вычисления угла системы координат.

$$\theta_k = \arctg \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}, \quad (1.1)$$

где θ_k – угол поворота системы координат dq ; $\psi_{r\alpha}$, $\psi_{r\beta}$ – проекции вектора потокосцепления ротора на оси α и β ;

$$\theta_k = \arctg \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}}, \quad (1.2)$$

где $\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}$ – проекции вектора потокосцепления статора на оси α и β ;

$$\theta_k = \arctg \frac{\psi_{\delta\beta}}{\psi_{\delta\alpha}}, \quad (1.3)$$

где $\psi_{\delta\alpha}, \psi_{\delta\beta}$ – проекции результирующего вектора магнитного поля в воздушном зазоре на оси α и β .

Математической основой векторного управления является описание электрической машины в системе координат dq [15, 16]. После такого преобразования уравнения напряжений и токов записываются без тригонометрических зависимостей от угла, а перекрестные связи между осями имеют явный вид (1.4), (1.5), что упрощает анализ и синтез замкнутых контуров управления:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_k \psi_q, \quad (1.4)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_k \psi_d, \quad (1.5)$$

где u_d, u_q – проекции вектора напряжения статора на оси d и q ; i_d, i_q – проекции вектора тока статора на оси d и q ; ψ_d, ψ_q – проекции вектора потокосцепления на оси d и q ; R_s – активное сопротивление обмотки статора; ω_k – угловая частота вращения системы координат dq .

Физический смысл векторного управления иллюстрируется выражением для электромагнитного момента (1.6), из которого следует, что при фиксированном потокосцеплении момент может регулироваться поперечной составляющей тока:

$$M_e = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d), \quad (1.6)$$

где M_e – электромагнитный момент; p – число пар полюсов.

Типовая структурная схема системы векторного управления представлена на рисунке 1.2. Она включает в себя внешний контур регулирования частоты вращения, внутренние контуры токов в координатах dq , блоки преобразования координат и модуль формирования управляющих воздействий силового преобразователя.

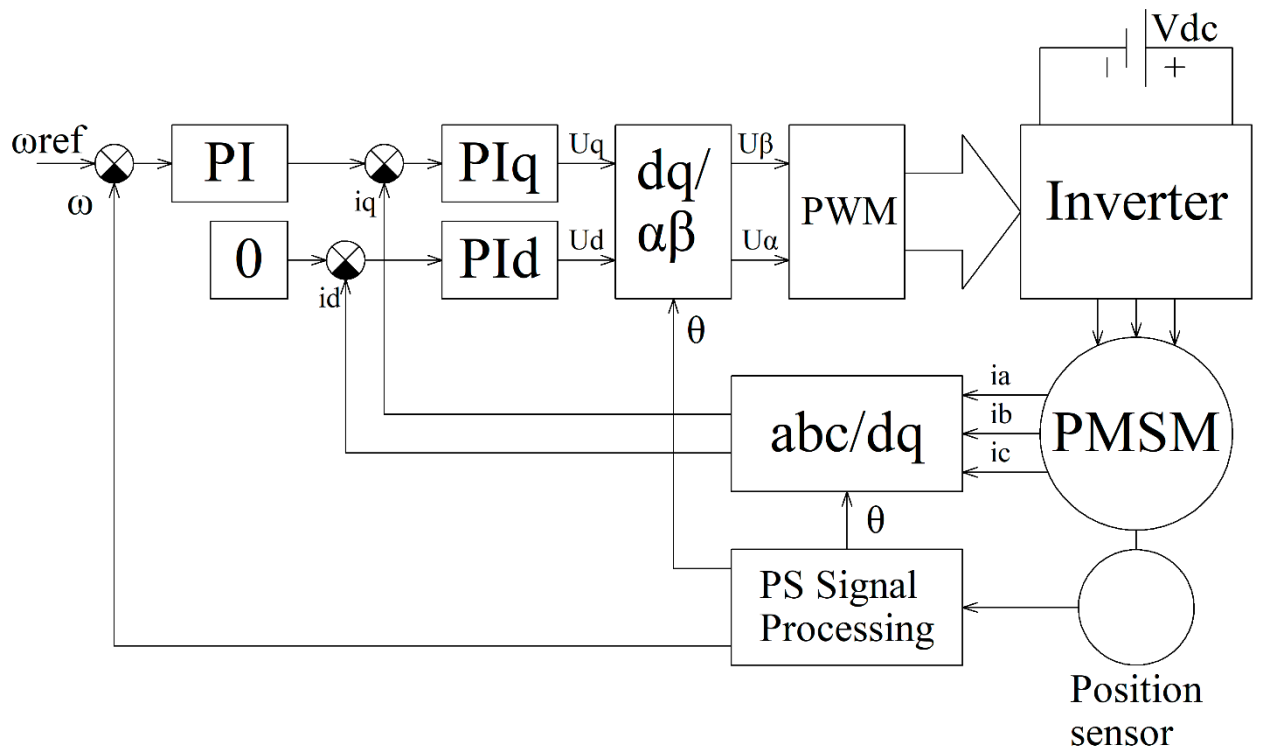


Рисунок 1.2 – Типовая структурная схема системы векторного управления

Наличие таких функциональных блоков является характерной особенностью всех систем векторного управления, независимо от конкретной реализации алгоритма. Данная архитектура является универсальной платформой, поверх которой могут быть реализованы адаптивные, оптимальные и интеллектуальные методы управления [17-20].

Наряду с преимуществами, векторное управление имеет также и ограничения. К ним можно отнести высокую чувствительность алгоритмов к точности параметров электрической машины (ЭМ), в частности активного сопротивления и индуктивностей, а также необходимость точного определения положения ротора. Особое внимание стоит уделить проблемам работы на малых частотах вращения – ухудшается качество оценки

потокосцепления и возрастает влияние измерительных шумов. Кроме того, рост вычислительной сложности, относительно скалярных методов, накладывает дополнительные требования к вычислительным ресурсам [21, 22].

Таким образом, векторное управление является базовой архитектурой высокодинамичных электроприводов, обеспечивающей физически обоснованное и математически строгое разделение электромагнитных величин. Именно на основе этой архитектуры получили развитие методы, ориентированные на повышение энергоэффективности, устойчивости и расширение рабочего диапазона частот вращения, что делает векторное управление отправной точкой для анализа и синтеза современных систем управления СДПМ.

Несмотря на универсальность и широкое распространение классической архитектуры векторного управления, в условиях работы электроприводов в широком диапазоне частот вращения актуальной становится задача повышения общей эффективности электромеханической системы с учетом потерь. Одним из таких направлений является управление с ориентацией по потоку статора, рассмотренное в работе «*Stator-Flux-Oriented Vector Control of Synchronous Reluctance Machines With Maximized Efficiency*» [23]. В данной статье показано, что при заданных значениях частоты вращения и момента потери в машине могут быть сведены к функции одного параметра – модуля статорного потокосцепления, что позволяет формализовать задачу поиска режима максимальной эффективности. Выбор потока статора в качестве ориентирующего вектора позволяет непосредственно связать закон управления с величиной магнитного потока и, следовательно, с электромагнитным моментом и потерями в машине. В рассматриваемом подходе поток статора выступает в качестве оптимизируемого параметра. При заданных значениях частоты вращения и электромагнитного момента, суммарные потери в машине являются функцией модуля статорного потока. В

результате, задача повышения эффективности сводится к поиску оптимального значения данной величины.

Результаты экспериментальных исследований, приведенные в статье, демонстрируют, что управление с ориентацией по потоку статора позволяет существенно снизить суммарные потери в широком диапазоне частот вращения и нагрузок, по сравнению с традиционными методами векторного управления. Хотя в работе рассматривается синхронная реактивная машина, используемый принцип показывает, что выбор ориентирующего вектора и критерия управления может существенно влиять на энергетические характеристики привода. Ограничениями данного подхода являются зависимость результата от точности оценки потокосцепления и параметров машины, а также дополнительная вычислительная нагрузка по сравнению с классическим векторным управлением.

Другим направлением развития являются нелинейные методы управления. В работе «*Electromagnetic Torque Control for Three-phase Permanent Magnet Synchronous Motor*» [24] предложен подход, основанный на использовании регулятора скользящего режима. Целью данного подхода является повышение динамических характеристик электропривода и снижение пульсаций электромагнитного момента по сравнению с традиционными линейными регуляторами, применяемыми в рамках классического векторного управления. При этом ключевым отличием предлагаемого метода является замена традиционных ПИ-регуляторов токов на регуляторы скользящего режима, формируемые на основе ошибок токов по соответствующим координатным осям, как показано на рисунке 1.3. Таким образом, управление моментом осуществляется косвенно через управление токами, однако закон управления носит нелинейный характер.

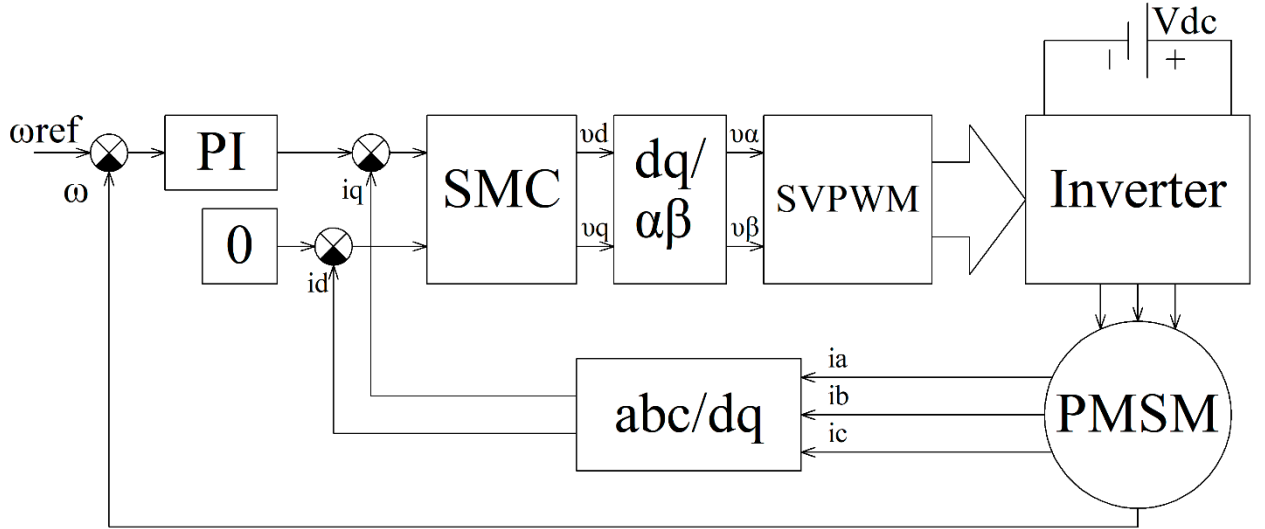


Рисунок 1.3 – Структурная схема применения регулятора скользящего режима в электроприводе с СДПМ

Для синтеза регулятора вводятся поверхности скольжения, определяемые через ошибки токов в системе координат dq . Закон управления формируется таким образом, чтобы обеспечить движение системы по выбранным поверхностям скольжения (1.7):

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\varepsilon_d \text{sign}(s_d) - k_d s_d \\ -\varepsilon_q \text{sign}(s_q) - k_q s_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_q \\ \omega L_d + \psi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad (1.7)$$

где v_d, v_q – управляющие напряжения по осям d и q ; $\varepsilon_d, \varepsilon_q$ – коэффициенты релейной части закона управления скользящего режима; s_d, s_q – скользящие поверхности по осям d и q ; k_d, k_q – коэффициенты линейной части закона управления по каналам d и q ; i_d, i_q – составляющие тока статора по осям d и q ; L_d, L_q – индуктивности СДПМ по осям d и q ; ψ – потокосцепление ротора от постоянных магнитов; ω – электрическая угловая частота вращения ротора.

Устойчивость замкнутой системы при этом обосновывается с использованием второго метода Ляпунова [25], как показано в выражении (1.8):

$$\begin{cases} k_d > 0, k_q > 0 \\ \varepsilon_d > \max(Ri_d + L_d i_{dref}), \\ \varepsilon_q > \max(Ri_q + L_q i_{qref}) \end{cases} \quad (1.8)$$

где i_{dref} , i_{qref} – заданные значения токов по осям d и q ; R – активное сопротивление обмотки статора.

В статье показано, что применение регулятора скользящего режима позволяет повысить устойчивость системы управления по отношению к изменению параметров двигателя и внешним возмущениям нагрузки. Это особенно важно для случаев применения, где параметры ЭМ могут изменяться в процессе работы, а точное их задание затруднено. Кроме того, за счет нелинейного характера закона управления достигается снижение пульсаций электромагнитного момента по сравнению с классическими ПИ-регуляторами. Вместе с тем, авторы отмечают, что применение скользящих регуляторов связано с потенциальной проблемой колебаний управляющего воздействия, а также с увеличением вычислительной сложности алгоритмов управления.

Несмотря на повышение устойчивости и улучшение динамических характеристик, достигаемых при использовании нелинейных методов управления, данные подходы, как правило, ориентированы на локальные свойства системы и не используют явную оптимизацию поведения электропривода во времени. В этой связи в последние годы все большее внимание привлекают методы управления, основанные на прогнозировании динамики системы и формировании управляющих воздействий на основе критериев оптимизации. К таким методам относится модельно-прогнозирующее управление (MPC), рассматриваемое как перспективная альтернатива векторному управлению. В работе «*Comparison of Dynamic Characteristics of Field Oriented Control and Model Predictive Control for Permanent Magnet Synchronous Motor*» [26] выполнено формализованное сравнение основных динамических показателей классического векторного управления и модельно-прогнозирующего управления применительно к СДПМ. Структура MPC представлена на рисунке 1.4.

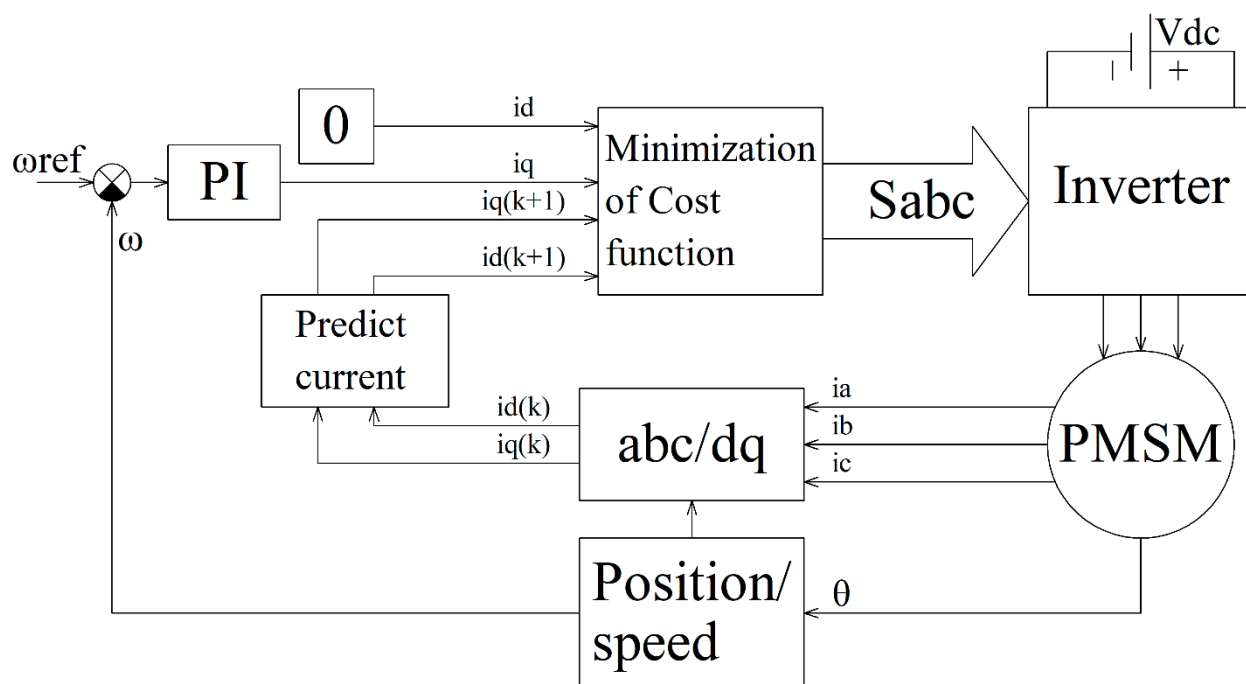


Рисунок 1.4 – Структурная схема модельно-прогнозирующего управления СДПМ

Результаты моделирования, представленные в статье, демонстрируют, что *MPC* обеспечивает лучшие динамические показатели по сравнению с классическим векторным управлением. В частности, для *MPC* зафиксированы меньшие перерегулирования по частоте вращения и электромагнитному моменту, а также сокращение времени установления [27-29]. Однако улучшение динамических характеристик достигается ценой существенного роста вычислительной сложности алгоритма управления. Реализация *MPC* требует выполнения прогнозных расчетов и оптимизационных процедур в каждом такте управления [30, 31], что предъявляет повышенные требования к возможностям вычислительных средств. В этом смысле классическое векторное управление сохраняет преимущества с точки зрения простоты реализации и надежности в промышленных системах.

Таким образом, векторно-ориентированные методы управления образуют основу современных систем управления СДПМ. Классическое векторное управление обеспечивает хорошее сочетание динамических характеристик и практической реализуемости. Энергоэффективные модификации позволяют улучшить энергетические показатели привода,

нелинейные методы – повысить устойчивость к параметрическим неопределенностям, а модельно-прогнозирующее управление – улучшить качество переходных процессов ценой высокой вычислительной сложности. Следовательно, выбор конкретного метода управления определяется компромиссом между требованиями к динамике, энергоэффективности, устойчивости и допустимой аппаратной сложностью системы.

1.2 Методы бездатчикового управления СДПМ на основе ЭДС и наблюдателей состояния

Классическое векторное управление, как правило, предполагает наличие информации о положении ротора. Однако применение механических датчиков увеличивает массу и стоимость системы, снижает ее надежность и усложняет конструкцию электропривода, что особенно критично для компактных систем с ограничениями по массе, габаритам и аппаратным ресурсам. В связи с этим, большое внимание уделяется бездатчиковым методам, в которых положение и частота вращения ротора определяются косвенно на основе измеряемых электрических величин и математической модели двигателя [32-35].

Наиболее сложными режимами для бездатчиковых систем являются пуск двигателя и работа на низких частотах вращения, при которых уменьшается информативность измеряемых сигналов и возрастает влияние шумов и параметрических неопределенностей. В связи с этим, в литературе предложен широкий спектр подходов к бездатчиковому управлению [36], включая методы на основе электродвижущей силы (ЭДС) [37], модельные [38] и наблюдательные алгоритмы [39], а также нелинейные и комбинированные методы оценки состояния [40, 41]. В данном разделе рассматриваются основные классы таких методов, их преимущества и ограничения, а также современные подходы, направленные на повышение точности оценки положения ротора в широком диапазоне частот вращения.

Основные классы бездатчиковых методов управления рассмотрены в обзорной работе «*A Review of Sensorless Control Methods for AC Motor Drives*»

[7]. В данной статье показано, что бездатчиковое управление следует рассматривать как развитие векторного управления, а не как его альтернативу. Авторы выделяют методы, основанные на оценке противо-ЭДС или потокосцепления, методы на основе наблюдателей состояния, а также комбинированные подходы. Отмечается, что переход к бездатчиковым системам связан с повышением надежности и снижением стоимости привода, а также с возможностью применения в условиях, где установка датчика невозможна или нежелательна [42, 43].

К первой группе отнесены методы, использующие оценку противо-ЭДС или потокосцепления статора. Они базируются на том, что ЭДС, наводимая вращающимся ротором, содержит информацию о его положении и частоте вращения. При достаточной частоте вращения такие методы обеспечивают приемлемую точность оценки, однако при снижении частоты вращения, отношение сигнал-шум резко ухудшается, что приводит к деградации качества управления.

Вторая группа методов основана на применении наблюдателей состояния, в том числе расширенного фильтра Калмана [44] и различных вариантов модельных наблюдателей. В отличие от прямых методов, здесь положение и частота вращения ротора рассматриваются как скрытые переменные динамической системы, оцениваемые на основе модели двигателя, измеряемых токов и напряжений. Такие методы обладают большей универсальностью и позволяют учитывать нелинейность системы, но требуют высокой точности математической модели и значительных вычислительных ресурсов.

Отдельное внимание в обзоре уделено методам, ориентированным на работу в области низких частот вращения и при пуске двигателя [45]. Отмечается, что в этих режимах информация, содержащаяся в противо-ЭДС, практически исчезает, что делает невозможным использование классических модельных оценок. Для решения данной проблемы в литературе предложены методы высокочастотного сигнального возбуждения, основанные на

использовании магнитной анизотропии машины. Такие методы позволяют получать информацию о положении ротора даже при нулевой частоте вращения, однако приводят к усложнению алгоритма управления и росту дополнительных потерь.

В работе подчеркивается, что универсального бездатчикового метода, одинаково эффективно работающего во всем диапазоне частот вращения и нагрузок, на сегодняшний день не существует. На практике часто используются комбинированные подходы, в которых различные методы оценки применяются в разных режимах работы двигателя. При этом переход между режимами требует аккуратной настройки и может сопровождаться ухудшением динамических характеристик. Кроме того, бездатчиковые методы более чувствительны к изменению параметров электрической машины, что накладывает дополнительные требования к адаптации параметров модели и устойчивости алгоритмов управления.

Таким образом, обзорная статья формирует целостное представление о современном состоянии бездатчиковых методов управления и служит методологической основой для анализа конкретных алгоритмов. Одним из характерных примеров модельно-ориентированного бездатчикового управления является работа «*Permanent Magnet Synchronous Motor Drive without Mechanical Sensors*» [46], в которой предлагается система управления СДПМ без механических датчиков, основанная на расширенном фильтре Калмана.

В данной работе предложена система управления СДПМ без использования механических датчиков положения и частоты вращения ротора, основанная на сочетании расширенного фильтра Калмана и токового управления в пространственно-векторной форме. Целью работы является демонстрация возможности реализации полноценного бездатчикового электропривода при сохранении удовлетворительных динамических характеристик в широком диапазоне частот вращения. Структура системы управления показана на рисунке 1.5.

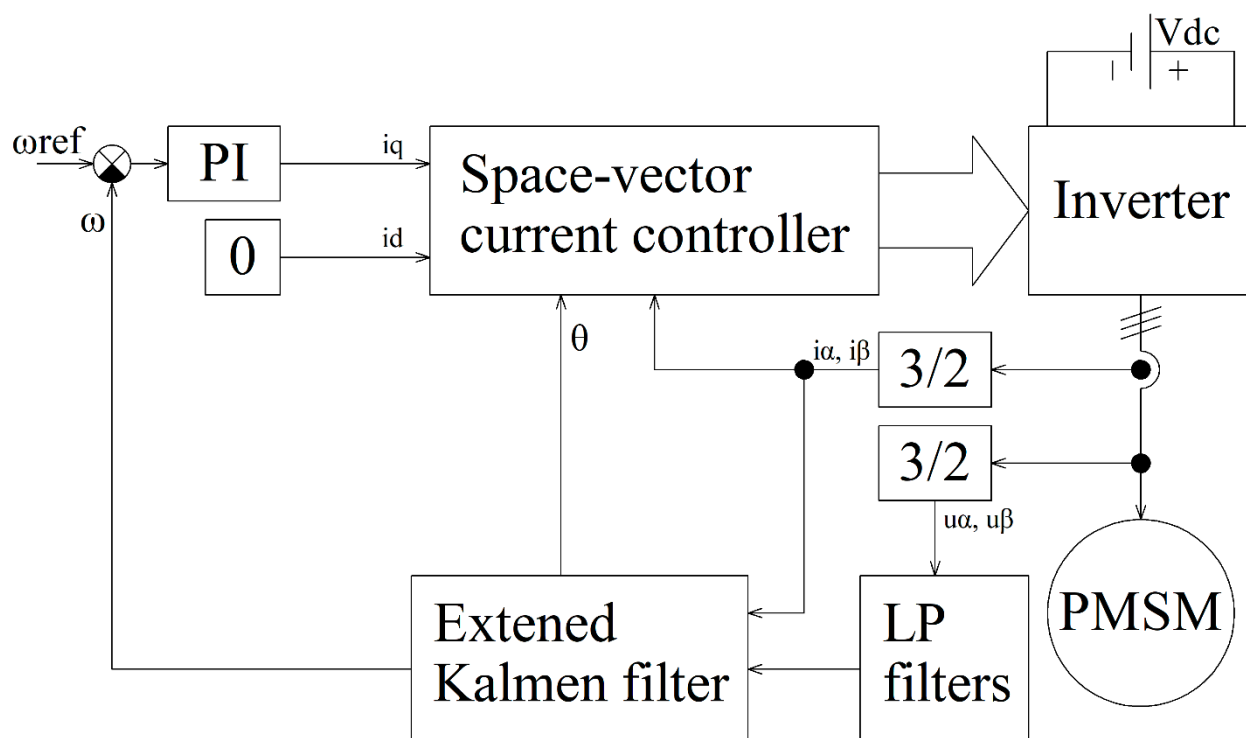


Рисунок 1.5 – Структурная схема бездатчикового способа управления СДПМ с расширенным фильтром Калмана

В качестве исполнительного алгоритма токового управления используется метод, основанный на концепции пространственного вектора напряжения. Управление токами реализуется путем непосредственного выбора одного из допустимых векторов напряжения инвертора в зависимости от знаков ошибок по продольной и поперечной составляющим токов, что обеспечивает высокое быстродействие без применения традиционной широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Особое внимание в работе уделено проблеме начального захвата и пуска двигателя при неизвестном начальном положении ротора. Авторы показывают, что расширенный фильтр Калмана способен обеспечить сходимость оценок частоты вращения и положения даже при существенных начальных ошибках [47], однако, в начальный период возможно ухудшение качества управления и кратковременное формирование некорректного момента. Отмечается, что данная проблема может быть смягчена использованием предварительных процедур ориентации ротора или специальных алгоритмов начального определения положения [48, 49].

Моделирование, проведенное авторами статьи, подтверждает работоспособность предложенной системы управления в широком диапазоне частот вращения. Показано, что в установившихся режимах ошибка оценки частоты вращения и положения небольшая, а динамические характеристики электропривода сравнимы с системами, использующими механические датчики. Вместе с тем, предложенный подход обладает рядом ограничений. Алгоритм оценки состояния на основе расширенного фильтра Калмана характеризуется высокой чувствительностью к точности параметров математической модели двигателя, о чем уже было сказано ранее [50]. Кроме того, при неизвестном начальном положении ротора возможно нарушение корректного формирования электромагнитного момента и кратковременное вращение двигателя в противоположном направлении. Существенным ограничением является также и высокая вычислительная сложность расширенного фильтра Калмана [51].

Рассмотренный ранее подход на основе модельно-ориентированной оценки состояния демонстрирует возможность отказа от механических датчиков, однако при практической реализации бездатчикового управления ключевой проблемой остаются стабильные пуск и работа на малых частотах вращения. В этой связи представляет интерес работа «*Sensorless Field Oriented Control of a PM Motor Including Zero Speed*» [45], в которой описан безразрывный метод, обеспечивающий замкнутое управление СДПМ с нулевой частоты вращения без смены режимов управления.

Математическая модель двигателя и алгоритмы оценки состояния построены в стационарной системе координат с использованием пространственно-векторного представления электрических величин. Оценка положения ротора осуществляется на основе наблюдателя с дополнительной компенсацией смещений, что позволяет отказаться от разомкнутого управления на этапе разгона с последующим переходом к замкнутому контуру. Для обеспечения устойчивой работы в области малых частот вращения в алгоритм управления введено задание ненулевой продольной

составляющей тока в системе координат, связанной с оцененным положением ротора. При увеличении частоты вращения величина продольной составляющей тока уменьшается и в установившихся режимах стремится к нулю.

Экспериментальные результаты подтверждают возможность пуска двигателя при значительной начальной ошибке угла поворота. Демонстрируется устойчивая работа электропривода при нулевой и малых частотах вращения без переключения режимов управления, а также корректная реакция системы на изменения нагрузки. Рассмотренный подход устраняет необходимость переключения режимов управления при пуске и малых частотах вращения, что является важным преимуществом для практического применения бездатчиковых электроприводов. Тем не менее, данный метод не лишен недостатка – необходимости эмпирической настройки закона задания продольной составляющей тока и чувствительности к параметрам модели.

Другим направлением развития являются нелинейные наблюдатели [52]. В работе «*Digital Sliding Mode Sensorless Control for Surface Mounted PMSM*» [9] предлагается использовать цифровой наблюдатель скользящего режима для оценки положения и частоты вращения ротора [53-56]. Целью работы является повышение устойчивости алгоритма оценки по отношению к параметрическим неопределенностям и измерительным шумам. Блочные диаграммы наблюдателя и схемы бездатчикового управления приведены на рисунках 1.6 и 1.7.

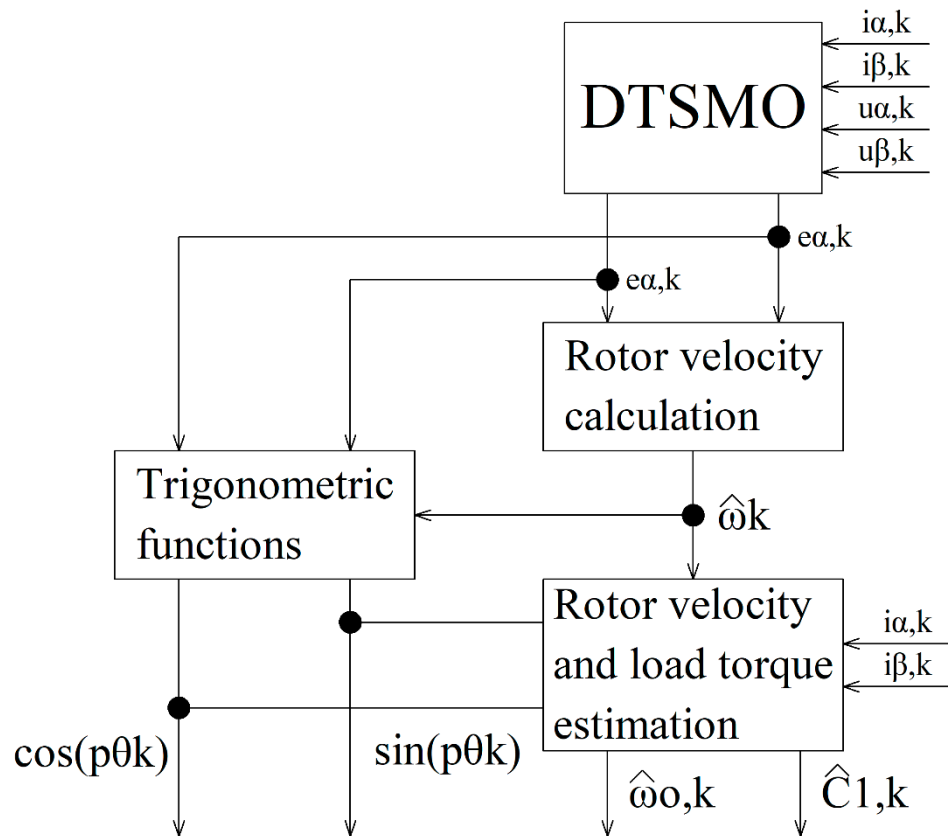


Рисунок 1.6 – Структурная схема цифрового наблюдателя для оценки частоты вращения ротора и крутящего момента нагрузки

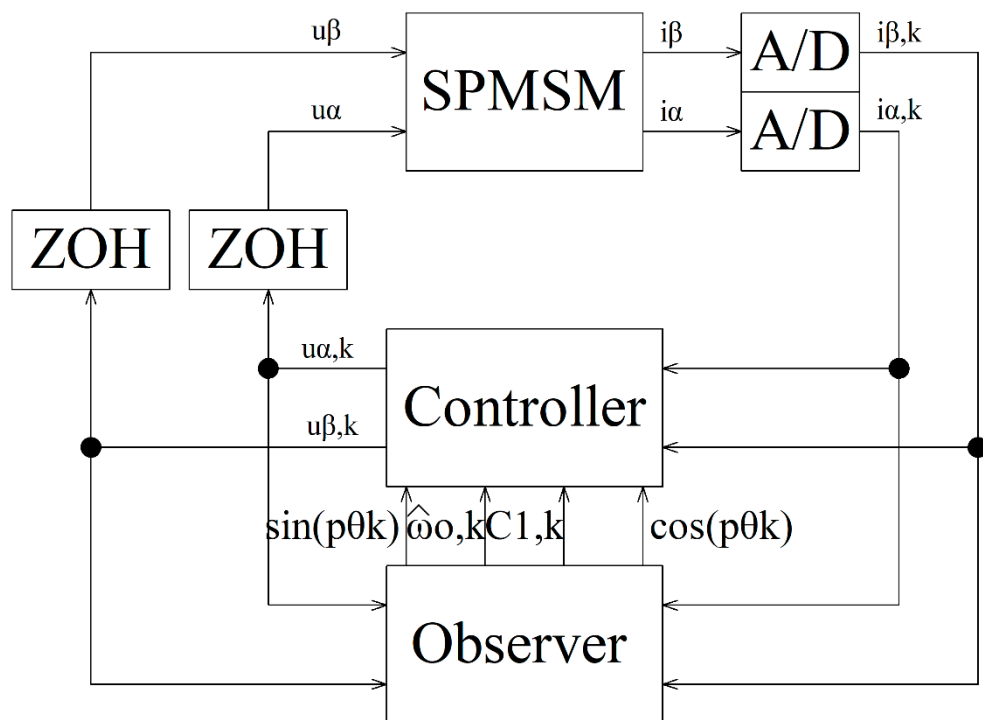


Рисунок 1.7 – Структурная схема бездатчикового управления

Авторы отмечают, что традиционные наблюдательные методы чувствительны к смещениям и изменению параметров двигателя. В качестве альтернативы предлагается наблюдатель скользящего режима, формирующий оценку состояния на основе нелинейной коррекции ошибки и обеспечивающий сходимость ошибок при наличии возмущений. Наблюдатель строится для оценки токов и потокосцепления статора, после чего положение ротора определяется на основе пространственной ориентации оцененного вектора потокосцепления. Оценка частоты вращения ротора получается путем дифференцирования оцененного угла, либо с использованием дополнительного фильтра. Также приводятся решения для уменьшения эффекта высокочастотных колебаний. Результаты моделирования и эксперимента показывают устойчивую работу алгоритма в широком диапазоне частот вращения и повышенную устойчивость к неопределенностям параметров. Основными ограничениями являются необходимость аккуратной настройки коэффициентов наблюдателя и наличие остаточных высокочастотных колебаний.

С целью снижения чувствительности процедуры получения угла к шумам и искажениям разрабатываются различные комбинированные подходы, в которых методы наблюдателей скользящего режима сочетаются с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ). Это позволяет разделить задачи оценки электромагнитных параметров и механических параметров, улучшая устойчивость и точность системы в целом. Одним из представителей данного направления является работа «*Quadrature PLL-Based High-Order Sliding-Mode Observer for IPMSM Sensorless Control With Online MTPA Control Strategy*» [57].

В данной работе предложен бездатчиковый метод управления СДПМ, основанный на сочетании наблюдателя скользящего режима и программной квадратурной фазовой автоподстройки частоты. Целью исследования является повышение точности оценки положения ротора, улучшение динамических характеристик электропривода и обеспечение энергоэффективной работы без

использования механических датчиков. Структурная схема для предлагаемого метода приведена на рисунке 1.8.

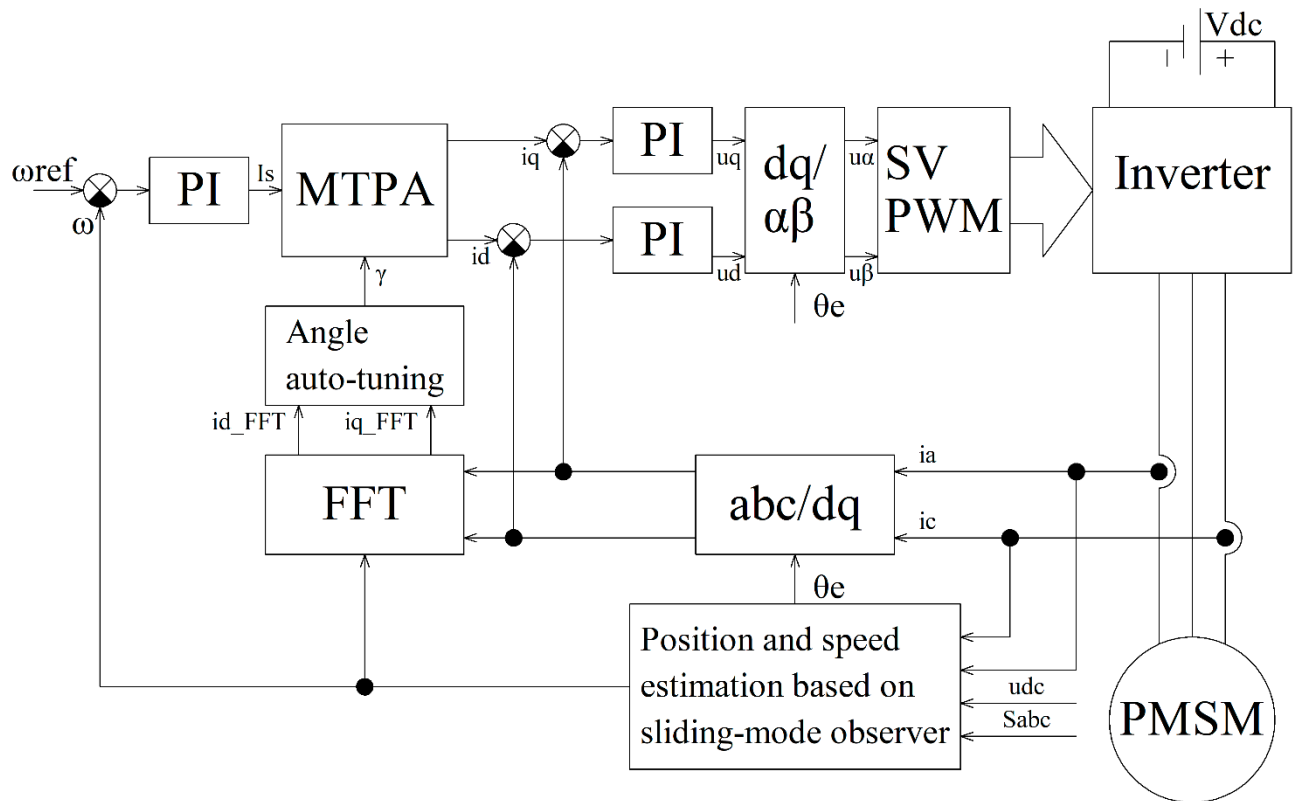


Рисунок 1.8 – Структурная схема бездатчикового метода управления СДПМ, сочетающая наблюдатель скользящего режима и программную квадратурную ФАПЧ

В отличие от классических наблюдателей второго порядка, авторы формируют расширенную модель состояния, включающую не только токи статора, но и компоненты противо-ЭДС (1.9).

$$\begin{bmatrix} \dot{i} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} \cdot I + \frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_d} \cdot J & -\frac{1}{L_d} \cdot I \\ 0 & \omega_e \cdot J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \cdot I \\ 0 \end{bmatrix} u, \quad (1.9)$$

где i – вектор токов статора в неподвижной системе координат $\alpha\beta$; e – вектор противо-ЭДС в неподвижной системе координат $\alpha\beta$; R – активное сопротивление обмоток статора; L_d, L_q – индуктивность двигателя по осям d и q ; ω_e – электрическая угловая частота вращения ротора; I – единичная матрица

размерности 2×2 ; J – кососимметрическая матрица поворота на 90° ; u – вектор напряжений статора в неподвижной системе координат $\alpha\beta$.

Такое представление позволяет более полно учитывать динамику электромагнитных процессов и повысить точность оценки пространственного положения ротора. Для извлечения угловой информации из оцененных компонент расширенной против-ЭДС авторы отказываются от традиционного вычисления угла через функцию арктангенса. Вместо этого используется квадратурная фазовая автоподстройка частоты, которая формирует оценку положения ротора на основе фазовой ошибки между оцененным и внутренним опорным сигналом. По результатам, полученным авторами, видно, что такой подход значительно снижает влияние шумов и гармонических искажений, особенно вблизи перехода ЭДС через ноль.

Отдельное внимание в работе уделено обеспечению энергоэффективной работы электропривода. Для этого в структуру управления встроен алгоритм онлайн-настройки режима максимального момента на 1 А (*МТРА*). В отличие от параметрически зависимых методов, предложенный подход основан на поиске оптимального угла вектора тока путем минимизации амплитуды тока при заданном моменте. Однако такие комбинированные структуры становятся существенно сложнее по вычислительной и алгоритмической структуре.

Таким образом, рассмотренные в данном разделе бездатчиковые методы управления СДПМ демонстрируют возможность отказа от механических датчиков положения при сохранении базовой архитектуры векторного управления, но сопровождаются рядом ограничений. Методы на основе против-ЭДС обладают простой структурой и умеренной вычислительной сложностью, но плохо работают при нулевой и малой частотах вращения. Наблюдательные методы и их комбинированные варианты расширяют диапазон работоспособности, но требуют более точной модели, более сложной настройки и больших вычислительных ресурсов [58, 59]. Наиболее проблемными для всех бездатчиковых систем остаются пуск и работа на низких частотах вращения.

1.3 Методы управления, ориентированные на работу в широком диапазоне частот вращения и пуск из произвольного начального положения ротора

При использовании бездатчиковых методов управления ключевой проблемой остаются устойчивый пуск и обеспечение работоспособности в широком диапазоне частот вращения. При нулевой частоте вращения методы, основанные на противо-ЭДС, принципиально неработоспособны, а при высоких электрических частотах возрастает влияние задержек цифровой обработки, ограничений силового преобразователя и точности задания параметров электродвигателя. В связи с этим разрабатываются специальные методы, ориентированные на определение начального положения ротора [60, 61], гибридные схемы оценки [62] и алгоритмы для высокочастотных электроприводов [63].

В работе «*A Novel Rotor Initial Position Detection Method Utilizing DC-link Voltage Sensor*» [64] рассматривается метод определения начального положения СДПМ, ориентированный на обеспечение корректного пуска при отсутствии датчиков положения. Предлагаемый в статье подход основан на использовании эффекта магнитного насыщения и анализе изменения напряжения звена постоянного тока при подаче импульсных воздействий на фазы двигателя [65-68]. Показано, что при подаче коротких импульсов напряжения эквивалентная индуктивность фаз зависит от взаимного расположения магнитного потока ротора и создаваемого током магнитного поля. Это приводит к различной амплитуде тока импульса, что, в свою очередь, вызывает различную величину просадки напряжения в звене постоянного тока (1.10), (1.11):

$$L_{eq} = \begin{cases} L_A + \frac{L_C L_B}{L_C + L_B}, \\ L_A + L_B \end{cases} \quad (1.10)$$

$$\Delta V_{dc} = I_{dc} R_{dc} \propto \frac{1}{L_{eq}}. \quad (1.11)$$

В этих уравнениях: L_A , L_B , L_C – эквивалентные индуктивности соответствующих фаз, участвующих в формировании импульсного тока при подаче тестового напряжения; L_{eq} – эквивалентная индуктивность цепи; ΔV_{dc} – изменение напряжения звена постоянного тока при подаче диагностического импульса; I_{dc} – ток звена постоянного тока, протекающий в момент тестового воздействия; R_{dc} – сопротивление цепи постоянного тока.

На основе последовательной подачи шести импульсов, соответствующих различным комбинациям фаз, определяется сектор положения ротора с шагом 60° . Далее производится уточнение сектора путем дополнительного сравнения измерений, что позволяет достичь разрешения порядка 30° электрических. Экспериментальные результаты подтверждают возможность определения начального положения ротора с погрешностью, не превышающей заявленного диапазона. Достоинством данного подхода является возможность определения начального положения без фазных датчиков тока, однако он обеспечивает лишь дискретную оценку положения и предназначен только для режима пуска. Следовательно, после определения сектора положения требуется переход к другому алгоритму управления.

Более универсальное решение предложено в работе «*A Novel PMSM Hybrid Sensorless Control Strategy for EV Applications Based on PLL and HFI*» [69], где используется гибридная бездатчиковая стратегия управления СДПМ. Предложенная авторами стратегия основана на комбинировании двух методов оценки: высокочастотной инжекции для области нулевых и малых частот вращения и ФАПЧ, использующей оценку противо-ЭДС, для средних и высоких частот вращения [70-73]. Структурная схема гибридной оценки угла приведена на рисунке 1.9.

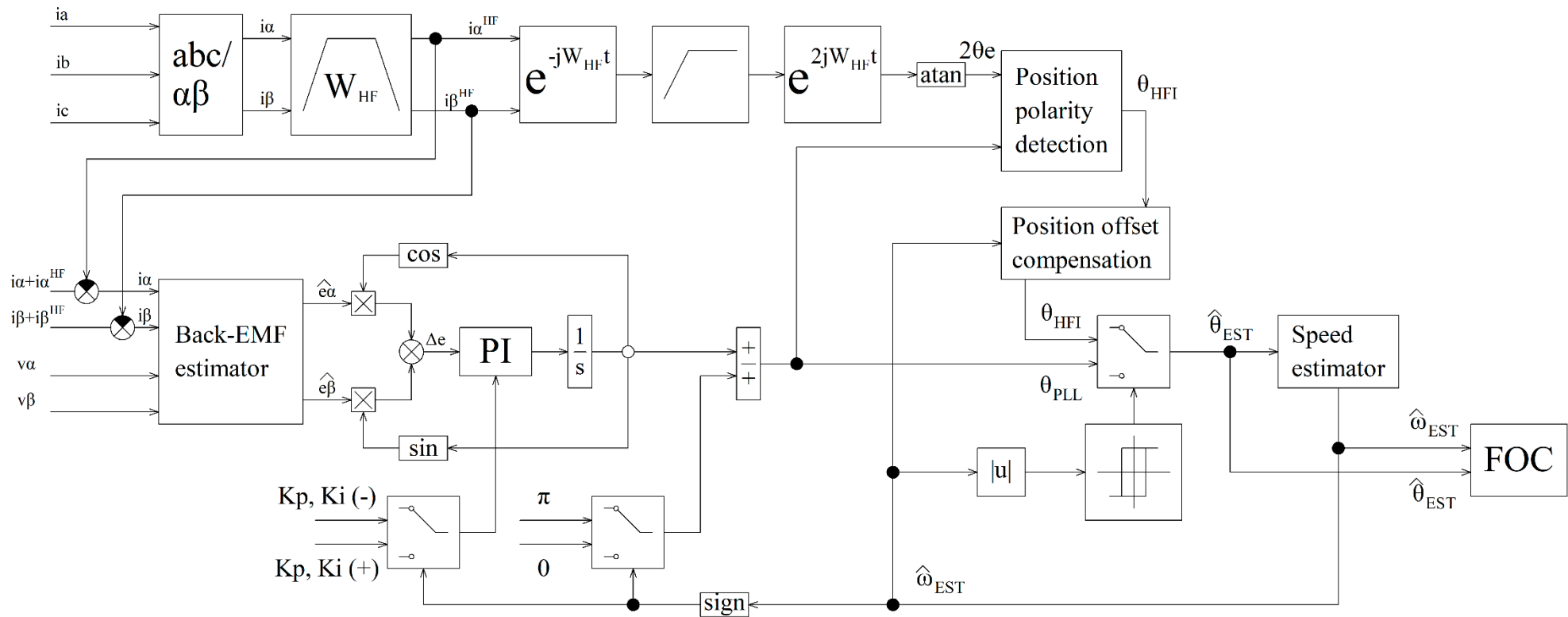


Рисунок 1.9 – Структурная схема гибридной оценки угла

Особое внимание уделено процедуре плавного перехода между методами оценки. Авторы демонстрируют, что при достижении определенной частоты вращения управление автоматически переключается без скачкообразного изменения угла, что подтверждается экспериментальными осциллограммами.

Экспериментальные результаты подтверждают работоспособность предложенной стратегии в полном диапазоне частот вращения, включая режим пуска с нулевой частоты вращения, реверс и работу в четырех квадрантах механической характеристики. Показано, что в области низких частот вращения точность оценки определяется параметрами вводимого сигнала и магнитной анизотропией машины, тогда как в области высоких частот вращения точность ограничивается качеством оценки противо-ЭДС и настройкой ФАПЧ.

Несмотря на преимущества, предложенная гибридная стратегия имеет ряд ограничений. Использование высокочастотной инъекции в области малых частот вращения приводит к дополнительным потерям и повышенным требованиям к тепловому режиму двигателя. Точность оценки зависит от выраженности магнитной анизотропии машины, что ограничивает универсальность метода. Кроме того, реализация плавного перехода между режимами управления требует тщательной настройки параметров и увеличивает алгоритмическую сложность системы управления. Совмещение двух методов оценки повышает вычислительную нагрузку и предъявляет более высокие требования к быстродействию системы управления [74]. Таким образом, расширение рабочего диапазона частот вращения достигается ценой усложнения структуры управления и роста требований к настройке и вычислительным ресурсам системы.

Особую группу составляют методы, ориентированные на высокочастотные привода на основе СДПМ. В статье «*Sensorless FOC Drive Control Methods for High Speed Motors of Unmanned Multicopters*» [75] рассматриваются особенности реализации бездатчикового векторного

управления СДПМ при высоких электрических частотах вращения. Авторы анализируют требования к электроприводам мультикоптеров и показывают, что при механических частотах вращения винта 2000-8000 об/мин и числе пар полюсов более 20 электрическая частота вращения может превышать 100 000 об/мин, а в отдельных случаях достигать 200 000 об/мин. В этих условиях традиционные методы коммутации, основанные на шестиступенчатом управлении, приводят к увеличению пульсаций момента и ограничению максимальной частоты вращения [76-78]. В статье показано, что при фиксированном разрешении коммутации векторное управление обеспечивает меньшие пульсации тока и момента по сравнению с шестиступенчатым управлением, а также сохраняет работоспособность при более высокой частоте вращения.

Алгоритм оценки включает этапы предсказания и коррекции, при этом устойчивость определяется условием, связывающим отношение приложенного напряжения к противо-ЭДС с параметрами наблюдателя. Показано, что по мере снижения частоты вращения условие устойчивости становится более жестким, что ограничивает доступный диапазон момента вблизи нижней границы работы в режиме противо-ЭДС. Отдельное внимание уделено параметризации наблюдателя. Коэффициенты усиления рассчитываются из условия ограничения фазового запаздывания оценки положения ротора на максимальной частоте вращения, что позволяет обеспечить погрешность менее 5° электрических при предельной частоте вращения. Такой подход ориентирован именно на высокочастотный режим и обеспечивает достаточную точность для формирования момента. Кроме того, в работе рассматривается проблема перекрестных связей в системе координат dq при больших значениях ωL , сопоставимых или превышающих активное сопротивление фазы. Для повышения устойчивости и быстродействия токового контура применяется метод развязки и компенсации задержки, позволяющий сохранить стабильность при ограниченной частоте дискретизации (1.14) – (1.16). Экспериментальные результаты подтверждают

работоспособность предложенной структуры управления при электрических частотах вращения до 200 000 об/мин.

Таким образом, в работе предложена структура бездатчикового векторного управления, ориентированная на применение в высокочастотных СДПМ мультикоптеров. Рассмотренный подход обеспечивает устойчивую работу привода в расширенном диапазоне частот вращения при сохранении преимуществ *FOC*, однако требует специальной настройки наблюдателя и токового контура с учетом предельных электрических частот вращения.

Еще более жесткие ограничения возникают в сверхвысокочастотных установках, что показано в работе «*Implementation of Sensorless Vector Control for Super-High-Speed PMSM of Turbo-Compressor*» [79], в которой рассматривается реализация векторного управления СДПМ мощностью 131 кВт при частоте вращения до 65 000 об/мин. Авторы подчеркивают, что особенностью рассматриваемой машины является крайне малая индуктивность статора (28 мкГн) и высокая частота возбуждения (до 1,2 кГц), что существенно усложняет построение токового регулятора. На рисунке 1.10 приведена структурная схема синхронного токового регулятора в *dq*-системе координат.

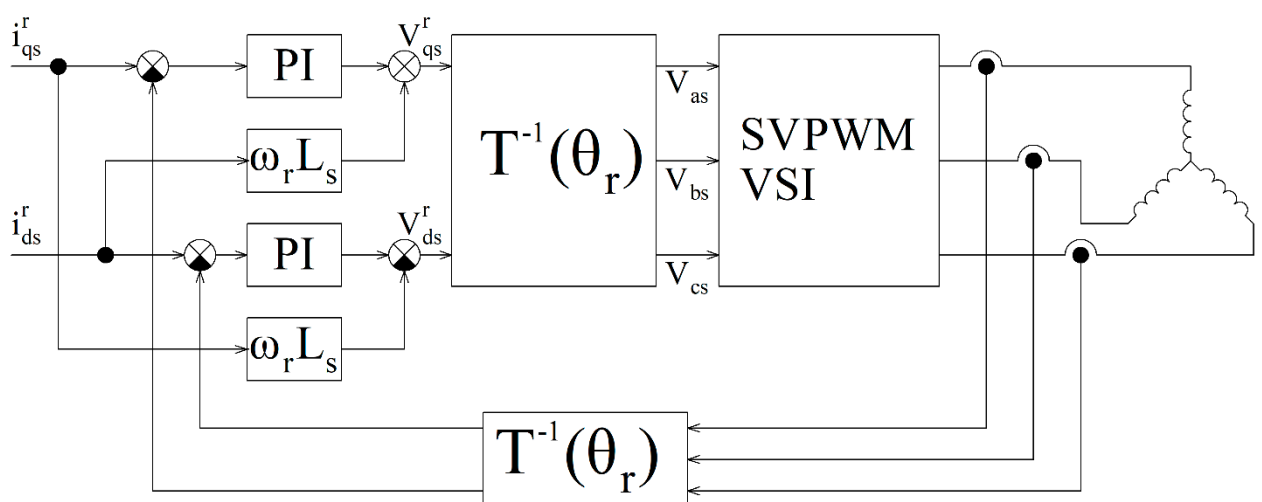


Рисунок 1.10 – Структурная схема синхронного токового регулятора в *dq*-системе координат с индуктором

Она демонстрирует реализацию классического ПИ-регулирования с развязкой перекрестных связей. Экспериментальные осциллограммы, показанные в статье, подтверждают возможность формирования синусоидального тока даже при частоте 1,2 кГц, несмотря на значительные пульсации, обусловленные малой индуктивностью.

Первоначально в работе рассматривается вариант векторного управления с тремя дискретными датчиками Холла, но установка датчиков и магнитов на валу турбокомпрессора ограничивает механическую компоновку и усложняет аэродинамический расчет. Поэтому в статье предлагается бездатчиковая схема векторного управления, показанная на рисунке 1.11.

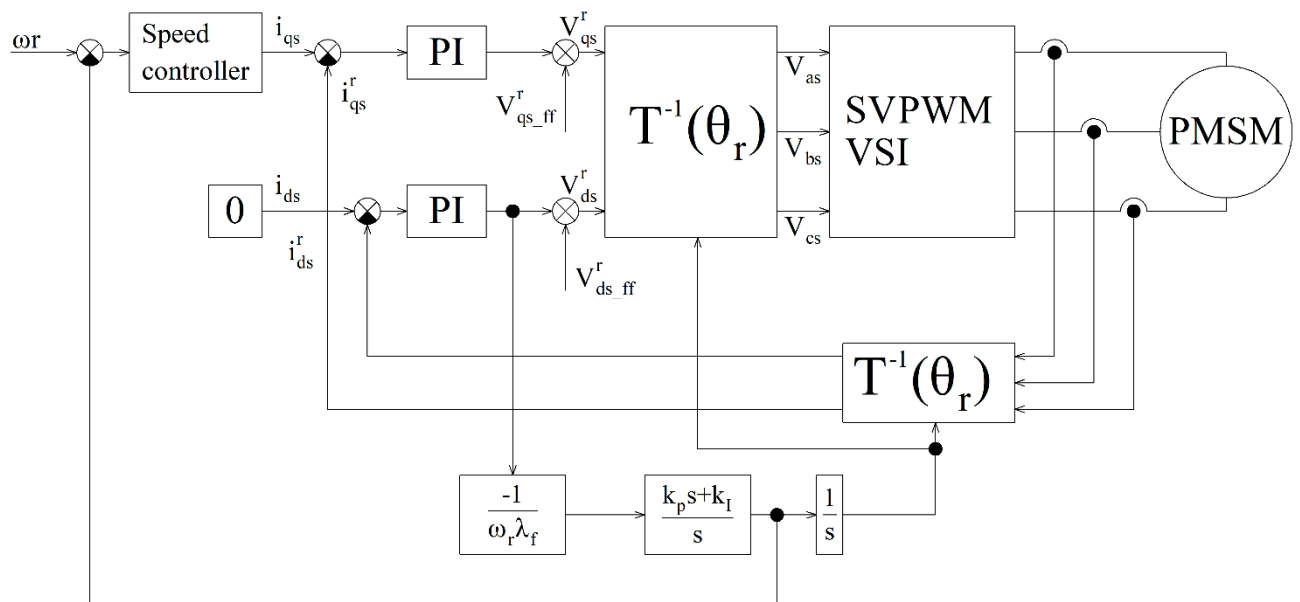


Рисунок 1.11 – Структура системы бездатчикового векторного управления

Согласно этой структурной схеме, оценка частоты вращения и положения ротора осуществляется на основе обработки выходного напряжения ПИ-регулятора тока. В статье приводится математическое обоснование метода, которое показывает, что ошибка угла приводит к появлению составляющей напряжения в d -канале, которая используется как сигнал обратной связи для оценки частоты вращения. Экспериментальные результаты, приведенные в статье, подтверждают работоспособность системы при частоте вращения до 65 000 об/мин. Показано, что при малой

индуктивности наблюдается значительная пульсация тока, которая может быть снижена введением внешней индуктивности. Таким образом, в работе продемонстрирована реализация бездатчикового векторного управления СДПМ в условиях сверхвысокой частоты вращения, малой индуктивности и высокой частоты коммутации. В отличие от предыдущих рассмотренных подходов, ориентированных на широкий диапазон частот вращения или высокие электрические частоты в электроприводах на основе СДПМ, данная статья акцентирует внимание на аппаратных и алгоритмических ограничениях, возникающих при экстремальных режимах эксплуатации, и демонстрирует возможность сохранения структуры векторного управления с ориентацией по полю (*FOC*) даже при частотах вращения порядка десятков тысяч оборотов в минуту.

Несмотря на продемонстрированную работоспособность системы при сверхвысоких частотах вращения, предложенный подход имеет ряд ограничений. Во-первых, крайне малая индуктивность статора приводит к значительным пульсациям тока и повышенным требованиям к частоте ШИМ и быстродействию токового регулятора. Для снижения пульсаций в работе предлагается введение дополнительной индуктивности, что усложняет силовую часть и влияет на габариты системы. Во-вторых, активация режима бездатчиковой оценки положения ротора происходит лишь после разгона до определенной частоты вращения, что может сопровождаться кратковременным ухудшением качества формирования момента. В-третьих, точность оценки частоты вращения очень чувствительна к настройке параметров токового контура и к параметрам двигателя. При изменении сопротивления обмоток возможно снижение точности оценки и устойчивости системы.

Рассмотренные в данном разделе методы управления, ориентированные на работу в широком диапазоне частот вращения и пуск из произвольного начального положения ротора [80] демонстрируют, что задача практической реализации бездатчикового алгоритма не сводится только к выбору алгоритма

оценки положения ротора. Показано, что устойчивый пуск при неизвестном начальном положении требует специальных процедур для определения угла, поскольку методы, основанные на против-ЭДС, принципиально неработоспособны при нулевой частоте вращения [81]. В этой связи, методы определения начального положения на основе анализа поведения звена постоянного тока позволяют обеспечить корректную ориентацию системы координат и запуск двигателя без датчиков тока, однако обладают дискретным характером и ограниченным угловым разрешением, что делает их применимыми преимущественно как стартовый этап системы управления.

Дальнейшая работа электропривода в полном диапазоне частот вращения требует сочетания алгоритмов [82], обеспечивающих получение информации о положении ротора как в зоне нулевых и малых частот вращения, так и при переходе к средним и высоким частотам вращения. Рассмотренная гибридная стратегия на основе высокочастотной инжекции сигнала и ФАПЧ показывает важность непрерывного бездатчикового управления от нулевой до высокой частоты вращения за счет автоматического переключения механизмов оценки [83]. Вместе с тем достигнутый выигрыш в диапазоне регулирования сопровождается дополнительными потерями в низкочастотной области, зависимостью точности от магнитной анизотропии машины, усложнением структуры алгоритма и повышенными требованиями к настройке переходных режимов.

1.4 Сравнительный анализ методов

Рассмотренные в разделах 1.1 – 1.3 методы управления СДПМ демонстрируют развитие от классической архитектуры векторного управления к модификациям, ориентированным на повышение энергоэффективности, отказ от механических датчиков, расширение диапазона частот вращения и обеспечение устойчивого пуска при неизвестном начальном положении ротора. При этом результаты обзора в разделе 1.3 показывают, что практическая пригодность метода управления для

электроприводов на основе СДПМ определяется не только структурой контура управления, но и наличием работоспособного решения для режима пуска и области малых частот вращения, а также устойчивостью токового контура и оценки положения при высоких электрических частотах [84].

Классическое векторное управление является базовой архитектурой и обеспечивает прогнозируемые динамические свойства и удобство настройки. В области устойчивости данный метод чувствителен к ошибкам параметров и к качеству ориентации dq -системы координат. В части диапазона регулирования обеспечивает широкий диапазон частот вращения при наличии корректной информации о положении ротора. По требованиям к датчикам, классический вариант предполагает датчик положения. Вычислительная сложность умеренная, поэтому классическое векторное управление хорошо подходит для компактных систем управления электроприводом, но имеет ограничения, связанные с пуском и низкими частотами вращения при бездатчиковой реализации.

Энергоэффективные модификации векторного управления сохраняют базовую архитектуру, но вводят критерий оптимизации режима. Это повышает пригодность для применения в энергоэффективных электроприводах, поскольку напрямую связано со снижением потерь и повышением эффективности электромеханического преобразования энергии. Вместе с тем корректность работы таких методов определяется точностью оценки потокосцепления, параметров машины и корректностью вычисления потерь. Диапазон частот вращения остается сопоставимым с обычным векторным управлением, но алгоритм становится сложнее, поскольку появляется оптимизационный контур и дополнительные вычисления.

Нелинейные методы управления повышают устойчивость к неопределенности параметров и возмущениям нагрузки. Это полезно в динамических режимах работы электропривода, однако практическое ограничение связано с возможными высокочастотными колебаниями управляющего воздействия, требованиями к фильтрации и дискретизации, а

также с более сложной настройкой. Так как такие методы реализуются на базе классического векторного управления, они наследуют все ограничения по бездатчиковому режиму при низких частотах вращения, если не решена задача оценки угла. Вычислительная сложность обычно выше, чем у ПИ-регуляторов, но ниже, чем у модельно-прогнозирующего управления.

Модельно-прогнозирующее управление обеспечивает высокую динамику и возможность явного учета ограничений инвертора. Это особенно привлекательно при переходных процессах и жестких ограничениях по напряжению и току. Однако имеется ключевой недостаток – высокая вычислительная сложность, так как в каждом такте требуется прогноз и выбор оптимального воздействия. Для компактных электроприводов это критично – высокая частота управления и ограниченная вычислительная мощность могут сделать модельно-прогнозирующее управление экономически и энергетически невыгодным. Поэтому данный метод перспективен как эталон качества регулирования и как направление исследований, но его практическая применимость в компактных системах с ограниченными вычислительными ресурсами часто ограничена.

Бездатчиковые методы на основе противо-ЭДС хорошо работают на средних и высоких частотах вращения. Сильная сторона – относительная простота и умеренная вычислительная нагрузка по сравнению с использованием расширенного фильтра Калмана. Слабая – невозможность уверенного пуска и деградация качества в области малых частот вращения без дополнительных процедур. Следует отметить, что бездатчиковые методы на основе оценки противо-ЭДС в настоящее время являются доминирующим решением в компактных высокочастотных электроприводах. Это обусловлено работой таких двигателей преимущественно в области средних и высоких частот вращения, а также жесткими требованиями к массе, стоимости и энергопотреблению системы управления.

Наблюдатели состояния (расширенный фильтр Калмана, наблюдатель скользящего режима, комбинация его с ФАПЧ) расширяют диапазон

бездатчикового векторного управления и повышают устойчивость оценки к шумам, особенно при использовании ФАПЧ. При этом расширенный фильтр Калмана дает универсальность ценой высокой вычислительной нагрузки и требований к модели. Наблюдатель скользящего режима повышает устойчивость к неопределенности параметров, но требует аккуратной настройки и мер подавления высокочастотных колебаний. Комбинированные структуры обычно улучшают качество угловой оценки, но усложняют алгоритм.

Результаты раздела 1.3 показывают, что существуют два фактора, без которых бездатчиковая архитектура управления не замыкается. Во-первых, это пуск при произвольном положении ротора, который требует отдельной процедуры. Во-вторых, непрерывность в полном диапазоне частот вращения, которая достигается комбинированием методов, что может вести к дополнительным потерям и усложнению настройки переходов. Также высокие электрические частоты вращения, характерные для многополюсных и высокочастотных СДПМ, предъявляют требования к фазовому запаздыванию и к компенсации задержек дискретизации в токовом контуре. В предельных случаях возникают аппаратные ограничения по ШИМ и возможностям силовой части, что делает критичным выбор частоты управления и архитектуры измерений.

Таким образом, выполненный сравнительный анализ показывает, что рассмотренные методы управления СДПМ обеспечивают решение отдельных задач, связанных с расширением диапазона частот вращения, отказом от датчиков положения и повышением динамических характеристик электропривода. Однако ни один из проанализированных подходов не удовлетворяет в полной мере совокупности требований, предъявляемых к электроприводам с широким диапазоном частот вращения, пуском из произвольного положения ротора и ограниченными вычислительными ресурсами.

Выводы по главе

1. Векторное управление является базовой архитектурой управления СДПМ, обеспечивающей высокую динамику и удобную каскадную структуру контуров, однако требующей корректной ориентации координат и достаточной точности параметров двигателя.
2. Энергоэффективные и нелинейные модификации векторного управления позволяют улучшить отдельные свойства электропривода, но сопровождаются ростом вычислительной сложности, усложнением настройки и повышенной чувствительностью к параметрам машины.
3. Модельно-прогнозирующее управление обеспечивает высокое качество регулирования и явный учет ограничений инвертора, однако его вычислительная сложность ограничивает применение в системах с ограниченными вычислительными ресурсами.
4. Бездатчиковые методы образуют несколько классов: методы на основе противо-ЭДС, наблюдательные, модельные, комбинированные. Для компактных высокочастотных электроприводов практическим решением часто выступают методы на основе противо-ЭДС благодаря простоте и умеренным требованиям к вычислительным ресурсам, однако они принципиально ограничены на нулевых и малых частотах вращения.
5. Для высокочастотных электроприводов на основе СДПМ критичны высокие электрические частоты вращения и связанные с ними задержки цифровой обработки, перекрестные связи и ограничения силовой части.
6. Анализ показал отсутствие универсального подхода, одновременно удовлетворяющего требованиям к пуску, устойчивости во всем диапазоне частот вращения, нечувствительности к разбросу параметров электродвигателя и реализации на микроконтроллерах с ограниченными вычислительными ресурсами, что обосновывает необходимость разработки собственного алгоритма.

2 РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА БЕЗДАТЧИКОВОГО УПРАВЛЕНИЯ И МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РЕГУЛЯТОРА

Во второй главе формулируются требования к системе управления СДПМ. Разрабатывается алгоритм бездатчикового амплитудно-частотно-фазного управления. Приводится его математическое описание и структура реализации. Разрабатывается структура регулятора и математическая модель СДПМ. Приводится реализация алгоритма и модели двигателя в среде *Matlab/Simulink* на основе разработанных математических моделей.

2.1 Постановка задачи и требования к алгоритму управления СДПМ

Для современных электроприводов на основе СДПМ характерны повышенные требования к массе, габаритам, энергопотреблению, надежности и вычислительной сложности системы управления. Выбор структуры электропривода и алгоритмов управления определяется требованиями к динамике, энергоэффективности, надежности, допустимой аппаратной сложности и диапазону рабочих режимов [24], [25]. Поэтому избыточное усложнение аппаратной и алгоритмической частей системы управления является нежелательным, так как увеличение массы, стоимости и вычислительной сложности системы может ухудшать эксплуатационные характеристики электропривода.

Дополнительной особенностью рассматриваемого электропривода является работа в широком диапазоне частот вращения при резко изменяющемся моменте нагрузки. Это связано как с режимами пуска и разгона, так и с изменениями момента нагрузки, в том числе при вентиляторном характере нагрузки. Кроме того, для высокочастотных и многополюсных СДПМ характерны высокие электрические частоты, обусловленные значительным числом пар полюсов, что повышает влияние задержек цифровой обработки, перекрестных связей, а также ограничений по

напряжению, току и частоте коммутации транзисторов инвертора, сложность обеспечения устойчивой работы и качества переходных процессов.

Кроме того, для электроприводов на основе СДПМ важным является режим пуска, поскольку именно на этом этапе требуется быстрое формирование момента, достаточного для разгона ротора и выхода электропривода на рабочий режим. Недостаточный пусковой момент приводит к затягиванию переходного процесса, увеличению длительности токовых перегрузок и снижению устойчивости захвата синхронного режима. При этом в бездатчиковых системах управления задача пуска дополнительно усложняется тем, что начальное положение ротора заранее неизвестно, а формирование электромагнитного момента должно быть обеспечено без непосредственной информации об угловом положении ротора.

В реальных условиях эксплуатации пуск электропривода может происходить не только из состояния покоя, но и при свободном вращении ротора под действием внешнего механического воздействия, инерции нагрузки или остаточного движения после предыдущего режима работы. В этих условиях алгоритм должен обеспечивать устойчивый подхват ротора независимо от его начального углового положения и направления вращения, не допуская выпадения двигателя из синхронизма и недопустимых бросков тока.

Дополнительное требование связано с тем, что параметры реального электродвигателя не являются строго постоянными. Активное сопротивление обмоток изменяется при нагреве, индуктивность зависит от режима работы и степени насыщения магнитной системы, а также присутствует технологический разброс параметров между экземплярами двигателей. Вследствие этого алгоритм управления, критически зависящий от точного знания параметров машины, может терять устойчивость или ухудшать энергетические и динамические характеристики в реальных условиях эксплуатации. Поэтому для электропривода на основе СДПМ принципиально

важна слабая чувствительность алгоритма управления к параметрическим неопределенностям.

С учетом перечисленных выше особенностей электроприводов на основе СДПМ к алгоритму управления предъявляются следующие основные требования:

- 1) Обеспечение высокого пускового момента при произвольном начальном положении ротора;
- 2) Устойчивый пуск как в режиме покоя, так и при свободном вращении ротора;
- 3) Стабильная работа в широком диапазоне частот вращения;
- 4) Устойчивость к резким сбросам и набросам момента нагрузки;
- 5) Отсутствие необходимости использования точных значений параметров двигателя при формировании сигнала рассогласования;
- 6) Возможность реализации алгоритма на микроконтроллерах с ограниченными вычислительными ресурсами без существенного усложнения структуры управления и увеличения массы.

Помимо этого, разрабатываемый алгоритм должен обеспечивать приемлемое качество переходных процессов, включая ограниченные броски тока, отсутствие длительных колебаний электромагнитного момента и сохранение синхронного режима в рабочих и пусковых условиях. Выполнение сформулированных требований в дальнейшем оценивается по результатам имитационных исследований на основании временных диаграмм токов, напряжений, частоты вращения, электромагнитного момента, а также показателей качества переходных процессов.

Анализ, проведенный в первой главе, показывает отсутствие универсального подхода, удовлетворяющего одновременно всем перечисленным требованиям. Кроме того, перечисленные требования в совокупности исключают применение чрезмерно сложных модельно-ориентированных алгоритмов *МРС*. Это обосновывает необходимость

разработки собственной структуры бездатчикового векторного управления, учитывающей требования к пуску, широкому диапазону частот вращения, изменению нагрузки и ограниченными вычислительными ресурсами системы управления. Сформулированные требования определяют выбор структуры системы управления, математического описания алгоритма и принципов его реализации, которые рассматриваются в последующих разделах.

2.2 Математическое описание алгоритма бездатчикового векторного управления и структура системы управления

Предлагаемый в данной работе метод управления СДПМ основан на формировании близких к синусоидальным токов в фазах двигателя в режимах пуска, установившейся работы и при изменениях нагрузки. Управление фазными токами электропривода осуществляется за счет изменения частоты, фазы и амплитуды задающих воздействий. При этом частота вращения задается через интерфейс управления в соответствии с требуемым режимом работы электропривода, тогда как фаза и амплитуда формируются автоматически по сигналу рассогласования, возникающему в процессе работы системы. Изменение фазы обеспечивает согласование положения вращающегося магнитного поля статора с текущим электромагнитным состоянием двигателя, в то время как изменение амплитуды позволяет поддерживать требуемый уровень момента и ограничивать токовые перегрузки. В результате в обмотках статора формируется управляемое вращающееся круговое магнитное поле.

В качестве регулируемой величины в системе управления используется синус угла между результирующими векторами тока и напряжения статора. Использование данного угла позволяет характеризовать текущий электромагнитный режим двигателя на основе измеряемых электрических величин, таких как мгновенные значения фазных токов и напряжений, без непосредственного измерения положения или частоты вращения ротора. Физически угол между векторами тока и напряжения отражает взаимную

ориентацию векторов магнитной индукции ротора B_r и статора B_s и эффективность преобразования электрической энергии в электромагнитный момент. В общем случае значение указанного угла может изменяться в диапазоне от -90° до 90° в зависимости от выбранной стратегии управления, а синус этого угла может изменяться в диапазоне от -1 до 1.

С точки зрения энергетической эффективности в электроприводах на основе СДПМ часто применяется стратегия *МТРА* [26], обеспечивающая получение максимального момента на единицу тока. Векторная диаграмма синхронного двигателя для такого режима работы показана на рисунке 2.1

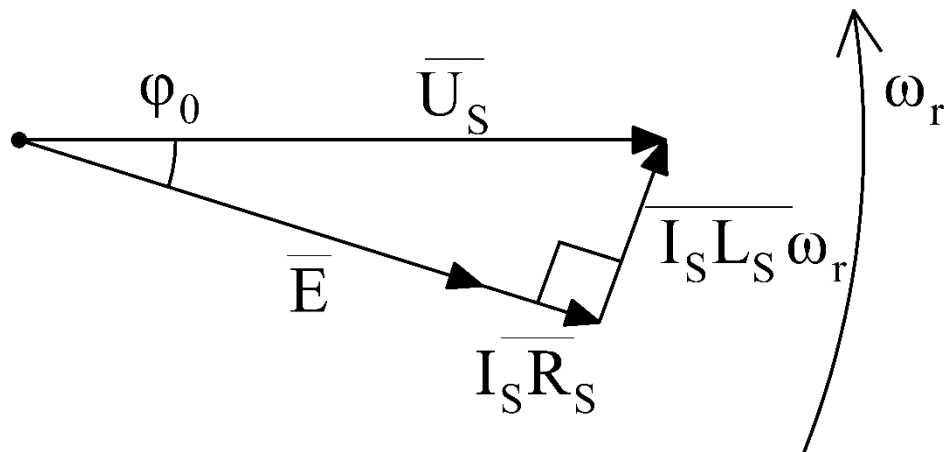


Рисунок 2.1 – Векторная диаграмма для режима *МТРА*

В данном случае, результирующий вектор тока статора должен быть ориентирован относительно вектора противо-ЭДС таким образом, чтобы обеспечивалось получение максимального момента на единицу тока. Поддержание такого режима связано с необходимостью определения оптимального угла φ_0 , который зависит от параметров машины и текущего режима ее работы. В частности, для вычисления оптимального синуса угла $\sin\varphi_0$ между обобщенными векторами тока I_s и напряжения U_s необходимо использовать значения активного сопротивления фазных обмоток R_s , индуктивности обмотки статора L_s и числа пар полюсов p , значение противо-ЭДС E , а также частоты вращения поля ротора ω_r . Соответствующая зависимость представлена выражением:

$$\sin \varphi_O = \frac{I_S p \omega_r L_S}{\sqrt{(E + I_S R_S)^2 + (I_S p \omega_r L_S)^2}}. \quad (2.1)$$

Знаменатель формулы (2.1) можно упростить, так как он представляет собой выражение полного напряжения:

$$U_S = \sqrt{(E + I_S R_S)^2 + (I_S p \omega_r L_S)^2}. \quad (2.2)$$

Тогда, подставив полученное выражение (2.2) в (2.1) получим:

$$\sin \varphi_O = \frac{I_S p \omega_r L_S}{U_S}. \quad (2.3)$$

Из выражения (2.3) следует, что реализация режима *МТПА* требует не только измерения токов и напряжений, но и наличия достоверной информации о параметрах электродвигателя, которые изменяются в ходе работы, а также текущей частоте вращения ротора. На практике это означает необходимость либо использования механических датчиков, либо введения дополнительных алгоритмов оценки положения и частоты вращения ротора. При этом любые ошибки в задании сопротивлений, индуктивностей или частоты вращения приводят к отклонению от оптимального режима и ухудшению энергетических и динамических характеристик электропривода.

При отсутствии датчиков положения ротора и его частоты вращения задача определения оптимального угла φ_O существенно усложняется, так как в этом случае необходимо косвенно определять частоту вращения ω_r по другим измеряемым параметрам. Поэтому в данной работе рассматривается режим управления, не требующий точного задания параметров машины и ориентированный на снижение вычислительной сложности алгоритма при сохранении устойчивого пуска и широкого диапазона рабочих режимов. В этом случае отпадает необходимость в непосредственном вычислении оптимального угла φ_O , что будет подробно рассмотрено далее. Такой подход в меньшей степени зависит от параметрической идентификации двигателя и

потому более удобен для практической реализации на микроконтроллерах с ограниченными вычислительными ресурсами.

Для математического описания предлагаемого алгоритма фазные токи и напряжения статора представляются в виде результирующих векторов в неподвижной декартовой системе координат XU . Такой подход позволяет перейти от анализа трех отдельных фазных величин к анализу их суммарного векторного представления, непосредственно характеризующего электромагнитное состояние машины в текущий момент времени. Кроме того, использование результирующих векторов дает возможность выразить регулируемую величину $\sin\varphi$ через непосредственно измеряемые электрические параметры и тем самым исключить необходимость использования механических датчиков частоты вращения и положения ротора.

Рассмотрим порядок вычисления синуса мгновенного значения угла между результирующими векторами тока и напряжения статора. На первом этапе измеряются мгновенные значения фазных токов и напряжений. Для симметричной трехфазной системы эти величины представляют собой гармонические сигналы, сдвинутые друг относительно друга на 120° , что иллюстрируется на рисунке 2.2.

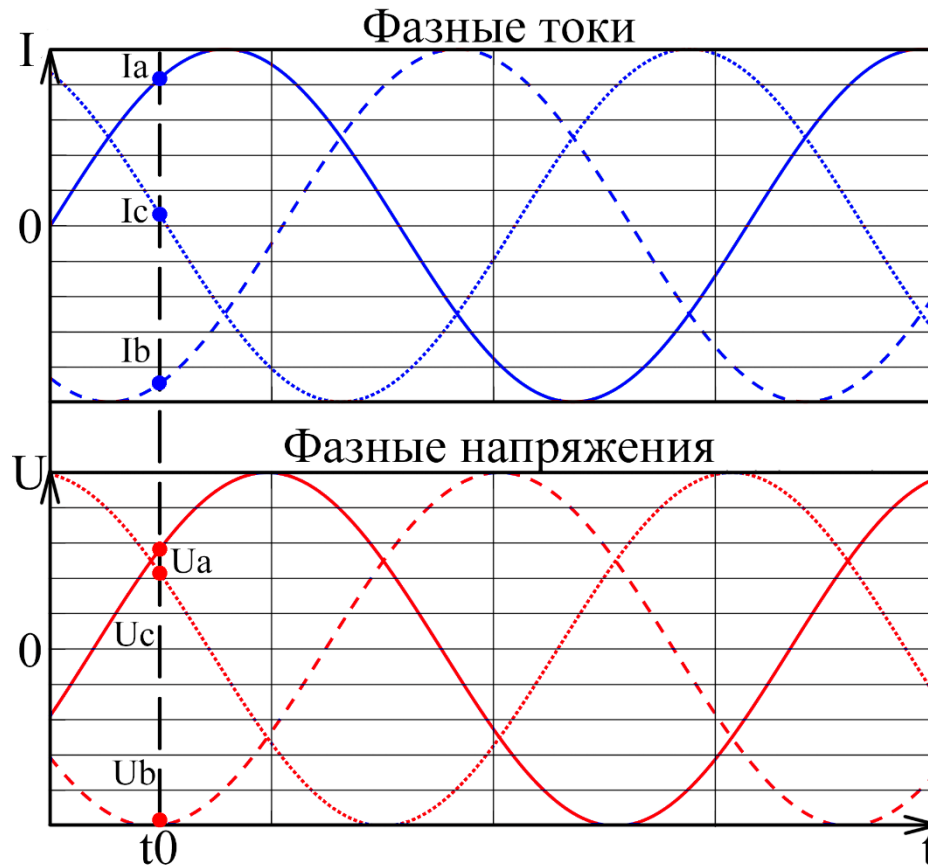


Рисунок 2.2 – Трехфазные гармонические сигналы фазных токов и напряжений обмотки статора

В произвольный момент времени t_0 фазные токи I_a , I_b , I_c и напряжения U_a , U_b , U_c могут быть представлены в трехфазной системе координат abc , как показано на рисунке 2.3. В этот момент каждая фазная величина имеет определенное мгновенное значение, и совокупность этих значений однозначно отражает текущее электромагнитное поле статора.

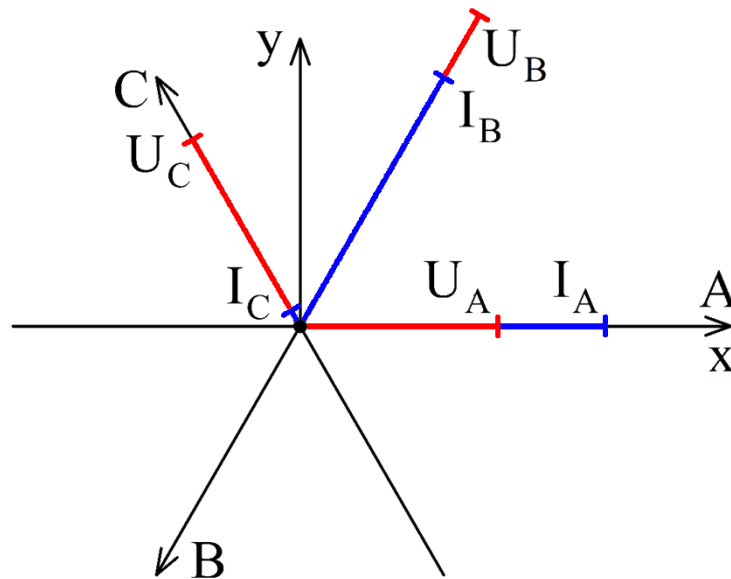


Рисунок 2.3 – Измеренные в момент $t0$ мгновенные значения фазных токов и напряжений в трехфазной системе координат abc

Так как в регуляторе мы не имеем возможности получить информацию о фазных напряжениях напрямую, нам необходимо измерить напряжения фаз U_{a0} , U_{b0} , U_{c0} относительно отрицательного полюса транзисторного моста автономного инвертора напряжений. Полученные таким образом значения можно перевести в фазные напряжения U_a , U_b , U_c с помощью следующих выражений:

$$U_a = \frac{2U_{a0} - U_{b0} - U_{c0}}{3}, \quad (2.4)$$

$$U_b = \frac{2U_{b0} - U_{c0} - U_{a0}}{3}, \quad (2.5)$$

$$U_c = \frac{2U_{c0} - U_{a0} - U_{b0}}{3}. \quad (2.6)$$

Для дальнейшего анализа выполняется переход от трехфазной системы координат abc к неподвижной двухкоординатной системе XU . В результате этого перехода для напряжений определяются проекции результирующего вектора U_X и U_Y , а также его модуль U_S , а для токов – проекции I_X , I_Y и модуль

I_S . Соответствующие выражения записываются в виде (2.7) – (2.9) для напряжений и (2.10) – (2.12) для токов:

$$U_X = U_a \cos 0^\circ - U_b \cos 60^\circ - U_c \cos 60^\circ, \quad (2.7)$$

$$U_Y = U_a \cos 90^\circ - U_b \cos 30^\circ + U_c \cos 30^\circ, \quad (2.8)$$

$$U_S = \sqrt{U_X^2 + U_Y^2}; \quad (2.9)$$

$$I_X = I_a \cos 0^\circ - I_b \cos 60^\circ - I_c \cos 60^\circ, \quad (2.10)$$

$$I_Y = I_a \cos 90^\circ - I_b \cos 30^\circ + I_c \cos 30^\circ, \quad (2.11)$$

$$I_S = \sqrt{I_X^2 + I_Y^2}; \quad (2.12)$$

где I_X , I_Y – проекции результирующего вектора I_S на оси XY ; U_X , U_Y – проекции результирующего вектора U_S на оси XY .

Величины U_X и U_Y определяют положение результирующего вектора напряжения в плоскости XY , а U_S характеризует его модуль. Аналогично, величины I_X и I_Y задают положение результирующего вектора тока, а I_S определяет его модуль. Таким образом, вместо трех мгновенных фазных значений тока и напряжения система управления получает два результирующих вектора, взаимная ориентация которых и используется для вычисления регулируемой величины. Модули и взаимное расположение результирующих векторов фазных токов и напряжений в декартовой системе координат представлены на рисунке 2.4.

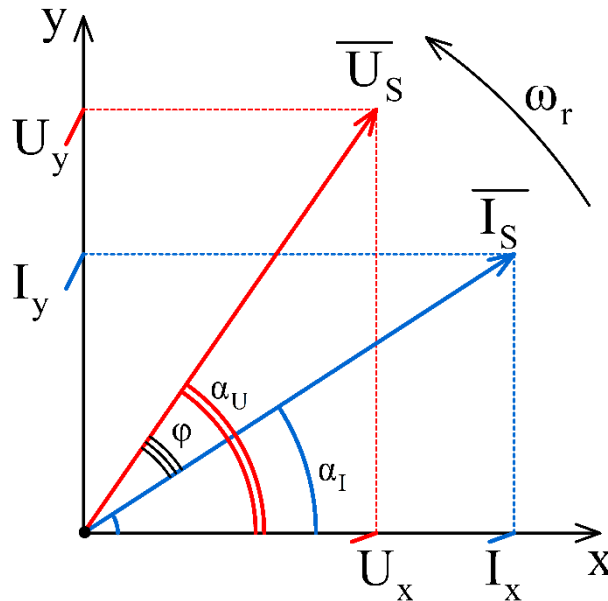


Рисунок 2.4 – Вычисленные по измеренным мгновенным значениям результирующие вектора тока и напряжения обмотки статора

Переход от трехфазной системы координат abc к двухкоординатной неподвижной системе XU , используемый в данной работе, по своему математическому смыслу соответствует преобразованию Кларк. В отличие от классического преобразования Кларк-Парка, дальнейший переход к вращающейся системе координат dq не выполняется. После определения проекций и модулей результирующих векторов становится возможным вычисление синуса мгновенного угла между ними. Именно эта величина в дальнейшем используется в качестве сигнала рассогласования в алгоритме управления и служит основой для автоматической коррекции фазы и амплитуды задающих воздействий.

Обозначим через α_u угол между результирующим вектором напряжения $\overline{U}_S$ и осью X , а через α_i – угол между результирующим вектором тока $\overline{I}_S$ и той же осью. Тогда мгновенный угол φ между результирующими векторами напряжения и тока определяется как разность указанных углов, что записывается выражением:

$$\varphi = \alpha_u - \alpha_i. \quad (2.13)$$

Для вычисления синуса данного угла используется тригонометрическая формула синуса разности углов:

$$\sin \varphi = \sin \alpha_u \cos \alpha_i - \sin \alpha_i \cos \alpha_u. \quad (2.14)$$

При этом в предлагаемом алгоритме отсутствует необходимость непосредственного вычисления самих углов α_u и α_i через обратные тригонометрические функции. Это принципиально важно, поскольку позволяет избежать дополнительных вычислительных затрат, а также исключить проблемы, связанные с неоднозначностью определения угла по квадрантам и скачкообразным изменением его значения при переходе через границы интервалов. Вместо этого синус искомого угла определяется непосредственно через проекции результирующих векторов на оси неподвижной системы координат.

Для этого используются тригонометрические соотношения, связывающие синус и косинус углов α_u и α_i с проекциями векторов U_S и I_S в координатах ХУ. Для результирующего вектора напряжения такие соотношения записываются выражениями (2.15) и (2.16), а для результирующего вектора тока – выражениями (2.17) и (2.18):

$$\sin \alpha_u = \frac{U_Y}{U_S}, \quad (2.15)$$

$$\cos \alpha_u = \frac{U_X}{U_S}, \quad (2.16)$$

$$\sin \alpha_i = \frac{I_Y}{I_S}, \quad (2.17)$$

$$\cos \alpha_i = \frac{I_X}{I_S}. \quad (2.18)$$

Подставляя полученные соотношения в (2.14), получаем итоговое выражение (2.19), позволяющее вычислить синус мгновенного угла между результирующими векторами тока и напряжения непосредственно по их проекциям и модулям в системе координат XU , без явного определения самих углов:

$$\sin \varphi = \frac{U_Y}{U_S} \cdot \frac{I_X}{I_S} - \frac{I_Y}{I_S} \cdot \frac{U_X}{U_S}. \quad (2.19)$$

Выражение (2.19) является ключевым для дальнейшей реализации алгоритма управления, поскольку позволяет формировать сигнал рассогласования исключительно на основе измеряемых электрических величин – фазных токов и напряжений статора. Тем самым отпадает необходимость в использовании датчиков положения ротора, а также вычислении углового положения и частоты вращения ротора как промежуточных переменных. Кроме того, полученное выражение удобно для цифровой реализации, поскольку сводится к операциям умножения, сложения, деления, вычитания и вычисления модулей векторов.

Корректность вычисления выражения (2.19) обеспечивается при ненулевых значениях модулей результирующих векторов U_S и I_S . Поэтому в практической реализации алгоритма требуется учитывать режимы, в которых один из векторов может иметь малую величину, например, при пуске или в переходных процессах, и предусматривать меры, исключающие потерю численной устойчивости вычислений.

Дальнейшим этапом является организация автоматического регулирования величины $\sin \varphi$ с поддержанием ее заданного значения. В общем случае, значение $\sin \varphi$ может формироваться различными способами: вычисляться на основе текущих параметров электродвигателя и режима его работы, задаваться постоянной величиной, либо определяться как функция тока статора, частоты вращения или других переменных состояния. Тем самым, одна и та же структура алгоритма допускает реализацию различных

стратегий управления, отличающихся как по энергетической эффективности, так и по вычислительной сложности. В настоящей работе рассматривается частный случай, в котором заданное значение синуса угла между результирующими векторами тока и напряжения статора принимается равным нулю:

$$\sin \varphi = 0. \quad (2.20)$$

С учетом рассматриваемого диапазона изменения угла φ от -90° до 90° соответствует:

$$\cos \varphi = 1. \quad (2.21)$$

Векторная диаграмма электродвигателя для данного режима представлена на рисунке 2.5.

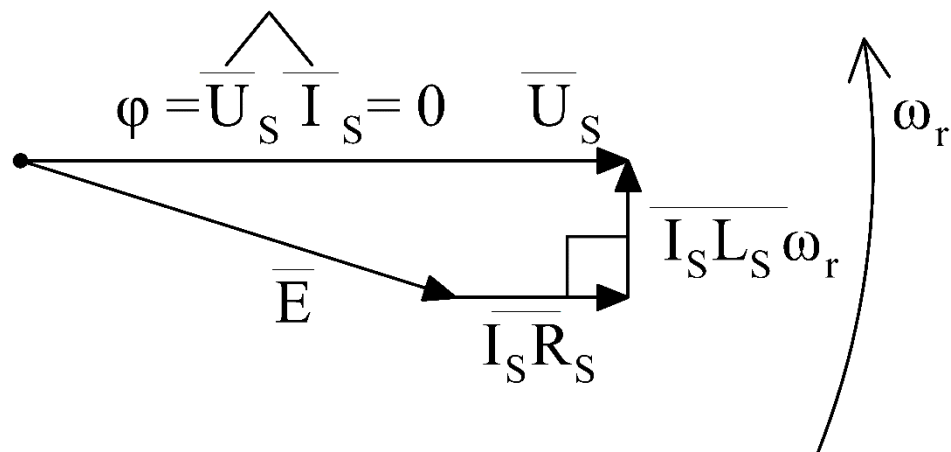


Рисунок 2.5 – Векторная диаграмма СДПМ в режиме поддержания нулевого сдвига фаз между напряжением и током статора

Следует отметить, что данный режим не является оптимальным с точки зрения полного использования электромагнитных возможностей машины и не соответствует стратегии *МТРА*. Но он обладает важным практическим преимуществом – его реализация не требует точного задания параметров электродвигателя и непосредственного вычисления оптимального угла φ_0 . Благодаря этому существенно снижается вычислительная сложность

алгоритма управления, а сам метод становится менее чувствительным к параметрическим неопределенностям и более удобным для реализации.

В таком случае, задача системы управления сводится к поддержанию условия:

$$\sin \varphi \rightarrow 0. \quad (2.22)$$

В качестве сигнала рассогласования ε_φ используется отклонение текущего значения $\sin \varphi$, вычисленного по выражению (2.19), от его заданного значения. Тогда сигнал рассогласования ε_φ определяется следующим образом:

$$\varepsilon_\varphi = \sin \varphi_0 - \sin \varphi. \quad (2.23)$$

С учетом принятого в работе условия (2.20), выражение для сигнала рассогласования упрощается и принимает вид:

$$\varepsilon_\varphi = -\sin \varphi. \quad (2.24)$$

Полученное выражение для сигнала рассогласования ε_φ задает критерий регулирования, однако для практической реализации алгоритма необходимо синтезировать структуру системы управления, обеспечивающую автоматическую коррекцию задающих воздействий по фазе и амплитуде, а также быстрое регулирование мгновенных фазных токов электродвигателя. Структурная схема силового преобразователя и системы управления, обеспечивающая режим работы СДПМ при поддержании условия (2.20), представлена на рисунке 2.6.

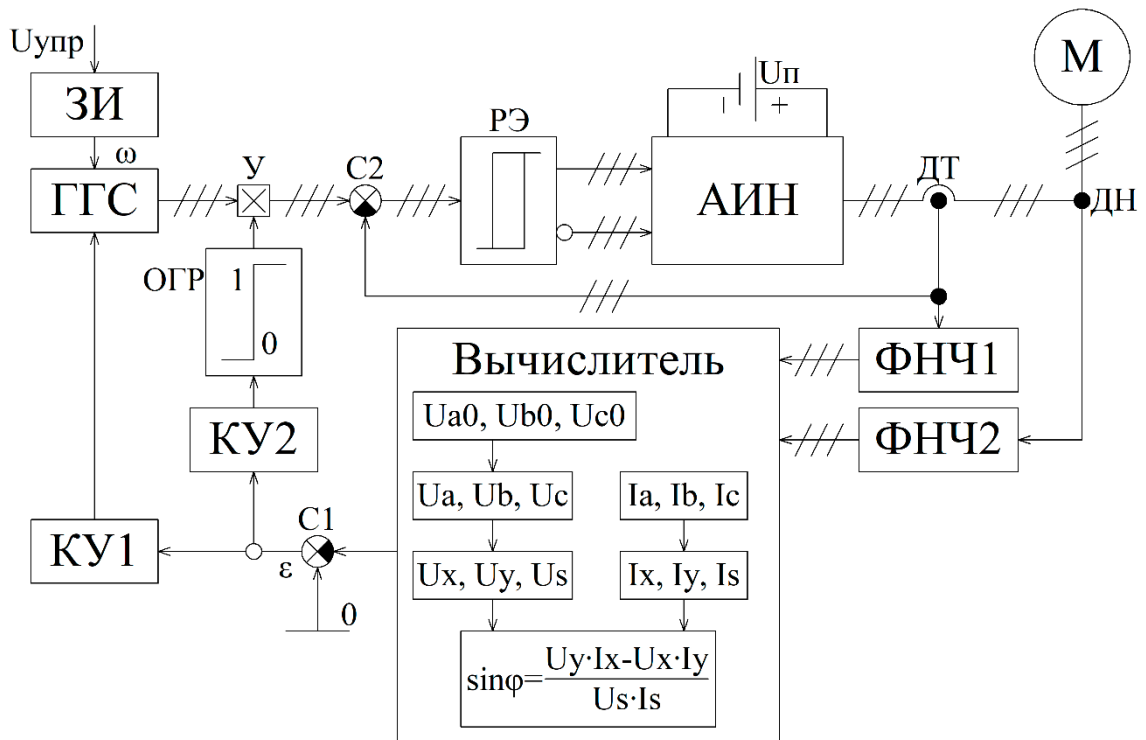


Рисунок 2.6 – Структурная схема предлагаемой системы управления СДПМ: ЗИ – задатчик интенсивности; ГГС – генератор гармонических сигналов; γ – умножитель; C1, C2 – сумматоры; РЭ – релейный элемент; АИН – автономный инвертор напряжения; ДТ – датчик тока; ДН – датчик напряжения; М – электродвигатель; ФНЧ1, ФНЧ2 – фильтры нижних частот; КУ1, КУ2 – корректирующие устройства; ОГР – ограничитель; U_{Π} – напряжение питания; $U_{упр}$ – управляющий сигнал

Автономный инвертор напряжения (АИН) получает питание от внешнего источника постоянного напряжения U_{Π} , а сигналы управления его силовыми ключами формируются релейными элементами (РЭ). Внутренний контур системы реализует подчиненное регулирование по мгновенным значениям фазных токов за счет местной обратной связи, что обеспечивает быстрое формирование требуемых токов статора по принципу токового коридора.

Желаемая частота вращения ротора задается внешним управляющим сигналом $U_{упр}$, который поступает на задатчик интенсивности (ЗИ). Использование задатчика интенсивности позволяет устанавливать скорость изменения управляющего сигнала и, тем самым, обеспечивать требуемую

динамику пуска и переходных процессов. Передаточная функция задатчика интенсивности имеет вид:

$$W_{зи} = \frac{1}{TS + 1}. \quad (2.25)$$

Выходной сигнал задатчика интенсивности подается на вход трехфазного генератора гармонических сигналов (ГГС) и определяет частоту формируемой трехфазной системы при постоянной амплитуде. Генератор гармонических сигналов вырабатывает три синусоидальных сигнала единичной амплитуды, сдвинутых друг относительно друга на 120° . Частота этих сигналов соответствует частоте вращения магнитного поля статора, определяющей частоту вращения ротора с учетом числа пар полюсов при сохранении синхронного режима.

Амплитуда сигналов, поступающих на вход С2, формируется путем умножения выходов генератора гармонических сигналов на сигнал ограничителя (ОГР), изменяющийся в диапазоне от 0 до 1. Тем самым обеспечивается регулирование амплитуды задающих воздействий и ограничение уровня токовой нагрузки в переходных режимах. После этого полученная трехфазная система гармонических сигналов поступает на входы релейных элементов, формирующих управляющие воздействия для автономного инвертора напряжения.

Для обеспечения близкого к оптимальному режиму работы электродвигателя во всем диапазоне частот вращения и нагрузок в системе управления регулируются фаза и амплитуда задающих воздействий. Регулирование этих параметров осуществляется таким образом, чтобы поддерживать синфазность фазных токов и фазных напряжений. Такой режим обеспечивается введением отрицательной обратной связи по углу между указанными сигналами. При этом необходимо использовать специальные корректирующие устройства КУ1 и КУ2, которые обеспечивают устойчивость

системы автоматического управления и требуемое качество переходных процессов. Их передаточная функция имеет вид:

$$W_{\text{КУ}} = k \frac{TS + 1}{TS}. \quad (2.26)$$

Как было показано ранее, при выбранном алгоритме управления непосредственное вычисление фазового угла между током и напряжением не требуется. Достаточно вычислять синус этого угла и использовать его в контуре отрицательной обратной связи, поскольку при целевом режиме из условия (2.17) значение $\sin\varphi$ определяется через координаты результирующих векторов тока I_S и напряжения U_S , имеющих проекции I_X, I_Y и U_X, U_Y . Эти координаты вычисляются по измеренным мгновенным значениям фазных токов и напряжений фаз относительно отрицательного полюса транзисторного моста автономного инвертора напряжения. Значение сигнала рассогласования формируется на выходе сумматора С1 и поступает на входы корректирующих устройств КУ1 и КУ2.

Для корректного вычисления координат I_X, I_Y и U_X, U_Y необходимо выделить первую гармонику измеренных сигналов $I_A, I_B, I_C, U_A, U_B, U_C$, содержащих высокочастотные составляющие, обусловленные импульсной модуляцией инвертора. С этой целью используются фильтры нижних частот ФНЧ1 и ФНЧ2, имеющие одинаковые постоянные времени. Равенство постоянных времени необходимо для того, чтобы задержка, вносимая фильтрами, не приводила к дополнительному фазовому сдвигу между вычисленными векторами тока I_S и напряжения U_S . При корректном выборе постоянной времени фильтрация не оказывает значимого влияния на точность регулирования $\sin\varphi$, поскольку максимальная частота изменения токов и напряжений двигателя, как правило, более чем на порядок ниже частоты коммутации силовых ключей инвертора.

Таким образом, представленная структурная схема объединяет внешний канал задания частоты вращения, внутренний токовый контур и контур регулирования синуса угла между результирующими векторами тока и напряжения статора. Совместная работа этих контуров обеспечивает бездатчиковое управление СДПМ с автоматической коррекцией фазы и амплитуды задающих воздействий, что позволяет реализовать устойчивый пуск и поддерживать требуемый электромагнитный режим в широком диапазоне рабочих состояний.

Полученные в разделе математические соотношения определяют состав основных функциональных блоков системы управления и принципы их взаимодействия. Предложенная структура обеспечивает реализацию бездатчикового управления без непосредственной оценки положения ротора и частоты его вращения, что соответствует поставленным в разделе 2.1 требованиям к снижению вычислительной сложности и обеспечению устойчивости работы в широком диапазоне частот вращения в различных режимах.

2.3 Математическая модель СДПМ

Для математического моделирования СДПМ применяются различные формы описания электромеханических процессов, в том числе модели в фазной системе координат abc [85], в неподвижной двухкоординатной системе $\alpha\beta$ [86] и во вращающейся системе координат dq [87]. Выбор конкретной формы описания определяется задачами исследования и структурой алгоритма управления. В настоящей работе в качестве основы принята фазная модель в системе координат abc . В отличие от моделей, записанных во вращающейся системе координат dq , фазная модель в координатах abc позволяет непосредственно оперировать мгновенными значениями фазных токов и напряжений, и тем самым более естественно согласуется со структурой рассматриваемого алгоритма управления. Кроме того, использование такой модели удобно при исследовании режимов пуска и

переходных процессов, в которых важны не только усредненные компоненты вектора тока, но и реальные фазные зависимости, определяющие формирование результирующих векторов тока и напряжения статора. Для задачи отладки алгоритма и имитационного исследования такая форма описания является достаточно наглядной и информативной, поскольку позволяет непосредственно работать с фазными величинами.

Стоит отметить, что степень детализации математической модели определяется задачами исследования [88]. Для разработки и верификации алгоритма управления требуется модель, которая, с одной стороны, достаточно полно отражает взаимосвязь между напряжениями, токами, электромагнитным моментом и частотой вращения, а с другой – не приводит к чрезмерному усложнению. В работах, посвященных динамическому моделированию СДПМ [89, 90], подчеркивается, что при исследовании электроприводов в среде имитационного моделирования необходимо учитывать не только электрическую, но и механическую подсистему, а также обеспечивать возможность расчета переходных процессов во времени. С учетом указанных требований, в среде *Matlab/Simulink* была реализована модель СДПМ, показанная на рисунке 2.7. Стоит уточнить, что на данном рисунке, для упрощения его восприятия, показан обобщенный фазный канал $k \in \{A, B, C\}$.

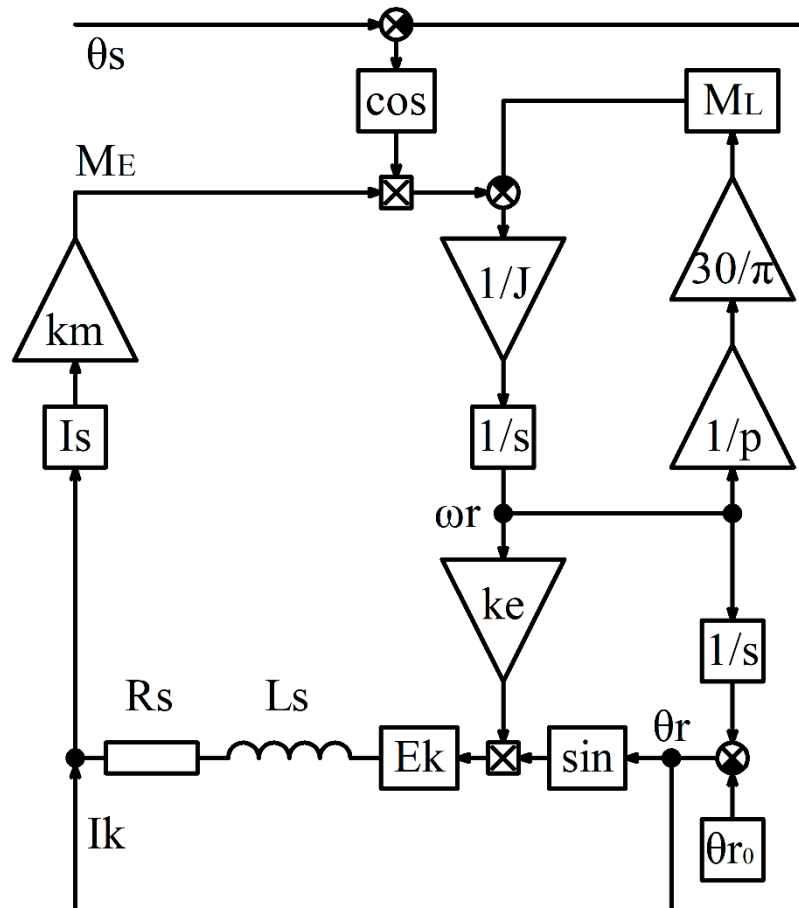


Рисунок 2.7 – Структура модели СДПМ в системе *Matlab/Simulink*

Данная модель включает электрическую подсистему статора, блок формирования противо-ЭДС, блок расчета электромагнитного момента, механическую подсистему ротора и модель нагрузки. Такая структура позволяет описать преобразование электрической энергии в механическую и проследить влияние управляющих воздействий на токи, момент, частоту вращения и положение ротора. Аналогичный подход, при котором модель включает электрическую и механическую части и реализуется в среде *Matlab/Simulink* для исследования переходных процессов, широко используется в работах по моделированию СДПМ [91-93].

При построении модели были приняты следующие допущения и упрощения, которые традиционно используются при построении математических моделей СДПМ, если целью является исследование алгоритмов управления и динамики, а не детальное электромагнитное проектирование машины:

- 1) Обмотка статора считается симметричной трехфазной, а параметры фаз принимаются одинаковыми;
- 2) Электромагнитные процессы в каждой фазе описываются сосредоточенными параметрами;
- 3) Паразитные параметры обмоток, а также коммутационные процессы силового преобразователя на уровне отдельных переключений в модель явно не вводятся;
- 4) Противо-ЭДС фаз предполагается близкой к синусоидальной, что соответствует используемому в работе подходу к формированию близких к синусоидальным фазным токам;
- 5) Магнитные параметры двигателя в базовом варианте модели принимаются постоянными, а влияние насыщения, высших гармоник, вихревых токов и гистерезисных потерь отдельно не учитывается;
- 6) Начальные условия по углу поворота и частоте вращения ротора могут задаваться произвольно, что позволяет исследовать пуск из произвольного положения и режим подхвата свободно вращающегося ротора.

С учетом принятой структуры модели и перечисленных допущений, электромеханические процессы в СДПМ описываются системой уравнений электрической и механической подсистем. Электрическая подсистема двигателя описывается системой уравнений фазных напряжений статора. Для каждой из фаз напряжение складывается из падения напряжения на активном сопротивлении обмотки, напряжения на индуктивности и противо-ЭДС, наводимой вращающимся магнитным полем ротора [94]. Тогда, для фаз А, В и С можно записать следующие соотношения:

$$U_A = RI_A + L \frac{dI_A}{dt} + E_A, \quad (2.27)$$

$$U_B = RI_B + L \frac{dI_B}{dt} + E_B, \quad (2.28)$$

$$U_C = RI_C + L \frac{dI_C}{dt} + E_C, \quad (2.29)$$

где U_A, U_B, U_C – фазные напряжения статора; I_A, I_B, I_C – фазные токи статора; E_A, E_B, E_C – противо-ЭДС в фазах abc ; R – активное сопротивление обмотки статора; L – индуктивность обмотки статора.

Противо-ЭДС фаз в модели задаются как синусоидальная функция электрического положения ротора. При этом амплитуда противо-ЭДС пропорциональна частоте вращения поля ротора, а фазные ЭДС сдвинуты друг относительно друга на 120° . Тогда, выражения для противо-ЭДС фаз могут быть записаны следующим образом:

$$E_A = k_e \omega_r \sin(\theta_e), \quad (2.30)$$

$$E_B = k_e \omega_r \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}), \quad (2.31)$$

$$E_C = k_e \omega_r \sin(\theta_e - \frac{4\pi}{3}), \quad (2.32)$$

где k_e – коэффициент противо-ЭДС двигателя; ω_r – частота вращения поля ротора; θ_e – электрический угол поворота ротора.

Электрический угол поворота поля ротора θ_e определяется с учетом числа пар полюсов двигателя:

$$\theta_e = p\theta_r, \quad (2.33)$$

где p – число пар полюсов; θ_r – механический угол поворота ротора.

Электромагнитный момент двигателя M_e определяется по мгновенным значениям фазных токов и электрическому положению ротора. Такое описание электромагнитного момента соответствует принятому допущению о

синусоидальной форме противо-ЭДС и является достаточным для исследования динамики электропривода в рамках поставленной задачи:

$$M_e = k_m \left[I_A \sin(\theta_e) + I_B \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) + I_C \sin\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \right], \quad (2.34)$$

где k_m – моментная постоянная двигателя, Н·м/А.

Механическая часть электропривода описывается уравнениями:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = M_e - M_L, \quad (2.35)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r, \quad (2.36)$$

где M_L – момент нагрузки двигателя; J – приведенный момент инерции ротора и нагрузки.

Для реализации этого уравнения при построении модели в *Matlab/Simulink*, оно было записано в форме (2.37). Это обусловлено тем, что на вход интегратора должен подаваться сигнал углового ускорения ротора:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{M_e - M_L}{J}. \quad (2.37)$$

В модели используются коэффициенты k_e и k_m , численные значения которых могут быть заданы по параметрам реального двигателя. Коэффициент k_e определяет связь между частотой вращения ротора и амплитудой наводимой противо-ЭДС. Коэффициент k_m характеризует связь между фазными токами и развиваемым электромагнитным моментом [95].

Для описания момента нагрузки используется нелинейная зависимость момента сопротивления от частоты вращения ротора [96]. В первом приближении такая зависимость соответствует вентиляторному характеру нагрузки и может быть представлена квадратичной функцией от частоты вращения [97]. Использование вентиляторной характеристики нагрузки

обусловлено тем, что для ряда нагрузочных механизмов момент сопротивления возрастает с увеличением частоты вращения:

$$M_L = k_\omega \omega_r^2, \quad (2.38)$$

где k_ω – коэффициент нагрузочной характеристики.

В среде *Matlab/Simulink* указанная зависимость реализована в виде табличной функции, что позволяет учитывать заданную характеристику нагрузки. Сама нагрузочная характеристика показана на рисунке 2.8.

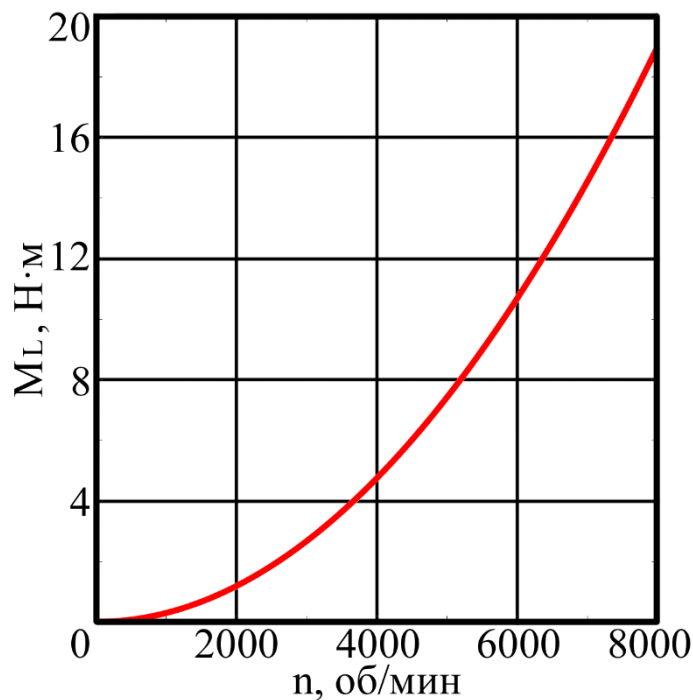


Рисунок 2.8 – Нагрузочная характеристика вентиляторной нагрузки

Разработанная модель позволяет варьировать значения сопротивления и индуктивности фазных обмоток, коэффициенты k_e и k_m , момент и характер нагрузки, а также начальный угол положения и частоту вращения ротора. В данной работе значения заданы на основе известных параметров двигателя ВД10026, представленного на рисунке 2.9. Его параметры отражены в таблице 2.1.



Рисунок 2.9 – Электродвигатель ВД10026, спроектированный на кафедре 310 МАИ

Таблица 2.1 – Параметры электродвигателя ВД10026

Параметр	Значение
Номинальная мощность, кВт	6
Напряжение питания, В	48
Номинальная частота вращения, об/мин	6600
КПД	0,92
Диаметр расточки статора, мм	100
Активная осевая длина, мм	26
Масса двигателя, кг	1,85

Таким образом, разработанная математическая модель СДПМ включает электрическую и механическую подсистемы, а также модель вентиляторной нагрузки. Модель СДПМ позволяет рассчитывать фазные токи и напряжения, противо-ЭДС, электромагнитный момент, частоту вращения поля ротора и положение ротора во времени. Сделанные допущения, принятые при реализации модели СДПМ в *Matlab/Simulink*, обеспечивают достаточную точность для исследования алгоритма бездатчикового управления и проведения последующих имитационных экспериментов [98].

2.4 Реализация алгоритма управления в среде Matlab/Simulink

На основе структурной схемы системы управления, приведенной на рисунке 2.6 раздела 2.2, и разработанной математической модели двигателя, описанной в разделе 2.3, в среде *Matlab/Simulink* была построена имитационная модель электропривода [99], реализующая предлагаемый алгоритм бездатчикового управления. Имитационная модель включает те же основные функциональные блоки, что и разработанная структурная схема системы управления: задатчик интенсивности, генератор гармонических сигналов, ограничитель тока, релейные элементы, автономный инвертор напряжения, датчики тока и напряжения, фильтры нижних частот, вычислитель значения $\sin\varphi$, корректирующие устройства, а также модель СДПМ и модель вентиляторной нагрузки. Построение модели в виде набора взаимосвязанных подсистем позволило реализовать алгоритм в форме, близкой к его предполагаемой практической реализации, а также обеспечить удобство настройки параметров, задания начальных условий и регистрации расчетных сигналов. Далее рассмотрены подсистемы *Matlab/Simulink*, реализующие ключевые функции алгоритма: формирование задающих гармонических сигналов, вычисление сигнала рассогласования и корректирующие воздействия по фазе и амплитуде [100].

Подсистема задания интенсивности и формирования корректирующих воздействий представлена на рисунке 2.10.

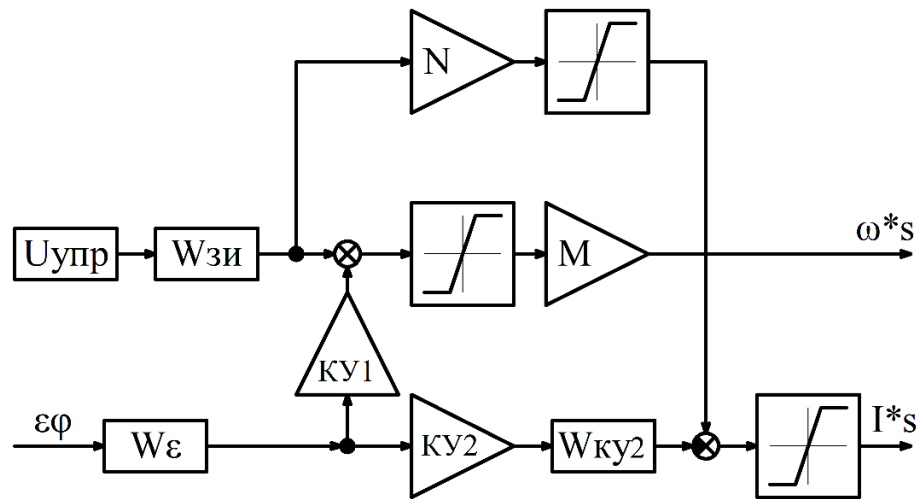


Рисунок 2.10 – Структура задатчика интенсивности с корректирующими устройствами

На вход подсистемы поступает внешний сигнал управления $U_{упр}$, определяющий требуемую частоту вращения электропривода. Для ограничения скорости изменения задания используется задатчик интенсивности, реализованный в виде апериодического звена первого порядка. Применение такого звена позволяет сгладить изменение входного сигнала, исключив резкие скачки задаваемой частоты и, тем самым, обеспечить более благоприятные условия пуска и переходных процессов. После задатчика интенсивности к основному задающему воздействию добавляется корректирующий сигнал от устройства КУ1. В результате формируется сигнал задания частоты вращающегося магнитного поля статора. Перед подачей в генератор гармонических сигналов данный сигнал проходит через блок ограничения, что позволяет исключить выход за допустимые значения частоты в переходных режимах и повысить устойчивость работы модели. Для предотвращения токовой перегрузки в модели реализован ограничитель амплитуды задающих сигналов. Он формирует коэффициент масштабирования, изменяющий амплитуду трехфазной системы гармонических сигналов в пределах от 0 до 1. На величину этого коэффициента оказывает влияние корректирующее устройство КУ2, что позволяет изменять амплитуду задающих воздействий в зависимости от текущего значения сигнала рассогласования.

В генераторе гармонических сигналов, изображенном на рисунке 2.11, сигнал частоты преобразуется в текущий фазовый угол путем интегрирования.

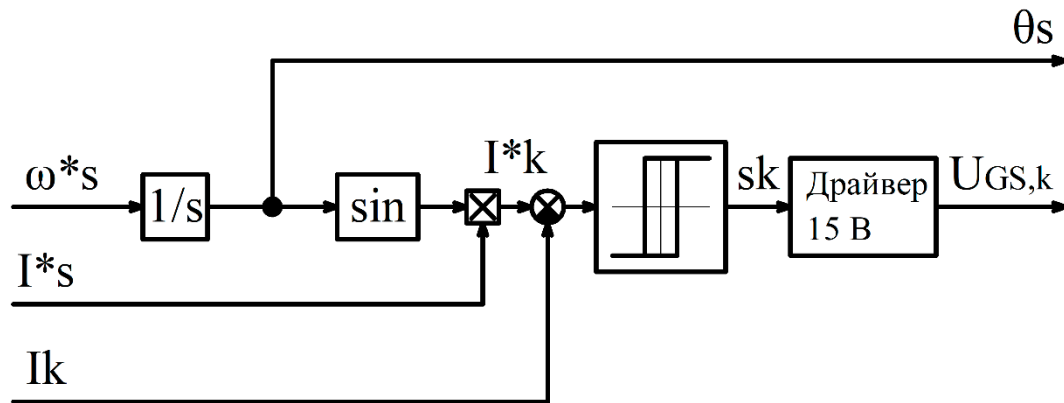


Рисунок 2.11 – Структура генератора гармонических сигналов

Использование интегратора обусловлено тем, что мгновенное значение фазового угла определяется как интеграл от угловой частоты:

$$\theta(t) = \theta_0 + \int_0^t \omega_s(\tau) d\tau, \quad (2.39)$$

где ω_s – частота вращения поля статора.

Полученный угол далее используется для формирования первой фазной гармоники. Для получения сигналов двух других фаз к нему добавляются постоянные смещения $2\pi/3$ и $4\pi/3$, что обеспечивает сдвиг фаз между сигналами на 120° . Сформированные синусоидальные сигналы соответствуют фазам A , B и C и используются в качестве задающих воздействий для фазных токов электродвигателя. Таким образом, рассматриваемая подсистема обеспечивает переход от внешнего задания частоты вращения к трехфазной системе гармонических сигналов, определяющей частоту и фазовое положение вращающегося магнитного поля статора.

Синусоидальные задающие сигналы фаз A , B и C поступают в подсистему релейных элементов, где сравниваются с измеренными значениями фазных токов. На основе разности между задающими и текущими значениями формируются сигналы управления силовыми ключами

автономного инвертора напряжения. Таким образом, в модели реализуется подчиненное регулирование по мгновенным значениям фазных токов, обеспечивающее приближение реальных токов к их задающим гармоническим значениям.

Далее, сигналы с релейных элементов, усиленные драйверами, поступают на затворы транзисторов из состава автономного инвертора напряжения, как показано на рисунке 2.12.

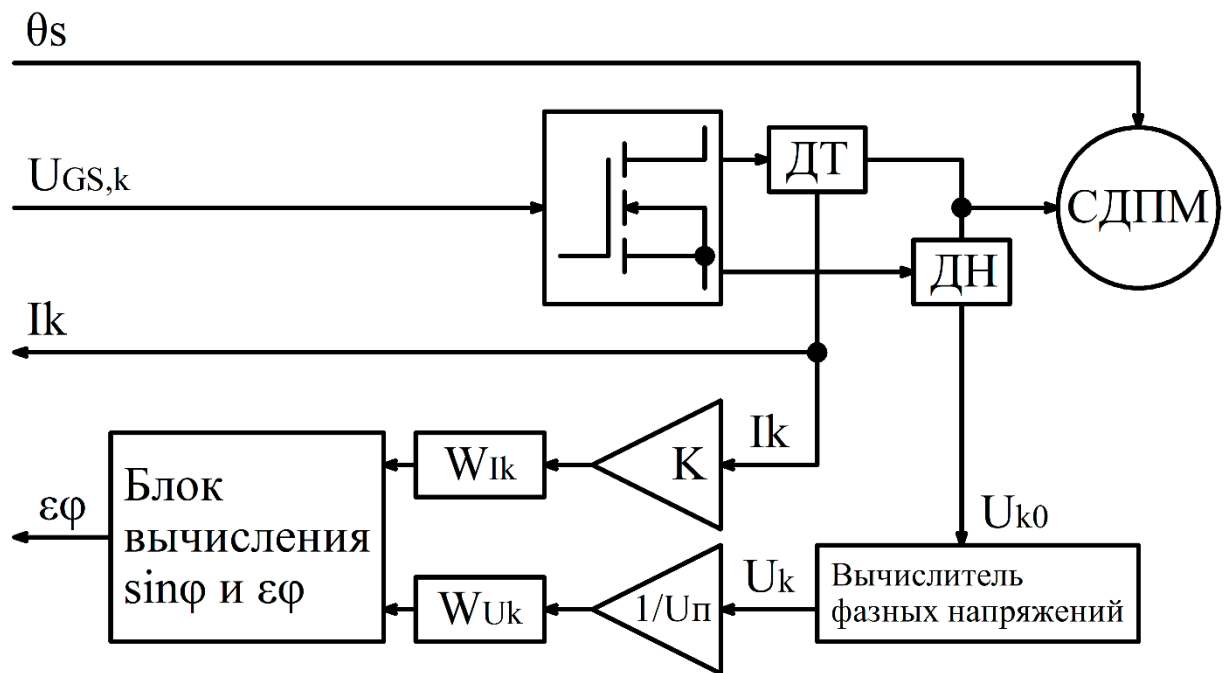


Рисунок 2.12 – Структура измерительно-вычислительного блока

Инвертор формирует на обмотках статора импульсные фазные напряжения, которые являются управляющим воздействием на электрическую подсистему двигателя. При этом основными регулируемыми величинами во внутреннем контуре системы являются фазные токи I_A , I_B , I_C . Релейные элементы, используя обратную связь по фазным токам, изменяют состояние ключей инвертора таким образом, чтобы реальные фазные токи следовали своим задающим гармоническим сигналам. Именно форма и амплитуда фазных токов определяют создаваемое статором вращающееся магнитное поле, электромагнитный момент и текущее состояние электропривода.

Для организации обратных связей в модели используются сигналы фазных токов и напряжений, снимаемые с выходов модели двигателя. Измеренные величины поступают как в контуры регулирования токов, так и в вычислительную часть алгоритма. Поскольку сигналы напряжений и токов содержат высокочастотные составляющие, обусловленные коммутацией силовых ключей [101], перед вычислением они проходят через фильтры нижних частот. Использование ФНЧ необходимо для выделения первой гармоники фазных токов и напряжений и подавления коммутационных составляющих, которые могли бы вносить ошибку в вычисление угла между результирующими векторами тока и напряжения. При этом постоянные времени фильтров выбираются одинаковыми, чтобы вносимая задержка не приводила к дополнительному фазовому смещению между отфильтрованными токами и напряжениями.

После фильтрации измеренных сигналов становится возможным вычисление координат результирующих векторов и формирование сигнала рассогласования. Это вычисление в имитационной модели реализовано с помощью последовательности функциональных блоков *Matlab Function*, что позволяет непосредственно использовать аналитические соотношения, полученные в разделе 2.2, без избыточного усложнения структурной схемы модели. На первом этапе по измеренным фазным токам и напряжениям вычисляются координаты результирующих векторов в неподвижной системе координат XU , а также их модули. Внутри блока реализованы выражения перехода от трехфазной системы к двухкоординатной, в результате чего на выходе формируются сигналы I_X , I_Y , I_S и U_X , U_Y , U_S . Следует отметить, что при вычислении модуля результирующего вектора тока в модели вводится малая добавка к результату вычисления. Это необходимо для предотвращения деления на ноль или появления численной неустойчивости при малых значениях тока в пусковых и переходных режимах.

На втором этапе, в отдельном блоке *Matlab Function*, по рассчитанным координатам и модулям векторов определяется значение регулируемой

величины, соответствующей синусу угла между результирующими векторами тока и напряжения, а также формируется сигнал рассогласования. В рассматриваемой реализации текущее значение регулируемой величины определяется по координатам результирующих векторов тока и напряжения. Заданное значение в данной модели принимается равным нулю, что соответствует выбранному режиму управления. Поэтому сигнал рассогласования формируется как отклонение текущего значения регулируемой величины от нуля и далее подается на корректирующие устройства КУ1 и КУ2. Такая реализация вычислителя обеспечивает простое и наглядное представление алгоритма в среде *Matlab/Simulink*, а также позволяет легко изменять используемые выражения при необходимости дальнейшей модификации закона управления.

Сигнал ошибки ε_φ , формируемый в вычислительной подсистеме, поступает на корректирующие устройства КУ1 и КУ2. Корректирующее устройство КУ1 формирует воздействие на канал задания частоты и фазы, обеспечивая подстройку положения вращающегося магнитного поля статора относительно текущего состояния двигателя. Корректирующее устройство КУ2 воздействует на канал амплитуды задающих сигналов, изменяя уровень токовой нагрузки электропривода. Такое разделение корректирующих воздействий позволяет независимо влиять на фазное и амплитудное согласование режима работы, а также обеспечить требуемое качество переходных процессов. В среде *Matlab/Simulink* корректирующие устройства реализованы в виде линейных динамических звеньев с подобранными коэффициентами усиления и постоянными времени. Это позволило обеспечить устойчивую работу модели в пусковых режимах, при изменениях нагрузки и в установившихся состояниях без возникновения чрезмерных колебаний корректирующих сигналов.

Таким образом, в среде *Matlab/Simulink* была реализована имитационная модель электропривода с разработанным алгоритмом бездатчикового управления. Реализация алгоритма в виде воспроизводимой имитационной

модели позволила перейти от его структурного и математического описания к исследованию различных режимов работы электропривода без необходимости проведения натурных испытаний на начальном этапе. Все представленные в следующем разделе результаты имитационных исследований были получены на основе данной модели.

Выводы по главе

1. Сформулированы основные требования к алгоритму управления электроприводом на основе СДПМ: высокий пусковой момент, устойчивый пуск при произвольном начальном положении ротора, работа в широком диапазоне частот вращения, устойчивость к изменениям нагрузки, слабая чувствительность к параметрическим неопределенностям и возможность реализации на микроконтроллерах с ограниченными вычислительными ресурсами.

2. Разработан алгоритм бездатчикового управления СДПМ, основанный на регулировании угла между результирующими векторами тока и напряжения статора. Показано, что использование в качестве регулируемой величины синуса этого угла позволяет реализовать управление без непосредственного определения положения ротора и без точного задания параметров электродвигателя.

3. Получено математическое описание алгоритма управления и разработана структурная схема системы, включающая канал задания частоты вращения, генератор гармонических сигналов, внутренний контур регулирования фазных токов, блок вычисления сигнала рассогласования, фильтры нижних частот и корректирующие устройства по фазе и амплитуде.

4. Разработана математическая модель СДПМ в фазной системе координат abc , включающая электрическую и механическую подсистемы, а также модель вентиляторной нагрузки.

5. На основе разработанных математических соотношений в среде *Matlab/Simulink* построена имитационная модель электропривода, способная

реализовать предложенный алгоритм бездатчикового управления, и позволяющая исследовать его работу в пусковых, переходных и установившихся режимах. Полученные результаты создают основу для проведения имитационных исследований устойчивости, динамических и энергетических характеристик электропривода в следующей главе.

3 ИМИТАЦИОННОЕ КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОПРИВОДА

В третьей главе выполняется имитационное компьютерное моделирование, оцениваются динамические характеристики электропривода с предложенным алгоритмом. Анализируется выполнение требований, сформулированных в пункте 2.1.

3.1 Моделирование работы алгоритма управления в широком диапазоне частот вращения ротора

В данном разделе приводятся результаты имитационного компьютерного моделирования электропривода с предложенным бездатчиковым алгоритмом управления, описанного во 2 главе, в широком диапазоне частот вращения. Целью исследования является проверка работоспособности алгоритма при переходе от номинальной частоты вращения к области малых и сверхмалых частот вращения, а также оценка устойчивости электропривода, характера переходных процессов и качества поддержания заданного режима. В ходе моделирования анализируются временные диаграммы частот вращения магнитного поля статора ω_s и ротора ω_r , частоты вращения ротора n_{ycm} , фазного тока I_A и напряжения U_A , а также регулируемой величины $\sin\varphi$. Во всех рассматриваемых испытаниях использовалась имитационная модель электропривода, разработанная в главе 2. Начальные условия, параметры двигателя и нагрузки соответствуют значениям, принятым в разделе 2.3. Исследования проводились при последовательном задании различных значений частоты вращения в диапазоне от 1 до 0,001 номинального значения частоты вращения, что позволило оценить работу алгоритма как в области номинальной, так и в области малых частот вращения.

Качество работы алгоритма амплитудно-частотно-фазового управления оценивалось по следующим параметрам. Во-первых, оценивается длительность переходного процесса $t_{уст}$:

$$|n(t) - n_{уст}| \leq 0,05 \cdot |n_{уст}|, \quad (3.1)$$

где $n_{уст}$ – установившаяся частота вращения об/мин.

Оценивается соответствие установившейся частоты вращения $n_{уст}$ заданному значению $n_{зад}$, об/мин:

$$n_{уст} = \frac{1}{\Delta T} \int_{T-\Delta T}^T n(t) dt, \quad (3.2)$$

где T – конец моделирования, ΔT – интервал усреднения.

Рассчитывается статическая ошибка δ_n , % по частоте вращения. Чем меньше δ_n , тем точнее поддерживается заданный режим:

$$\delta_n = \frac{|n_{уст} - n_{зад}|}{|n_{зад}|} \cdot 100\%. \quad (3.3)$$

Вычисляется перерегулирование σ_n , % при пуске:

$$\sigma_n = \frac{n_{max} - n_{зад}}{|n_{зад}|} \cdot 100\%. \quad (3.4)$$

Определяется значение максимального тока I_{max} , А за весь период моделирования $t \in [t_0, T]$:

$$I_{max} = \max |I_A(t)| \quad (3.5)$$

Определяется средняя установившаяся амплитуда фазного тока $I_{уст}$, А за период времени $t \in [T-\Delta T, T]$:

$$I_{уст} = \frac{I_{max, \Delta T} - I_{min, \Delta T}}{2}, \quad (3.6)$$

где I_{max} и I_{min} являются:

$$I_{max} = \max I_A(t), \quad (3.7)$$

$$I_{min} = \min I_A(t). \quad (3.8)$$

Отдельно, для режима сброса и наброса нагрузки рассчитывается максимальное отклонение Δn_{max} , %:

$$\Delta n_{max} = \frac{\max |n(t) - n_0|}{|n_0|} \cdot 100\%, \quad (3.9)$$

где t_e – момент изменения нагрузки, n_0 – средняя частота вращения перед воздействием. Она рассчитывается как:

$$n_0 = \frac{1}{\Delta T_0} \int_{t_B - \Delta T_0}^{t_B} n(t) dt. \quad (3.10)$$

На первом этапе была исследована работа электропривода при заданной относительной частоте вращения, равной 1, что соответствует номинальному режиму. Данный режим представляет интерес как базовый, поскольку позволяет оценить характер пуска, разгона и выхода системы в установившееся состояние при максимальной частоте вращения. Результаты моделирования для этого случая приведены на рисунках 3.1 – 3.5. На рисунке 3.1 приведены временные диаграммы частот вращения магнитного поля статора ω_s и ротора ω_r , а на рисунке 3.2 – зависимость частоты вращения ротора $n_{уст}$. На рисунке 3.3 показана временная диаграмма фазного тока I_A . На рисунке 3.4 показано фазное напряжение U_A . На рисунке 3.5 показан график изменения регулируемой величины $\sin\varphi$.

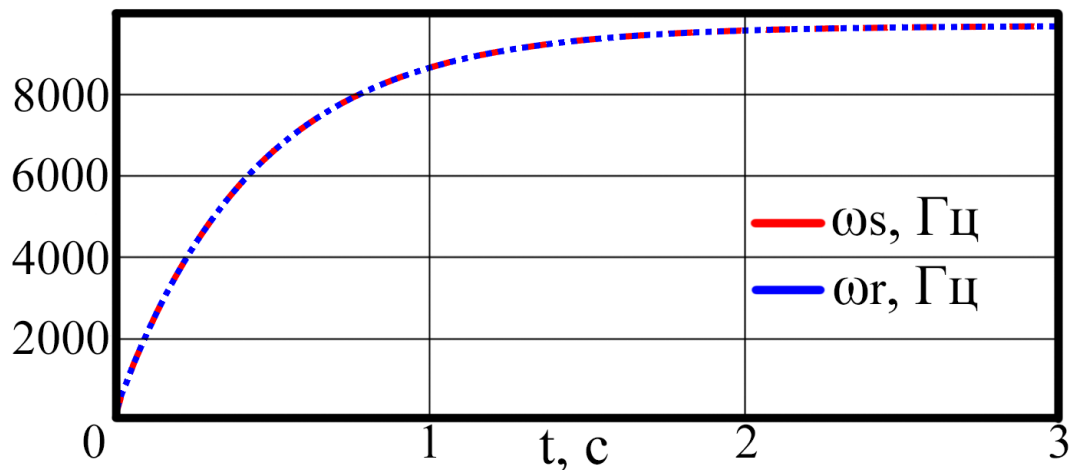


Рисунок 3.1 – Зависимости частот вращения полей статора ω_s (показана красным цветом) и ротора ω_r (показана синим цветом) от времени при относительной заданной частоте вращения, равной 1 от номинальной

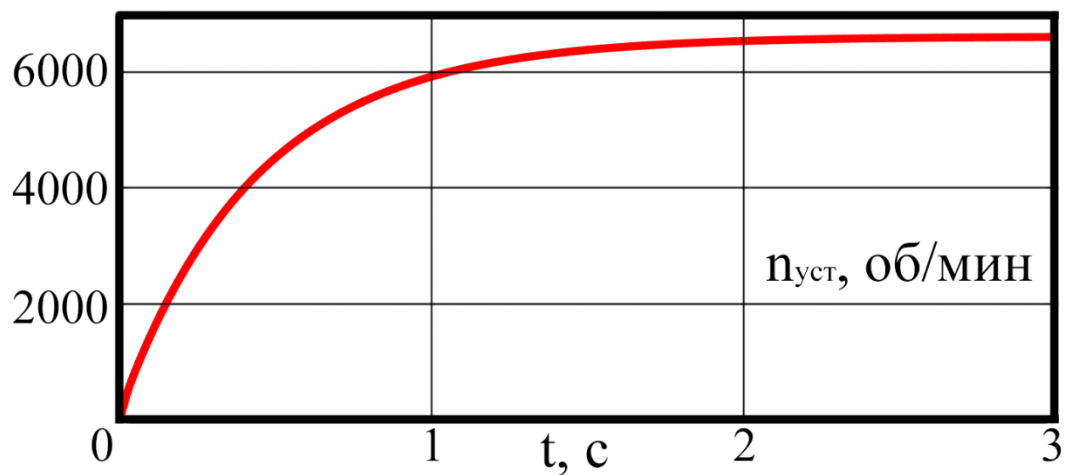


Рисунок 3.2 – Зависимость частоты вращения $n_{\text{уст}}$, об/мин от времени при относительной заданной частоте вращения, равной 1 от номинальной

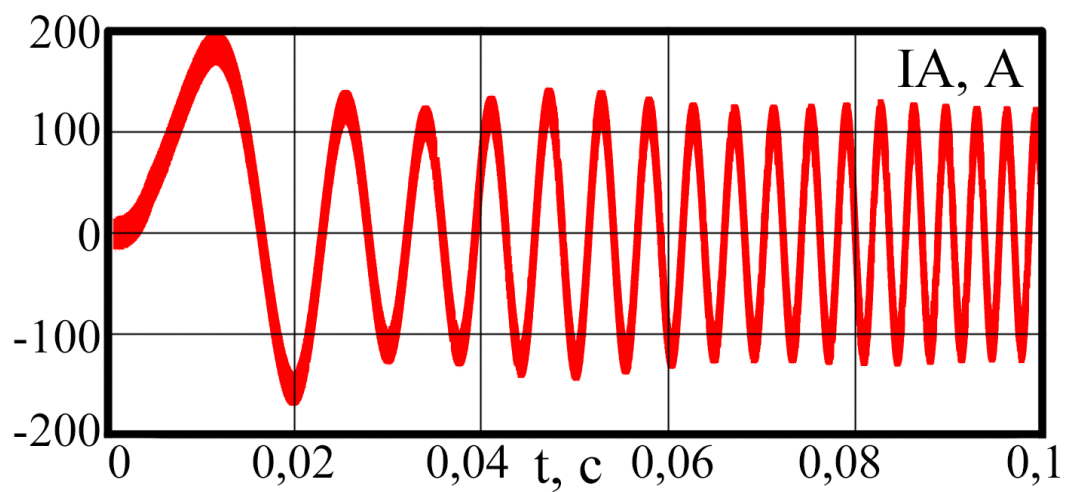


Рисунок 3.3 – Зависимость пускового тока I_A , А от времени при относительной заданной частоте вращения, равной 1 от номинальной

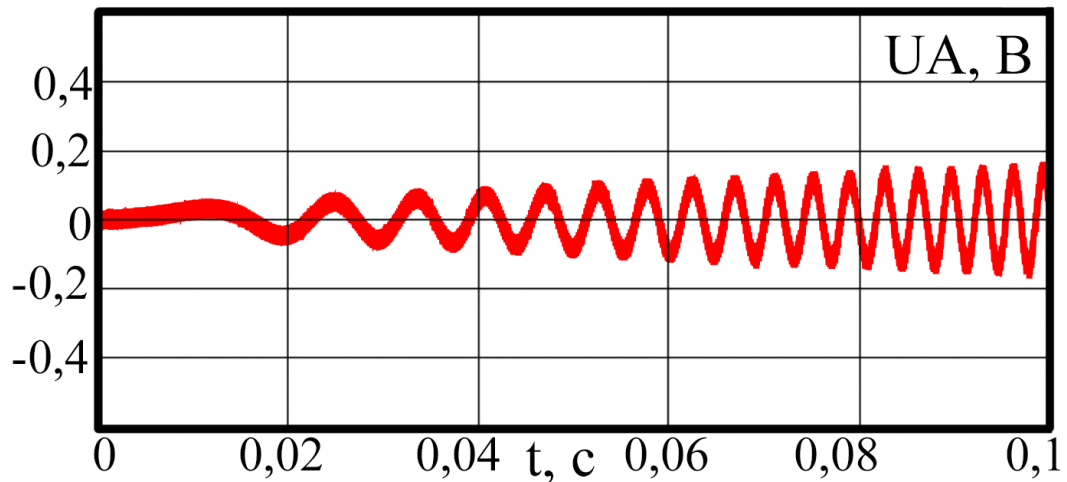


Рисунок 3.4 – Зависимость фазного напряжения U_A , В от времени во время пуска при относительной заданной частоте вращения, равной 1 от номинальной

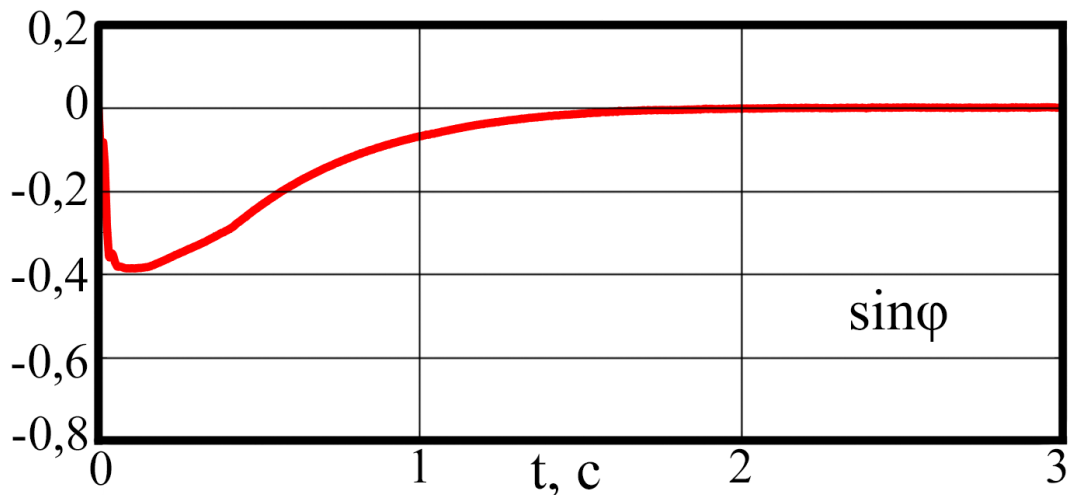


Рисунок 3.5 – Зависимость регулируемой величины $\sin\varphi$ от времени при относительной заданной частоте вращения, равной 1 от номинальной

Из рисунков 3.1-3.5 видно, что в процессе разгона ротор устойчиво следует за вращающимся магнитным полем статора, и, после завершения переходного процесса выходит на установившийся режим без выпадения из синхронизма. Установившееся значение частоты вращения $n_{уст}$ соответствует заданному номинальному режиму. В начальный момент времени наблюдается повышенное значение фазного тока I_A , обусловленное необходимостью формирования пускового момента и разгона ротора, после чего амплитуда тока снижается и выходит на установившийся уровень. Регулируемая величина $\sin\varphi$ в начальный момент существенно отклоняется от заданного значения, однако в процессе работы системы постепенно стремится к нулю.

Таким образом, результаты моделирования при относительной частоте вращения, равной 1, показывают, что разработанный алгоритм обеспечивает устойчивый пуск, разгон и выход электропривода в установившийся синхронный режим при номинальной частоте вращения. Количественная оценка по параметрам (3.1) – (3.6) представлена в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Результаты имитационного моделирования электропривода с разработанным алгоритмом управления при $n_{зад} = 1 \cdot n_{ном}$

Параметр	Значение
Длительность переходного процесса $t_{уст}$, с	1,32
Соответствие установившейся частоты $n_{уст}$ вращения заданному значению $n_{зад}$, об/мин	6600,96
Статическая ошибка δ_n по частоте вращения, %	0,015
Перерегулирование σ_n при пуске, %	0,13
Пиковый фазный ток I_{max} , А	198,01
Установившаяся амплитуда фазного тока $I_{уст}$, А	106,41

На следующем этапе была исследована работа электропривода при заданной относительной частоте вращения, равной 0,1. В отличие от номинального режима, при относительной частоте вращения 0,1 электропривод работает при меньших значениях частоты, противо-ЭДС, фазного тока и момента нагрузки, что позволяет оценить, сохраняется ли качественная картина переходных процессов и характер работы контура регулирования при снижении частоты вращения. Результаты моделирования для этого случая приведены на рисунках 3.6 – 3.10. На рисунке 3.6 приведены временные диаграммы частот вращения магнитного поля статора ω_s и ротора ω_r , а на рисунке 3.7 – зависимость частоты вращения ротора $n_{уст}$. На рисунке 3.8 показана временная диаграмма фазного тока I_A . На рисунке 3.9 показано фазное напряжение U_A . На рисунке 3.10 показан график изменения регулируемой величины $\sin\varphi$.

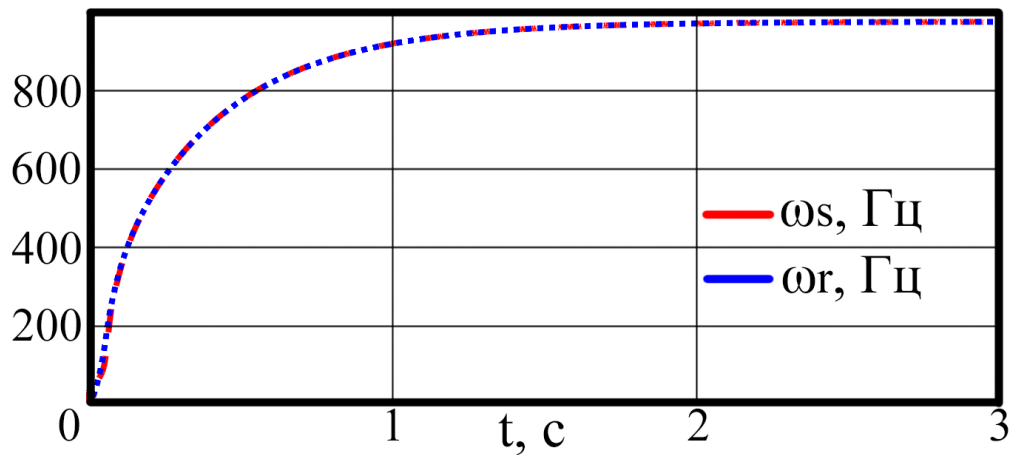


Рисунок 3.6 – Зависимости частот вращения полей статора ω_s (показана красным цветом) и ротора ω_r (показана синим цветом) от времени при относительной заданной частоте вращения, равной 0,1 от номинальной

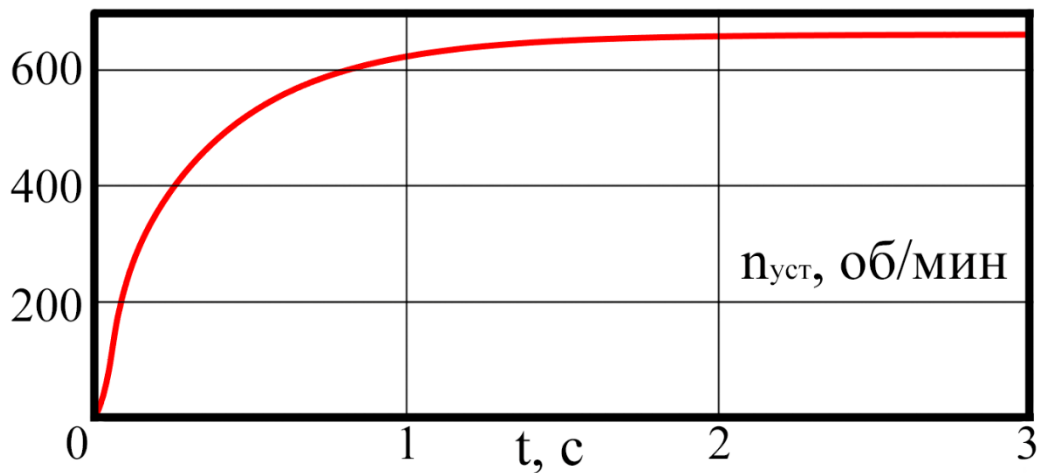


Рисунок 3.7 – Зависимость частоты вращения $n_{уст}$, об/мин от времени при относительной заданной частоте вращения, равной 0,1 от номинальной

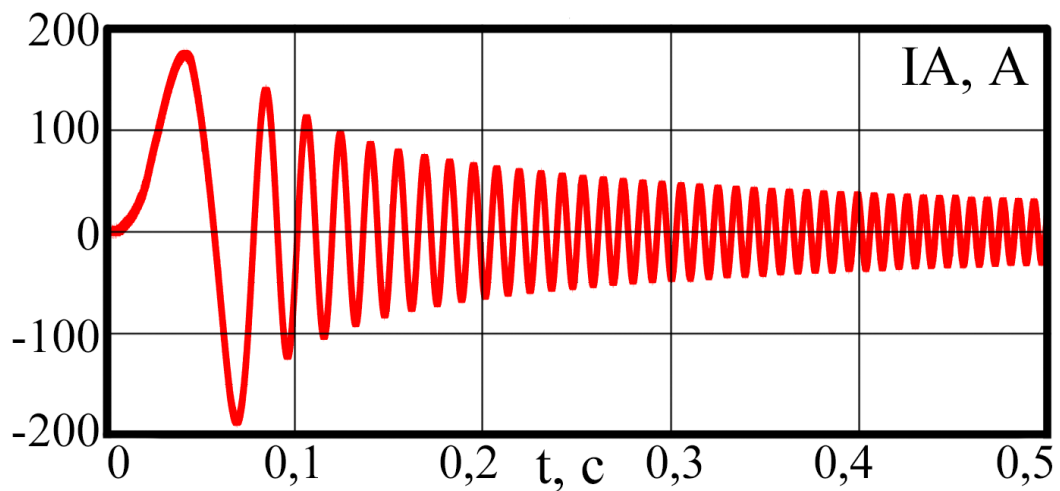


Рисунок 3.8 – Зависимость пускового тока I_A , А от времени при относительной заданной частоте вращения, равной 0,1 от номинальной

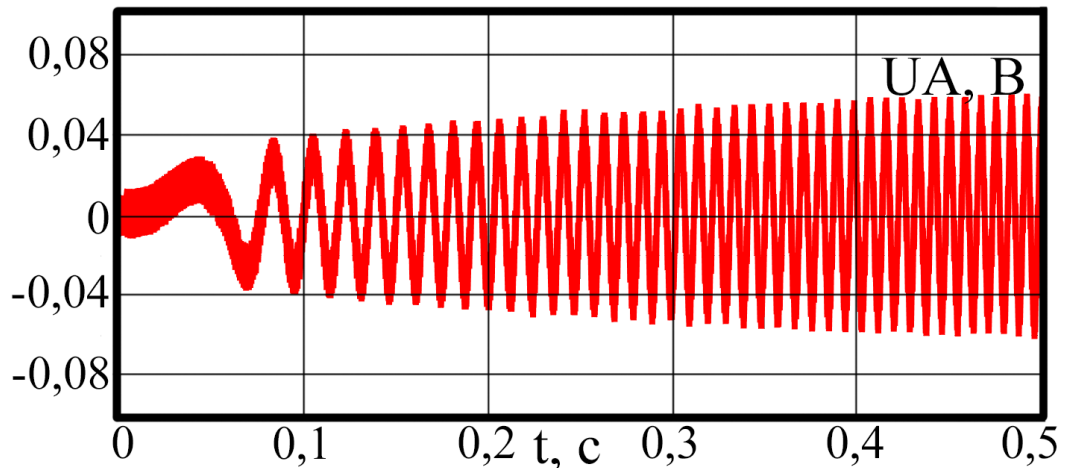


Рисунок 3.9 – Зависимость фазного напряжения U_A , В от времени во время пуска при относительной заданной частоте вращения, равной 0,1 от номинальной

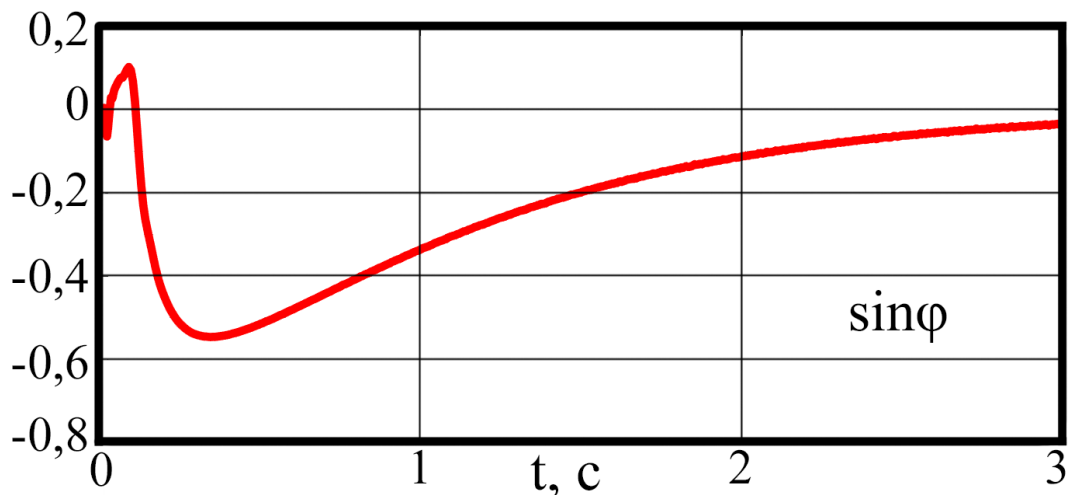


Рисунок 3.10 – Зависимость регулируемой величины $\sin\varphi$ от времени при относительной заданной частоте вращения, равной 0,1 от номинальной

Результаты моделирования показывают, что при относительной частоте вращения, равной 0,1, электропривод осуществляет устойчивый пуск и разгон, а ротор сохраняет синхронное следование за вращающимся магнитным полем статора. Установившееся значение частоты вращения $n_{уст}$ соответствует заданному режиму, при этом, как и следовало ожидать, абсолютное значение оборотов ротора оказывается на порядок ниже, чем в номинальном режиме. В начальный момент времени наблюдается кратковременное увеличение тока I_A , обусловленное формированием пускового момента. После завершения переходного процесса амплитуда тока уменьшается и выходит на установившийся уровень, соответствующий рассматриваемому режиму

работы. Регулируемая величина $\sin\varphi$, как и в предыдущем случае, в начальный момент времени отклоняется от заданного значения, но в процессе регулирования стремится к нулю. При относительной частоте вращения 0,1 разработанный алгоритм сохраняет устойчивость, обеспечивает синхронную работу двигателя и корректное поддержание заданного режима, что подтверждается значениями, вынесенными в таблицу 3.2.

Таблица 3.2 – Результаты имитационного моделирования электропривода с разработанным алгоритмом управления при $n_{зад} = 0,1 \cdot n_{ном}$

Параметр	Значение
Длительность переходного процесса $t_{уст}$, с	1,05
Соответствие установившейся частоты $n_{уст}$ вращения заданному значению $n_{зад}$, об/мин	661,13
Статическая ошибка δ_n по частоте вращения, %	0,17
Перерегулирование σ_n при пуске, %	0,21
Пиковый фазный ток I_{max} , А	191,18
Установившаяся амплитуда фазного тока $I_{уст}$, А	14,97

Была исследована работа электропривода при заданной относительной частоте вращения, равной 0,01. Данный режим соответствует переходу в область малых частот вращения и позволяет оценить работоспособность алгоритма управления в условиях, приближающихся к нижней границе диапазона регулирования. По сравнению с режимами 1 и 0,1, в данном случае уменьшаются частота вращения, амплитуда противо-ЭДС и момент нагрузки, что усложняет поддержание требуемого электромагнитного режима. Результаты моделирования для этого случая приведены на рисунках 3.11 – 3.15. На рисунке 3.11 приведены временные диаграммы частот вращения магнитного поля статора ω_s и ротора ω_r , а на рисунке 3.12 – зависимость частоты вращения ротора $n_{уст}$. На рисунке 3.13 показана временная диаграмма фазного тока I_A . На рисунке 3.14 показано фазное

напряжение U_A . На рисунке 3.15 показан график изменения регулируемой величины $\sin\varphi$.

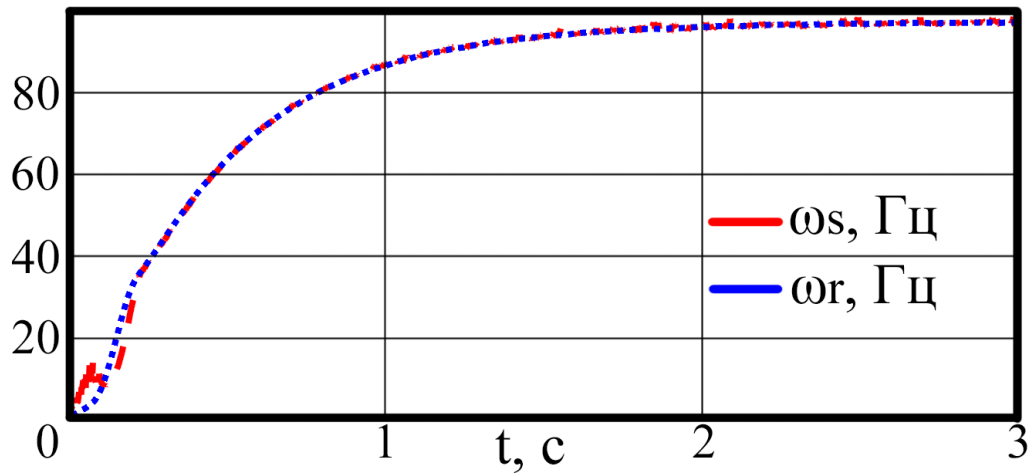


Рисунок 3.11 – Зависимости частот вращения полей статора ω_s (показана красным цветом) и ротора ω_r (показана синим цветом) от времени при относительной заданной частоте вращения, равной 0,01 от номинальной

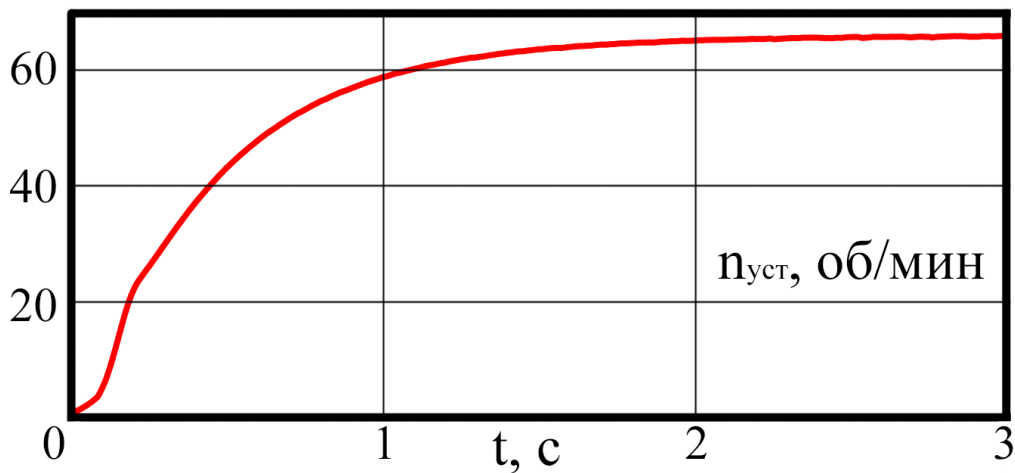


Рисунок 3.12 – Зависимость частоты вращения $n_{уст}$, об/мин от времени при относительной заданной частоте вращения, равной 0,01 от номинальной

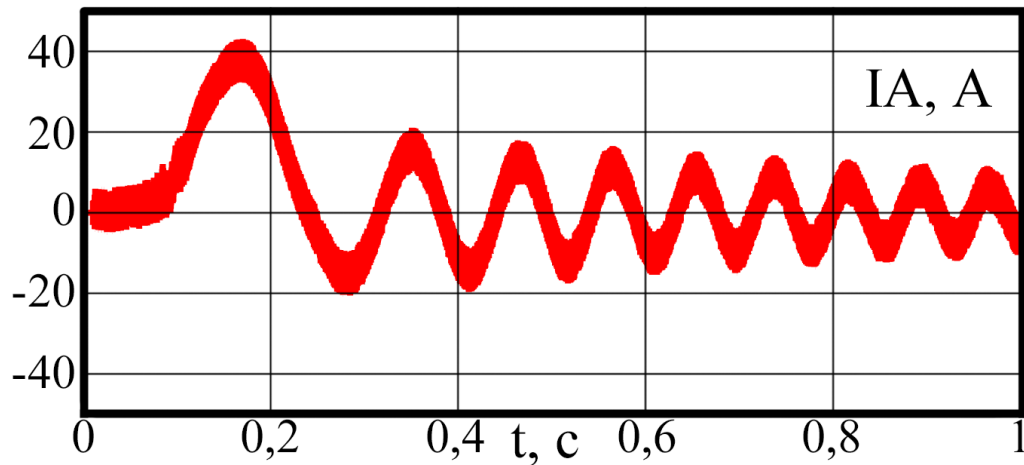


Рисунок 3.13 – Зависимость пускового тока I_A , А от времени при относительной заданной частоте вращения, равной 0,01 от номинальной

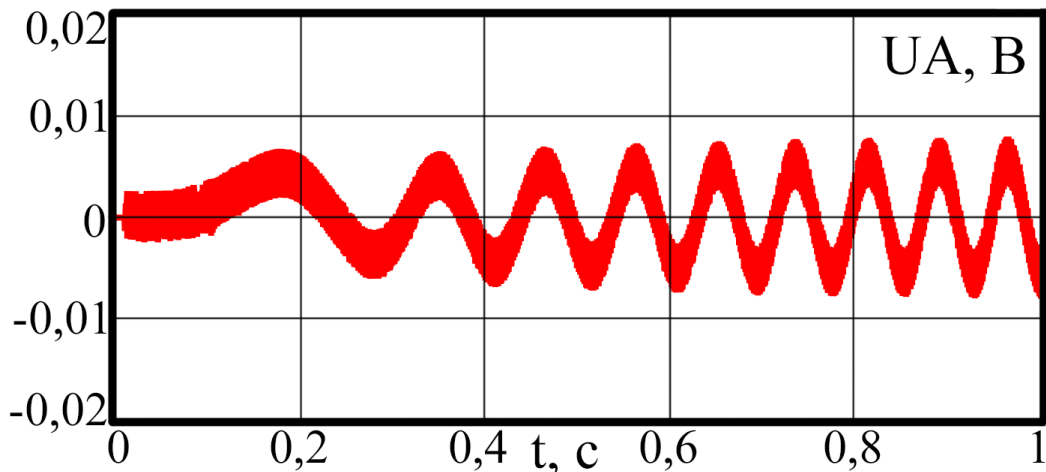


Рисунок 3.14 – Зависимость фазного напряжения U_A , В от времени во время пуска при относительной заданной частоте вращения, равной 0,01 от номинальной

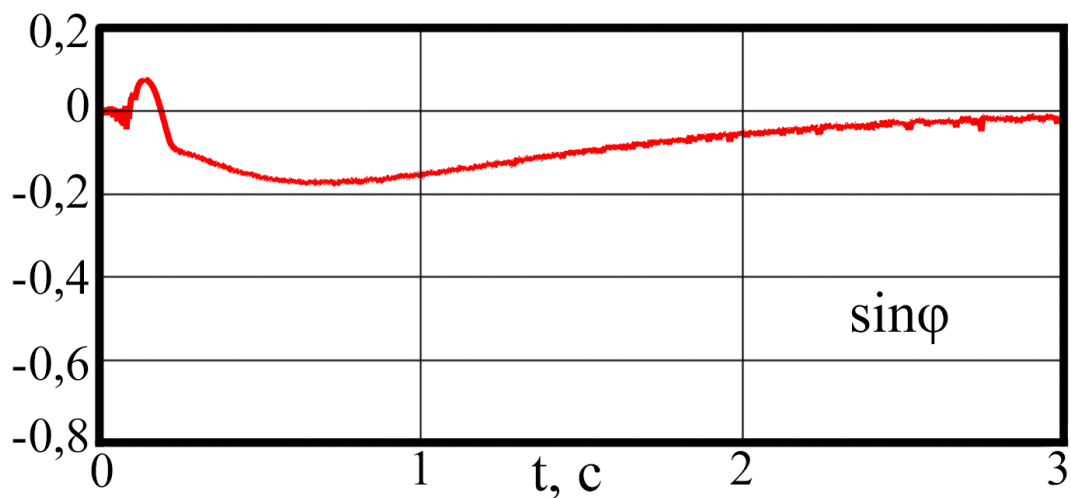


Рисунок 3.15 – Зависимость регулируемой величины $\sin\varphi$ от времени при относительной заданной частоте вращения, равной 0,01 от номинальной

Из рисунков 3.11-3.15 видно, что при относительной частоте вращения, равной 0,01, электропривод сохраняет работоспособность и выходит в установившийся режим без выпадения из синхронизма. Частота вращения поля ротора ω_r устойчиво следует за частотой вращения магнитного поля статора ω_s , а установившееся значение частоты вращения $n_{уст}$ соответствует заданному низкоскоростному режиму. В начальный момент времени наблюдается кратковременное увеличение амплитуды фазного тока I_A , связанное с формированием пускового момента. В дальнейшем ток стабилизируется на установившемся уровне, сохраняя периодический характер изменения. Регулируемая величина $\sin\varphi$ в процессе пуска отклоняется от заданного значения – после кратковременного положительного участка она принимает отрицательное значение, достигает максимального по модулю отклонения, а затем постепенно приближается к нулю. При этом система сохраняет устойчивый характер работы, а отклонение регулируемой величины не приводит к выпадению двигателя из синхронизма. Таким образом, результаты моделирования показывают, что при относительной частоте вращения 0,01 разработанный алгоритм обеспечивает устойчивую работу электропривода и сохранение синхронного режима, хотя по мере снижения частоты вращения возрастает длительность переходных процессов и ухудшается качество регулирования по сравнению с режимами более высоких частот вращения. Количественные характеристики работы в данном режиме приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Результаты имитационного моделирования электропривода с разработанным алгоритмом управления при $n_{зад} = 0,01 \cdot n_{ном}$

Параметр	Значение
Длительность переходного процесса $t_{уст}$, с	1,32
Соответствие установившейся частоты $n_{уст}$ вращения заданному значению $n_{зад}$, об/мин	65,92
Статическая ошибка δ_n по частоте вращения, %	0,12
Перерегулирование σ_n при пуске, %	0,12
Пиковый фазный ток I_{max} , А	43,07
Установившаяся амплитуда фазного тока $I_{уст}$, А	9,89

Завершающим этапом данного раздела является исследование работы электропривода при заданной относительной частоте вращения, равной 0,001. Данный режим соответствует области сверхмалых частот вращения и представляет наибольший интерес с точки зрения проверки предельной работоспособности разработанного алгоритма бездатчикового управления. При такой частоте вращения переходные процессы становятся более чувствительными к настройкам корректирующих звеньев и ограничениям системы управления. Результаты моделирования для этого случая приведены на рисунках 3.16 – 3.20. На рисунке 3.16 приведены временные диаграммы частот вращения магнитного поля статора ω_s и ротора ω_r , а на рисунке 3.17 – зависимость частоты вращения ротора $n_{уст}$. На рисунке 3.18 показана временная диаграмма фазного тока I_A . На рисунке 3.19 показано фазное напряжение U_A . На рисунке 3.20 показан график изменения регулируемой величины $\sin\varphi$.

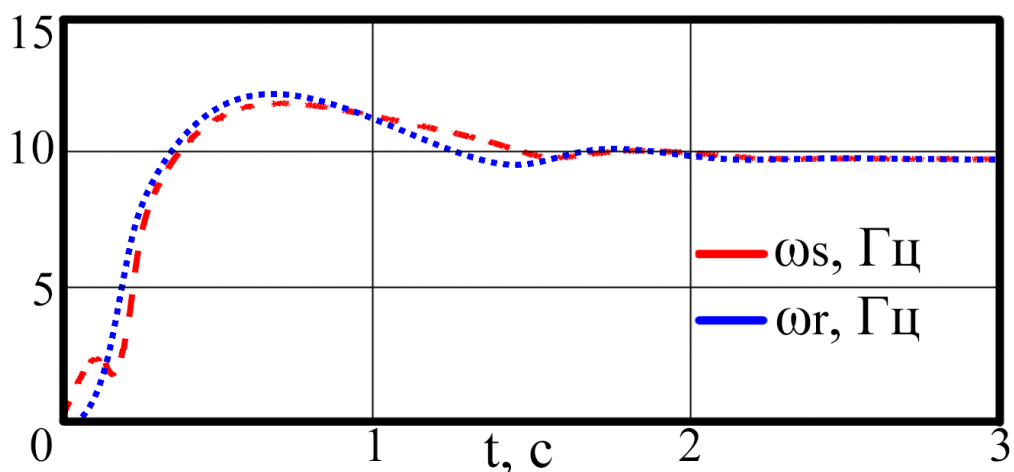


Рисунок 3.16 – Зависимости частот вращения полей статора ω_s (показана красным цветом) и ротора ω_r (показана синим цветом) от времени при относительной заданной частоте вращения, равной 0,001 от номинальной

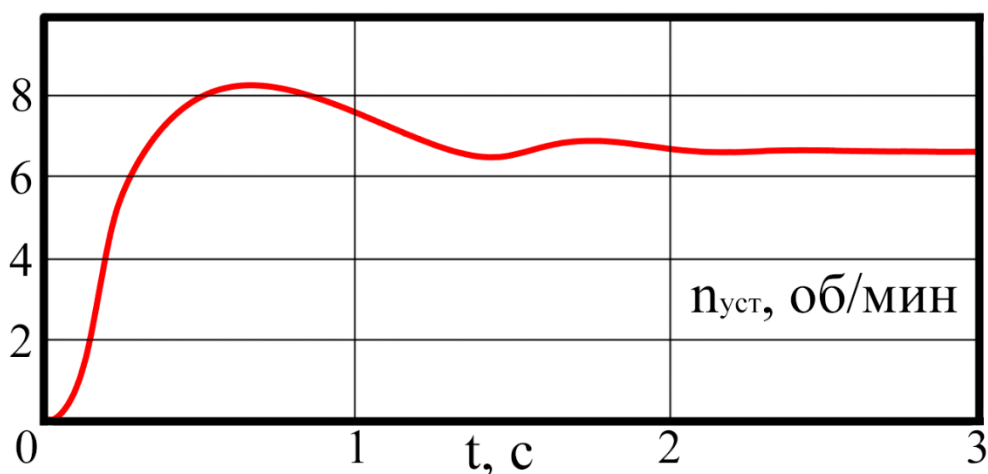


Рисунок 3.17 – Зависимость частоты вращения $n_{уст}$, об/мин от времени при относительной заданной частоте вращения, равной 0,001 от номинальной

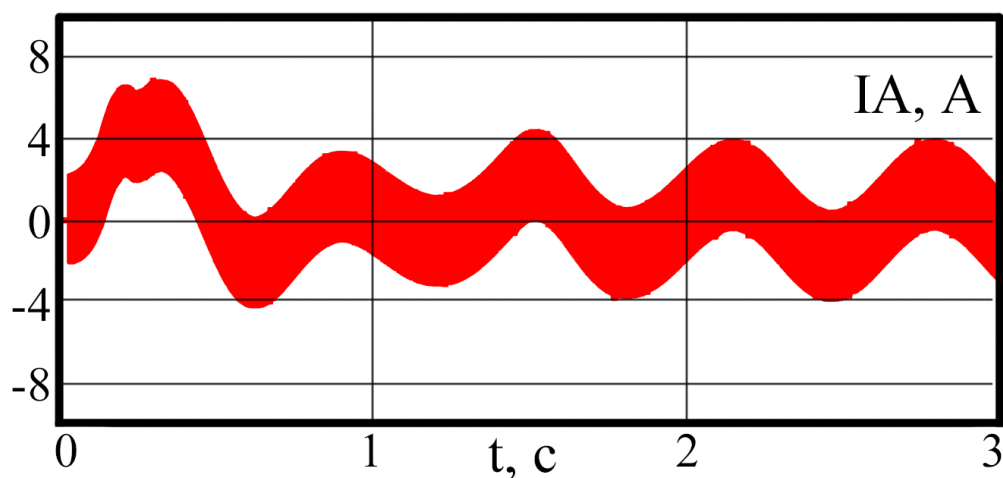


Рисунок 3.18 – Зависимость пускового тока I_A , А от времени при относительной заданной частоте вращения, равной 0,001 от номинальной

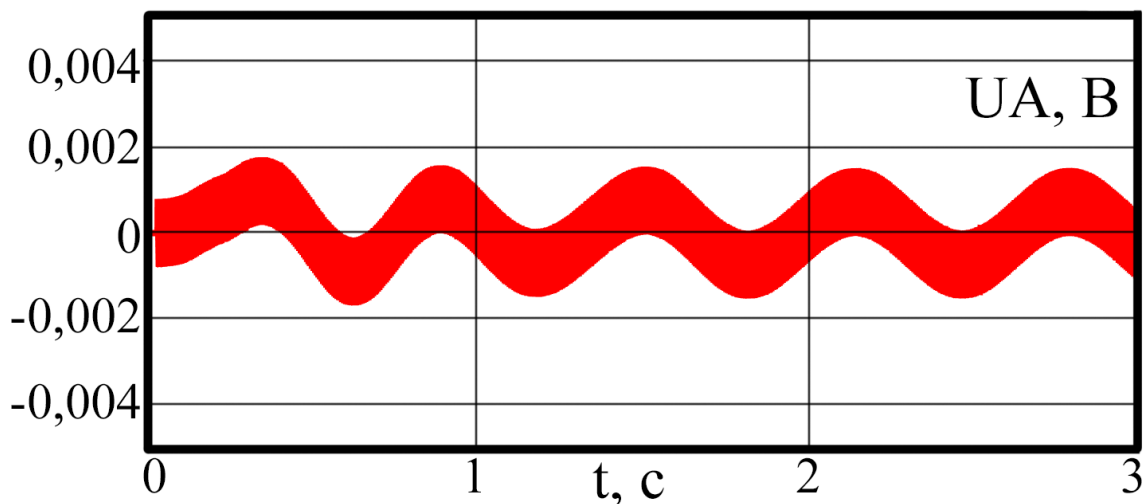


Рисунок 3.19 – Зависимость фазного напряжения U_A , В от времени во время пуска при относительной заданной частоте вращения, равной 0,001 от номинальной

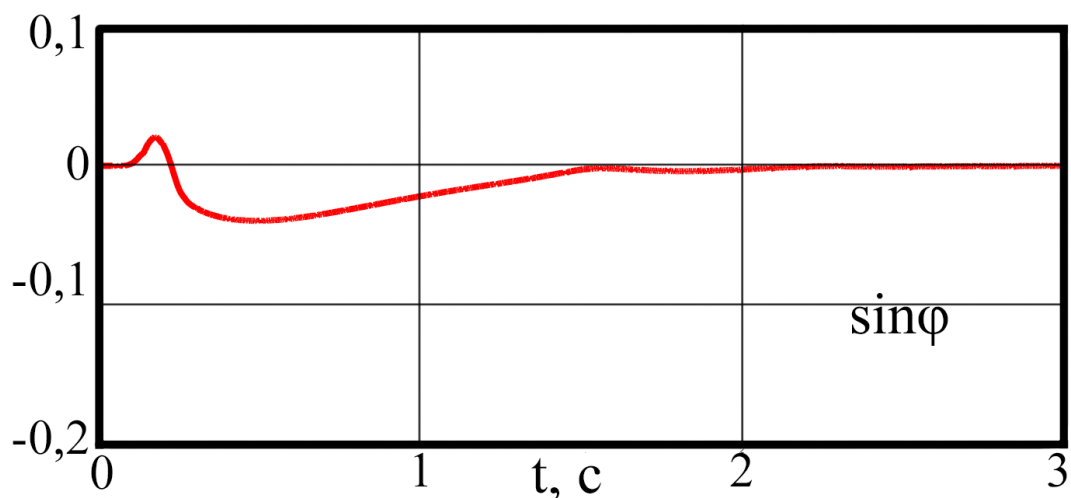


Рисунок 3.20 – Зависимость регулируемой величины $\sin\varphi$ от времени при относительной заданной частоте вращения, равной 0,001 от номинальной

Как видно из временных диаграмм, при относительной частоте вращения, равной 0,001, работа электропривода протекает в наиболее сложных условиях из всех рассмотренных ранее режимов. В переходном процессе наблюдается заметное ухудшение качества регулирования – выход на установившийся режим происходит с выраженным перерегулированием. Это соответствует ожидаемому усложнению условий управления в области сверхмалых частот вращения. Вместе с тем, несмотря на более тяжелый характер переходного процесса, алгоритм сохраняет работоспособность и обеспечивает восстановление требуемого режима после завершения

переходного процесса. Выпадения из синхронизма после завершения переходного процесса не наблюдается. Фазный ток I_A в данном режиме имеет выраженный колебательный характер, что отражает более сложную работу внутреннего контура регулирования при малой частоте вращения. Регулируемая величина $\sin\varphi$ после первоначального отклонения постепенно уменьшается, что подтверждает сохранение действия корректирующих контуров и способность алгоритма восстанавливать требуемый электромагнитный режим даже в области сверхмалых частот вращения. Результаты моделирования, представленные в таблице 3.4, показывают, что при относительной частоте вращения 0,001 разработанный алгоритм работает на нижней границе диапазона регулирования с заметным ухудшением динамических характеристик, но сохраняет устойчивость и обеспечивает восстановление рабочего режима без потери синхронной работы электропривода.

Таблица 3.4 – Результаты имитационного моделирования электропривода с разработанным алгоритмом управления при $n_{зад} = 0,001 \cdot n_{ном}$

Параметр	Значение
Длительность переходного процесса $t_{уст}$, с	1,19
Соответствие установившейся частоты вращения $n_{уст}$ заданному значению $n_{зад}$, об/мин	6,63
Статическая ошибка δ_n по частоте вращения, %	0,46
Перерегулирование σ_n при пуске, %	25,2
Пиковый фазный ток I_{max} , А	7,04
Установившаяся амплитуда фазного тока $I_{уст}$, А	4,0

Полученные результаты имитационных исследований показывают, что разработанный алгоритм управления обеспечивает устойчивую работу электропривода в широком диапазоне частот вращения – от 1 до 0,001. Во всех исследованных режимах сохраняется синхронная работа двигателя, а регулируемая величина $\sin\varphi$ стремится к заданному значению. При снижении частоты вращения наблюдается увеличение длительности переходных процессов и повышение чувствительности системы к возмущениям. Несмотря на это работоспособность алгоритма при этом сохраняется. Это подтверждает возможность применения предложенного подхода в области малых и сверхмалых скоростей.

3.2 Имитационное компьютерное моделирование алгоритма управления в специальных режимах

В данном разделе приводятся результаты имитационного компьютерного моделирования бездатчикового алгоритма управления СДПМ в различных режимах электропривода. Целью исследования является проверка устойчивости и работоспособности системы при воздействии возмущающих факторов и в режимах наиболее сложных с точки зрения бездатчикового управления. Рассматриваются процессы при сбросе и набросе нагрузки, пуске

из различных начальных положений ротора, подхвате свободно вращающегося ротора, а также при реверсе. В ходе моделирования анализируются временные диаграммы частот вращения магнитного поля статора ω_s и ротора ω_r , частот вращения ротора n , фазного тока I_A и напряжения U_A , момента нагрузки M_L , а также регулируемой величины $\sin\varphi$.

На первом этапе были исследованы переходные процессы при скачкообразном увеличении момента нагрузки. Данный режим представляет интерес с точки зрения оценки устойчивости алгоритма управления при внешних возмущениях и его способности сохранять работоспособность электропривода при резком изменении момента сопротивления. Результаты моделирования при набросе нагрузки приведены на рисунках 3.21 – 3.26. На рисунке 3.21 приведены временные диаграммы частот вращения магнитного поля статора ω_s и ротора ω_r , а на рисунке 3.22 – зависимость частоты вращения ротора n . На рисунке 3.23 показана временная диаграмма фазного тока I_A . На рисунке 3.24 показано фазное напряжение U_A . На рисунке 3.25 представлен момент нагрузки M_L . На рисунке 3.26 показан график изменения регулируемой величины $\sin\varphi$.

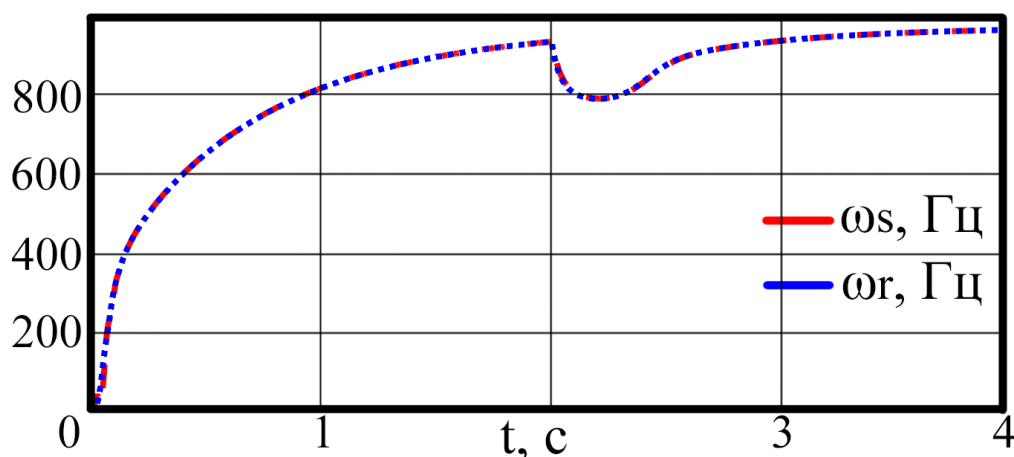


Рисунок 3.21 – Зависимости частот вращения полей статора ω_s (показана красным цветом) и ротора ω_r (показана синим цветом) от времени при набросе нагрузки

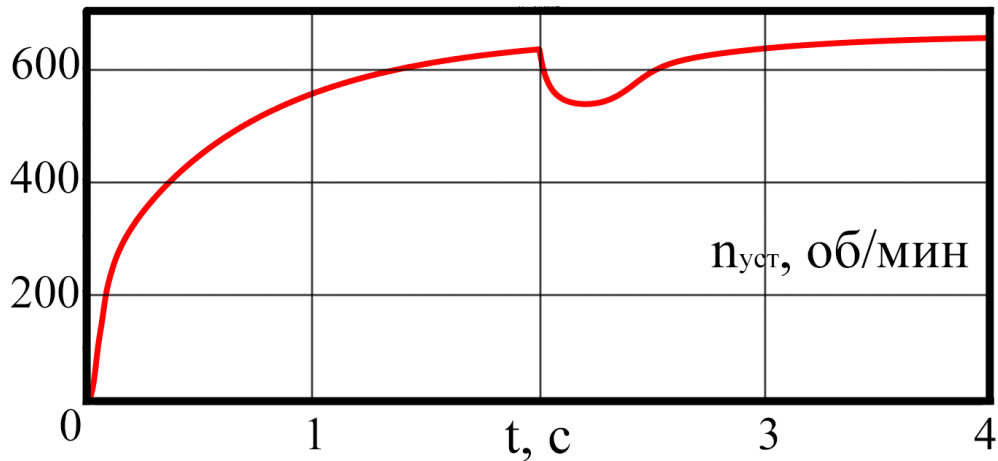


Рисунок 3.22 – Зависимость частоты вращения $n_{уст}$, об/мин от времени при набросе нагрузки

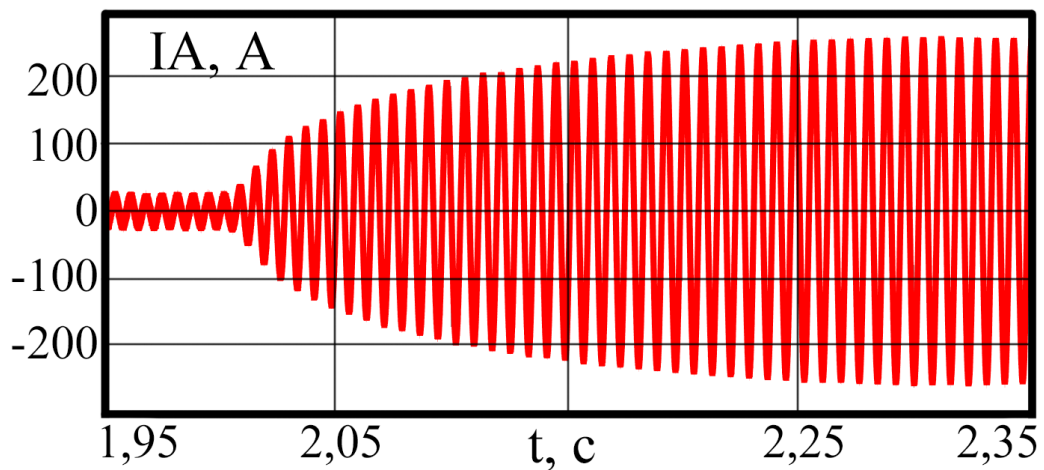


Рисунок 3.23 – Зависимость фазного тока I_A , А от времени во время переходного процесса при набросе нагрузки

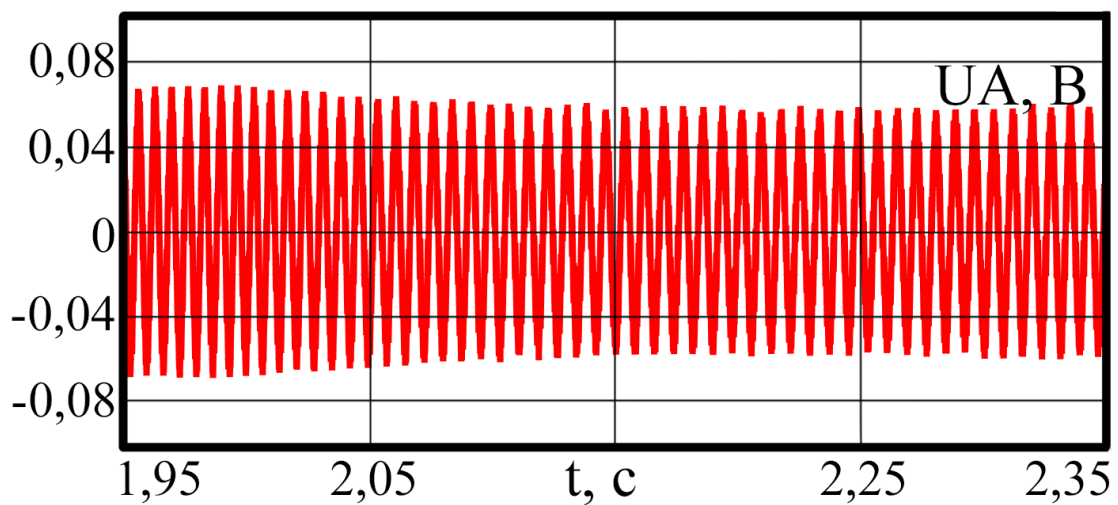


Рисунок 3.24 – Зависимость фазного напряжения U_A , В от времени во время переходного процесса при набросе нагрузки

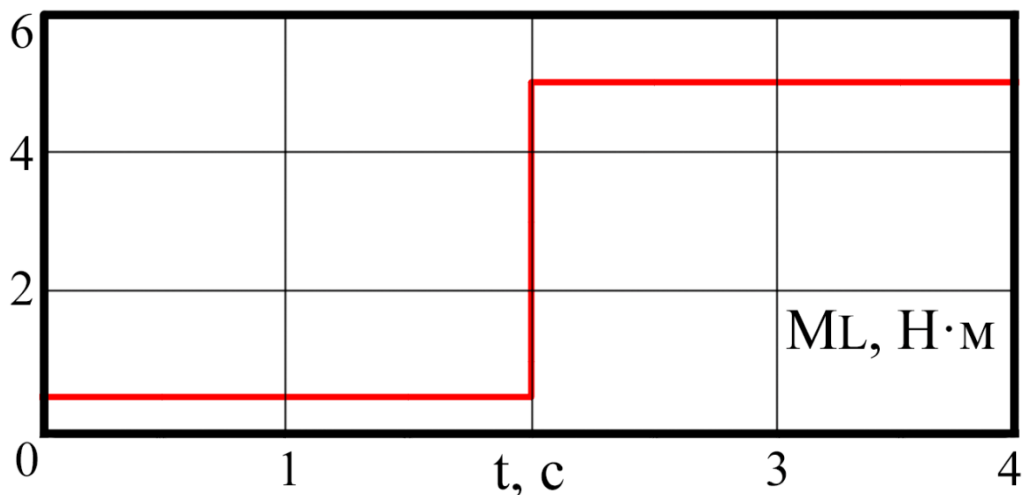


Рисунок 3.25 – Зависимость момента нагрузки M_L от времени при набросе нагрузки

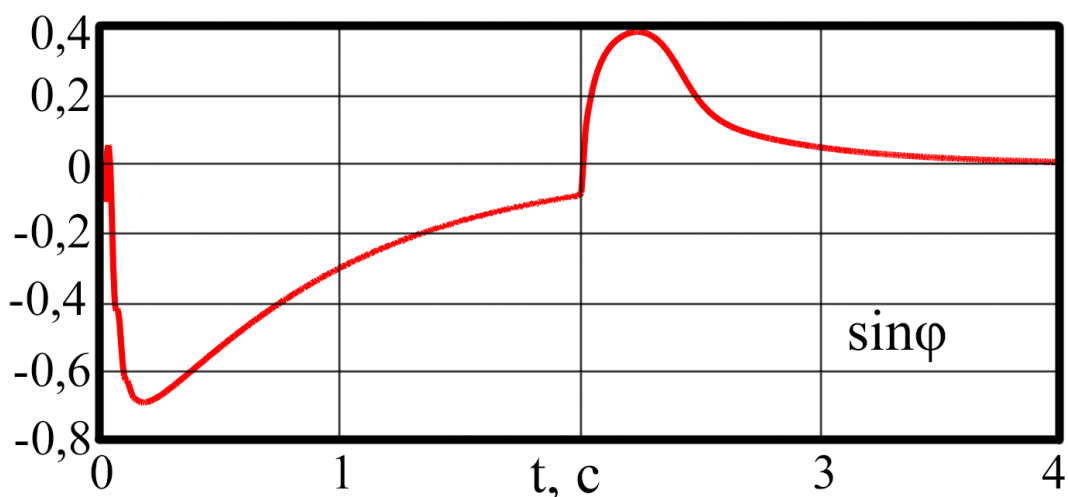


Рисунок 3.26 – Зависимость регулируемой величины $\sin\varphi$ от времени при набросе нагрузки

Из представленных временных диаграмм видно, что до момента наброса нагрузки электропривод выходит на установившийся режим при заданной относительной частоте вращения 0,1. При ступенчатом увеличении момента нагрузки M_L в два раза наблюдается ожидаемая реакция системы: регулируемая величина $\sin\varphi$ кратковременно отклоняется от установившегося значения, а амплитуда фазного тока I_A возрастает, что соответствует увеличению электромагнитного момента M_e , необходимого для компенсации возросшей нагрузки. При этом частота вращения $n_{уст}$ изменяется незначительно, а выпадения двигателя из синхронизма не происходит. После завершения переходного процесса $\sin\varphi$ возвращается к заданному значению, а

ток выходит на новый установившийся уровень. Таким образом, алгоритм управления обеспечивает устойчивую работу электропривода при ступенчатом набросе нагрузки и сохраняет работоспособность системы без потери синхронного режима. Количественные результаты представлены в таблице 3.5.

Таблица 3.5 – Результаты имитационного моделирования электропривода с разработанным алгоритмом управления при набросе нагрузки

Параметр	Значение
Время восстановления $t_{восст}$, с	0,529
Частота вращения до воздействия n_0 , об/мин	634,25
Минимальная частота после воздействия n_{min} , об/мин	538,08
Максимальное относительное отклонение Δn_{max} , %	15,16
Пиковый фазный ток I_{max} , А	131,55
Установившаяся амплитуда фазного тока $I_{уст}$, А	92,44

На следующем этапе были исследованы переходные процессы при скачкообразном уменьшении момента нагрузки с целью оценки устойчивости алгоритма управления при внешних возмущениях и его способности сохранять работоспособность электропривода при резком снижении сопротивления нагрузки. Результаты моделирования при сбросе нагрузки приведены на рисунках 3.27 – 3.32. На рисунке 3.27 приведены временные диаграммы частоты вращения магнитного поля статора ω_s и частоты вращения ротора ω_r , а на рисунке 3.28 – зависимость оборотов ротора n . На рисунке 3.29 показана временная диаграмма фазного тока I_A . На рисунке 3.30 показано фазное напряжение U_A . На рисунке 3.31 представлен момент нагрузки M_L . На рисунке 3.32 показан график изменения регулируемой величины $\sin\varphi$.

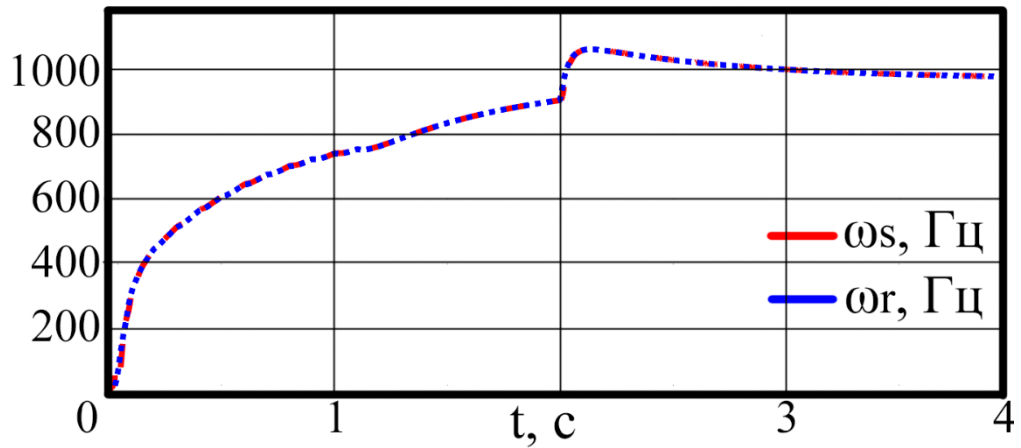


Рисунок 3.27 – Зависимости частот вращения полей статора ω_s (показана красным цветом) и ротора ω_r (показана синим цветом) от времени при сбросе нагрузки

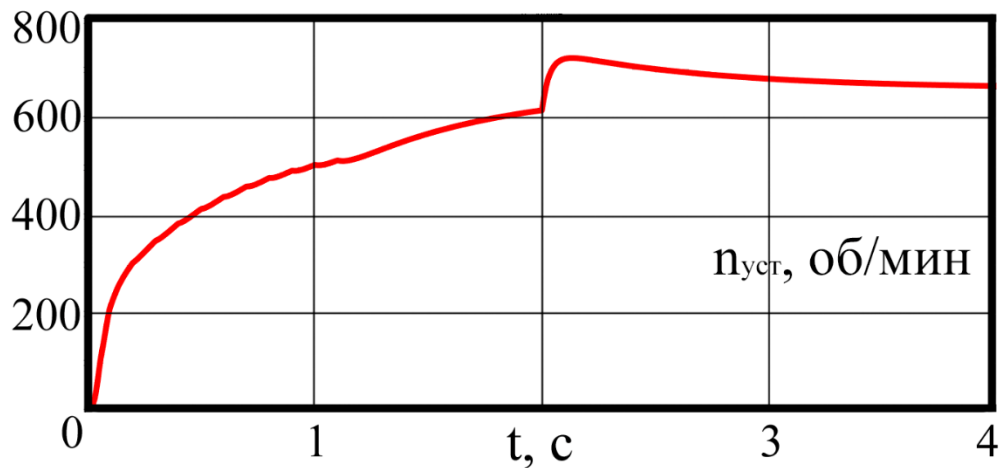


Рисунок 3.28 – Зависимость частоты вращения $n_{уст}$, об/мин от времени при сбросе нагрузки

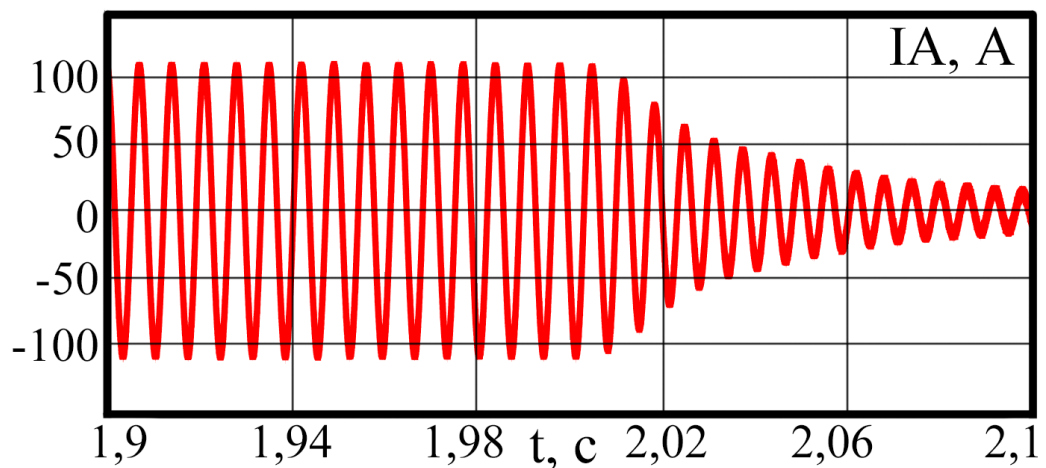


Рисунок 3.29 – Зависимость фазного тока I_A , А от времени во время переходного процесса при сбросе нагрузки

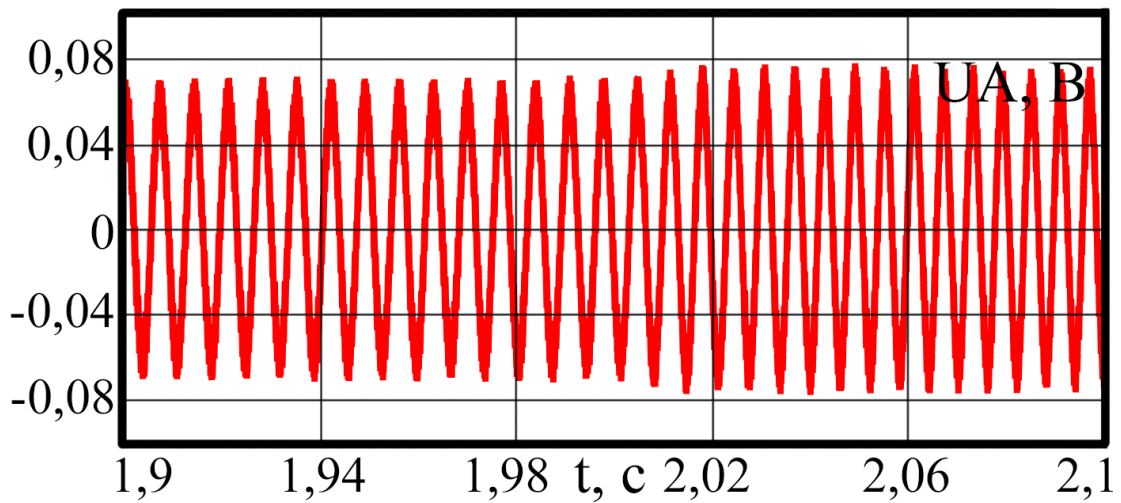


Рисунок 3.30 – Зависимость фазного напряжения U_A , В от времени во время переходного процесса при сбросе нагрузки

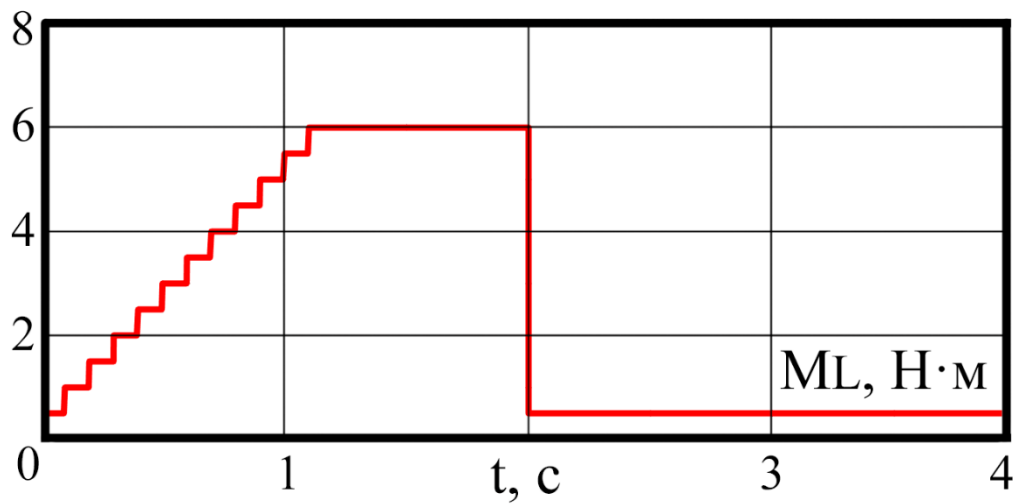


Рисунок 3.31 – Зависимость момента нагрузки M_L от времени при сбросе нагрузки

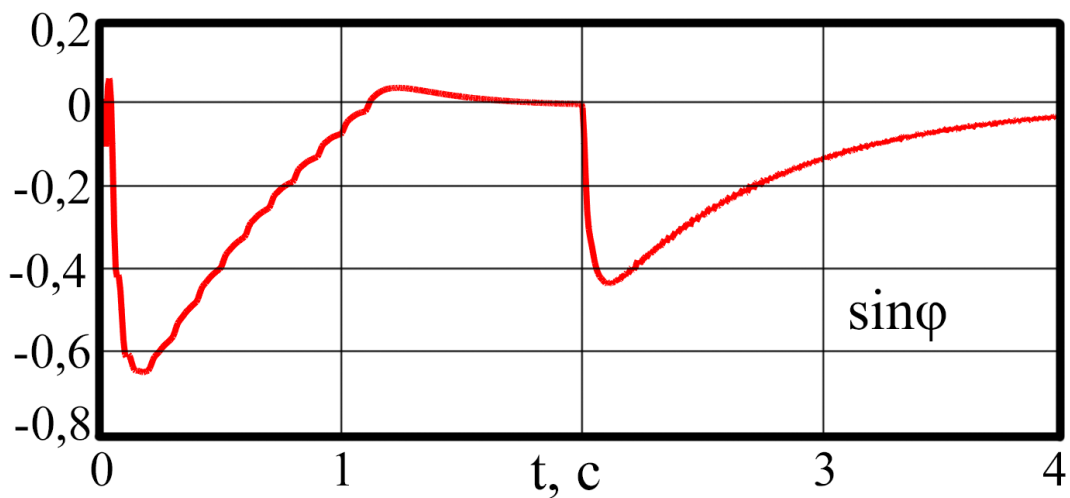


Рисунок 3.32 – Зависимость регулируемой величины $\sin\varphi$ от времени при сбросе нагрузки

Из представленных результатов видно, что до момента сброса нагрузки электропривод работает в установившемся режиме при заданной частоте вращения. В момент ступенчатого уменьшения нагрузки наблюдается кратковременное отклонение регулируемой величины $\sin\varphi$ от установившегося значения и соответствующее уменьшение амплитуды фазного тока I_A , что свидетельствует о снижении требуемого электромагнитного момента M_e . При этом частота вращения ротора $n_{уст}$ изменяется незначительно, а нарушения синхронного режима не происходит. После завершения переходного процесса регулируемая величина $\sin\varphi$ постепенно возвращается к заданному значению, а ток выходит на новый установившийся уровень, соответствующий уменьшенной нагрузке. Таким образом, разработанный алгоритм управления обеспечивает устойчивую работу электропривода при ступенчатом сбросе нагрузки и сохраняет работоспособность системы без потери синхронного режима. Количественные результаты представлены в таблице 3.6.

Таблица 3.6 – Результаты имитационного моделирования электропривода с разработанным алгоритмом управления при сбросе нагрузки

Параметр	Значение
Время восстановления $t_{восст}$, с	2
Частота вращения до воздействия n_0 , об/мин	613,51
Минимальная частота после воздействия n_{min} , об/мин	723,76
Максимальное относительное отклонение Δn_{max} , %	17,97
Пиковый фазный ток I_{max} , А	131,55
Установившаяся амплитуда фазного тока $I_{уст}$, А	13,95

Была исследована работа алгоритма управления при различных начальных положениях ротора. Это дает возможность оценить устойчивость пуска электропривода без предварительной ориентации ротора и без

использования датчиков положения. Поскольку целью данного этапа исследования является, прежде всего, анализ устойчивости пуска, характера переходного процесса и уровня пусковых токов, для рассматриваемых режимов приведен сокращенный набор временных диаграмм. На рисунках 3.33 и 3.34 представлены результаты моделирования пуска электропривода при начальном угловом положении ротора 120° , а на рисунках 3.35 и 3.36 – при начальном угловом положении ротора 240° . Для каждого случая приведены зависимости частоты вращения магнитного поля статора ω_s и ротора ω_r , и регулируемой величины $\sin\varphi$.

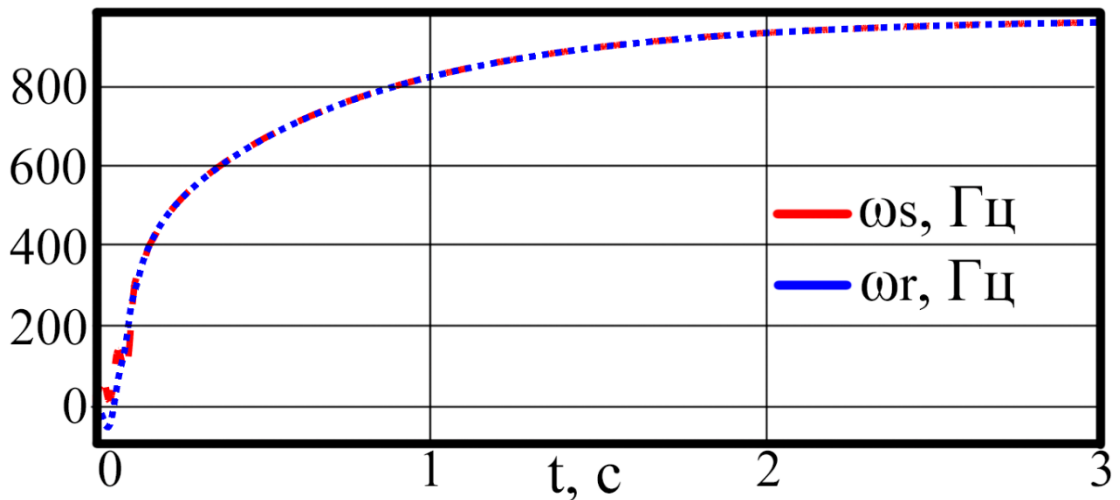


Рисунок 3.33 – Зависимости частот вращения полей статора ω_s (показана красным цветом) и ротора ω_r (показана синим цветом) от времени при начальном повороте ротора 120° , Гц

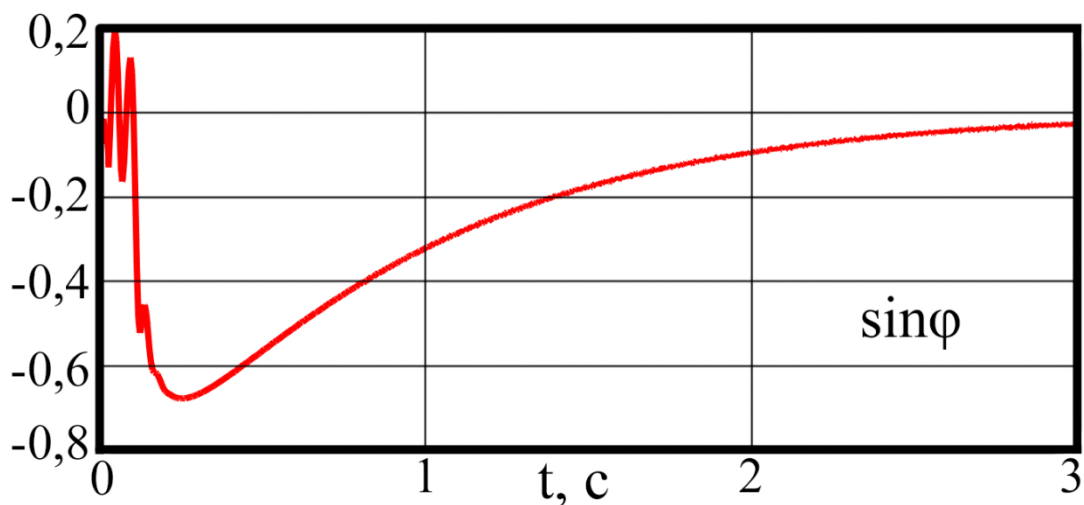


Рисунок 3.34 – Зависимость регулируемой величины $\sin\varphi$ от времени при начальном угле поворота ротора 120°

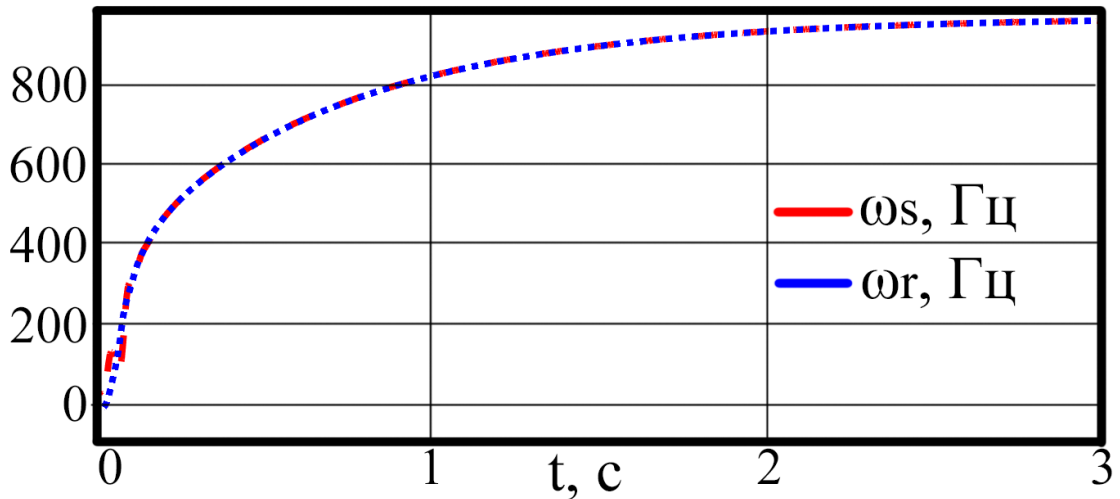


Рисунок 3.35 – Зависимости частот вращения полей статора ω_s (показана красным цветом) и ротора ω_r (показана синим цветом) от времени при начальном повороте ротора 240° , Гц

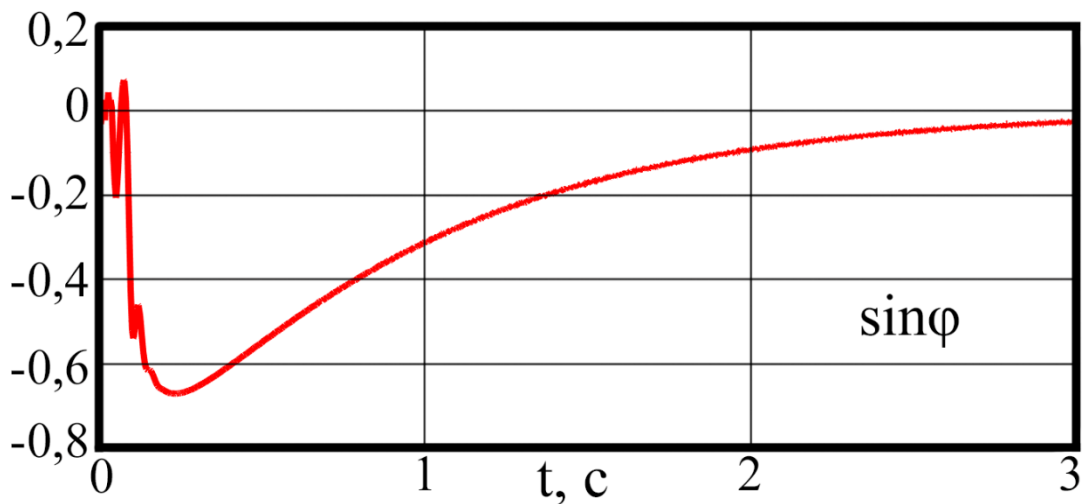


Рисунок 3.36 – Зависимость регулируемой величины $\sin\varphi$ от времени при начальном угле поворота ротора 240°

По графикам видно, что при начальных углах установки ротора 120° и 240° электропривод в обоих случаях осуществляет устойчивый пуск и выходит на заданную частоту вращения без выпадения из синхронизма. Характер переходного процесса для обоих рассматриваемых случаев близок: в начальный момент наблюдаются кратковременные колебания регулируемой величины $\sin\varphi$ и повышенные пусковые значения фазного тока I_A , после чего система переходит к устойчивому режиму работы. По мере разгона ротора $\sin\varphi$ стремится к заданному значению, а амплитуда тока снижается.

Существенных различий в динамике выхода на режим для начальных углов 120° и 240° не наблюдается, что указывает на слабую чувствительность алгоритма к начальному положению ротора. Таким образом, результаты моделирования подтверждают возможность устойчивого пуска из различных начальных положений ротора без необходимости его предварительной ориентации.

Особый интерес представляет режим пуска при вращающемся роторе. В реальных условиях эксплуатации электропривода запуск двигателя может происходить не только из состояния покоя, но и при наличии начальной частоты вращения, обусловленной инерцией нагрузки, внешним механическим воздействием или предшествующим режимом работы. В таких условиях система управления должна не только обеспечить формирование электромагнитного момента, но и корректно согласовать вращающееся магнитное поле статора с уже существующим движением ротора. Данный режим является принципиально важным для бездатчиковых систем управления, поскольку при отсутствии информации о положении ротора и его частоте вращения задача подхвата существенно усложняется. Ошибки в формировании управляющих воздействий в этом случае могут приводить к возникновению недопустимых бросков тока, тормозного момента и потере синхронизма. Поэтому способность алгоритма осуществлять устойчивый пуск при вращающемся роторе как по направлению вращения, так и против него, является одним из важных показателей его практической применимости [102].

В отличие от исследований пуска из различных начальных положений ротора, для режима пуска при вращающемся роторе приведен полный набор временных диаграмм. Это обусловлено тем, что в данном случае требуется оценить не только факт выхода электропривода на заданный режим, но и характер взаимодействия системы управления с ротором, уже имеющим ненулевую начальную частоту вращения, включая изменение частотных, токовых, моментных и регулируемых переменных в процессе подхвата. Таким образом, для режима пуска при вращающемся роторе по направлению

вращения временные диаграммы приведены на рисунках 3.37 – 3.41. На рисунке 3.37 приведены временные диаграммы частот вращения магнитного поля статора ω_s и ротора ω_r , а на рисунке 3.38 – частота вращения ротора $n_{уст}$. На рисунке 3.39 показана временная диаграмма фазного тока I_A . На рисунке 3.40 показано фазное напряжение U_A . На рисунке 3.41 показан график изменения регулируемой величины $\sin\varphi$.

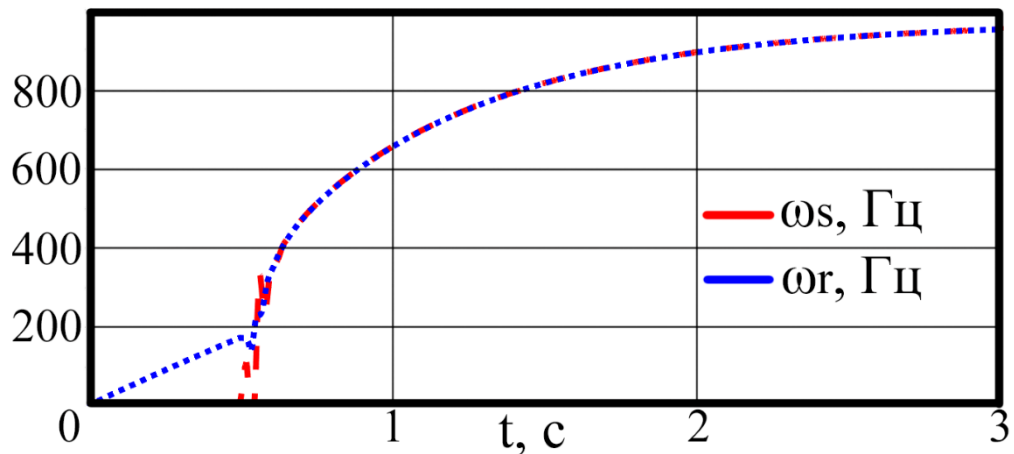


Рисунок 3.37 – Зависимости частот вращения полей статора ω_s (показана красным цветом) и ротора ω_r (показана синим цветом) от времени при пуске при вращающемся в направлении вращения магнитного поля статора роторе

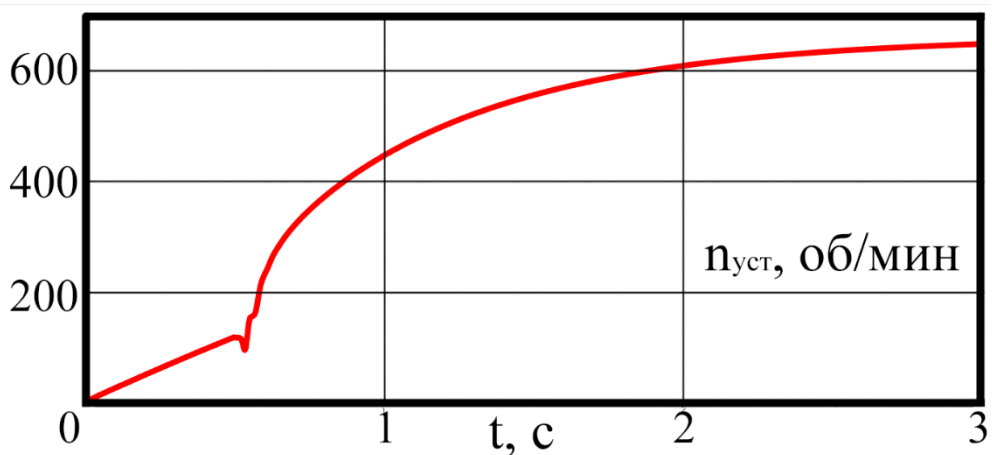


Рисунок 3.38 – Зависимость частоты вращения $n_{уст}$, об/мин от времени при пуске при вращающемся в направлении вращения магнитного поля статора роторе

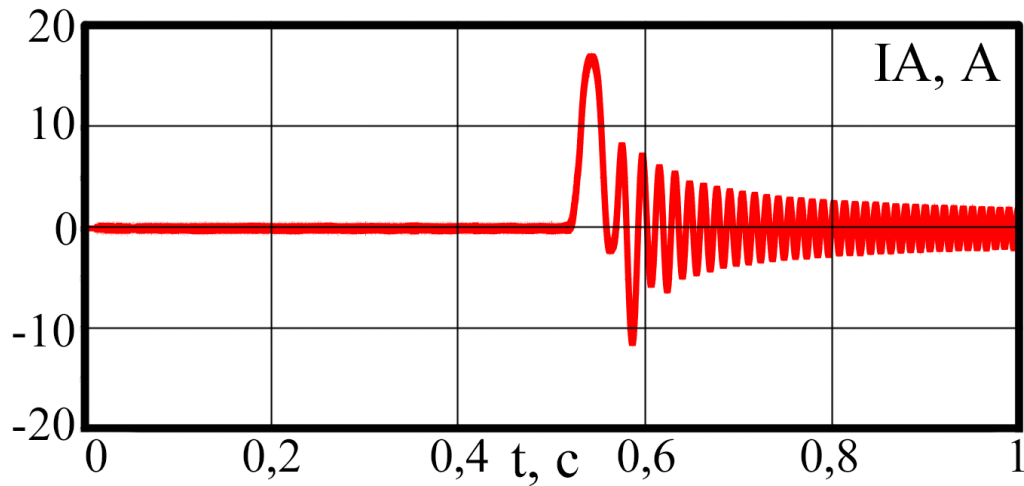


Рисунок 3.39 – Зависимость пускового тока I_A , А от времени при пуске при вращающемся в направлении вращения магнитного поля статора роторе

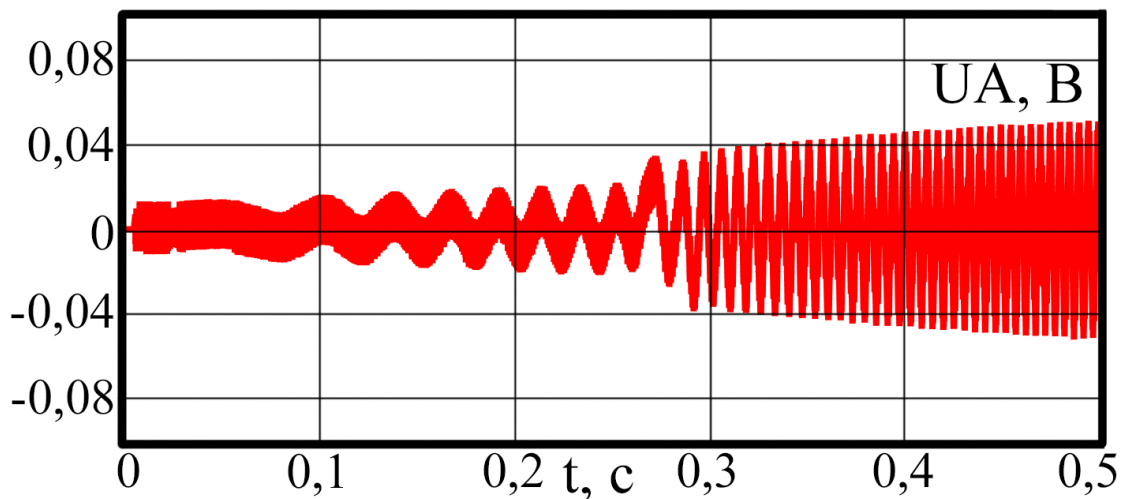


Рисунок 3.40 – Зависимость фазного напряжения U_A , В от времени при пуске при вращающемся в направлении вращения магнитного поля статора роторе

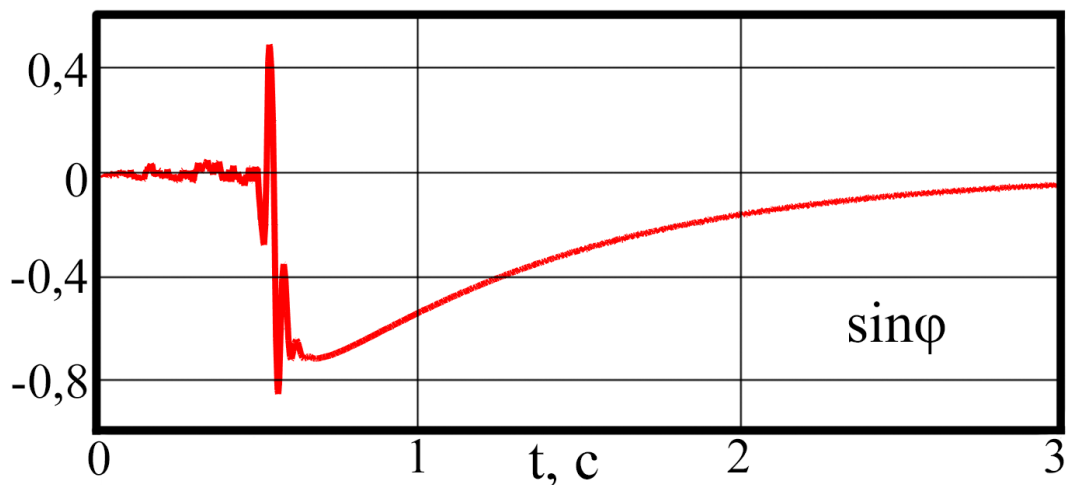


Рисунок 3.41 – Зависимость регулируемой величины $\sin\varphi$ от времени при пуске при вращающемся в направлении вращения магнитного поля статора роторе

Для режима пуска при вращающемся роторе против направления вращения временные диаграммы приведены на рисунках 3.42 – 3.46. На рисунке 3.42 приведены временные диаграммы частот вращения магнитного поля статора ω_s и ротора ω_r , а на рисунке 3.43 – зависимость частоты вращения ротора $n_{уст}$. На рисунке 3.44 показана временная диаграмма фазного тока I_A . На рисунке 3.45 показано фазное напряжение U_A . На рисунке 3.46 показан график изменения регулируемой величины $\sin\varphi$.

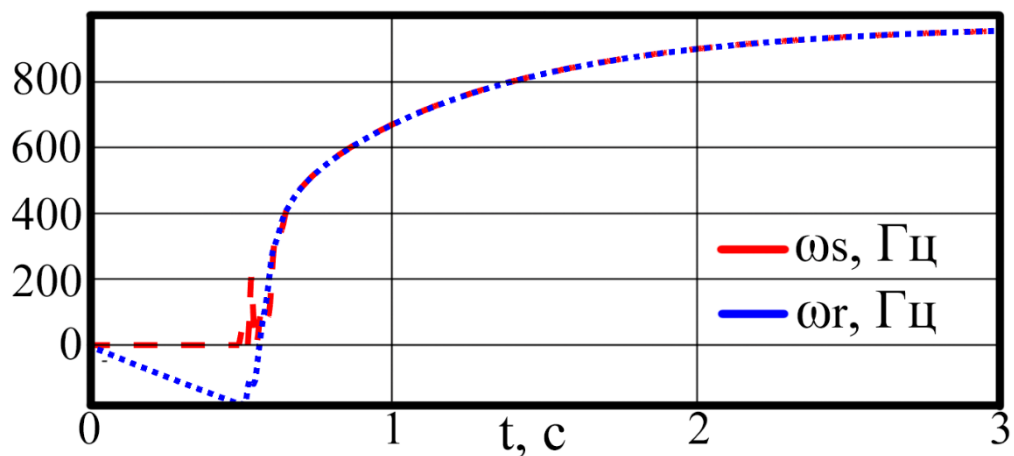


Рисунок 3.42 – Зависимости частот вращения полей статора ω_s (показана красным цветом) и ротора ω_r (показана синим цветом) от времени при вращающемся против направления вращения магнитного поля статора роторе

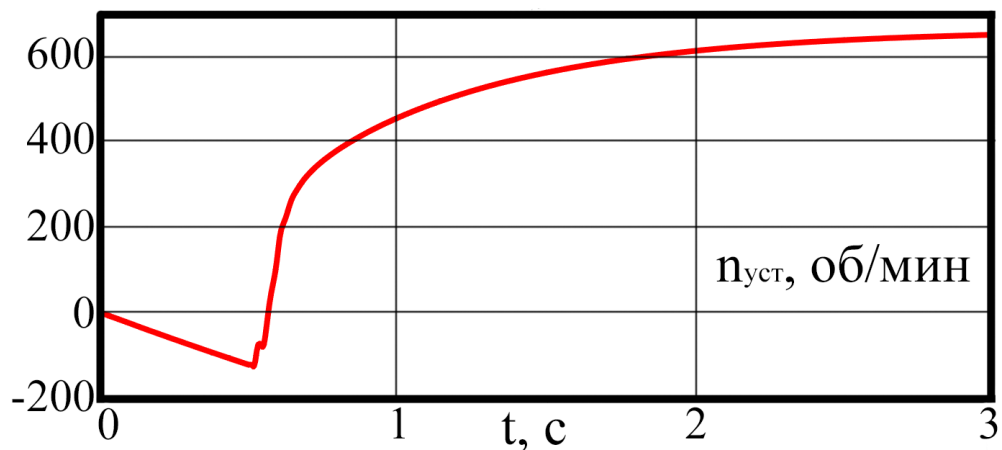


Рисунок 3.43 – Зависимость частоты вращения $n_{уст}$, об/мин от времени при пуске при вращающемся против направления вращения магнитного поля статора роторе

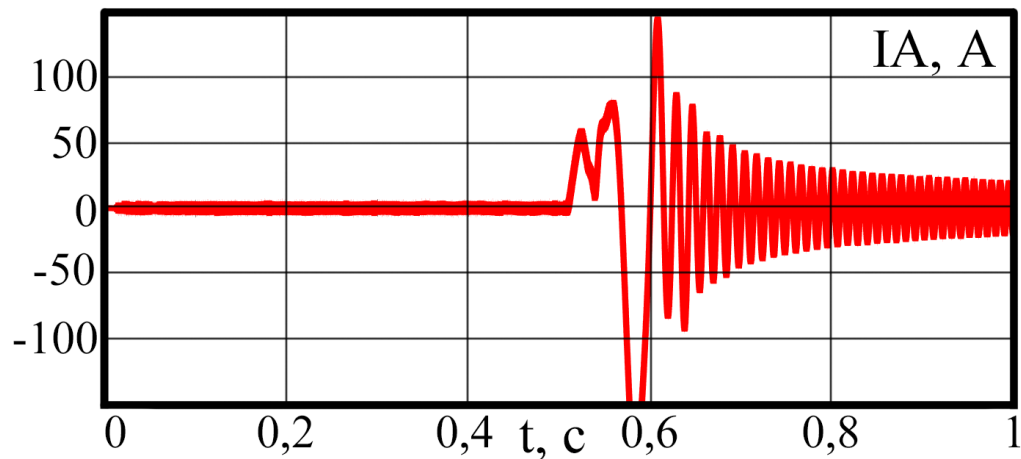


Рисунок 3.44 – Зависимость пускового тока I_A , А от времени при пуске при вращающемся против направления вращения магнитного поля статора роторе

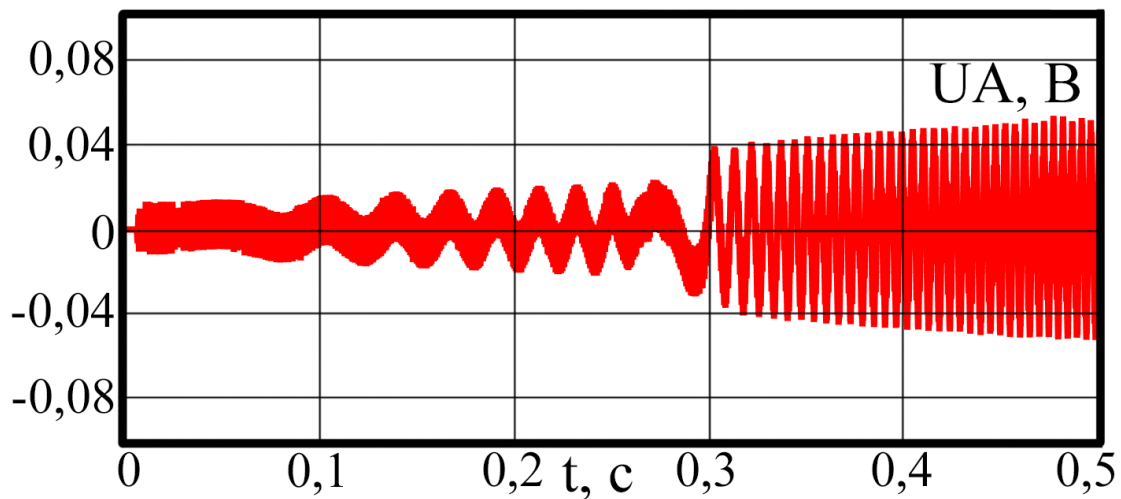


Рисунок 3.45 – Зависимость фазного напряжения U_A , В от времени при пуске при вращающемся против направления вращения магнитного поля статора роторе

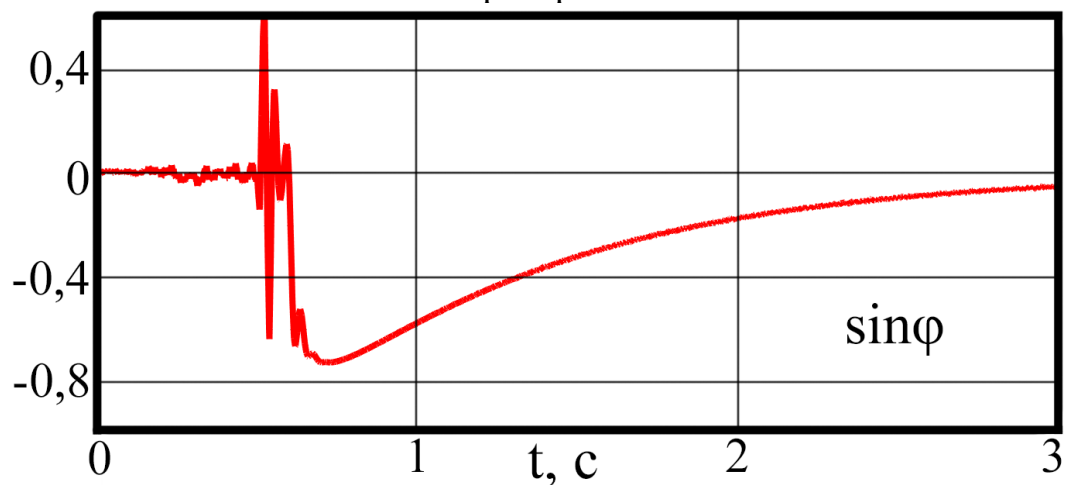


Рисунок 3.46 – Зависимость регулируемой величины $\sin\varphi$ от времени при пуске при вращающемся против направления вращения магнитного поля статора роторе

Анализ результатов имитационного моделирования, представленный в таблице 3.7, показывает, что разработанный алгоритм обеспечивает пуск при вращающемся роторе как при совпадающем, так и при противоположном направлении вращения магнитного поля статора. В обоих случаях после включения системы управления электропривод выходит на устойчивый режим работы без срыва управления и без длительной потери синхронизма.

Таблица 3.7 – Результаты имитационного моделирования электропривода с разработанным алгоритмом управления при пуске при вращающемся роторе

Параметр	Значение	
	+	-
Длительность переходного процесса $t_{уст}$, с	1,52	1,5
Соответствие установившейся частоты $n_{уст}$ вращения заданному значению $n_{зад}$, об/мин	642,9	643,72
Статическая ошибка δ_n по частоте вращения, %	2,59	2,47
Перерегулирование σ_n при пуске, %	0	0
Пиковый фазный ток I_{max} , А	173,6	204,2
Установившаяся амплитуда фазного тока $I_{уст}$, А	12,4	12,6

При подхвате ротора, вращающегося в совпадающем направлении, показанном на рисунках 3.37-3.41, переходный процесс протекает быстрее, так как отсутствует необходимость реверсирования ротора, а согласование частот вращения происходит быстрее. После подхвата ротор продолжает разгон в заданном направлении и выходит на установившийся режим. В случае, продемонстрированном на рисунках 3.42-3.46, когда начальное вращение ротора не совпадает с направлением вращения поля статора, переходный процесс протекает дольше – сначала происходит торможение ротора, а затем его остановка, смена направления вращения и последующий разгон до заданной частоты вращения. Такой режим сопровождается выраженным броском фазного тока I_A и регулируемой величины $\sin\varphi$, а также более

длительным переходным процессом. Тем не менее, после завершения переходного участка, частота вращения ротора стабилизируется, а регулируемая величина $\sin\varphi$ стремится к установившемуся значению.

Таким образом, результаты моделирования подтверждают, что разработанный алгоритм способен осуществлять пуск при вращающемся роторе независимо от направления начального вращения, что является важным практическим преимуществом для электроприводов на основе СДПМ, поскольку в реальных условиях эксплуатации ротор может обладать остаточной частотой вращения либо быть раскручен внешним воздействием после остановки двигателя.

Выводы по главе

1. Моделирование процессов в системе, состоящей из полупроводникового преобразователя и СДПМ показали, что разработанный алгоритм бездатчикового управления обеспечивает устойчивую работу электропривода в широком диапазоне частот вращения от 1 до 0,001 номинального значения частоты вращения. Во всех исследованных режимах сохраняется синхронная работа двигателя, а регулируемая величина $\sin\varphi$ стремится к заданному значению

2. Установлено, что при снижении частоты вращения возрастает длительность переходных процессов и ухудшается качество регулирования, что проявляется в более выраженном отклонении $\sin\varphi$ от заданного значения и более медленном восстановлении установившегося режима. Несмотря на это, алгоритм сохраняет работоспособность в области малых и сверхмалых частот вращения.

3. Исследования переходных процессов при набросе и сбросе нагрузки показали, что разработанный алгоритм сохраняет устойчивость при внешних возмущениях. В этих режимах система обеспечивает соответствующее изменение фазных токов и электромагнитного момента без

выпадения двигателя из синхронизма, что подтверждается качественным анализом.

4. Результаты моделирования пуска при различных начальных положениях ротора подтверждают возможность устойчивого запуска электропривода без предварительной ориентации ротора. При этом во всех случаях обеспечивается выход двигателя на заданный режим без потери синхронной работы.

5. Имитационные исследования различных режимов работы показывают, что алгоритм сохраняет работоспособность при пуске при вращающемся роторе, что подтверждает возможность его применения в режимах, связанных с наличием начальной частоты вращения ротора, изменением направления вращения и прохождением через область малых частот вращения.

6. Полученные результаты имитационных исследований в целом подтверждают соответствие разработанного алгоритма управления требованиям, сформулированным в разделе 2.1, что позволяет перейти к дальнейшей экспериментальной проверке его работоспособности на реальном электроприводе.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе решена научно-техническая задача разработки и исследования алгоритма бездатчикового амплитудно-частотно-фазового управления СДПМ, обеспечивающего работу электропривода в широком диапазоне частот вращения при ограниченных вычислительных ресурсах системы управления. В результате выполненных исследований получены следующие основные результаты:

1. Проведен анализ современных методов управления СДПМ, применяемых в электроприводах, включая: классические векторно-ориентированные, энергоэффективные, нелинейные, модельно-прогнозирующие и бездатчиковые методы. Показано, что существующие подходы не обеспечивают одновременно устойчивый пуск из произвольного положения ротора, работу в широком диапазоне частот вращения, слабую чувствительность к параметрам машины и возможность реализации на микроконтроллерах с ограниченными вычислительными ресурсами.

2. Сформулированы требования к алгоритму управления СДПМ, включающие обеспечение высокого пускового момента, устойчивого пуска при произвольном начальном положении ротора, устойчивости к изменениям нагрузки, работоспособности в широком диапазоне частот вращения, а также слабой чувствительности к параметрическим неопределенностям двигателя.

3. Разработан алгоритм бездатчикового амплитудно-частотно-фазового управления СДПМ, основанный на регулировании угла между результирующими векторами тока и напряжения статора. Показано, что использование в качестве регулируемой величины синуса данного угла позволяет формировать сигнал рассогласования по измеряемым фазным токам и напряжениям без непосредственного определения положения ротора и частоты его вращения.

4. Получено математическое описание предложенного алгоритма управления и разработана структурная схема системы управления, включающая канал задания частоты вращения, генератор гармонических сигналов, внутренний контур регулирования фазных токов, блок вычисления сигнала рассогласования, фильтры нижних частот и корректирующие устройства по фазе, частоте и амплитуде.

5. Разработана математическая модель СДПМ в трехфазной системе координат abc , включающая электрическую и механическую подсистемы, с имитацией вентиляторной нагрузки.

6. На основе полученных математических соотношений в среде *Matlab/Simulink* построена имитационная модель электропривода, реализующая предложенный алгоритм бездатчикового управления.

7. Проведены имитационные исследования разработанного алгоритма в широком диапазоне частот вращения от 1 до 0,001 номинального значения частоты вращения. Установлено, что во всех рассмотренных режимах, предложенный способ позволяет мехатронной системе работать с нулевым фазным углом между током и напряжением фазы.

8. Проведены имитационные исследования работы алгоритма в различных режимах: при набросе и сбросе нагрузки, пуске из различных положений ротора, а также пуск при вращающемся роторе. Показано, что в указанных режимах система управления сохраняет устойчивость.

СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

1. Шевцов Д.А., Шишов Д.М., **Трошин П.А.**, Иванов Н.С. Измерительный комплекс для регистрации петель гистерезиса ферромагнитных материалов // Электротехника. – 2022. – № 1. – С. 12-16.
2. **Трошин П.А.**, Лукошин И.В., Шевцов Д.А. Устройство передачи информации по энергетическому беспроводному электромагнитному каналу связи // Практическая силовая электроника. – 2023. – № 2(90). – С. 19–24.
3. **Troshin P.A.**, Lukoshin I.V., Shevtsov D.A., Shishov I.M. Device for Transmitting Signals Over a Common Wireless Information and Energy Communication Channel // 2023 IEEE 24th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Novosibirsk, Russian Federation, 2023. – P. 1010–1014.
4. **Troshin P.A.**, Shishov D.M., Sukhov D.V. Investigation of the Magnetic Properties of Ferromagnets at Cryogenic Temperatures // 2023 IEEE 24th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Novosibirsk, Russian Federation, 2023. – P. 750–759.
5. **Troshin P.A.**, Malyshev B.A., Shishov D.M., Shishov I.M., Zanegin S.Y. An Alternative Approach to Vector Control of PMSM // 2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Novosibirsk, Russian Federation, 2024. – P. 1730–1739.
6. Алексеев А.О., Шишов Д.М., **Трошин П.А.**, Шевцов Д.А. Трехфазный корректор коэффициента мощности с криогенным охлаждением для перспективных авиационных систем электроснабжения // Электричество. – 2024. – № 1. – С. 10–17.
7. Шевцов Д.А., Волонин М.С., Соколова М.А., **Трошин П.А.** Методика определения параметров эквивалентной схемы замещения трехфазного синхронного двигателя с постоянными магнитами // Практическая силовая электроника. - 2025. - № 4(100). - С. 43-47.

8. Устройство для регистрации петель гистерезиса ферромагнитных материалов // Шевцов Д.А., Шишов Д.М., **Трошин П.А.**, Кован Ю.И., Егошкина Л.А., Иванов Н.С. Патент RU 2758812 С1 от 11.02.2021.

9. Силовой транзисторный ключ с активным формированием траектории переключения // Шевцов Д.А., Алексеев А.О., **Трошин П.А.**, Кован Ю.И. Патент RU 2851168 С1 от 19.11.2025.

10. Способ управления синхронным электродвигателем // Шишов Д.М., **Трошин П.А.**, Шевцов Д.А., Кован Ю.И. Патент RU 2863060 С1 от 28.05.2026.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Krishnan R. Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives. – Boca Raton: CRC Press, 2010. – 611 p.
2. Pyrhönen J., Jokinen T., Hrabovcová V. Design of Rotating Electrical Machines. – John Wiley & Sons, Ltd, 2008 – 531 p.
3. Miller T.J.E. Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives. – Oxford: Clarendon Press, 1989. – 207 p.
4. Hanselman D.C. Brushless Permanent-Magnet Motor Design. – 2nd ed. – New York: McGraw-Hill, 2003. – 411 p.
5. Fitzgerald A.E., Kingsley C., Umans S.D. Electric Machinery. – 6th ed. – New York: McGraw-Hill, 2003. – 703 p.
6. Pillay P., Krishnan R. Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motors for Servo Drives // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1991. – Vol. 27, No. 5. – P. 986–996.
7. Xu D., Wang B., Zhang G., Wang G., Yu Y. A review of sensorless control methods for AC motor drives // CES Transactions on Electrical Machines and Systems. – 2018. – Vol. 2, No. 1. – P. 104–115.
8. Harnefors L., Jansson M., Ottersten R., Pietiläinen K. Unified Sensorless Vector Control of Synchronous and Induction Motors // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2003. – Vol. 50, No. 1. – P. 153–160.
9. Domínguez J.R., Navarrete A., Meza M., Loukianov A., Canedo J. Digital Sliding Mode Sensorless Control for Surface Mounted PMSM // IEEE Transactions on Industrial Informatics. – 2014. – Vol. 10, No. 1. – P. 137–151.
10. Sul S.-K. Control of Electric Machine Drive Systems. – Hoboken: Wiley-IEEE Press, 2011. – 424 p.
11. Blaschke F. The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machines // Siemens Review. – 1972. – Vol. 34, No. 3. – P. 217–220.

12. Jahns T.M., Kliman G.B., Neumann T.W. Interior Permanent Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1986. – Vol. 22, No. 4. – P. 738–747.
13. Leonhard W. Control of Electrical Drives. – 3rd ed. – Springer Science & Business Media, 2001. – 460 p.
14. Bose B.K. High Performance Control and Estimation in AC Drives. – IECON'97 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation. – 1997. – Vol. 2, No. 2. – P. 377-385.
15. Krause P.C., Wasynczuk O., Sudhoff S.D., Pekarek S. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems. – 3rd ed. – Hoboken: Wiley-IEEE Press, 2013. – 688 p.
16. Pillay P., Krishnan R. Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives. Part I: The Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1989. – Vol. 25, No. 2. – P. 265–273.
17. Pan C.-T., Sue S.-M. A Linear Maximum Torque Per Ampere Control for IPMSM Drives Over Full-Speed Range // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 2005. – Vol. 20, No. 2. – P. 359–366.
18. Camacho E.F., Bordons C. Model Predictive Control. – 2nd ed. – Springer Science & Business Media, 2013. – 405 p.
19. Takahashi I., Noguchi T. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1986. – Vol. IA-22, No. 5. – P. 820–827.
20. Dianov A., Anuchin A., Gulyaev I. Review and Classification of MTPA Control Algorithms for Synchronous Motors // IEEE Access. – 2024. – Vol. 12. – P. 32015–32034.
21. Casadei D., Profumo F., Serra G., Tani A. FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2002. – Vol. 17, No. 5. – P. 779–787.

22. Krishnan R. Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control. – Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001. – 653 p.
23. Hofmann H., Sanders S., El-Antably A. Stator-Flux-Oriented Vector Control of Synchronous Reluctance Machines with Maximized Efficiency // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2004. – Vol. 51, No. 5. – P. 1066-1072.
24. Liu H., Li S., Li S. Electromagnetic Torque Control for Three-phase Permanent Magnet Synchronous Motor // 2019 4th International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG). – 2019.
25. Бирюк Н.Д. Второй метод Ляпунова и его применение в анализе устойчивости параметрического контура // Научные ведомости БелГУ. Сер. Математика. Физика. - 2016. - №20(241), вып.44.-С. 69-76.
26. Li Y., Zhang X., He Y., Deng Y. Comparison of Dynamic Characteristics of Field Oriented Control and Model Predictive Control for Permanent Magnet Synchronous Motor // 2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). – 2018.
27. Preindl M., Bolognani S. Model Predictive Direct Torque Control with Finite Control Set for PMSM Drive Systems. Part 1: Maximum Torque per Ampere Operation // IEEE Transactions on Industrial Informatics. – 2013. – Vol. 9, No. 4. – P. 1912–1921.
28. Geyer T., Papafotiou G., Morari M. Model Predictive Direct Torque Control—Part I: Concept, Algorithm, and Analysis // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2009. – Vol. 56, No. 6. – P. 1894–1905.
29. Geyer T., Papafotiou G., Morari M. Model Predictive Direct Torque Control—Part II: Implementation and Experimental Evaluation // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2009. – Vol. 56, No. 6. – P. 1906–1915.
30. Rodriguez J., Pontt J., Silva C., Correa P., Lezana P., Cortes P., Ammann U. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2007. – Vol. 54, No. 1. – P. 495–503.

31. Preindl M., Bolognani S. Model Predictive Direct Speed Control with Finite Control Set of PMSM Drive Systems // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – Vol. 28, No. 2. – P. 1007–1015.
32. Шишов Д.М. Транзисторный регулятор бездатчикового бесколлекторного двигателя постоянного тока на базе вычислителя потокосцеплений: дис. канд. техн. наук. – Москва, 2014. – 149 с.
33. Wang G., Valla M., Solsona J. Position Sensorless Permanent Magnet Synchronous Machine Drives—A Review // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2020. – Vol. 67, No. 7. – P. 5830–5842.
34. Iizuka K., Uzuhashi H., Kano M., Endo T., Mohri K. Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1985. – Vol. 21, No. 3. – P. 595–601.
35. Ferraris P., Vagati A., Villata F. P.M. Brushless Motor Drives: A Self-Commutation System without Rotor-Position Sensor // Proceedings of the Ninth Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices. – 1980. – P. 305–312.
36. Zhang G., Wang G., Xu D. Saliency-Based Position Sensorless Control Methods for PMSM Drives: A Review // Chinese Journal of Electrical Engineering. – 2017. – Vol. 3, No. 2. – P. 14–23.
37. Hu J., Wu B. New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1998. – Vol. 13, No. 5. – P. 969–977.
38. Ichikawa S., Chen Z., Tomita M., Doki S., Okuma S. Sensorless Controls of Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Motors Using Extended Electromotive Force Models // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2002. – Vol. 122, No. 12. – P. 1088–1096.
39. Franko A., Mujezinović A., Jones M., Levi E. Overview of Sensorless Control Methods of PMSMs High Frequency Injection // Transportation Research Procedia. – 2026. – Vol. 93. – P. 661–667.

40. Singh S., Tiwari A.N. Various Techniques of Sensorless Speed Control of PMSM: A Review // 2017 Second International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT). – 2017.
41. Ran Y., Wang G., Xu D. Review of Position Sensorless Control Technology for Permanent Magnet Synchronous Motor // *Energies*. – 2025. – Vol. 18, No. 9. – Art. 2032.
42. Rind S.J., Jamil M., Amjad A. Electric Motors and Speed Sensorless Control for Electric and Hybrid Electric Vehicles: A Review // 53rd International Universities Power Engineering Conference (UPEC). – 2018.
43. Schroedl M. Operation of the Permanent Magnet Synchronous Machine without a Mechanical Sensor // Fourth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives (Conf. Publ. No. 324). – 1990.
44. Peroutka Z., Šmídl V., Vošmik V. Challenges and Limits of Extended Kalman Filter Based Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machine Drives // 13th European Conference on Power Electronics and Applications. – 2009.
45. Linke M., Kennel R., Holtz J. Sensorless Position Control of Permanent Magnet Synchronous Machines Without Limitation at Zero Speed // IECON 2002.
46. Hu J., Wu B., Zhu D-q. Permanent Magnet Synchronous Motor Drive without Mechanical Sensors // Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. – 1996. – Vol. 2, No. 32.
47. Shouse K., Taylor D.G. Sensorless Velocity Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors // *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. – 1998. – Vol. 6, No. 3. – P. 313–324.
48. Ciabattoni L., Ferracuti F., Freddi A., Monteriu A., Pepa L. Adaptive Extended Kalman Filter for Robust Sensorless Control of PMSM Drives // *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*. – 2011.
49. Shan D., Li P., Wang Y. Position Sensorless Vector Control System for Lawnmower PMSM Based on EKF // *Energies*. – 2024. – Vol. 17, No. 5. – Art. 1230.

50. Morimoto S., Kawamoto K., Sanada M., Takeda Y. Position and Speed Sensorless Control for IPMSM Based on Estimation of Position Error // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 2002. – Vol. 122, No. 7. – P. 722–729.
51. Shao J., Nolan D., Teissier M., Swanson D. A Novel Microcontroller-Based Sensorless Brushless DC Motor Drive for Automotive Fuel Pumps // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 2003. – Vol. 39, No. 6. – P. 1734–1740.
52. Sepe R.B., Lang J.H. Real-Time Observer-Based (Adaptive) Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor without Mechanical Sensors // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 1992. – Vol. 28, No. 6. – P. 1345–1352.
53. Alanis A.Y., Arana-Daniel N., et al. Nested High Order Sliding Mode Controller with Back-EMF Sliding Observer for Sensorless PMSM Control // *MDPI Electronics*. – 2020. – Vol. 9, No. 6 – Art. 1041.
54. Jin S., Gu J., Jin W., Zhang Z., Zhang F. Sensorless Control of Low Speed PMSM Based on Novel Sliding Mode Observer // *IEEE 4th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*. – 2021
55. Jun H., Dongqi Z., Yongdong L., Jingde G. Application of Sliding Observer to Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System // *Proceedings of the 25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. – Taipei, 1994. – Vol. 1. – P. 532–536.
56. Kim J.-S., Sul S.-K. High Performance PMSM Drives without Rotational Position Sensors Using Reduced Order Observer // *IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*. – 1995. – Vol. 1. – P. 75–82.
57. Wang G., Li Z., Zhang G., Yu Y., Xu D. Quadrature PLL-Based High-Order Sliding-Mode Observer for IPMSM Sensorless Control with Online MTPA Control Strategy // *IEEE Transactions on Energy Conversion*. – 2013. – Vol. 28, No. 1. – P. 214–224.
58. Senjyu T., Tomita M., Doki S., Okuma S. Sensorless Vector Control of Brushless DC Motors Using Disturbance Observer // *Power Electronics Specialist Conference*. – 1995. – Vol. 2. – P. 772–777.

59. Guo H.-J., Sagawa S., Watanabe T., Ichinokura O. Sensorless Driving Method of Permanent-Magnet Synchronous Motors Based on Neural Networks // IEEE Transactions on Magnetics. – 2003. – Vol. 39, No. 5. – P. 3247–3249.
60. Jang G.H., Park J.H., Chang J.H. Position Detection and Start-Up Algorithm of a Rotor in a Sensorless BLDC Motor Utilizing Inductance Variation // IEE Proceedings – Electric Power Applications. – 2002. – Vol. 149, No. 2. – P. 137–142.
61. Li H., Zhang S., Yang F., Li M. Improved initial rotor position estimation of IPMSM using amplitude demodulation method based on HF carrier signal injection // 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. – 2017.
62. Tuovinen T., Hinkkanen M. Adaptive Full-Order Observer with High-Frequency Signal Injection for Synchronous Reluctance Motor Drives // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2014. – Vol. 2, No. 2. – P. 181–189.
63. Sepulchre L., Lhomme W. New High Speed PMSM Flux-Weakening Strategy // 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). – 2017.
64. Wu X., Zhu Z.Q. A Novel Rotor Initial Position Detection Method Utilizing DC-Link Voltage Sensor // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2020. – Vol. 56 No. 6. – P. 6486–6495.
65. Salt D., Drury D., Holliday D. Compensation of Nonlinear Distortion Effects for Signal Injection Based Sensorless Control // 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010). – 2010.
66. Leidhold R., Mutschler P. Sensorless Position Estimation by Using the High Frequency Zero-Sequence Generated by the Inverter // 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics. – 2009.
67. Jin X., Lorenz R.D., Jahns T.M. High-Frequency Voltage-Injection Methods and Observer Design for Initial Position Detection of Permanent Magnet

Synchronous Machines // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2018. – Vol. 33, No. 9. – P. 7971–7979.

68. Walden J., Bai H.K., Cheng B., Jin F. High Frequency Injection Sensorless Control for a Permanent Magnet Synchronous Machine Driven by an FPGA Controlled SiC Inverter // IEEE 8th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA). – 2021.

69. Trancho E., Ibarra E., Arias A., et al. A Novel PMSM Hybrid Sensorless Control Strategy for EV Applications Based on PLL and HFI // 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. – 2016.

70. Agrawal J., Bodkhe S., Kumar A. Experimental Study of Low Speed Sensorless Control of PMSM Drive Using High Frequency Signal Injection // Advances in Electrical and Electronic Engineering. – 2016. – Vol. 14, No. 1.

71. Moon K.R., Lee D.M. Analysis of Rotor Position Detection Performance According to the Frequency of Square Waveform Voltage in the Harmonic Injection Sensorless Method through HILS // MDPI Processes. – 2021. – Vol. 9, No. 12 – Art. 2267.

72. Ostlund S., Brokemper M. Sensorless Rotor Position Detection from Zero to Rated Speed for an Integrated PM Synchronous Motor Drive // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1996. – Vol. 32, No. 5. – P. 1158–1165.

73. Soong W.L., Miller T.J.E. Field-Weakening Performance of Brushless Synchronous AC Motor Drives // IEE Proceedings – Electric Power Applications. – 1994. – Vol. 141, No. 6. – P. 331–340.

74. Jahns T.M. Flux-Weakening Regime Operation of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1987. – Vol. 23, No. 4. – P. 681–689.

75. Zhao C., Yan Y., Zhang C. Sensorless FOC Drive Control Methods for High-Speed Motors of Unmanned Multicopters // 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe). – 2021.

76. Wei H., Shi T., et al. High-Speed Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor // *Energy Reports*. – 2020. – Vol. 6, No. 109. – P. 2324–2335.
77. Bianchi N., Bolognani S., Carraro M. A Review about Flux-Weakening Operating Limits and Strategies for Synchronous Motors // *Energies*. – 2022. – Vol. 15, No. 5. – Art. 1930.
78. Lu D., Kar N. A Review of Flux-Weakening Control in Permanent Magnet Synchronous Machine Drives // *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. – 2010.
79. Bae B.-H., Sul S.-K., Kwon J.-H. Implementation of Sensorless Vector Control for Super-High-Speed PMSM of Turbo-Compressor // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 2003. – Vol. 39, No. 3. – P. 811–818.
80. Nakashima S., Inagaki Y., Miki I. Sensorless Initial Rotor Position Estimation of Surface Permanent-Magnet Synchronous Motor // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 2000. – Vol. 36, No. 6. – P. 1598–1603.
81. Raute R., Caruana C., Cilia J., Staines C.S., Sumner M. A Zero Speed Operation Sensorless PMSM Drive without Additional Test Signal Injection // *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*. – 2007.
82. Foo G., Rahman M.F. Sensorless Direct Torque and Flux-Controlled IPM Synchronous Motor Drive at Very Low Speed without Signal Injection // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2010. – Vol. 57, No. 1. – P. 395–403.
83. Raute R., Caruana C., Cilia J., Sumner M. Sensorless Control of PMSM in Low Speed Region Using HF Pulse Signal Injection Method // *Acta Electrotechnica et Informatica*. – 2022. – Vol. 22, No. 1. – P. 18–23.
84. Анучин А.С. Разработка цифровых систем эффективного управления комплектов тягового электрооборудования гибридных электрических транспортных средств: дис. д-ра техн. наук. – Москва, 2018. – 445 с.

85. Kohlrusz G., Fodor D. OrCAD PSpice Implementation of a Realistic Three-Phase PMSM Model for Diagnostic Purposes // IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC) – 2019.
86. Laksar J., Hruska K., Veg L. Influence of Machine Geometry to the PMSM Mathematical Model // International Conference on Electrical Drives & Power Electronics (EDPE). – 2019.
87. Kozovský M., Blaha P., Vaclavek P. Verification of Nine-Phase PMSM Model in d-q Coordinates with Mutual Couplings // 6th IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE). – 2016.
88. Chiasson J. Modeling and High-Performance Control of Electric Machines. – Hoboken: Wiley-IEEE Press, 2005. – 734 p.
89. Bianchi N. Electrical Machine Analysis Using Finite Elements. – Boca Raton: CRC Press, 2005. – 304 p.
90. Weidenholzer G., Gruber W., Bäuml T. A Flux-Based PMSM Motor Model Using RBF Interpolation for Time-Stepping Simulations // International Electric Machines & Drives Conference. – 2013.
91. Kamalaselvan A., Lenin Prakash S. Modeling Simulation and Analysis of Closed Loop Speed Control of PMSM Drive System // IEEE International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies ICCPCT-2014. – 2014.
92. Boldea I., Nasar S.A. Electric Drives. – 3rd ed. – Boca Raton: CRC Press, 2016. – 672 p.
93. El Shewy H.M. Dynamic Modeling of Permanent Magnet Synchronous Motor Using MATLAB/Simulink // International Journal of Modern Engineering Research. – 2017. – Vol. 7, No. 7. – P. 33–40.
94. Jaber F.F. Mathematical Model of Permanent Magnet Synchronous Motor Using MATLAB/Simulink // 6th International Conference on Electrical Engineering ICEENG 6. – 2008.
95. Rahman K.M., Hiti S. Identification of Machine Parameters of a Synchronous Motor // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2005. – Vol. 41, No. 2. – P. 557–565.

96. Vodovozov V., Bakman I. Performance Improvement of Pumps Fed by the Variable-Speed Drives // *Electrical, Control and Communication Engineering*. – 2013. – Vol. 4, No. 1. – P. 45–50.
97. Rockwell Automation. *Drive Application Engineering Handbook*. – Milwaukee, 2004. – 218 p.
98. Шевцов Д.А., Волонин М.С., Соколова М.А., Трошин П.А. Методика определения параметров эквивалентной схемы замещения трехфазного синхронного двигателя с постоянными магнитами // *Практическая силовая электроника*. – 2025. – № 4(100). – С. 43–47.
99. Lu Z., Ojo O., et al. The Modeling and Simulation of a Permanent Magnet Synchronous Motor with Direct Torque Control Based on Matlab/Simulink // *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*. – 2005.
100. Feliu B.I. *Study and Implementation of a PMSM Drive in Matlab/Simulink: master thesis*. – Valencia: Universitat Politècnica de València, 2018. – 112 p.
101. Guerrero J.M., Leetmaa M., Briz F., Zamarron A., Lorenz R.D. Inverter Nonlinearity Effects in High Frequency Signal Injection-Based Sensorless Control Methods // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 2005. – Vol. 41, No. 2. – P. 618–626.
102. Nair S.V., Hatua K., Durga Prasad N.V.P.R., Reddy D.K. Quick and Seamless Transition Method for I-f to Sensorless Vector Control Changeover and On-the-Fly Start of PMSM Drives // *IET Electric Power Applications*. – 2020.

125080, Москва, Волоколамское ш., д.2,
этаж цок. пом. I, комн. 137

ИНН/КПП 7743034958/774301001
ОГРН 1157746014293

тел.: (495) 989-42-35, (499) 640-13-11

e-mail: 9894235@gmail.com, rstart@mail.ru

Исх. № 16 от 02.07.2026г

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Трошина Павла Анатольевича

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы на соискание степени кандидата технических наук «Бездатчиковое амплитудно-частотно-фазовое управление синхронными двигателями с постоянными магнитами» выполненной Трошиным Павлом Анатольевичем используются в разработках ООО «РЭСТАР».

Перечень внедренных результатов:

1. Алгоритм бездатчикового амплитудно-частотно фазового управления электроприводом на основе синхронного двигателя с постоянными магнитами.
2. Схемотехнические решения для синтеза системы управления электроприводом с регулированием синуса угла между результирующими векторами тока и напряжения статора и автоматической коррекцией частоты, фазы и амплитуды управляющих воздействий.
3. Имитационная модель электропривода на основе синхронного двигателя с постоянными магнитами позволяющая исследовать пусковые и переходные режимы работы.

Полученные результаты диссертационной работы Трошина Павла Анатольевича позволяют проектировать регуляторы для синхронных двигателей с постоянными магнитами с улучшенными массогабаритными показателями.

Генеральный директор



Сухов Д.В.