

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение
высшего образования
«СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»
Политехнический институт
Электротехнических комплексов и систем

УТВЕРЖДАЮ

Заведующий кафедрой

В.И. Пантелеев

подпись Инициалы, фамилия

« » _____ 2019г.

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ
СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРОВ И ИССЛЕДОВАНИЕ ВЕКТОРНОЙ СИСТЕМЫ
ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ АД
13.04.02 Электроэнергетика и электротехника
13.04.02.05 Электроприводы и системы управления электроприводов

Научный руководитель

подпись, дата

Доцент, д.т.н.

Должность, ученая степень

А.А. Федоренко

инициалы, фамилия

Выпускник

подпись, дата

М.Д. Брючко

инициалы, фамилия

Рецензент

подпись, дата

Должность, ученая степень

инициалы, фамилия

Красноярск 2019

АННОТАЦИЯ

В данной диссертационной работе решается проблема формирования методик для синтеза регуляторов, обеспечивающих высокое качество установившихся и динамических режимов работы электропривода.

Частотноуправляемый асинхронный электропривод занял доминирующее положение в промышленности. Однако доступное изложение методик их синтеза и анализа отстает от потребностей. Устранению этого несоответствия и посвящена настоящая работа

Для оценки эффективности принятых при синтезе решений разработаны и реализованы в пакете *Matlab* математические модели системы, одна из которых была при стандартной настройке регулятора тока, а другая в системе с регуляторами тока компенсирующими влияния э.д.с. вращения.

Проведенные исследования показали: САУ электропривода обладает высоким быстродействием, качественными переходными и установившимися процессами соответствующими эталонным для систем подчиненного регулирования.

Ключевые слова: АСИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД, САУ ЭЛЕКТРОПРИВОДА, ВЕКТОРНОЕ И ЧАСТОТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ, ПОДЧИНЕННОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ, РЕГУЛЯТОР ТОКА, РЕГУЛЯТОР ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ, РЕГУЛЯТОР МОМЕНТА И СКОРОСТИ, НЕПОДВИЖНАЯ СИСТЕМА КООРДИНАТ, ОРИЕНТИРОВАННАЯ СИСТЕМА КООРДИНАТ, МОДЕЛИРОВАНИЕ, SIMULINK.

ОГЛАВЛЕНИЕ

АННОТАЦИЯ	2
ВВЕДЕНИЕ.....	5
1 Состояние вопроса и постановка задач исследования.....	7
1.1 Краткий обзор состояния разработок и применения преобразователей частоты для асинхронных электроприводов.....	7
1.2 Обзор работ по системам автоматического управления частотно-регулируемыми асинхронными электроприводами.....	10
1.3 Выводы по главе и постановка задач исследования.....	15
2 Математическое описание объекта управления. Обобщенная функциональная схема САУ электроприводом.....	17
2.1 Математическое описание преобразователя частоты с АИН с ШИМ.....	17
2.2 Математическое описание асинхронного двигателя и функциональная схема объекта управления.....	19
2.3 Обобщенная функциональная схема системы автоматического управления электроприводом.....	23
2.4 Выводы по главе.....	27
3 Синтез системы автоматического управления асинхронным электроприводом с автономным инвертором напряжения с ШИМ.....	28
3.1 Исходные замечания.....	28
3.2 Система регулирования тока статора.....	29
3.3 Системы регулирования потокосцепления и скорости.....	35
3.4 Блок ориентации.....	39
3.5 Развернутая структурная схема САУ электропривода.....	46

3.6 Выводы по главе	49
4 Моделирование и анализ САУ электроприводом	51
4.1 Описание структурной схемы модели САУ	51
4.2 Расчет численных параметров структурной схемы модели САУ электроприводом.....	54
4.3 Анализ результатов моделирования.....	57
4.4 Выводы по главе	76
Заключение	78
Список используемых источников.....	79
Приложение А	83

ВВЕДЕНИЕ

В последние два десятилетия, когда проблема энергосбережения стала наиболее актуальна, проявилась особая роль регулируемого электропривода. Регулируемый электропривод, обеспечивая требуемое качество статических и динамических характеристик, позволяет осуществлять технологический процесс максимально оптимальным образом. В силу своих преимуществ основным типом регулируемого электропривода становится частотно-управляемый асинхронный электропривод. При чем он стал широко применяться и в тех сферах производственной деятельности, где ранее использовался не регулируемый электропривод, обеспечивая более высокий уровень и качество технологического процесса.

Основными функциями, которыми обладают современные серийные частотно-управляемые электроприводы является:

- обеспечение плавного пуска, что устраняет рывки в механической части привода и уменьшает ее износ;
- обеспечение требуемого качества статических и динамических характеристик;
- обеспечение широкого диапазона регулирования скорости электропривода;
- позволяет управлять торможением и производит автоматический перезапуск при пропадании сетевого напряжения;
- обеспечивает автоматическую защиту от аварийных режимов, контроль и сигнализацию неисправностей.

Основными преимуществами электроприводов по системе преобразователь частоты – асинхронный двигатель (ПЧ-АД) относительно других электроприводов является:

- более высокие технико-экономические показатели в связи с использованием надежного, технологически простого и дешевого асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором;

- возможность переключения на работу от сети, при выходе из строя преобразователя частоты;
- более высокие динамические характеристики в связи с существенно меньшими маховыми массами ротора;
- обеспечение, не уступающих лучшим электроприводам постоянного тока, статических характеристик за счет применения современных принципов построения их систем управления.

Сегодня существуют различные системы управления частотно-регулируемыми электроприводами обеспечивающие для каждого конкретного случая требуемое качество динамических и статических характеристик. Наиболее простыми и наименее точными из них являются скалярные системы частотного управления, а наиболее сложными и точными – системы векторного и прямого управления.

В данной работе, на основе математического описания объекта управления в декартовых координатах, обоснована функциональная схема и проведен синтез векторной системы автоматического управления электроприводом с подчиненным регулированием переменных. Решены вопросы учета особенностей компенсации внутренних обратных связей структурной схемы асинхронного двигателя без использования нелинейных компенсирующих связей, а также ориентации координатной системы для регулирования комплексных переменных с использованием встроенных в двигатель датчиков потокосцепления ротора асинхронного двигателя.

Разработана структурная схема и методика расчета регуляторов САУ, проведены исследования динамики системы автоматического управления в пакете *Simulink* программы *Matlab 11.0*.

1 Состояние вопроса и постановка задач исследования

1.1 Краткий обзор состояния разработок и применения преобразователей частоты для асинхронных электроприводов

В настоящее время частотно - управляемый электропривод применяется во многих областях промышленности, жилищно-коммунального хозяйства, строительстве и др., постепенно вытесняя привод на двигателях постоянного тока. Это связано, прежде всего, с конструктивной надежностью асинхронных двигателей, т.к. в них нет щеточных контактов, которые имеют непродолжительный срок эксплуатации, и экономической выгодой, из-за меньших энергетических потерь и существенно более низкой стоимости асинхронной машины с короткозамкнутым ротором.

Долгое время широкое применение частотно-управляемых асинхронных электроприводов сдерживалось отсутствием надежных ПЧ. В настоящее время эта задача практически решена.

Частотные преобразователи серии SJ300-055HF, выпускаемые фирмой HITACHI [1], снабжены, как и многие современные частотные преобразователи, микропроцессорной системой, которая позволяет программировать преобразователь для различных режимов работы. Система управления обеспечивает скалярное и векторное регулирование момента и скорости электродвигателя. Погрешность поддержания скорости при цифровом и аналоговом подключении составляет 0,01% и 0,02% от максимального значения соответственно.

Программное обеспечение серии SJ300-055HF имеет защиту от перегрузки по току, напряжению, от пониженного напряжения, электронную термозащиту двигателя, от короткого замыкания, от кратковременного пропадания напряжения питания, защиту от неполнофазного режима работы, защиту от перегрузки устройства динамического торможения.

Выпускаются преобразователи с максимальной выходной мощностью 5,5 кВт., выходная частота регулируется от 0,1 до 400 Гц. с дискретностью 0,01 Гц. Это позволяет их использовать как автоматизированную станцию управления станками.

Фирма *ABB* выпускает преобразователи частоты серии *ACS550* с векторным принципом управления, диапазоном выходной мощности от 1,1 до 355 кВт, выходным напряжением от 0 до 480 вольт и выходным диапазоном частот от 0 до 500 Гц [2].

Благодаря простоте настройки и унифицированности различных габаритов преобразователи частоты серии *ACS550*, позволяют максимально быстро настраивать производственные линии и уменьшать сроки изготовления продукции.

Преобразователи данной серии находят самое различное применение и используются в энергетической, химической, деревообрабатывающей промышленности, в металлургии, жилищно-коммунальном хозяйстве

Фирма *Siemens*, являясь одной из ведущих фирм по производству преобразователей частоты в мире, выпускает широкий спектр преобразователей *Sinamics* (мощность от 0.12 до 1500 кВт с выходным напряжением до 380 В) и *Sinamics GM150/SM150/GL150* (мощностью от 0.8 до 120 МВт). Выпускаются преобразователи как в виде подвесных модулей настенного крепления, так и в виде шкафов [3].

В зависимости от технологических требований к электроприводу преобразователи могут поставляться в трех исполнениях:

- со скалярным управлением (*FC* – версия) для простых применений ПЧ;
- со скалярным и векторным управлением с регулированием момента и скорости асинхронных электродвигателей (*VC* – версия);
- для регулирования синхронных электроприводов, сервоприводов (*SC* – версия).

Преобразователи отличаются разнообразием структур управления, большим числом вариантов настройки регуляторов двигателя, как в

неподвижном, так и в рабочем состоянии, тестированием датчиков скорости, температурной адаптации, демпфированием колебаний переменных привода, исключением задания выходных частот, на которых возможны резонансные явления рабочего органа электропривода.

В 2008 году компанией *Mitsubishi* был представлен частотный преобразователь с функцией рекуперации электроэнергии. Мощностной диапазон серии *FR-A741* достаточно широк. Доступны преобразователи частоты мощностью от 5,5 до 55 кВт. [4]

Среди отечественных преобразователей следует отметить преобразователи корпорации *Триол*, выпускающей преобразователи серии АТ мощностью от 5,5 до 5500 кВт, с выходным напряжением от 380 до 6000 В и выходной частотой от 0 до 400 Гц [3]. Преобразователи имеют разомкнутую и замкнутую системы управления. В зависимости от выходной мощности имеют корпуса настенного крепления и шкафы-секции.

Преобразователи большой мощности и с высоким выходным напряжением имеют понижающий трансформатор на входе автономного инвертора и повышающий на его выходе.

Институт биологического приборостроения РАН поставляет преобразователи «Универсал» мощностью от 15 до 320 кВт, выходным напряжением до 380 В и диапазоном выходных частот от 0,5 до 512 Гц. Они имеют как аналоговое управление, так и цифровое, осуществляемое через канал последовательной связи *RS-232* [3]. Отличаются расширенными технологическими функциями: согласованием с системами промышленной автоматики, плавным переходом питания двигателя с сети на преобразователь и обратно. Имеют возможность объединения преобразователя в локальную промышленную сеть стандарта *RS-485* с двухпроводной линией связи. Сервисные и защитные функции преобразователя частоты полностью соответствуют современным требованиям к электроприводам.

ОАО «ВНИИР» предлагает преобразователи частоты серии *ABS-Drive* для различных типов высоковольтных электродвигателей [5]. Преобразователи

частоты представляют собой современный автономный инвертор напряжения по многоуровневой схеме с интегрированным многообмоточным силовым трансформатором.

Преобразователи частоты серии *ABS-Drive-A* предназначены для регулирования скорости асинхронных электродвигателей с короткозамкнутым ротором, серии *ABS-Drive-S* регулирования скорости синхронных двигателей напряжения (6, 10 кВ.) и используется в качестве приводов механизмов с вентиляторной нагрузочной характеристикой (насосы, дымососы, вентиляторы, компрессоры и т.д.), а также для механизмов с другим видом нагрузочной характеристики.

Преобразователи могут применяться в электроэнергетике, нефтегазовой промышленности, машиностроении, цементной промышленности, металлургии и в др. отраслях.

1.2 Обзор работ по системам автоматического управления частотно-регулируемыми асинхронными электроприводами

Приведенные данные о выпускаемых преобразователях частоты свидетельствуют о том, что задача создания экономичных и надежных преобразователей частоты для асинхронных электроприводов на основе полупроводниковых элементов успешно решена. Однако, для качественного регулирования скорости асинхронных электроприводов, необходимы не только надежные и экономичные преобразователи, но и соответствующие им системы автоматического управления, разработка рациональных принципов построения которых представляет собой не менее важную теоретическую и практическую задачу.

Исторически основная задача теории частотного управления заключалась в поиске рациональных соотношений между частотой и амплитудой питающего асинхронный двигатель напряжения.

Впервые данная задача была поставлена М.П. Костенко [6]. Он сформулировал закон регулирования напряжения $u = \varphi(f, M)$ на зажимах статора идеализированного двигателя в статических режимах при регулировании скорости ротора изменением частоты, исходя из условия сохранения неизменного коэффициента статической перегружаемости.

В дальнейшем вопросы рациональных законов частотного управления асинхронным двигателем получили развитие в работах многих видных ученых и наиболее полно систематизированы в трудах А.А. Булгакова [7].

Начальный этап развития теории частотного управления характеризуется стремлением исследователей обеспечить, в первую очередь, требуемое качество статических характеристик путем регулирования напряжения в функции частоты и момента нагрузки.

На этой основе в практике частотного управления сложился определенный подход к созданию систем автоматического управления асинхронными электроприводами, основанный на непосредственной реализации законов регулирования напряжения в функции частоты $u = \varphi(f)$, либо частоты и момента нагрузки $u = \varphi(f, M)$.

Большое распространение получили системы, реализующие пропорциональный закон управления вида $u / f = const$. Регулирование амплитуды и частоты в таких системах осуществляется по разомкнутым циклам.

Иногда, чтобы более точно поддержать соотношение используют замкнутую систему регулирования напряжения [8].

Как показано в [9], системы, реализующие пропорциональный закон частотного управления, не обеспечивают качественных механических характеристик и высоких энергетических показателей электропривода в широком диапазоне изменения частоты выходного напряжения преобразователя и момента нагрузки.

Расширение диапазона регулирования скорости при выполнении требований к статическим характеристикам возможно за счет

непропорционального регулирования напряжения в функции частоты. При этом закон регулирования напряжения находится из условия постоянства критического момента в заданном диапазоне регулирования скорости [9]. Полученный закон реализуется путем введения в канал регулирования напряжения блока нелинейности. В некоторых промышленных системах используется упрощенная аппроксимация закона непропорционального регулирования, обеспечивающая $u / f = const$ при высоких частотах и режим $u = const$ при малых [10].

Дальнейшее улучшение характеристик привода возможно в другом классе законов управления вида $u = \varphi(f, M)$, то есть при регулировании напряжения не только в функции частоты, но и нагрузки. Смысл регулирования напряжения в функции нагрузки заключается в компенсации падений напряжения в элементах схемы замещения двигателя. Заметим, что в упомянутом подходе могут быть реализованы режимы частотного управления с постоянством потокосцепления статора, взаимного потокосцепления статора и ротора, либо потокосцепления ротора [9].

В ряде работ для улучшения статических и динамических характеристик привода предлагается принцип непосредственного управления магнитным потоком. Например фирмой «Siemens» используется схема, в которой частота питания АД пропорциональна управляющему напряжению u_f на входе регулятора. Магнитный поток поддерживается постоянным и равным номинальному. Для измерения магнитного потока, используются датчики Холла. Следует отметить, что динамические режимы систем, реализующих закон $u = \varphi(f, M)$ склонны к колебаниям и нуждаются в соответствующих корректирующих устройствах, которые обеспечивали бы устойчивость и требуемое качество переходных процессов [11].

Стремление учесть влияние нагрузки на характеристики привода привело к разработке систем управления абсолютным скольжением [11].

Достоинство таких систем заключается в том, что они позволяют с определенной точностью воспроизвести законы оптимального управления, улучшить жесткость механических характеристик и расширить диапазон регулирования. Кроме того, использование этих систем дает возможность обойти трудности, связанные с расчетом и непосредственным воспроизведением законов управления вида $u = \varphi(f, M)$.

Возможны варианты построения таких систем с регулированием абсолютного скольжения по отклонению и с регулированием по возмущению.

Системы электропривода с регулированием абсолютного скольжения по отклонению с воздействием на напряжение двигателя обладают невысокими динамическими показателями [11]. Это объясняется прежде всего тем, что при постоянной частоте изменение скольжения возможно лишь за счет изменения скорости, в процессе которого необходимо преодолевать инертность маховых масс привода.

Более перспективными с этой точки зрения являются системы автоматического управления, реализующие принцип регулирования абсолютного скольжения по возмущению с воздействием на частоту выходного напряжения инвертора [12].

При реализации систем с регулируемым абсолютным скольжением возникают трудности, связанные с необходимостью обеспечения высокой точности и быстродействия измерительных и преобразовательных устройств системы регулирования скольжения. Наиболее эффективными в этом аспекте являются дискретные принципы управления.

Приведенный обзор работ, отражающих главным образом, традиционный подход к решению задач частотного управления асинхронным электроприводом, свидетельствует о довольно полном исследовании режимов работы двигателя при различных статических законах управления.

Однако, при создании реальных систем электропривода неизбежно возникает задача обеспечения их устойчивости и требуемого качества переходных процессов. На реальное поведение асинхронных электроприводов

существенное влияние оказывает электромагнитные переходные явления в двигателе и преобразователе частоты, не учёт которых при проектировании системы автоматического управления приводит, как правило, к неудовлетворительным динамическим показателям, а в ряде случаев, к неустойчивой системе.

В настоящее время известен ряд работ, посвященных анализу динамики частотно-регулируемых электроприводов. В одной из наиболее интересных работ в этой области [13] отмеченные вопросы рассматриваются на основе описания системы электропривода линеаризованными дифференциальными уравнениями с применением хорошо развитых в теории автоматического управления частотных методов.

Тем не менее, комплексное решение вопросов статики и динамики, и прежде, всего, задач синтеза частотно-регулируемого электропривода в рамках традиционного подхода и вытекающих из него структур, вследствие сложности и существенной нелинейности объекта управления, оказалось настолько трудоемким и малоэффективным, что на определенном этапе возникла необходимость решения задач автоматического управления асинхронным электроприводами на качественно новой основе, дающей применимые в инженерной практике методы их расчета и проектирования.

Основные принципы такого подхода сформулированы в работах Вейнгер А.М и Шрейнера Р.Т. следующим образом [14, 15]:

1. Синтез систем регулирования на базе более полного математического описания объекта управления, что позволяет учесть влияние электромагнитных явлений на режимы работы асинхронного электропривода.
2. Регулирование комплексных переменных асинхронного двигателя в преобразованной системе координат, в которой эти переменные в установившихся режимах характеризуются постоянными величинами.
3. Рациональный выбор регулируемых переменных, в частности, тока статора, потокосцепления ротора и др.

4. Компенсация внутренних обратных связей объекта управления, которые не могут быть сведены к слабым путем выбора переменных регулирования и преобразования структурной схемы объекта управления, введением советующих обратных связей в систему управления и использование принципов инвариантности регулирования.

5. Использование принципов подчиненного регулирования с последовательной коррекцией, хорошо зарекомендовавших себя в электроприводах постоянного тока.

6. Введение в систему автоматического управления математических моделей элементов объекта, позволяющих воспроизвести значение переменных, трудно поддающихся непосредственному измерению. Развитие этого направления требует широкого использования средств вычислительной техники и связано с определенным усложнением систем регулирования. Однако, при этом открываются возможности уменьшения количества вращающихся и гальванометрических датчиков, что весьма важно для упрощения и удобства эксплуатации и для расширения областей применения частотно-регулируемых асинхронных приводов.

Применение такого подхода привело к созданию высококачественных систем автоматического управления асинхронным электроприводом “Transvekror” [16] и систем прямого управления моментом [17]. Однако исследования в этой области продолжают как по направлению создания новых структур электроприводов, так и методик их проектирования.

1.3 Выводы по главе и постановка задач исследования

В соответствии с вышеизложенным - целью магистерской диссертации является построение векторной системы автоматического управления асинхронным электроприводом с АИН с ШИМ, синтез структуры и расчет параметров автоматического управляющего устройства.

Задачи исследования заключаются в следующем:

1. Выбор рационального математического описания объекта управления и разработка обобщенной функциональной схемы САУ электропривода.
2. Обоснование рациональных путей компенсации (при необходимости) внутренних обратных связей структурной схемы асинхронного двигателя и решение вопросов ориентации координатной системы для регулирования комплексных переменных
3. Разработка структурной схемы САУ электроприводом и синтез автоматического управляющего устройства.
4. Уточненный анализ динамических режимов системы автоматического управления электроприводом, уточнение параметров автоматического управляющего устройства, оценка влияния изменения параметров системы на характер переходных процессов, методами математического моделирования.

2 Математическое описание объекта управления. Обобщенная функциональная схема САУ электроприводом

2.1 Математическое описание преобразователя частоты с АИН с ШИМ

Исходным этапом построения системы автоматического управления асинхронным электроприводом является удобное для анализа и синтеза САУ математическое описание объекта управления.

Основой математического описания является расчетная схема главной цепи электропривода, приведенная на рисунке 2.1.

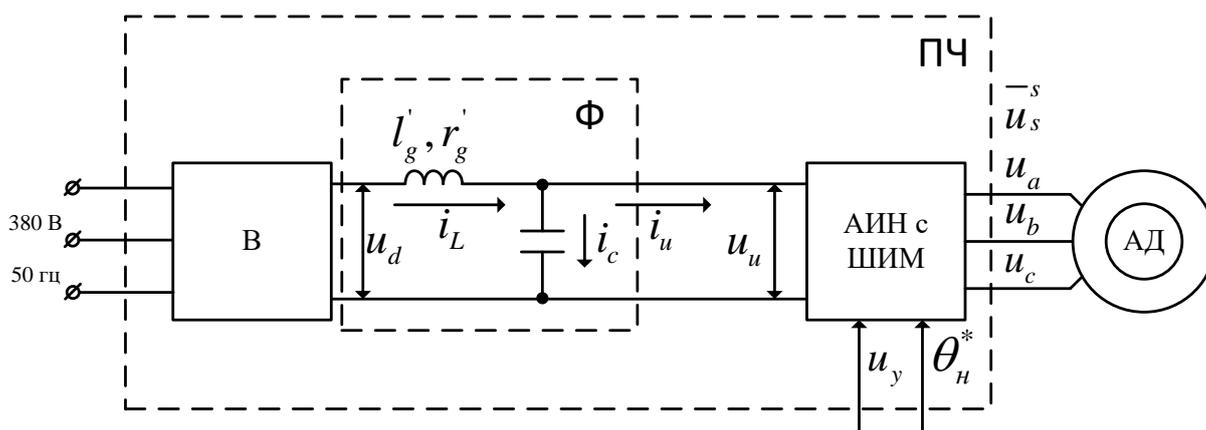


Рисунок 2.1 - Расчетная схема главной цепи электропривода

Как видно, объект управления состоит из преобразователя частоты (ПЧ) и асинхронного двигателя (АД). Преобразователь частоты в свою очередь включает в себя последовательно соединенные трехфазный неуправляемый выпрямитель В, силовой LC – фильтр (Ф) и автономный инвертор напряжения (АИН с ШИМ). Поскольку в ПЧ с АИН с ШИМ управление амплитудой и частотой выходных напряжений $\bar{u}_s^s (u_a, u_b, u_c)$ осуществляется автономным инвертором напряжения (АИН) посредством широтно импульсной модуляции (ШИМ), выпрямитель формирует из трехфазного переменного напряжения сети

постоянное напряжение u_d , которое после фильтрации фильтром Φ поступает на вход питания АИН в виде сигнала u_u . Если пренебречь изменением падения напряжения на элементах выпрямителя и фильтра вследствие изменения входного тока инвертора i_u , то можно принять $u_u = const$. Следовательно, поскольку частота ШИМ на 2-3 порядка выше максимальной частоты гладкой составляющей выходного напряжения АИН, то АИН с ШИМ на уровне гладкой составляющей выходного напряжения можно считать безынерционным звеном, как по каналу регулирования напряжения, так и по каналу регулирования частоты.

Таким образом ПЧ с АИН с ШИМ характеризуется следующими уравнениями:

$$u_s = K \cdot u_y, \quad (2.1)$$

$$\theta_s = \theta_n^*, \quad (2.2)$$

$$\theta_n^* = \int_0^t \omega_s dt, \quad (2.3)$$

где u_y - сигнал управления АИН по каналу задания амплитуды выходного напряжения;

u_s - амплитуда гладкой составляющей выходного напряжения;

θ_s , θ_n^* - сигнал задания аргумента и соответственно аргумент результирующего вектора выходного напряжения АИН;

ω_s - частота гладкой составляющей выходного напряжения АИН;

K - коэффициент передачи АИН по каналу формирования амплитуды напряжения (в относительных единицах $K = 1$).

2.2 Математическое описание асинхронного двигателя и функциональная схема объекта управления

Из известных вариантов записи дифференциальных уравнений, описывающих поведение идеализированного АД [18], наиболее удобной является система уравнений, в которой связь между входным воздействием - напряжением \bar{u}_s , подведенным к обмотке статора и выходными величинами - моментом μ и скоростью вращения ω ротора АД выражается с помощью промежуточных переменных - тока статора \bar{i}_s и потокосцепления ротора $\bar{\psi}_r$ двигателя. Здесь, \bar{u}_s , \bar{i}_s , $\bar{\psi}_r$ - поставленные в соответствие фазным величинам результирующие векторы напряжения, тока, потокосцепления.

При произвольной скорости вращения ω_k координатной системы, в которой результирующие векторы представлены комплексными переменными \bar{u}_s , \bar{i}_s , $\bar{\psi}_r$ эта система уравнений имеет вид:

$$\bar{u}_s = r_s (T_s D \bar{i}_s + \bar{i}_s) + j r_s T_s \omega_k \bar{i}_s + j k_r \omega \bar{\psi}_r - \frac{k_r}{T_r} \bar{\psi}_r, \quad (2.4)$$

$$\bar{i}_s = \frac{1}{k_r r T_r} [T_r D \bar{\psi}_r + \bar{\psi}_r + j T_r (\omega_k - \omega) \bar{\psi}_r], \quad (2.5)$$

$$\mu = k_r \operatorname{Im}[\bar{i}_s \cdot \hat{\psi}_r], \quad (2.6)$$

$$\mu = HD\omega + \mu_c, \quad (2.7)$$

где \bar{u}_s , \bar{i}_s , $\bar{\psi}_r$ - комплексные переменные, отображающие результирующие векторы напряжения статора, тока статора и потокосцепления ротора;

$$\mu = \frac{m}{m_\delta}, \mu_c = \frac{m_c}{m_\delta} - \text{электромагнитный момент двигателя и момент}$$

статического сопротивления;

ω, ω_k - угловые скорости вращения ротора и координатной системы;

$$H = \frac{J}{J_\delta} - \text{суммарный момент инерции системы, приведенный к валу}$$

двигателя;

l_m, l_s, l_r, r_s, r_r - параметры цепей асинхронного двигателя, приведенные к обмотке статора;

$l_\vartheta = (l_s - l_m) + K_r(l_r - l_m)$ - эквивалентная индуктивность рассеяния фазы двигателя;

$r_\vartheta = r_s + K_r^2 r_r$ - эквивалентное активное сопротивление фазы двигателя;

$T_r = \frac{l_r}{r_r}$ - электромагнитная постоянная времени цепи ротора;

$T_\vartheta = \frac{l_\vartheta}{r_\vartheta}$ - электромагнитная постоянная времени главной цепи двигателя;

$K_r = \frac{l_m}{l_r}$ - коэффициент связи ротора.

Для удобства преобразования и анализа уравнения асинхронного двигателя, также как и преобразователя частоты, записаны в относительных единицах. В качестве базовых значений напряжений, токов и потокосцеплений приняты следующие величины [19]:

$u_\delta = u_{smn}$ - амплитудное значение номинального фазного напряжения статора;

$i_\delta = i_{smn}$ - амплитудное значение номинального фазного тока статора;

$\psi_\delta = \frac{u_\delta}{\omega_\delta}$ - амплитудное значение номинального фазного потокосцепления

статора;

где $\omega_\delta = 2\pi f_H$ - номинальное значение угловой частоты напряжения статора двигателя.

Указанное значение ω_δ используется также в качестве базовой величины угловой частоты вращения координатной системы и обобщённых векторов \bar{u}_s , \bar{i}_s , $\bar{\psi}_r$.

Базовое значение угловой скорости вращения ротора $\omega_{\text{ром}\delta} = \frac{\omega_\delta}{z_p}$, где z_p - число пар полюсов двигателя. Базовые величины мощности, времени, электромагнитного момента двигателя, момента инерции системы и угла поворота:

$$P_\delta = \frac{3}{2} U_\delta \cdot i_\delta, \quad t_\delta = \frac{1}{\omega_\delta}, \quad m_\delta = P_\delta \frac{z_p}{\omega_\delta}, \quad J_\delta = \frac{P_\delta z_p^2 \theta_\delta}{\Omega_\delta^3}, \quad \theta_\delta = 1 \text{ рад.}$$

В качестве базовых значений параметров электрических и магнитных цепей преобразователя и двигателя используются:

$$r_\delta = \frac{u_\delta}{i_\delta}, \quad l_\delta = \frac{u_\delta}{\omega_\delta i_\delta}, \quad c_\delta = \frac{i_\delta}{\omega_\delta u_\delta}.$$

Уравнениям (2.1) ÷ (2.6) при $\omega_k = 0$ соответствует функциональная схема объекта управления, изображенная на рисунке. 2.2. Индекс s при комплексных переменных $\bar{u}_y^s, \bar{u}_s^s, \bar{i}_s^s, \bar{\psi}_r^s$ объекта управления обозначает, что они выражены в неподвижной относительно статора, системе координат.

На этой схеме система ПЧ-АД представлена в виде последовательно соединенных звеньев: звена напряжения ЗН, тока ЗТ, потокосцепления ЗПС, момента ЗМ и скорости ЗС.

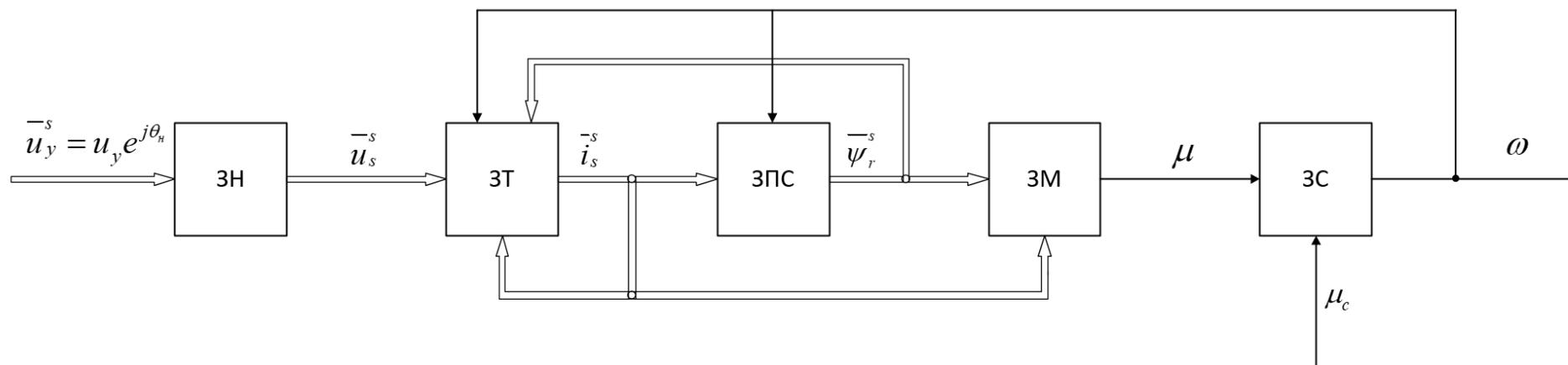


Рисунок 2.2 - Функциональная схема объекта управления при $\omega_k = 0$

Кроме последовательного соединения звеньев на функциональной схеме виден параллельный прямой канал передачи сигнала от звена ЗТ к звену ЗМ, обусловленный структурой уравнения (2.6). Заметим [15], что этот канал может быть исключен из схемы путем подстановки в уравнение (2.6) \bar{i}_s из уравнения (2.5).

Объект управления характеризуется также наличием внутренних обратных связей по току статора \bar{i}_s^s , потокосцеплению $\bar{\psi}_r^s$ и скорости вращения ротора ω , которые должны быть учтены при синтезе САУ. Структурные схемы выделенных звеньев будут рассмотрены в процессе дальнейшего анализа.

Таким образом, система ПЧ-АД, как это следует из уравнений (2.1) ÷ (2.7) и функциональной схемы рисунке. 2.2, представляет собой сложный нелинейный объект управления с внутренними обратными связями между переменными. Тем не менее, возможность рассмотрения его в виде цепи последовательно соединённых звеньев создает необходимые предпосылки для синтеза системы автоматического управления на основе поэтапного решения задачи в соответствии с принципами подчинённого регулирования.

2.3 Обобщенная функциональная схема системы автоматического управления электроприводом

Построение и расчет системы автоматического управления асинхронным электроприводом с автономным инвертором напряжения с ШИМ, как было отмечено, могут быть произведены на базе общей методики синтеза систем подчиненного регулирования, получившей широкое распространение и хорошо зарекомендовавшей себя при проектировании электроприводов постоянного тока.

Вместе с тем, электропривод переменного тока имеет ряд существенных особенностей, которые должны быть учтены при расчете и конструировании

САУ. Одной из таких особенностей является то, что переменные \bar{u}_s^s , \bar{i}_s^s , $\bar{\psi}_r^s$ объекта управления имеют комплексный характер и характеризуются в любое мгновение времени, совокупностью мгновенных значений соответствующих фазных величин u_a , u_b , u_c и т.д. Кроме того, установившиеся режимы работы электропривода характеризуются не постоянными, а периодически изменяющимися во времени значениями этих величин.

Регулирование переменных непосредственно по их мгновенным значениям представляет большие трудности, поэтому в наиболее высококачественных САУ электроприводами переменного тока [14, 20], осуществляется преобразование комплексных переменных и регулирование их не в неподвижной относительно статора АД, а во вращающейся, ориентированной определенным образом, системе координат. При этом комплексные переменные объекта управления преобразуются в постоянные по полезной составляющей в установившемся режиме величины, что значительно облегчает задачу синтеза и упрощает структуры регуляторов САУ.

Ориентацию координатной системы следует осуществлять таким образом, чтобы количество внутренних перекрёстных обратных связей объекта управления было минимальным и они, по возможности, были наиболее слабыми. Так, в работах [16, 21] показано, что, с точки зрения удобства регулирования момента асинхронного двигателя, ориентацию координатной системы наиболее целесообразно осуществлять по направлению вектора потокосцепления ротора. Асинхронный двигатель, в этом случае как объект управления, приобретает свойства близкие к свойствам двигателя постоянного тока.

На рисунке. 2.3. показана функциональная схема САУ электроприводом, построенная с учетом структуры объекта управления при регулировании комплексных переменных в системе координат, ориентированной по вектору потокосцепления ротора. Эта система представляет совокупность последовательно подчиненных систем регулирования тока статора \bar{i}_s^s ,

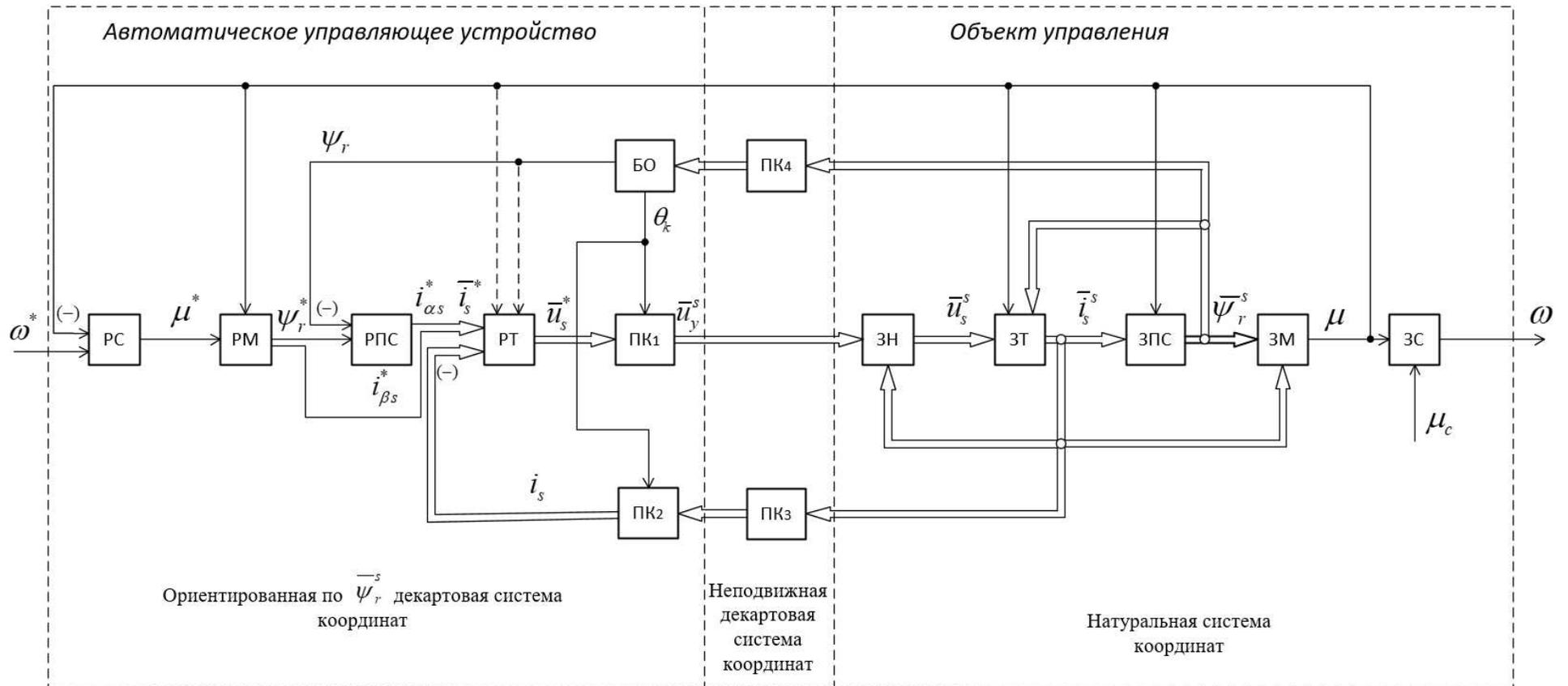


Рисунок 2.3 - Исходная функциональная схема САУ асинхронным электроприводом

потокосцепления ротора $\overline{\psi}_r^s$, электромагнитного момента μ и скорости ω двигателя. Внутренней является система регулирования тока \overline{i}_s^s , выполнена замкнутой с регулированием по отклонению. Структура регулятора РТ, формирующего управляющее воздействие \overline{u}_y на звено напряжения, должна выбираться с учетом структуры звена тока АД.

Следует отметить, что для обеспечения высокого качества процессов регулирования напряжения и тока статора в структурной схеме регулятора РТ должна быть предусмотрена прямая, либо косвенная, компенсация внутренних обратных связей объекта управления. Соответствующие компенсирующие связи показаны на рисунке 2.3. штриховыми линиями.

Система регулирования потокосцепления не является обязательной, и предусмотрена для электроприводов, требующих регулирования скорости двигателя путем ослабления поля. Она также выполняется замкнутой с регулированием по отклонению. Регулятор РПС вырабатывает управляющее воздействие $\overline{i}_{\alpha s}^*$, поддерживающее заданное значение потокосцепления ротора.

Систему регулирования момента целесообразно выполнять разомкнутой. Регулятор момента формирует сигнал задания $\overline{\psi}_r^*$ в функции скорости (до основной скорости задание постоянно, выше основной уменьшается) и сигнал задания проекции тока статора $\overline{i}_{\beta s}^*$, определяющей при заданном $\overline{\psi}_r$ электромагнитный момент двигателя.

Внешней (главной) является система регулирования скорости, которую наиболее целесообразно выполнять замкнутой с регулированием по отклонению. На выходе регулятора скорости формируется сигнал задания момента μ^* в функции сигнала ошибки $\Delta\omega = \omega^* - \omega$.

2.4 Выводы по главе

1. Математическое описание и функциональная схема характеризуют систему «Преобразователь частоты с АИН с ШИМ – асинхронный двигатель» как сложный нелинейный объект управления.
2. Представление объекта управления рядом последовательно соединенных звеньев создает необходимые предпосылки для синтеза системы автоматического управления на основе поэтапного решения задачи в соответствии с принципами подчиненного регулирования.
3. Разработанное математическое описание объекта управления и функциональная схема САУ электроприводом позволяют осуществить синтез регуляторов автоматического управляющего устройства на базе общей методики проектирования систем подчиненного регулирования переменных с последовательной коррекцией.

3 Синтез системы автоматического управления асинхронным электроприводом с автономным инвертором напряжения с ШИМ

3.1 Исходные замечания

Важным этапом разработки САУ электроприводом является приближенный синтез регуляторов, осуществляемый на основе определенной идеализации объекта управления. Структурная схема системы автоматического управления, полученная на этом этапе, позволяет произвести уточненный анализ и корректировку найденного решения методами математического или физического моделирования. В результате определяются исходные данные для конструктивных расчетов и аппаратной реализации САУ.

При выборе структуры подчиненного регулирования с последовательной коррекцией на этапе приближенного синтеза последовательно решаются задачи синтеза регуляторов автоматического управляющего устройства.

В предыдущей главе приведено математическое описание объекта управления в наиболее общем виде.

Прежде чем приступить непосредственно к синтезу регуляторов необходимо конкретизировать это описание с учётом особенностей рассмотренной функциональной схемы САУ электроприводом.

Уравнения преобразователя частоты (2.1) - (2.3) в декартовой системе координат имеет вид:

$$u_{\alpha s} = u_{\alpha y}, \quad (3.1)$$

$$u_{\beta s} = u_{\beta y}. \quad (3.2)$$

Асинхронный двигатель в декартовой системе координат, ориентированный по вектору потокосцепления ротора ($\psi_{\alpha r} = \psi_r$, $\psi_{\beta r} = 0$)

системе координат описывается следующей системой дифференциальных уравнений:

$$u_{\alpha s} = r_{\vartheta} (T_{\vartheta} D i_{\alpha s} + i_{\alpha s}) - r_{\vartheta} T_{\vartheta} \omega_k i_{\beta s} - \frac{K_r}{T_r} \psi_r, \quad (3.3)$$

$$u_{\beta s} = r_{\vartheta} (T_{\vartheta} D i_{\beta s} + i_{\beta s}) - r_{\vartheta} T_{\vartheta} \omega_k i_{\alpha s} + K_r \omega \psi_r, \quad (3.4)$$

$$i_{\alpha s} = \frac{1}{K_r r_r T_r} [T_r D \psi_r + \psi_r], \quad (3.5)$$

$$i_{\beta s} = \frac{1}{K_r r_r T_r} [T_r (\omega_k - \omega) \psi_r], \quad (3.6)$$

$$\mu = K_r [\psi_r \cdot i_{\beta s}], \quad (3.7)$$

$$\mu = HD\omega + \mu_c. \quad (3.8)$$

Индексы α , β при переменных поясняют, что последние являются проекциями соответствующих векторов на мнимую α и действительную β оси системы координат.

3.2 Система регулирования тока статора

Как видно из функциональной схемы САУ электроприводом на рисунке 2.3, объект управления в системе регулирования вектора тока состоит из звена напряжения и звена тока. Структурная схема системы регулирования тока изображена на рисунке 3.1.

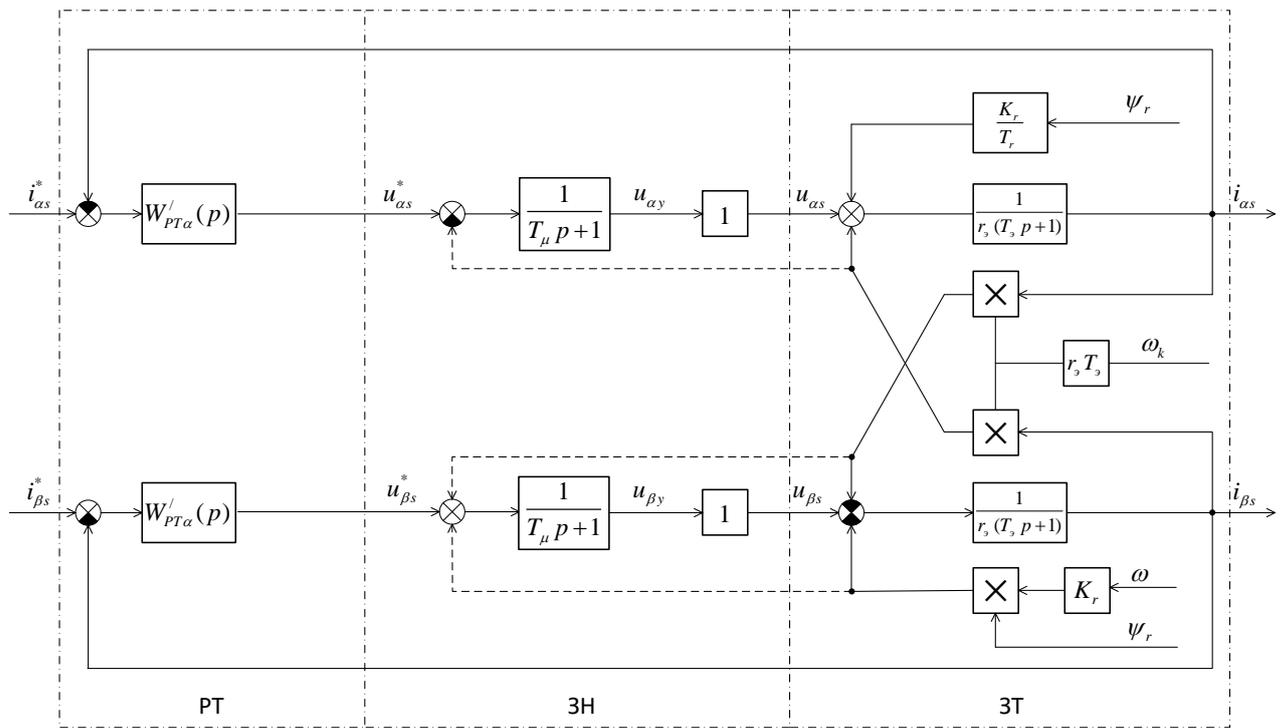


Рисунок 3.1 - Исходная структурная схема системы регулирования тока

Звено напряжения согласно уравнениям (3.1), (3.2) в каждом канале здесь представлено безынерционным динамическим звеном.

С целью обеспечения помехозащищенности системы на входах этих звеньев включены апериодические звенья с малой некомпенсируемой постоянной времени τ_μ .

Звено тока на основании уравнений (3.3), (3.4) представлено как нелинейная двумерная система, состоящая из двух однотипных линейных инерционных звеньев с передаточной функцией

$$W_s(p) = \frac{1}{r_s(T_s p + 1)}, \quad (3.9)$$

охваченных нелинейными перекрестными связями, содержащими блоки перемножения переменных. Помимо перекрёстных связей по проекциям вектора тока, в канале "α" на входе звена (3.9) действует внутренняя обратная связь

объекта управления по ψ_r , а в канале " β " обратная связь по ЭДС вращения двигателя.

В работах [20, 22, 23] показано, что в отличие от электроприводов постоянного тока, где влиянием обратной связи по ЭДС при определенных соотношениях постоянных времени объекта управления можно пренебречь [24], в электроприводах переменного тока принципиально необходим учет этого фактора при синтезе регулятора тока.

Моделирование САУ асинхронным электроприводом, подтвердило необходимость учета влияния ЭДС и выявило существенное влияние перекрестных обратных связей звена тока на процессы регулирования переменных объекта управления. Влияние этих связей тем больше, чем выше скорость вращения двигателя.

В работах [16, 20, 21] рассмотрены системы регулирования тока, в которых формирование сигнала компенсирующего влияния ЭДС вращения двигателя осуществляется из сигналов, пропорциональных модулю вектора потокосцепления ротора и скорости вращения двигателя. Формирование сигналов компенсации перекрестных связей по току осуществляется либо из выходных сигналов регуляторов тока и скорости, либо из проекций вектора тока и скорости.

Синтез регуляторов проекций вектора тока, при условии компенсации влияния внутренних связей объекта управления, не вызывает затруднений и проводится по типовой методике проектирования систем подчиненного регулирования [24, 25, 26].

Так, для случая оптимизации по модульному оптимуму передаточные функции регуляторов тока имеют вид:

$$W_{PT\alpha}(p) = \frac{u_{\alpha s}^*(p)}{i_{\alpha s}^*(p)} = \frac{r_{\alpha} (T_{\alpha} p + 1)}{2T_{\mu} p}; \quad (3.10)$$

$$W_{PT\beta}(p) = \frac{u_{\beta s}^*(p)}{i_{\beta s}^*(p)} = \frac{r_s (T_s p + 1)}{2T_\mu p}. \quad (3.11)$$

Передаточные функции замкнутых систем регулирования проекций вектора тока статора характеризуются выражениями:

$$G_{T\alpha}(p) = \frac{i_{\alpha s}(p)}{i_{\alpha s}^*(p)} = \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1) + 1}; \quad (3.12)$$

$$G_{T\beta}(p) = \frac{i_{\beta s}(p)}{i_{\beta s}^*(p)} = \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1) + 1}; \quad (3.13)$$

Пренебрегая в (3.12), (3.13) членом, содержащим p^2 , в процессе дальнейшего анализа и синтеза будем использовать приближенное выражение:

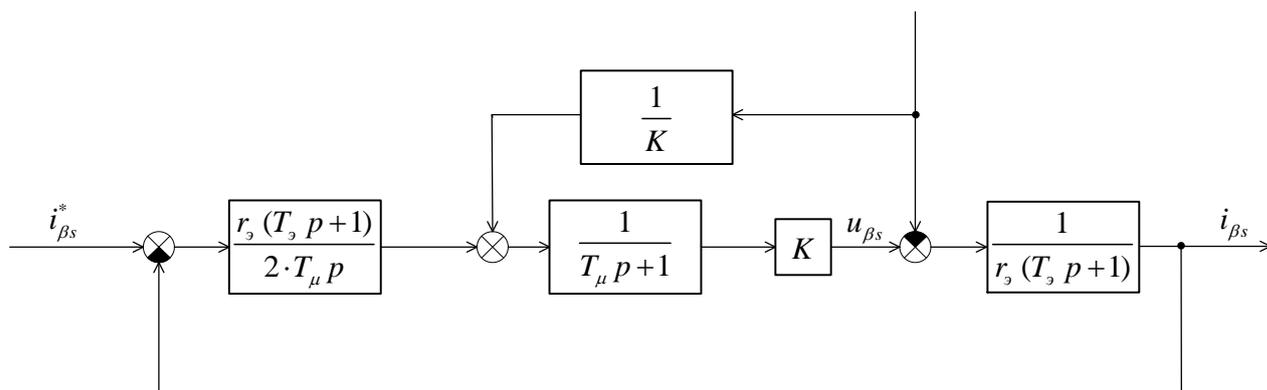
$$G_{T\alpha}(p) = G_{T\beta}(p) = G_T(p) \approx \frac{1}{T_T p + 1}. \quad (3.14)$$

где $T_T = 2T_\mu$

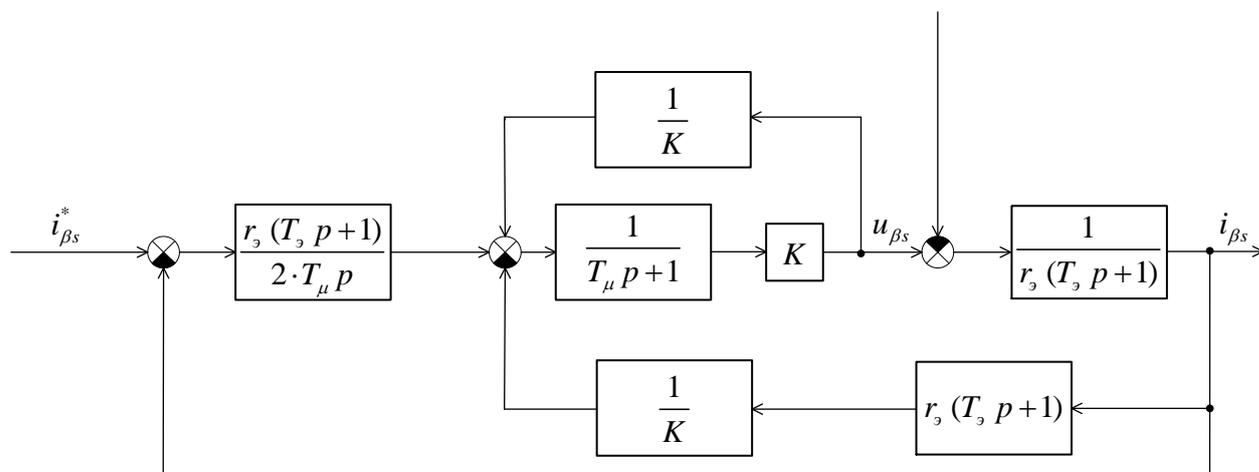
Возможны варианты построения систем регулирования тока, не требующих применения для компенсации влияния внутренних обратных датчиков, встроенных в двигатель и устройств перемножения. Один из таких вариантов рассмотрен в [27]. Представляет также интерес другой вариант построения САР тока, не требующий применения датчиков, встроенных в двигатель и блоков перемножения [28, 29]. Этот вариант может быть получен использованием принципа компенсации возмущений для синтеза системы регулирования проекций вектора тока.

Каждый из каналов регулирования проекций вектора тока представляем структурной схемой, показанной на рисунке 3.2а, рассматривая суммарный сигнал внутренних связей на входах звена (3.9), как возмущающее воздействие.

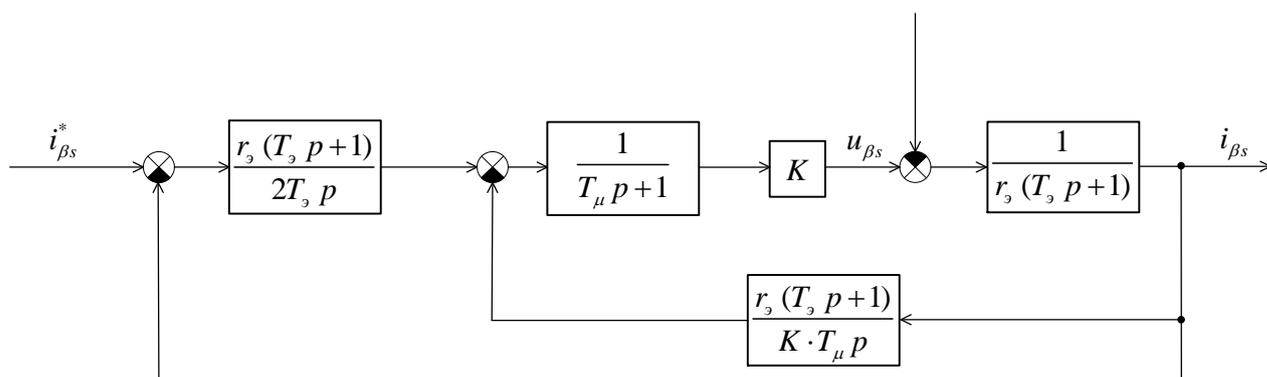
Путем эквивалентных структурных преобразований, поясненных рисунками 3.2б, в эта структурная схема приводится к виду, показанному на рисунке 3.2г.



а



б



в

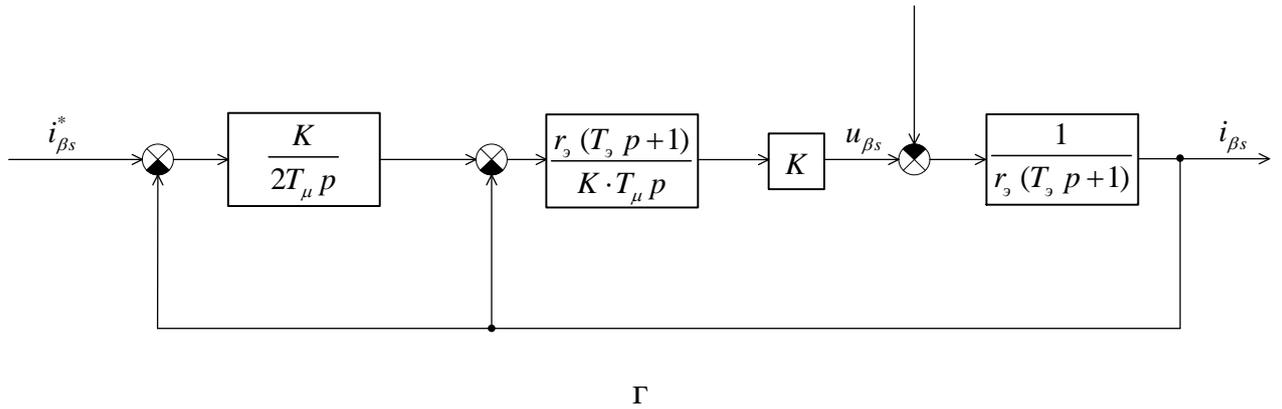


Рисунок 3.2 - Этапы преобразования структурной схемы системы регулирования проекции вектора тока статора

Передаточная функция регулятора внутреннего контура тока:

$$W_{PT1} = \frac{r_s (T_s p + 1)}{K \cdot T_\mu p}, \quad (3.15)$$

и соответственно внешнего контура:

$$W_{PT2} = \frac{K}{2T_\mu p}. \quad (3.16)$$

В результате получена двухканальная двухконтурная система регулирования вектора тока АД, не содержащая в явном виде компенсирующих связей с простыми для реализации структурами внешнего и внутреннего регуляторов (рисунок 3.3).

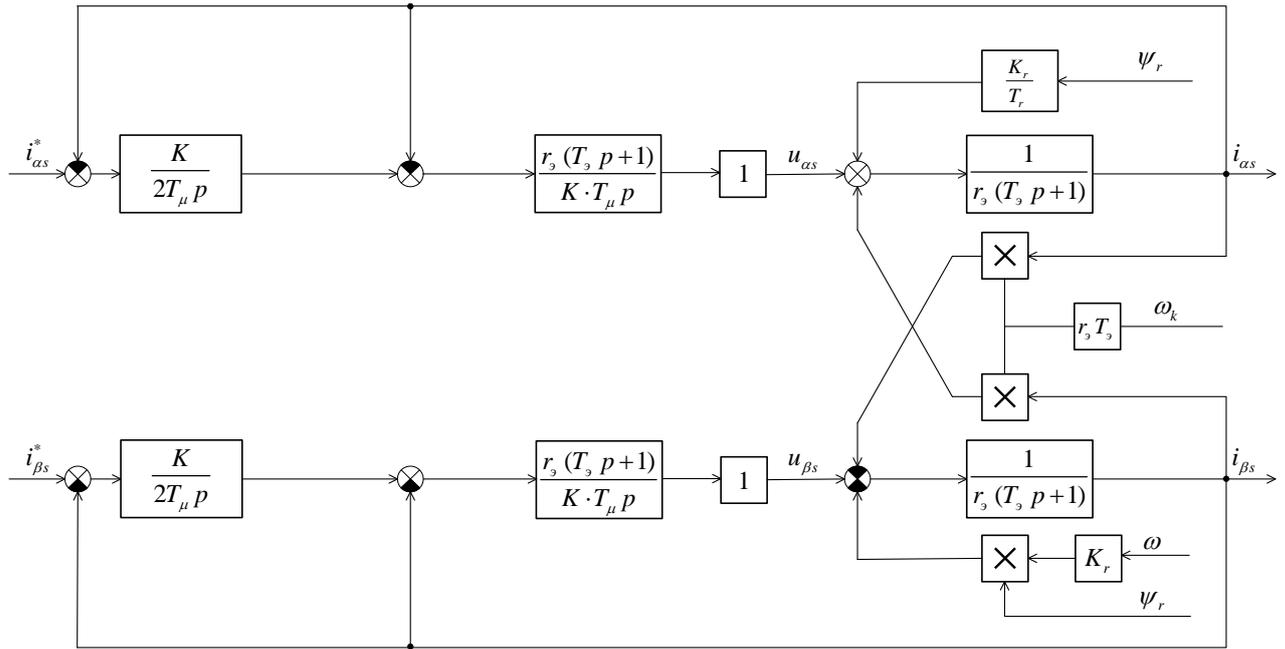


Рисунок 3.3 - Структурная схема САР вектора тока.

3.3 Системы регулирования потокосцепления и скорости

Элементами объекта регулирования САР потокосцепления является система регулирования тока и звено потокосцепления ЗПС. На рисунке 3.4 показана структурная схема системы регулирования потокосцепления, представленная в ориентированной по ψ_r^s системе координат.

На этой схеме передаточная функция звена потокосцепления с учетом (3.5) имеет вид:

$$W_r(p) = \frac{\psi_r}{i_{\alpha s}} = \frac{K_r r_r T_r}{T_r p + 1}, \quad (3.17)$$

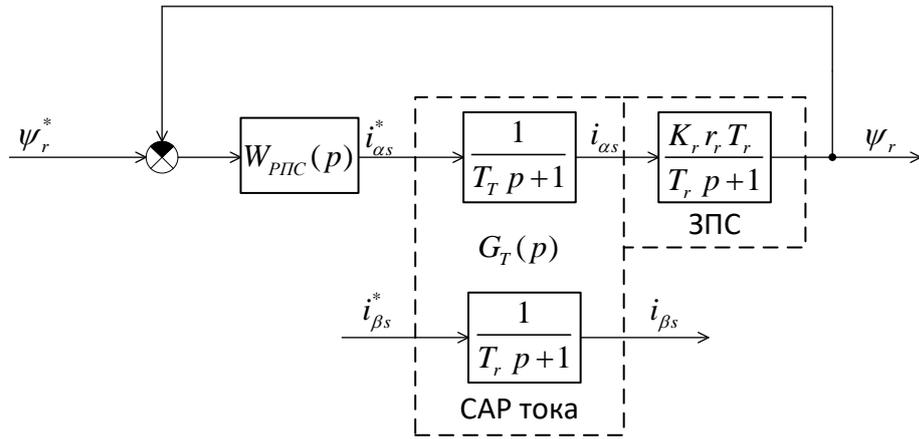


Рисунок 3.4 - Структурная схема системы регулирования потокосцепления ротора.

а передаточная функция контура регулирования тока в соответствии с (3.14):

$$G_T(p) = \frac{i_{\beta s}}{i_{\beta s}^*} = \frac{i_{\alpha s}}{i_{\alpha s}^*} = \frac{1}{T_T p + 1}, \quad (3.18)$$

Выбирая желаемую передаточную функцию разомкнутой системы регулирования потокосцепления, соответствующей модульному оптимуму

$$W_{ЖПС}(p) = \frac{1}{2T_T p(T_T p + 1)}, \quad (3.19)$$

находим передаточную функцию регулятора потокосцепления

$$W_{ПИС}(p) = \frac{W_{ЖПС}(p)}{G_T(p)W_r(p)} = \frac{T_r p + 1}{K_r T_r r_r 2T_T p}, \quad (3.20)$$

Передаточная функция замкнутой системы регулирования потокосцепления с учетом (3.17) имеет вид:

$$W_{\omega}(p) = \frac{\omega(p)}{\mu(p)} = \frac{1}{Hp}. \quad (3.23)$$

Регулятор момента состоит из функционального блока ФБ1, с помощью которого формируется сигнал задания потокосцепления ψ_r^* в функции скорости ω .

Характеристика блока ФБ1 описывается следующими выражениями:

$$\psi_r^* = \begin{cases} \psi_{rH} = const, & \text{при } \omega \leq \omega_H \\ \frac{\omega_H \psi_{rH}}{\omega}, & \text{при } \omega > \omega_H \end{cases}, \quad (3.24)$$

что обеспечивает двузонное регулирование скорости.

Для обеспечения инвариантности системы регулирования скорости к изменению потокосцепления в структурной схеме регулятора момента предусмотрено делительное устройство, реализующее следующую взаимосвязь между сигналом задания момента μ^* и сигналом задания проекции вектора тока $i_{\beta s}^*$:

$$i_{\beta s}^* = \frac{\mu^*}{K_r \psi_r^*},$$

В соответствии с изложенным передаточная функция системы регулирования момента характеризуется выражением:

$$G_{\mu}(p) = \frac{\mu(p)}{\mu_*(p)} = G_T(p), \quad (3.25)$$

На основании передаточных функций системы регулирования момента (3.21) и звена скорости (3.20), можно определить передаточную функцию регулятора скорости.

Для случая модульного оптимума передаточная функция регулятора скорости имеет вид:

$$W_{pc}(p) = \frac{W_{жс}(p)}{G_{\mu}(p)W_{\omega}(p)} = \frac{H}{2T_T}, \quad (3.26)$$

где желаемая передаточная функция разомкнутой системы регулирования скорости

$$W_{жс}(p) = \frac{1}{2T_T p(T_T + 1)}.$$

В заключение следует отметить, что рассмотренная САУ может применяться не только для регулирования скорости, но и в позиционных электроприводах при соответствующем дополнении её контуром регулирования положения.

3.4 Блок ориентации

Одной из основных предпосылок к проводимому синтезу САУ асинхронным электроприводом с АИН является представление объекта управления в ориентированной по вектору потокосцепления ротора системе координат. Это обеспечивается, как показано на рисунке 2.3, включением на его вход и каналы обратных связей системы автоматического управления устройств преобразования координат ПК₁-ПК₄.

ПК₁ преобразует вектор управления инвертором \bar{u}_s^* из координатной системы ориентированной по потокосцеплению ротора (сигналы \bar{u}_{xs}^* , \bar{u}_{ys}^*) в неподвижную относительно статора АД систему координат (сигналы $\bar{u}_{\alpha s}^*$, $\bar{u}_{\beta s}^*$):

$$\bar{u}_{\alpha s}^* = \bar{u}_{xs}^* \cos \theta_k - \bar{u}_{ys}^* \sin \theta_k, \quad (3.27)$$

$$\bar{u}_{\beta s}^* = \bar{u}_{xs}^* \sin \theta_k + \bar{u}_{ys}^* \cos \theta_k. \quad (3.28)$$

В дальнейшем эти сигналы системой управления АИН используются для формирования сигналов

$$\bar{u}_a^* = \bar{u}_{\alpha s}^*, \quad (3.29)$$

$$\bar{u}_b^* = -\frac{1}{2}(\bar{u}_{\alpha s}^* + \sqrt{3} \cdot \bar{u}_{\beta s}^*), \quad (3.30)$$

$$\bar{u}_c^* = -\frac{1}{2}(\bar{u}_{\alpha s}^* - \sqrt{3} \cdot \bar{u}_{\beta s}^*), \quad (3.31)$$

формирующих фазные выходные напряжения u_a , u_b , u_c автономного инвертора.

ПК₂ трансформирует результирующий вектор тока статора АД \bar{i}_s из неподвижной декартовой, в ориентированную по ψ_r , систему координат:

$$\bar{i}_{xs} = \bar{i}_{\alpha s} \cos \theta_k + \bar{i}_{\beta s} \sin \theta_k, \quad (3.32)$$

$$\bar{i}_{ys} = \bar{i}_{\alpha s} \sin \theta_k + \bar{i}_{\beta s} \cos \theta_k. \quad (3.33)$$

Преобразователи ПК₃ и ПК₄ трансформируют из натуральной трехфазной системы координат в неподвижную декартову, соответственно результирующий вектор тока статора \bar{i}_s :

$$i_{\alpha s} = i_a, \quad (3.34)$$

$$i_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_c - i_b), \quad (3.35)$$

и результирующий вектор потокосцепления в воздушном зазоре электрической машины $\bar{\psi}_{rs}$:

$$\psi_{\alpha rs} = \psi_{ars}, \quad (3.36)$$

$$\psi_{\beta rs} = \frac{1}{\sqrt{3}}(\psi_{crs} - \psi_{brs}). \quad (3.37)$$

Формирование необходимых по условиям ориентации ($\psi_{ar} = \psi_r$, $\psi_{br} = 0$) сигналов управления преобразователями координат $\sin \theta$, $\cos \theta$ и модуля ψ_r результирующего вектора потокосцепления ротора осуществляется блоком ориентации (БО). Выбор рациональной структуры блока ориентации является важным этапом проектирование рассматриваемой САУ асинхронным электроприводом, так как от этого в значительной мере зависит сложность, эксплуатационные характеристики системы регулирования и необходимое количество датчиков.

Один из возможных способов ориентации системы координат по вектору потокосцепления ротора рассмотрен в работах [16, 21]. Сущность подхода, изложенного в этих работах, заключается в измерении угла поворота обобщенного вектора потокосцепления в зазоре машины относительно статора с

помощью датчиков потокосцепления. Блок ориентации в этом случае представляет собой систему, состоящую из встроенных в двигатель датчиков потока, с помощью которых измеряются мгновенные значения фазных потокосцеплений в воздушном зазоре АД, координатного преобразователя потока, включающий в себя вычислитель потокосцепления ротора, и векторного фильтра(ВФ). На выходах векторного фильтра формируются синусоидальные функции $\sin \theta_r$, $\cos \theta_r$, характеризующие угол поворота вектора потокосцепления ротора относительно статора, и сигнал ψ_r , пропорциональный модулю потокосцепления ротора.

Связь указанного блока ориентации с элементами САУ электроприводом показана на рисунке 3.6.

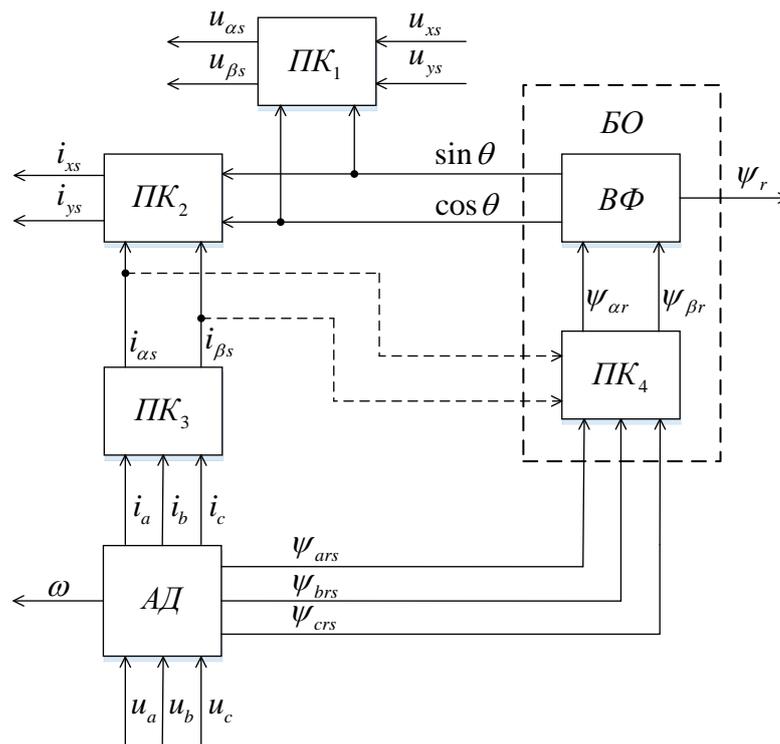


Рисунок 3.6 - Функциональная схема узла САУ с блоком ориентации.

К недостаткам такой системы ориентации следует отнести ее сложность и необходимость применения встроенных в двигатель датчиков потока.

В работах [21, 30] изложены теоретические предпосылки, а в работе [31] предложена структурная реализация, другого подхода к построению блока ориентации, в соответствии с которым, задача ориентации координатной системы решается на основе моделирования дифференциальных уравнений звена потокосцепления АД. При этом исключаются встроенные в двигатель датчики потока. Однако возникает необходимость в установке на валу двигателя высокоточного датчика скорости и использование высокоточного вычислителя. Качество ориентации по $\bar{\psi}_r$ при этом обусловлено точностью математической модели звена потокосцепления.

С учётом вышеизложенного нами принят вариант построения блока ориентации предложенный в [16, 21].

Как отмечалось ранее преобразователь ПК₄ в этом случае не только реализует соотношения (3.36), (3.37), но и вычисляет координаты $\psi_{\alpha r}$, $\psi_{\beta r}$ вектора потокосцепления ротора $\bar{\psi}_r$ в неподвижной декартовой системе координат.

В основу построения вычислителя $\psi_{\alpha r}$, $\psi_{\beta r}$ положено векторное уравнение связи потокосцепления ротора с токами статора и ротора:

$$\bar{\psi}_r = L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s, \quad (3.38)$$

Определяемое T – образной схемой замещения АД, уравнение связи между токами статора, ротора и током намагничивания:

$$\bar{i}_r = \bar{i}_s - \bar{i}_m, \quad (3.39)$$

Связь потокосцепления в воздушном зазоре с током намагничивания:

$$\bar{\psi}_{\epsilon 3} = \bar{\psi}_m = L_m \bar{i}_m. \quad (3.40)$$

Вычислив, с помощью уравнения (3.40), ток \bar{i}_m , подставим его в уравнение (3.39). Полученное в результате выражение для тока \bar{i}_r подставим в уравнение (3.38).

Помня, что $L_s - L_m = L_{\sigma r}$, после несложных преобразований получим векторное уравнение вычислителя $\bar{\psi}_r$:

$$\bar{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \bar{\psi}_m + L_{\sigma r} \bar{i}_s. \quad (3.41)$$

В скалярной форме уравнения вычисления декартовых координат $\psi_{\alpha r}$, $\psi_{\beta r}$ этого вектора имеют вид:

$$\psi_{\alpha r} = \frac{L_r}{L_m} \psi_{\alpha \epsilon 3} + L_{\sigma r} i_{\alpha s}, \quad (3.42)$$

$$\psi_{\beta r} = \frac{L_r}{L_m} \psi_{\beta \epsilon 3} + L_{\sigma r} i_{\beta s}. \quad (3.43)$$

Для пояснения принципа построения векторного фильтра, представим декартовы координаты вектора $\bar{\psi}_r$ в тригонометрической форме:

$$\psi_{\alpha r} = \psi_r \cos \theta, \quad (3.44)$$

$$\psi_{\beta r} = \psi_r \sin \theta. \quad (3.45)$$

где ψ_r , θ - модуль и соответственно аргумент результирующего вектора потокосцепления ротора.

Как известно, комплексная форма представления этого вектора имеет вид:

$$\bar{\psi}_r = \psi_r \cos \theta + j\psi_r \sin \theta. \quad (3.46)$$

Введем в рассмотрение некий единичный представленный в комплексной форме вектор:

$$\bar{1} = \cos \theta' - j \sin \theta'. \quad (3.46)$$

Перемножим эти векторы:

$$\begin{aligned} \bar{\psi}_r \cdot \bar{1} &= (\psi_r \cos \theta + j\psi_r \sin \theta) \cdot (\cos \theta' - j \sin \theta') = \\ &= \psi_r (\cos \theta \cos \theta' + \sin \theta \sin \theta') + j\psi_r (\cos \theta' \sin \theta - \sin \theta' \cos \theta). \end{aligned}$$

С учетом соотношений (3.44), (3.45) вещественную и мнимую часть последнего выражения можно записать в следующей эквивалентной тригонометрической форме:

$$\begin{aligned} \psi_r (\cos \theta \cos \theta' + \sin \theta \sin \theta') &= \psi_{\alpha r} \cos \theta' + \psi_{\beta r} \sin \theta' = \psi_r \cos(\theta - \theta'), \\ \psi_r (\cos \theta' \sin \theta - \sin \theta' \cos \theta) &= \psi_{\beta r} \cos \theta' - \psi_{\alpha r} \sin \theta' = \psi_r \sin(\theta - \theta'). \end{aligned}$$

Очевидно, что при значении θ' стремящейся к θ , значение верхнего уравнения будет стремиться к ψ_r , а нижнего к нулю.

Следовательно векторный фильтр (ВФ) необходимо строить как представленную на рисунке 3.7 следящую систему с пропорционально – интегральным регулятором на вход которого поступает сигнал $\varepsilon = \psi_r \sin(\theta - \theta')$, а на выходе формируется непрерывно изменяющийся, до тех пор пока не будет обеспечено условие $\varepsilon = 0$, сигнал θ' при этом будет иметь $\psi_r \cos(\theta - \theta') = \psi_r$.

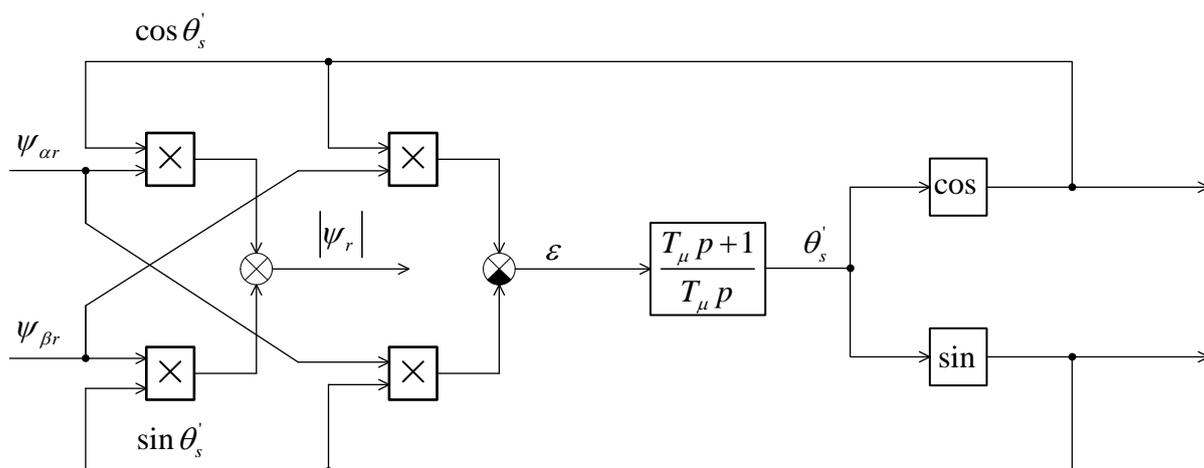


Рисунок 3.7 – Структурная схема векторного фильтра.

3.5 Развернутая структурная схема САУ электропривода

Развернутая структурная схема САУ электроприводом, разработанная на основе вышеизложенных положений и функциональной схемы рисунке 2.3, представлена на рисунке 3.8. На этой схеме выделены штриховыми линиями объект управления и элементы автоматического управляющего устройства, относящиеся к системе регулирования тока, потокосцепления, момента и скорости.

Выходным сигналом автоматического управляющего устройства является обобщенный управляющий вектор \bar{u}_y^* , характеризующийся координатами \bar{u}_{xs}^* и \bar{u}_{ys}^* поступающими на ПК₁ и далее на вход преобразователя частоты. Указанный вектор формируется автоматическим управляющим устройством на основе

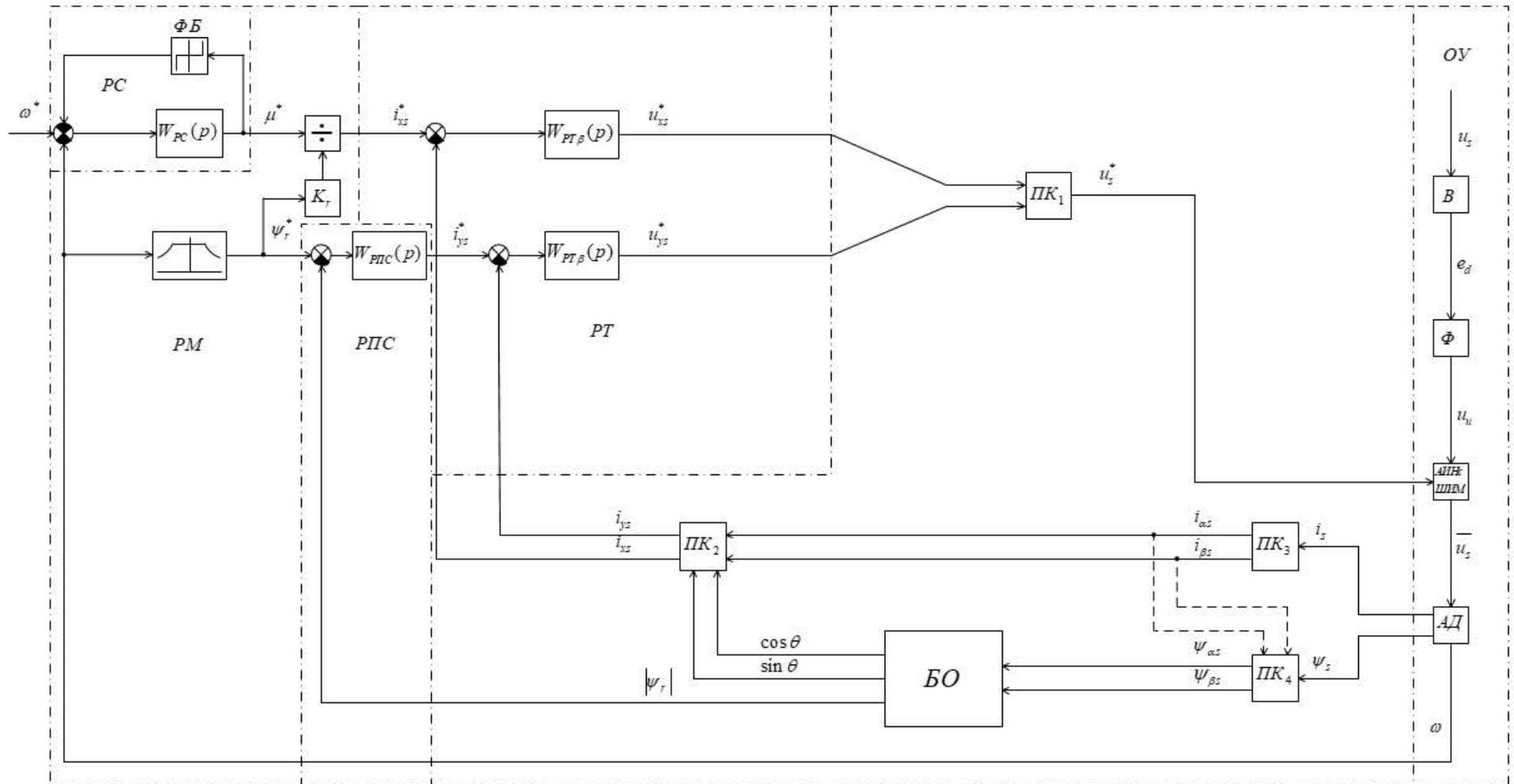


Рисунок 3.8 - Развернутая функциональная схема САУ асинхронным электроприводом.

переработки информации о заданном значении главной регулируемой координаты (скорости ω^*) и о состоянии управляемого объекта, поступающей по каналам обратных связей. Сигналами обратных связей являются проекции тока \bar{i}_s^s на оси ориентированной по $\bar{\psi}_r^s$ системы координат и скорость двигателя ω . Для формирования этих сигналов нужны соответствующие датчики.

Датчиком проекций вектора тока является преобразователь координат ПК₂, на вход которого поступают сигналы, пропорциональные мгновенным значениям фазных токов статора АД.

Датчик скорости должен обладать высокой линейностью и стабильностью характеристики.

Ограничение электромагнитного момента и тока статора АД в процессе регулирования скорости достигается с помощью ограничения сигнала задания момента μ^* , формируемого на выходе регулятора скорости. Для этого в цепь обратной связи регулятора скорости включается нелинейный блок ФБ, характеристика которого показана на рисунке 3.8. С помощью этого блока обеспечивается «экскаваторная» статическая характеристика электропривода, аналогичная характеристикам вентильных электроприводов постоянного тока с системой подчиненного регулирования. Жесткость рабочего участка статической характеристики и динамические качества системы регулирования скорости при различных вариантах ее настройки определяется соотношениями приведёнными в [24, 25, 26, 32]. Регуляторы потокосцепления и момента выполнены в соответствии со структурными схемами рисунок 3.4 и 3.5 и обеспечивают постоянство потокосцепления ротора двигателя на скоростях ниже граничной и постоянство э.д.с. вращения, при инвариантности системы регулирования скорости к изменениям ψ_r , на скоростях выше граничной. Это обеспечивается функциональным блоком ФБ₁, построенным в соответствии с выражением (3.25) и устройством деления. На выходах регуляторов

потокосцепления и момента формируются, соответственно, сигналы задания проекции i_{xs}^* и i_{ys}^* вектора тока статора в системе координат, ориентированной по ψ_r .

Формирование координатных функций $\cos \theta$, $\sin \theta$ осуществляемое блоком ориентации, обеспечивает регулирование вектора тока статора и вектора потокосцепления ротора в ориентированной по $\bar{\psi}_r^s$ системе координат.

На рисунке 3.8 показан вариант регулятора тока РТ, соответствующий стандартной методике его расчета.

В заключение следует отметить, что структуры регуляторов получены для случая единичных обратных связей по переменным. При проектировании реальной САУ электроприводом в передаточных функциях регуляторов должны быть учтены коэффициенты передачи соответствующих датчиков.

3.6 Выводы по главе

1. Использование общей методистики проектирования систем подчиненного регулирования с последовательной коррекцией с учетом особенностей объекта управления приводит к многоконтурной системе, содержащей контуры регулирования проекций вектора тока статора, потокосцепления ротора, электромагнитного момента и скорости двигателя.

2. Рассмотренный в работе подход позволяет получить простые по структуре и реализации регуляторы автоматического управляющего устройства, не требующие применения для компенсации внутренних обратных связей объекта управления множительных устройств и компенсирующих положительных связей.

3. Примененная система ориентации позволяет при создании САУ асинхронным электроприводом обеспечить широкий диапазон регулирования скорости при высоком качестве динамических режимов.

4. Синтез САУ электроприводом осуществлён при представлении ПЧ, линейным без инерционным звеном.

5. Полученные в главе результаты основаны на определенной идеализации объекта управления и ряде допущений, принятых в процедуре синтеза, в связи с чем представляется целесообразным проведение дополнительных исследований и проверка работоспособности синтезированной системы методами математического моделирования.

4 Моделирование и анализ САУ электроприводом

4.1 Описание структурной схемы модели САУ

Структурная схема модели САУ частотноуправляемом асинхронном электроприводе выполнена в двух вариантах рисунок 4.1 и рисунок 4.2.

Структурная схема рисунок 4.1 характеризуется тем, что контуры регулирования проекции вектора тока рассчитаны по стандартной методике проектирования систем подчиненного регулирования без учета влияния перекрестных связей и э.д.с. вращения ротора.

Во втором варианте (рисунок 4.2) при определении структур регуляторов тока учтено и компенсировано влияние внутренних перекрёстных обратных связей звена тока и э.д.с. вращения двигателя согласно рассмотренной в разделе 3.2 методики.

Особенностью структурных схем моделей является то, что модель асинхронного двигателя здесь выполнена в неподвижной декартовой системе координат (система α, β). Это позволило исключить в них преобразователи координат ПК₃ и ПК₄ векторных переменных $\bar{\psi}_r$ и \bar{i}_s из натуральной неподвижной трёхфазной системы координат в неподвижную декартову.

Вследствие того что процессы в объекте управления описаны на уровне гладких составляющих переменных состояния и имеется возможность в модели непосредственно наблюдать координаты $\psi_{\alpha r}, \psi_{\beta r}$ вектора потокосцепления ротора $\bar{\psi}_r$, блок ориентации здесь реализован в упрощенном варианте согласно уравнениям:

$$\psi_r = \sqrt{\psi_{\alpha r}^2 + \psi_{\beta r}^2},$$

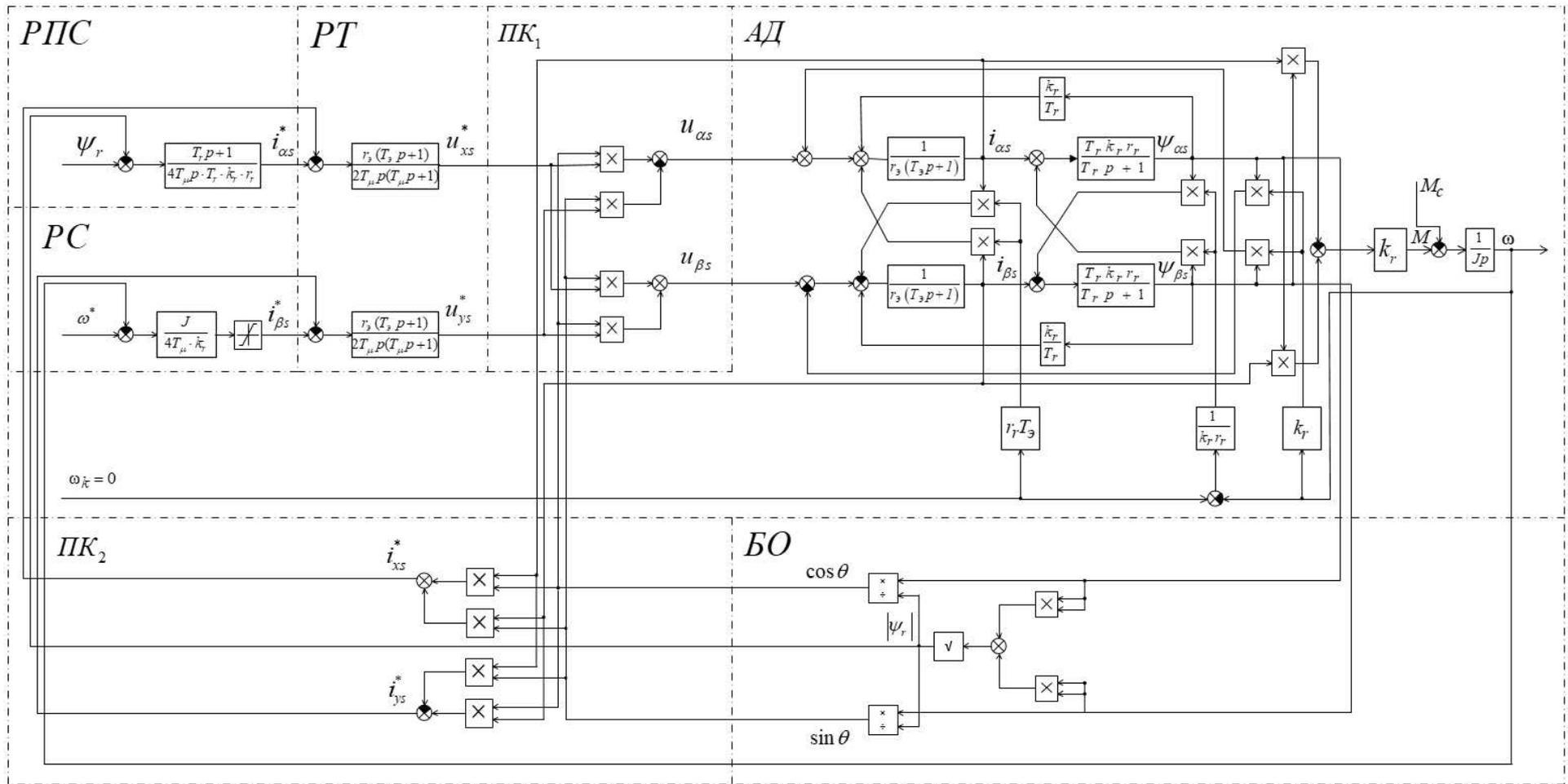


Рисунок 4.1 - Структурная схема модели векторной САУ при стандартной постройке регуляторов тока

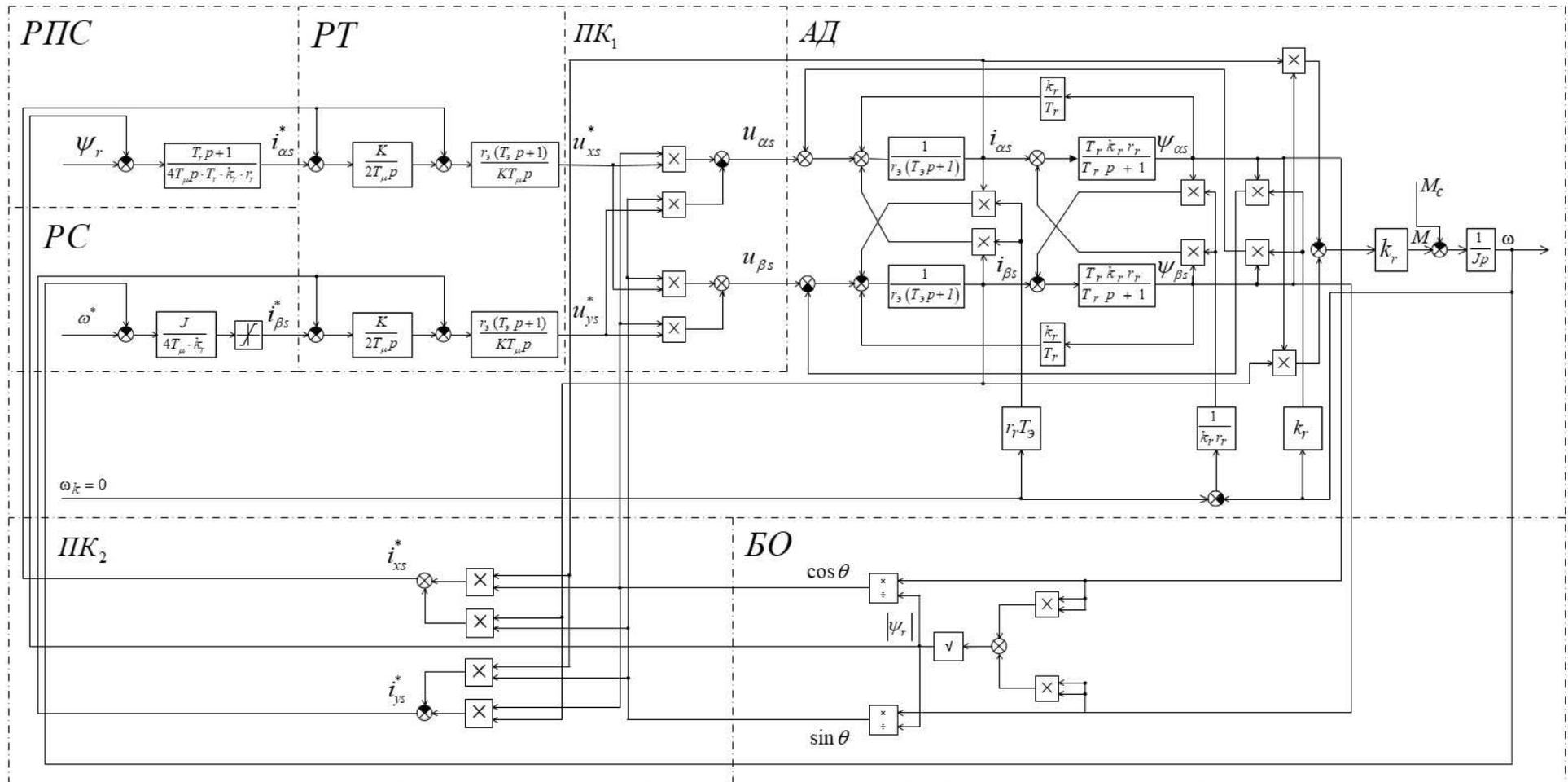


Рисунок 4.2 - Структурная схема модели векторной САУ с регуляторами тока компенсирующими внутренние обратные связи двигателя

$$\cos \theta = \frac{\psi_{\alpha r}}{\psi_r},$$

$$\sin \theta = \frac{\psi_{\beta r}}{\psi_r}.$$

Преобразователь частоты (звено напряжения) представлено здесь на уровне гладкой составляющей выходного напряжения безинерционным звеном с коэффициентом передачи K в относительных единицах равным 1 и не вносящим амплитудных и фазовых искажений в диапазоне рабочих частот.

Моделируются режимы без ослабления поля двигателя.

В остальном структурные схемы моделей полностью соответствуют функциональной схеме на рисунке 3.8.

4.2 Расчет численных параметров структурной схемы модели САУ электроприводом

В качестве основы для численных расчетов динамических режимов рассматриваемого частотноуправляемого асинхронного электропривода взят двигатель 4A160M4У3. Необходимые справочные данные двигателя взяты из [33] и проведены в таблицах 4.1, 4.2, 4.3.

Таблица 4.1 – Номинальные данные

Величина Двигатель	$P_{2\text{ном}}$, кВт	$U_{\phi\text{ ном}}$, В	Z_p	s_H , %	η_H , о.е.	$\cos \varphi_H$
4A160M4У3	18,5	220	2	2,2	89,5	0,88

Таблица 4.2 – Параметры схемы замещения о.е.

Величина Двигатель	X_m	R'_1	X'_1	R''_2	X''_2	$R''_{2П}$	$R_{КП}$	$X_{КП}$
4A160M4У3	4,3	0,042	0,085	0,024	0,13	0,037	0,079	0,14

Таблица 4.3 – Пусковые свойства

Величина Двигатель	m_{Π}	m_M	m_K	$s_K, \%$	$J_{\text{ДР}}, \text{кг}\cdot\text{м}^2$
4А160М4УЗ	1,4	1	2,3	16	0,13

Все расчеты выполнены в относительных единицах. Использована система базисных величин приведенная и обоснованная в [34]. Основные и расчётные базисные величины сведены таблице 4.4. Там же даны их численные значения для выбранного двигателя.

Таблица 4.4 – пусковые свойства

Величина	Обозначение	Расчетная формула	Численное значение
			4А160М4УЗ
Базисное напряжение	$U_{\text{б}} = U_{\text{ф ном.мах}}$	$\sqrt{2}U_{\text{ф ном}}$	311,127 В
Базисный ток	$I_{\text{б}} = I_{\text{ф ном.мах}}$	$\frac{\sqrt{2}P_{2 \text{ ном}} \cdot 10^3}{3\eta_{\text{н}} \cdot \cos \varphi_{\text{н}} U_{\text{ф ном}}}$	50,33 А
Базисная угловая частота	$\Omega_{\text{б}} = \Omega_{\text{с ном}}$	$2\pi f_{\text{ном}}$	314,159 рад/с
Базисный угол поворота	$\theta_{\text{б}}$	—	1 эл. рад
Базисное время	$T_{\text{б}}$	$\theta_{\text{б}}/\Omega_{\text{б}}$	0,0032 с
Базисное потокосцепление	$\psi_{\text{б}}$	$U_{\text{б}} \cdot T_{\text{б}}$	0,9903 Вб
Базисная индуктивность	$L_{\text{б}}$	$\psi_{\text{б}}/I_{\text{б}}$	0,0193 Гн
Базисное сопротивление	$R_{\text{б}}, z_{\text{б}}$	$U_{\text{б}}/I_{\text{б}}$	6,1816 Ом
Базисная мощность	$P_{\text{б}}$	$\frac{3U_{\text{б}} \cdot I_{\text{б}}}{2}$	23489,1 Вт
Базисная угловая частота вращения ротора	$\Omega_{\text{б}r}$	$\Omega_{\text{б}}/z_p$	157,08 рад/с
Базисный угол поворота ротора	$\theta_{\text{б}r}$	$\theta_{\text{б}}/z_p$	0,5 рад
Базисный момент	$M_{\text{б}}$	$P_{\text{б}}/\Omega_{\text{б}r}$	149,536 Н·м

Продолжение таблицы 4.4.

Величина	Обозначение	Расчетная формула	Численное значение
			4A160M4УЗ
Базисный момент инерции	J_6	$M_6 \cdot T_6 \cdot z_p / \Omega_6$	0,003 кг·м ²

Численные значения параметров и коэффициентов структурной схемы САУ электропривода в относительных единицах представлены в таблице 4.5.

Таблица 4.5. Значение параметров и коэффициентов

Параметр	Обозначение	Расчетные соотношения	Значение параметра
			4A160M4УЗ
Активное сопротивление фазы статорной цепи	r_s	R'_1	0,042
Активное сопротивление фазы роторной цепи	r_r	R''_2	0,024
Индуктивность рассеяния обмотки статора	$l_{s\sigma}$	X'_1	0,085
Индуктивность рассеяния обмотки ротора	$l_{r\sigma}$	X''_2	0,13
Взаимная индуктивность обмоток статора и ротора	l_m	X_m	4,3
Полная индуктивность фазы обмотки статора	l_s	$l_{s\sigma} + l_m$	4,385
Полная индуктивность фазы обмотки ротора	l_r	$l_{r\sigma} + l_m$	4,43
Коэффициент связи статора	k_s	l_m / l_s	0,9806
Коэффициент связи ротора	k_r	l_m / l_r	0,9707
Полный коэффициент рассеяния машины	σ	$1 - k_s \cdot k_r$	0,0482
Эквивалентная индуктивность фазы статора	$l'_s = l_s$	$\sigma \cdot l_s$	0,2112
Эквивалентная индуктивность фазы ротора	l'_r	$\sigma \cdot l_r$	0,2134
Эквивалентное сопротивление фазы статора	r_s	$r_s + k_r^2 \cdot r_r$	0,0646

Продолжение таблицы 4.5.

Параметр	Обозначение	Расчетные соотношения	Значение параметра
			4A160M4УЗ
Эквивалентная постоянная времени	T_3	l_3/r_3	3,2685
Постоянная времени роторной цепи	T_r	l_r/r_r	184,583
Момент инерции ротора	J	$J_{ДР}/J_6$	42,901

4.3 Анализ результатов моделирования

Структурные схемы обеих вариантов моделей (рисунок 4.1 и рисунок 4.2) САУ частотноуправляемым асинхронным электроприводом для их реализации в Matlab с учетом численных значений параметров приведены на рисунках 4.3 и 4.4.

Исследования процессов для каждого из вариантов системы осуществлялось единым циклом путём последовательного формирования следующих режимов:

1. Режим формирования номинального ($0,72$ базового значения) потокосцепления ротора $|\bar{\psi}_r|$;
2. Пуск двигателя на базовую скорость вращения ротора в холостую с заданием пускового момента $1,4$ базового момента;
3. Работа двигателя в холостую на базовой скорости;
4. Ступенчатый наброс номинального статического момента ($0,805$ момента базового);
5. Работа двигателя при заданной скорости при заданном значении статического момента;

Графики изменения основных переменных состояния системы в этих режимах для системы со стандартной настройкой регуляторов тока провидены на рисунках 4.3, 4.5, 4.6, 4.9, 4.10, 4.13, 4.14, 4.17, 4.18, 4.21, 4.22, 4.25, 4.27, 4.28, 4.31.

Аналогичные графики для системы с настройкой регуляторов тока на компенсацию внутренних перекрестных связей двигателя и его э.д.с. вращения показаны на рисунках 4.4, 4.7, 4.8, 4.11, 4.12, 4.15, 4.16, 4.19, 4.20, 4.23, 4.24, 4.26, 4.29, 4.30, 4.32, 4.34.

Для удобства сопоставления графики одних и тех же переменных полученные для различных вариантов системы, а также представленные в неподвижной и ориентированной по потокосцеплению ротора декартовых системах координат в тексте скомпонованы как можно ближе друг к другу.

На осциллограммах период от $t = 0$ до $t = 33$ о.е. это режим формирования потокосцепления; от $t = 33$ о.е. до примерно $t = 75$ о.е. – режим пуска; далее до $t = 200$ о.е. – режим установившегося холостого хода; с $t = 200$ до примерно $t = 210$ о.е. – режим наброса нагрузки и далее установившийся режим работы под нагрузкой.

Анализ осциллограмм свидетельствует, что процесс формирования потокосцепления ротора сопровождается существенной форсировкой подводимого к двигателю напряжения $u_{\alpha s} (u_{x s})$ (более 5-ти базовых величин) и тока $i_{\alpha s} (i_{x s})$ до 19,2 о.е. Поэтому, в связи с тем, что выходное напряжение ПЧ реально ограничено номинальным уровнем, процесс формирования потокосцепления будет более затянутым.

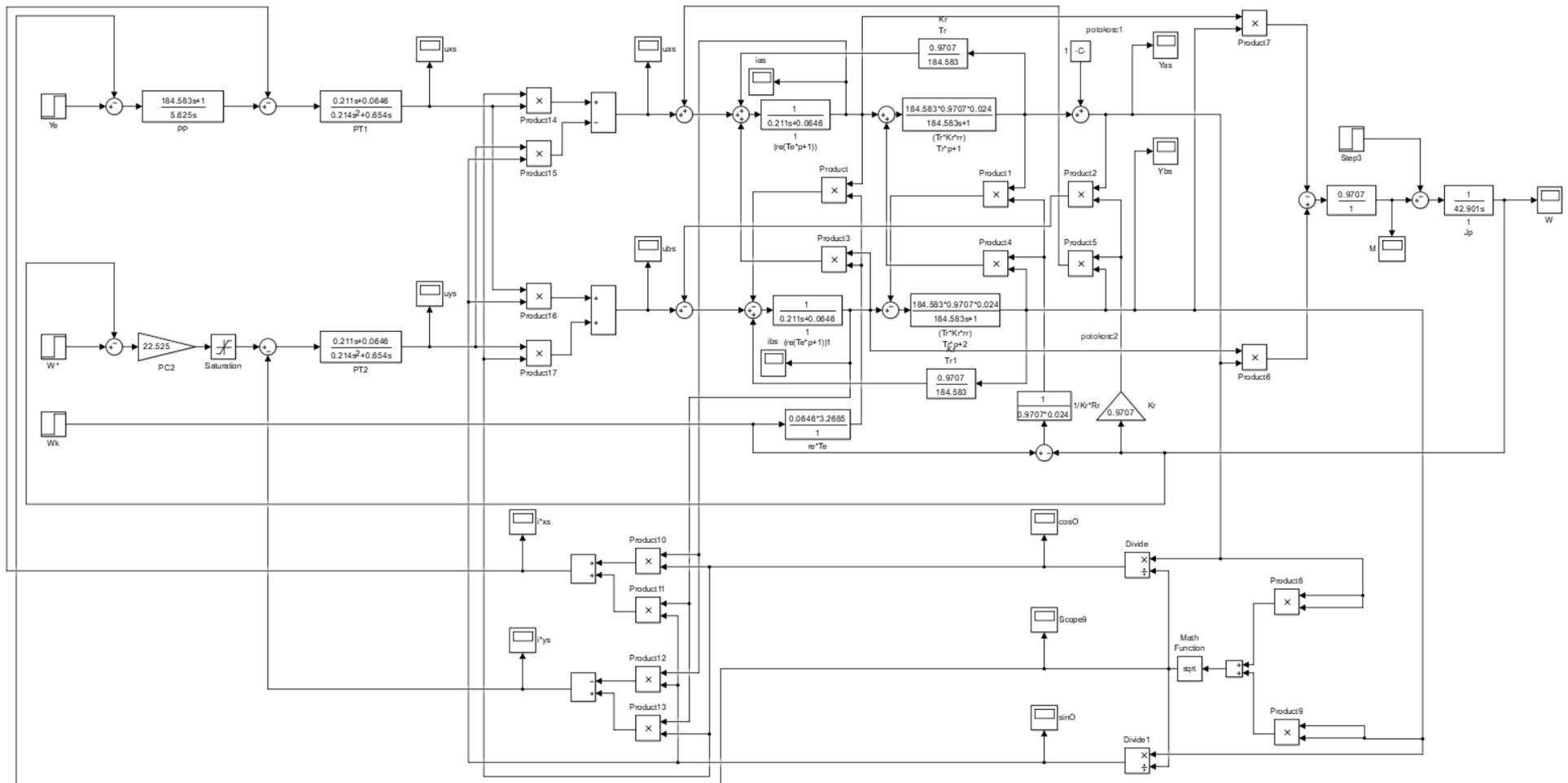


Рисунок 4.3 - Структурная схема модели векторной САУ при стандартной настройке регуляторов тока

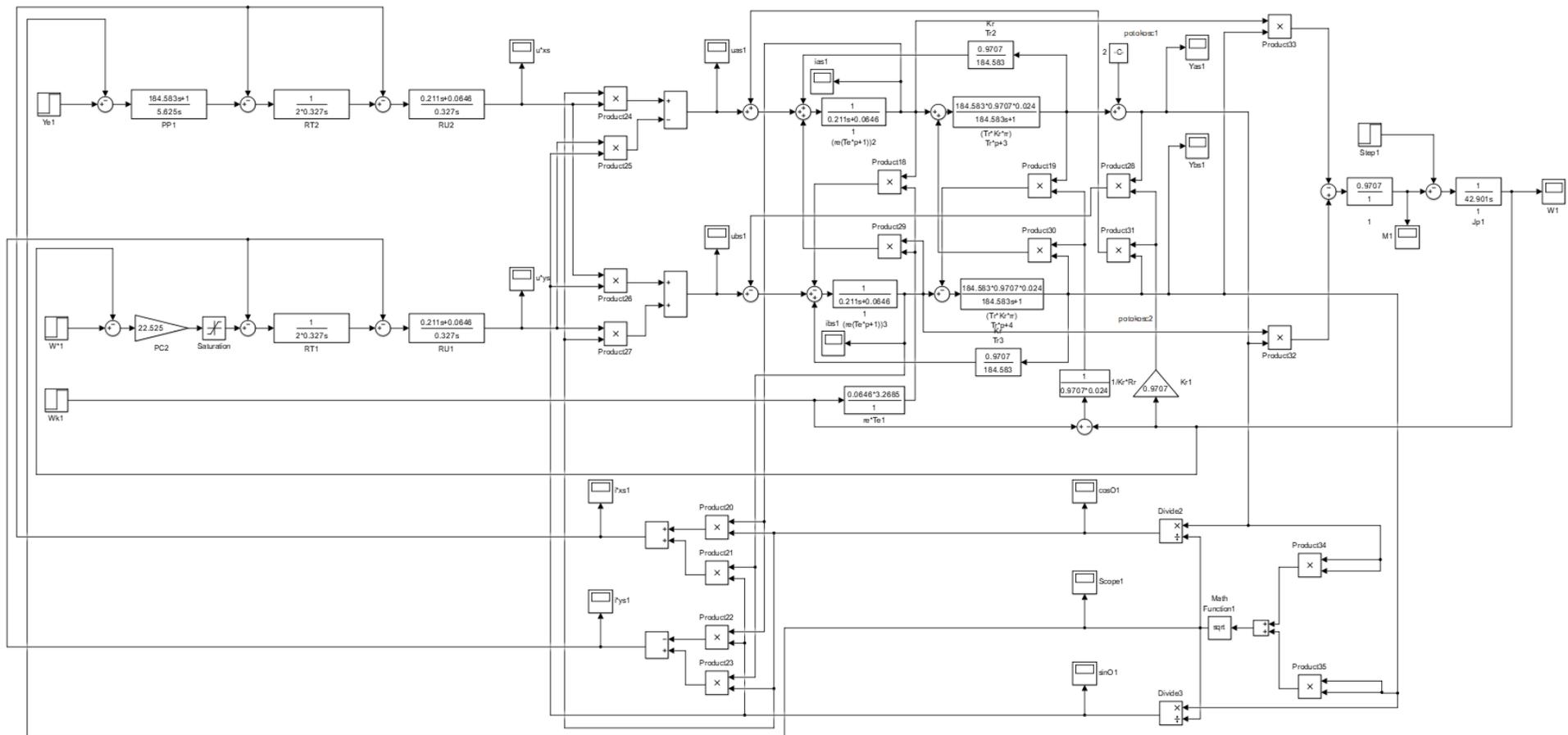


Рисунок 4.4 - Структурная схема модели векторной САУ с регуляторами тока компенсирующими внутренние обратные связи двигателя

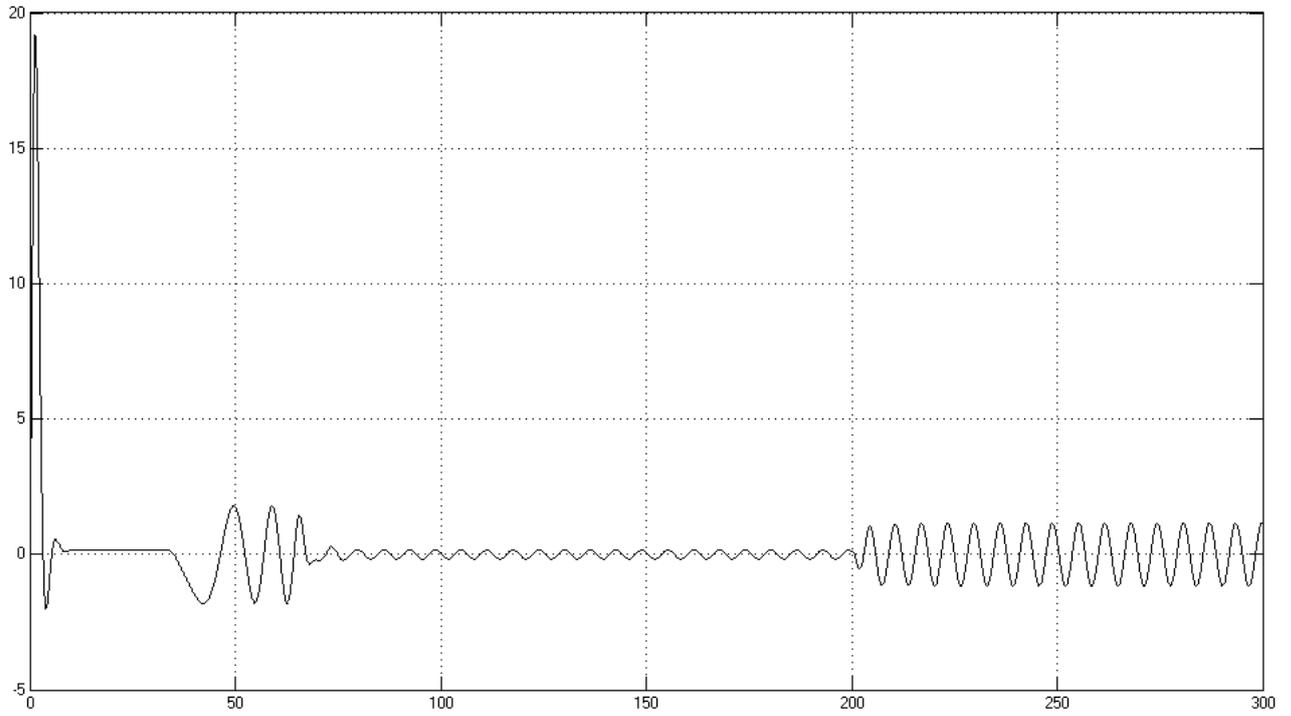


Рисунок 4.5 - График изменения проекции вектора тока $i_{\alpha s}$ при стандартной настройке регуляторов тока

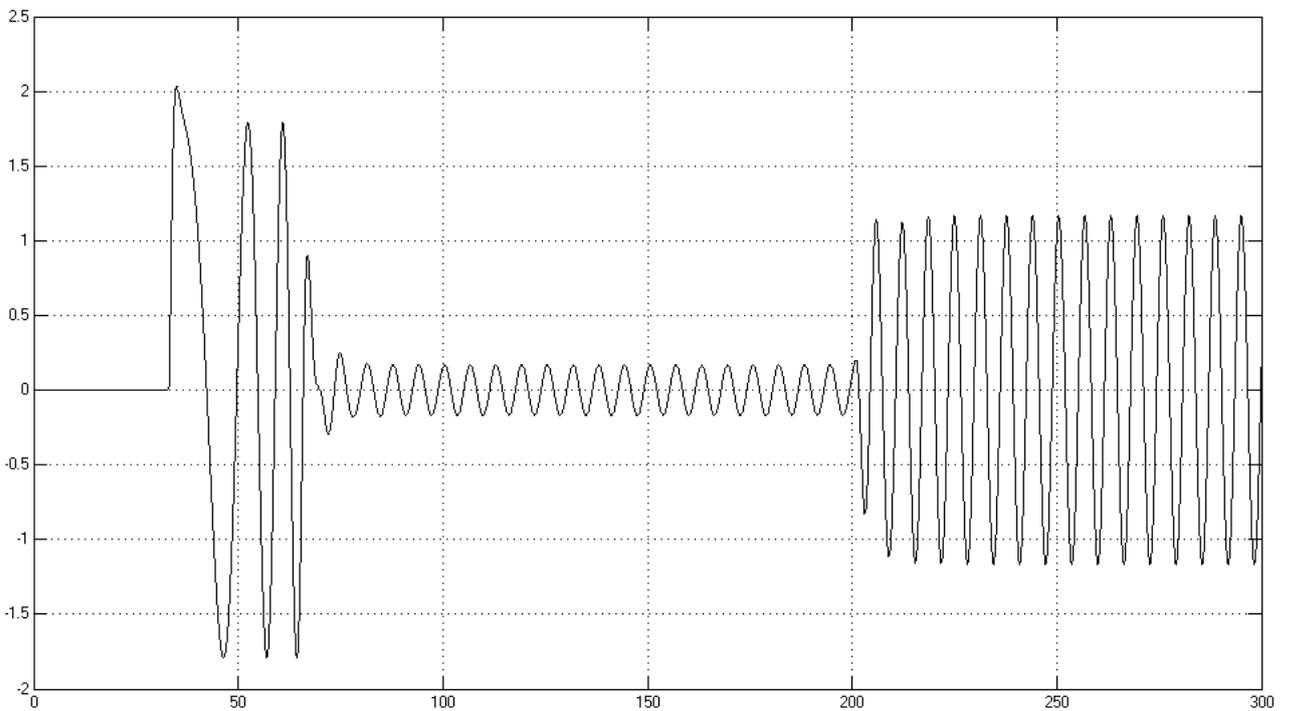


Рисунок 4.6 - График изменения проекции вектора тока $i_{\beta s}$ при стандартной настройке регуляторов тока

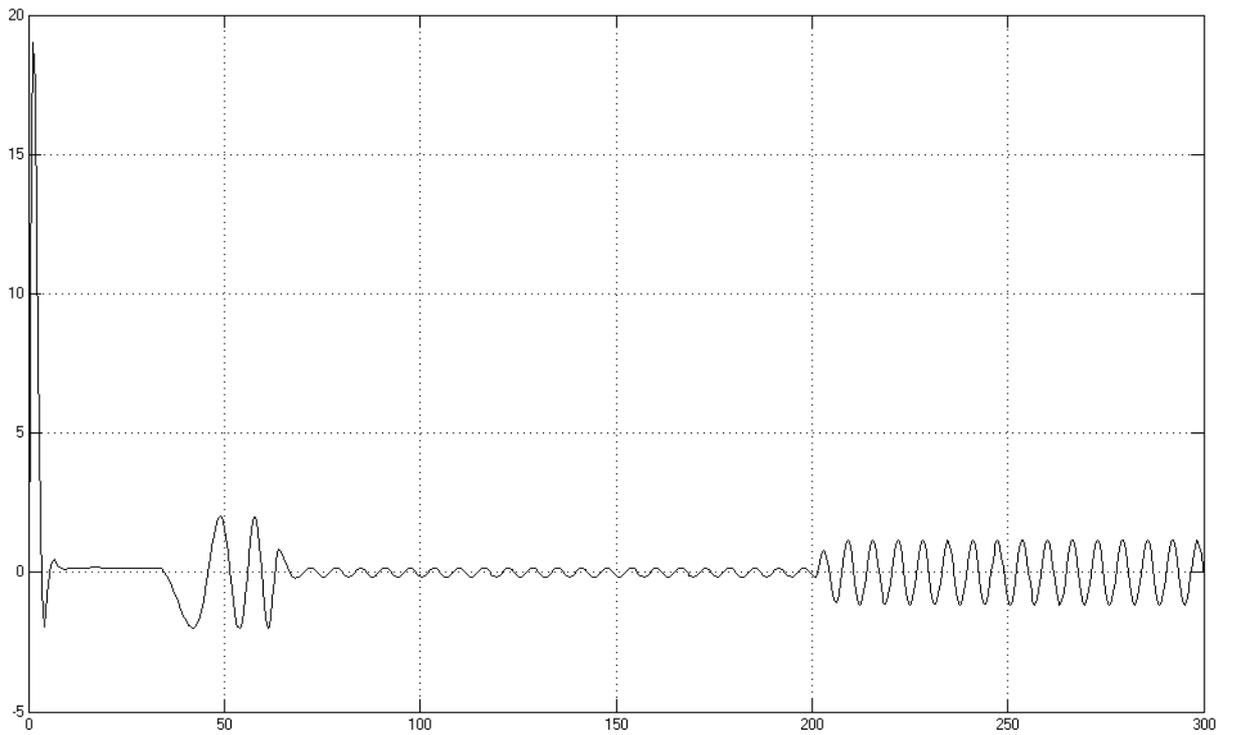


Рисунок 4.7 - График изменения проекции вектора тока $i_{\alpha s}$ в системе с регуляторами тока компенсирующими влияния Э.д.с. вращения

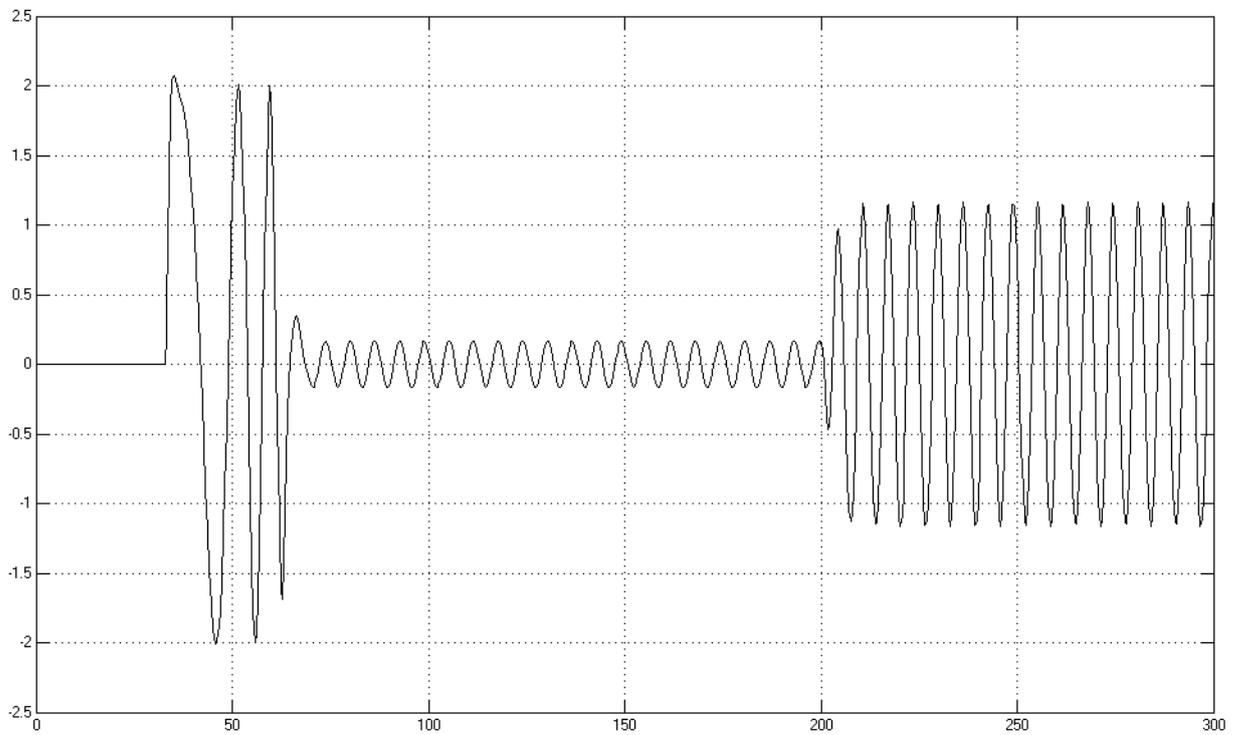


Рисунок 4.8 - График изменения проекции вектора тока $i_{\beta s}$ в системе с регуляторами тока компенсирующими влияния Э.д.с. вращения

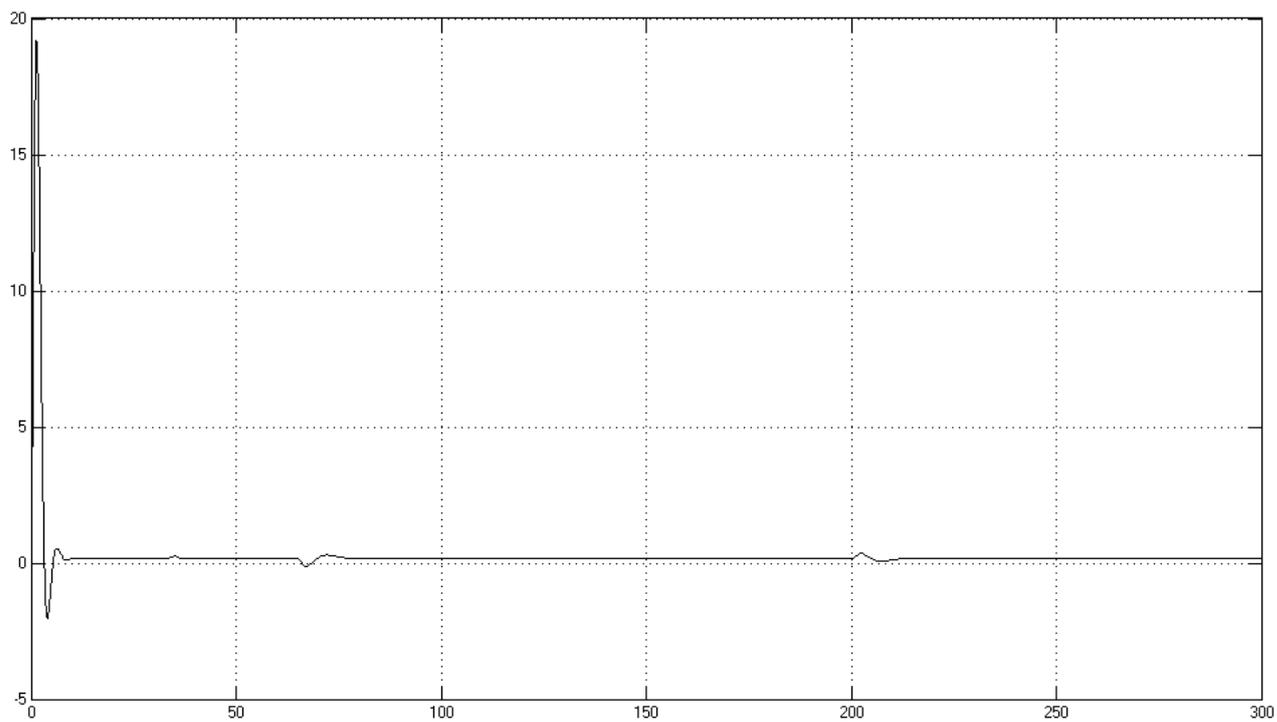


Рисунок 4.9 - График изменения проекции вектора тока i_{xs} при стандартной настройке регуляторов тока

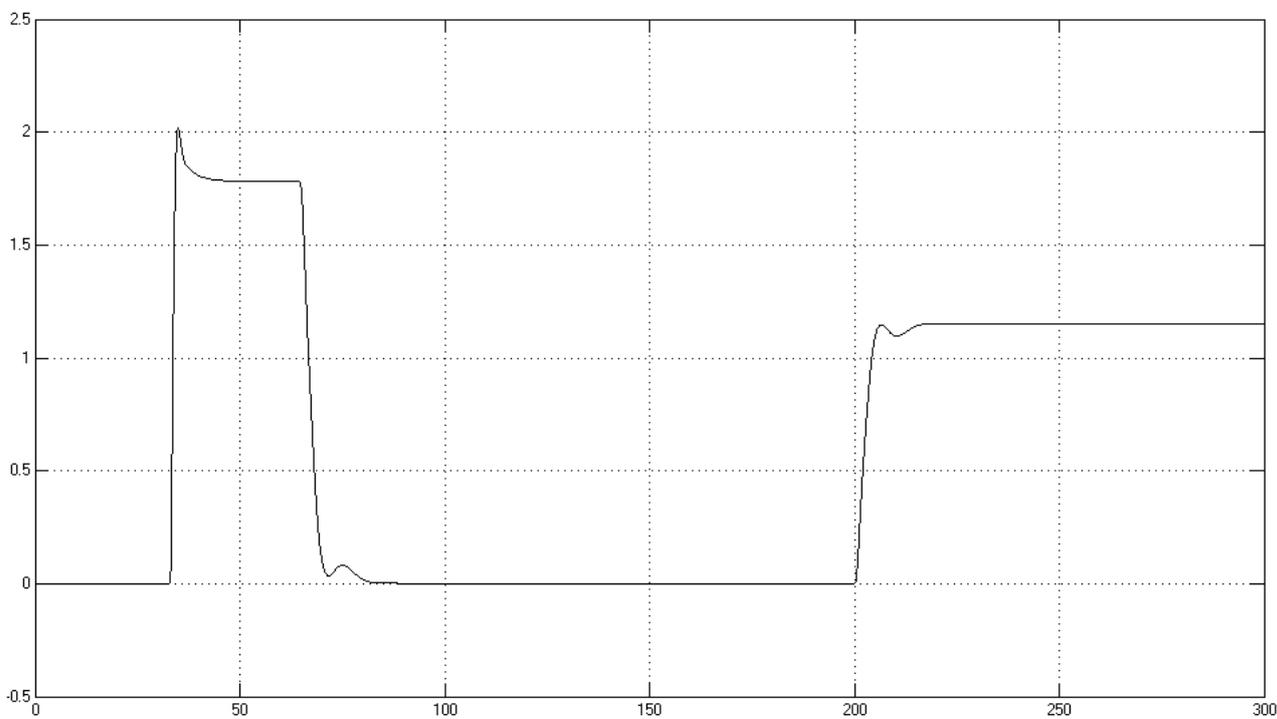


Рисунок 4.10 - График изменения проекции вектора тока i_{ys} при стандартной настройке регуляторов тока

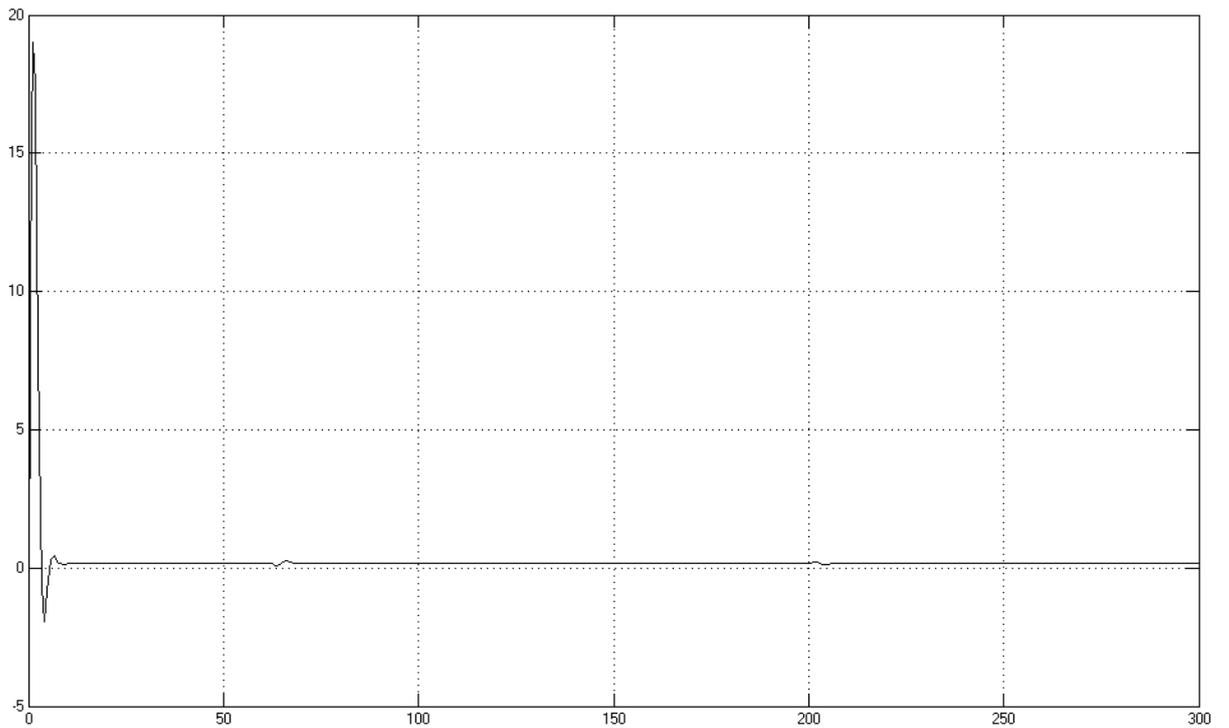


Рисунок 4.11 - График изменения проекции вектора тока i_{xs} в системе с регуляторами тока компенсирующими влияния Э.д.с. вращения

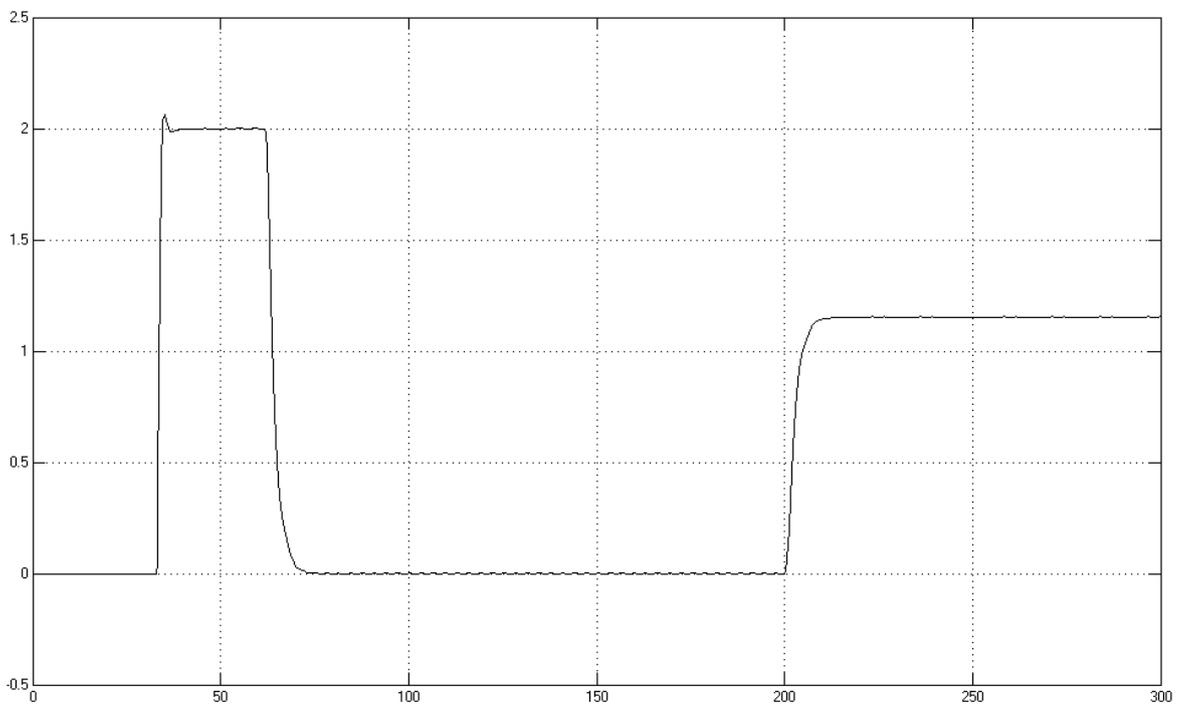


Рисунок 4.12 - График изменения проекции вектора тока i_{ys} в системе с регуляторами тока компенсирующими влияния Э.д.с. вращения

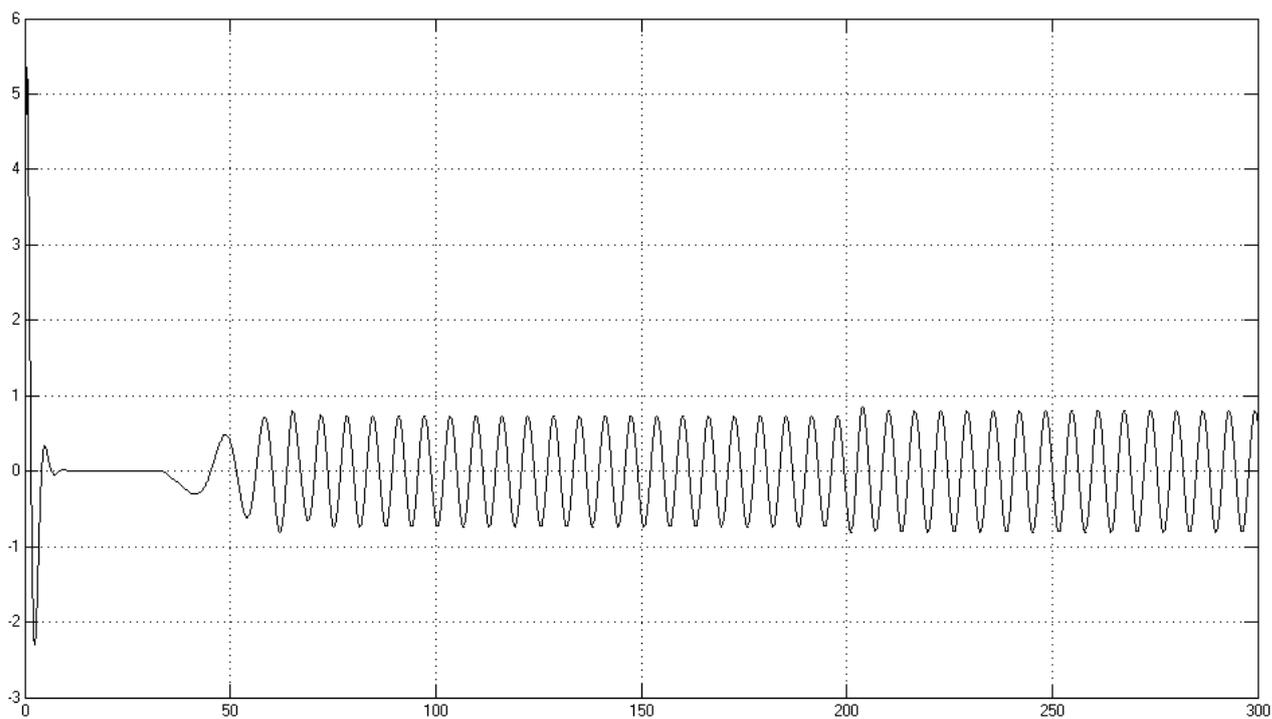


Рисунок 4.13 - График изменения проекции вектора напряжения $u_{\alpha s}$ при стандартной настройке регуляторов тока

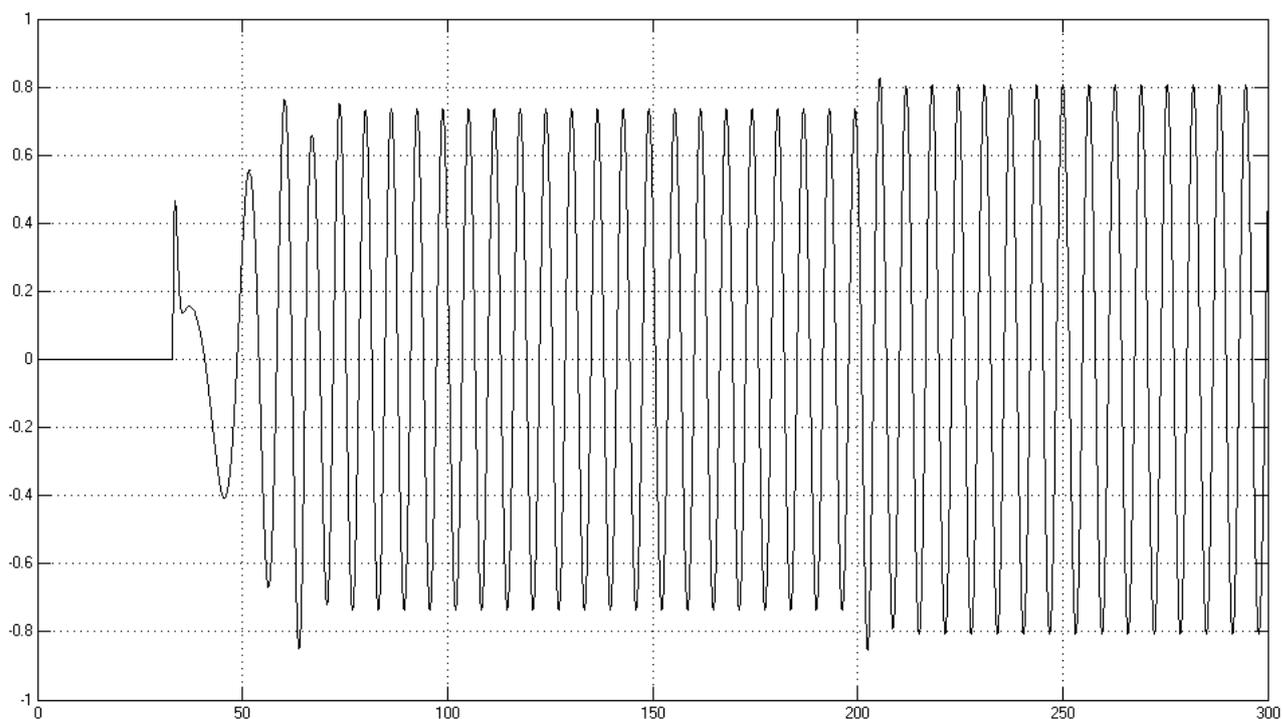


Рисунок 4.14 - График изменения проекции вектора напряжения $u_{\beta s}$ при стандартной настройке регуляторов тока

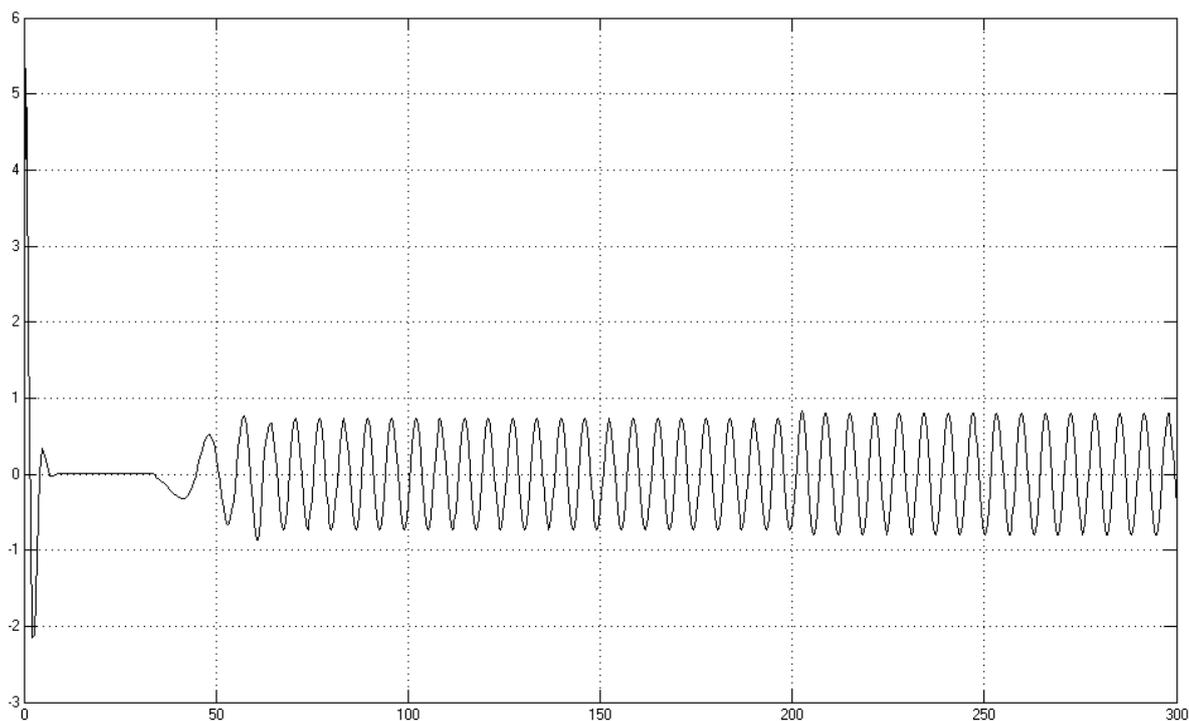


Рисунок 4.15 - График изменения проекции вектора напряжения $u_{\alpha s}$ в системе с регуляторами тока компенсирующими влияния э.д.с. вращения

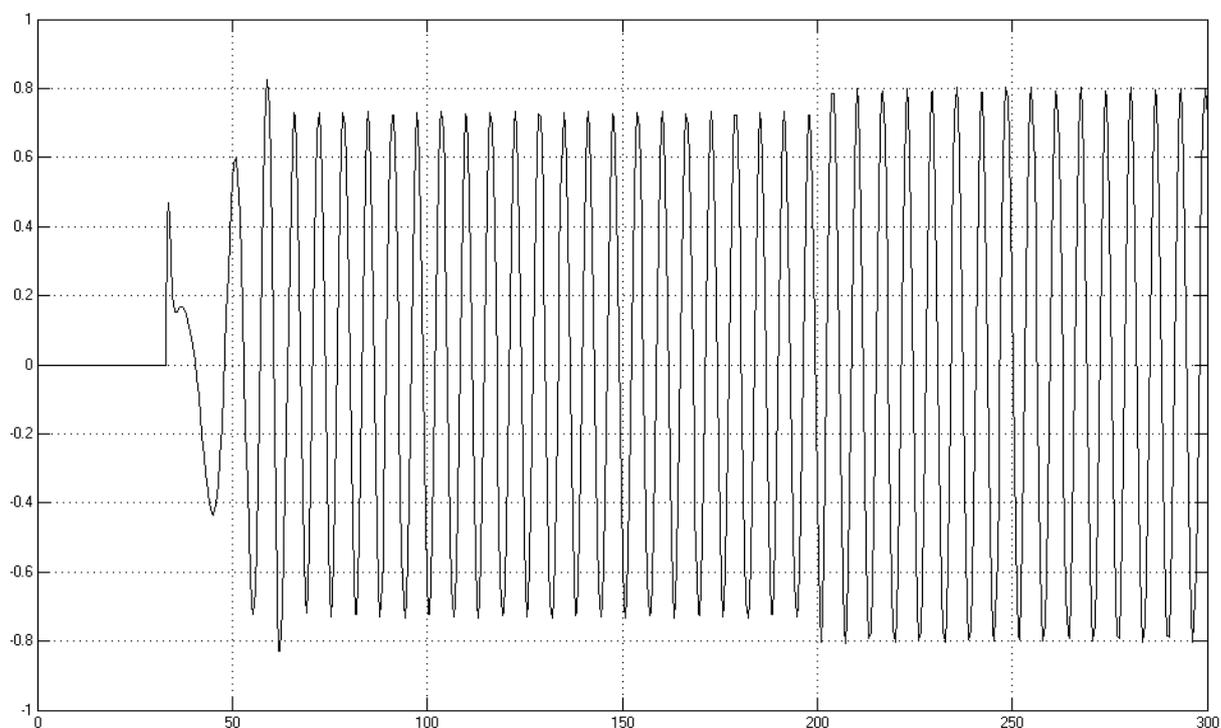


Рисунок 4.16 - График изменения проекции вектора напряжения $u_{\beta s}$ в системе с регуляторами тока компенсирующими влияния э.д.с. вращения

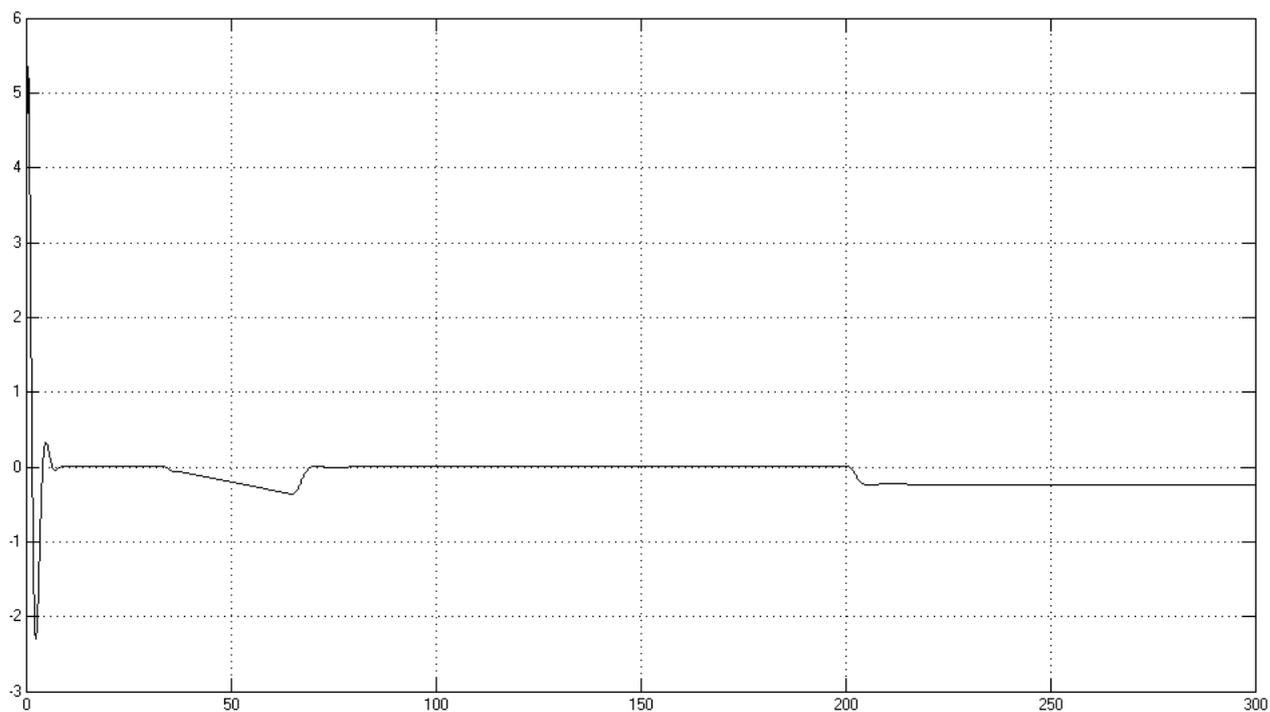


Рисунок 4.17 - График изменения проекции вектора напряжения u_{xs}^* при стандартной настройке регуляторов тока

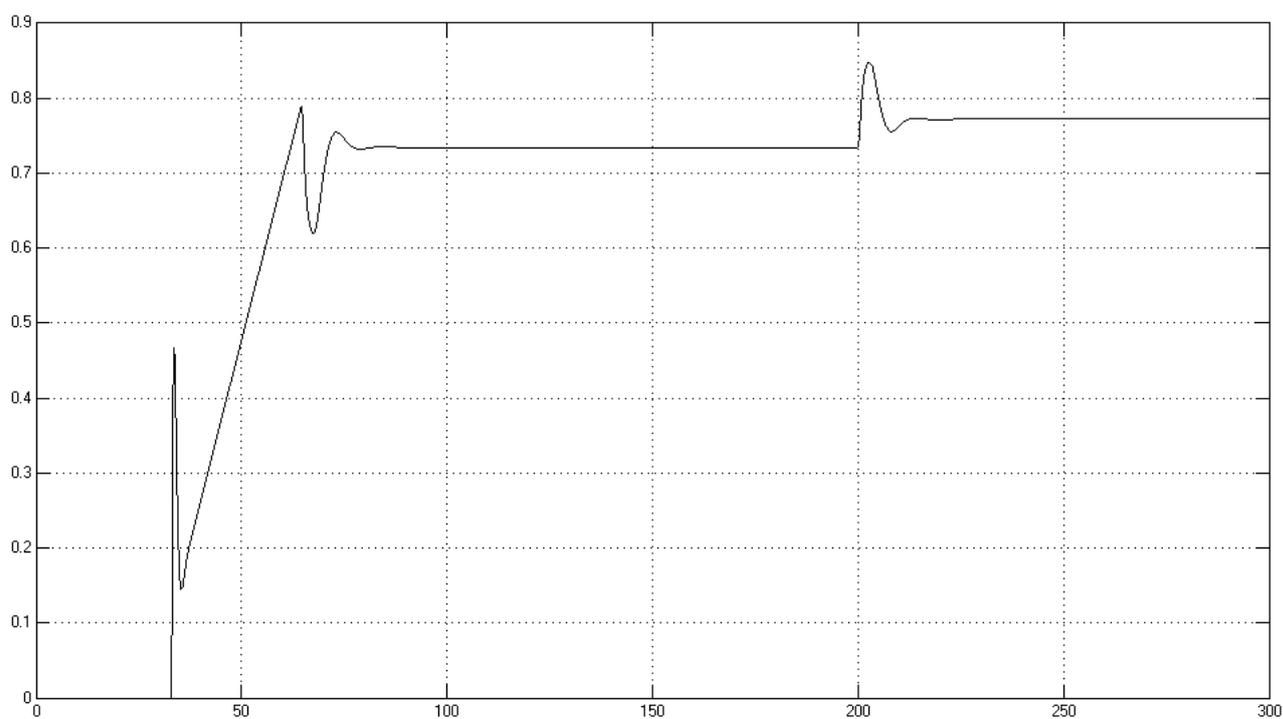


Рисунок 4.18 - График изменения проекции вектора напряжения u_{ys}^* при стандартной настройке регуляторов тока

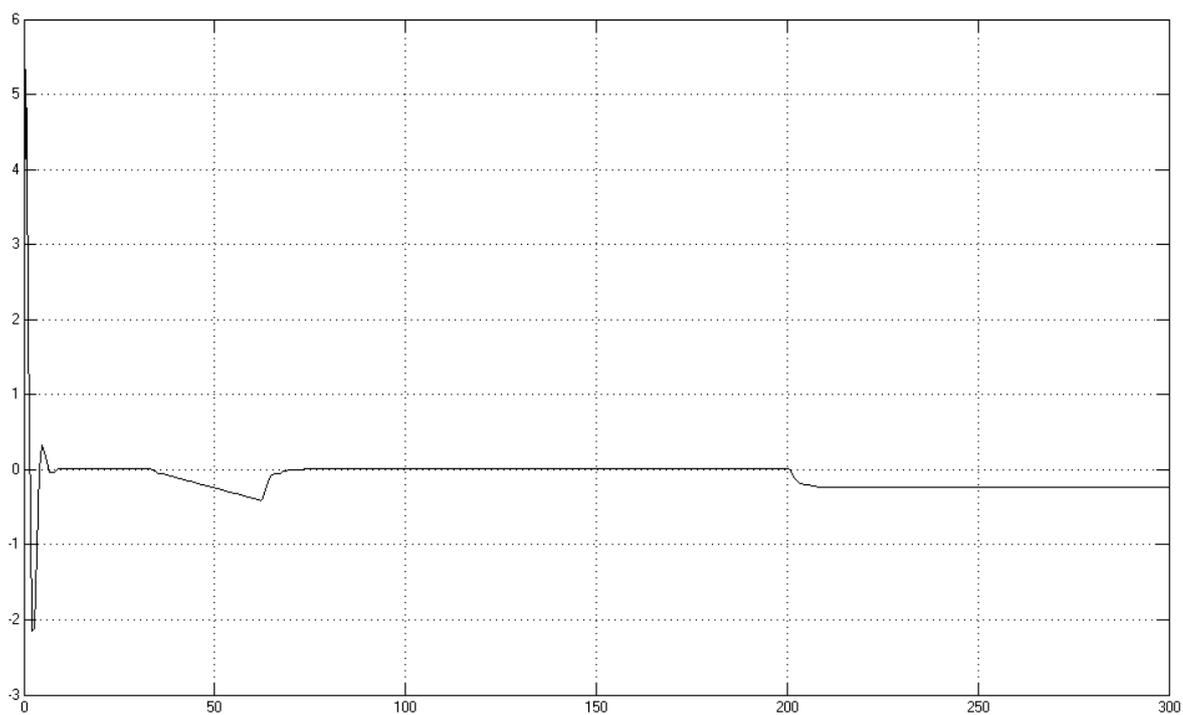


Рисунок 4.19 - График изменения проекции вектора напряжения u_{xS}^* в системе с регуляторами тока компенсирующими влияния э.д.с. вращения

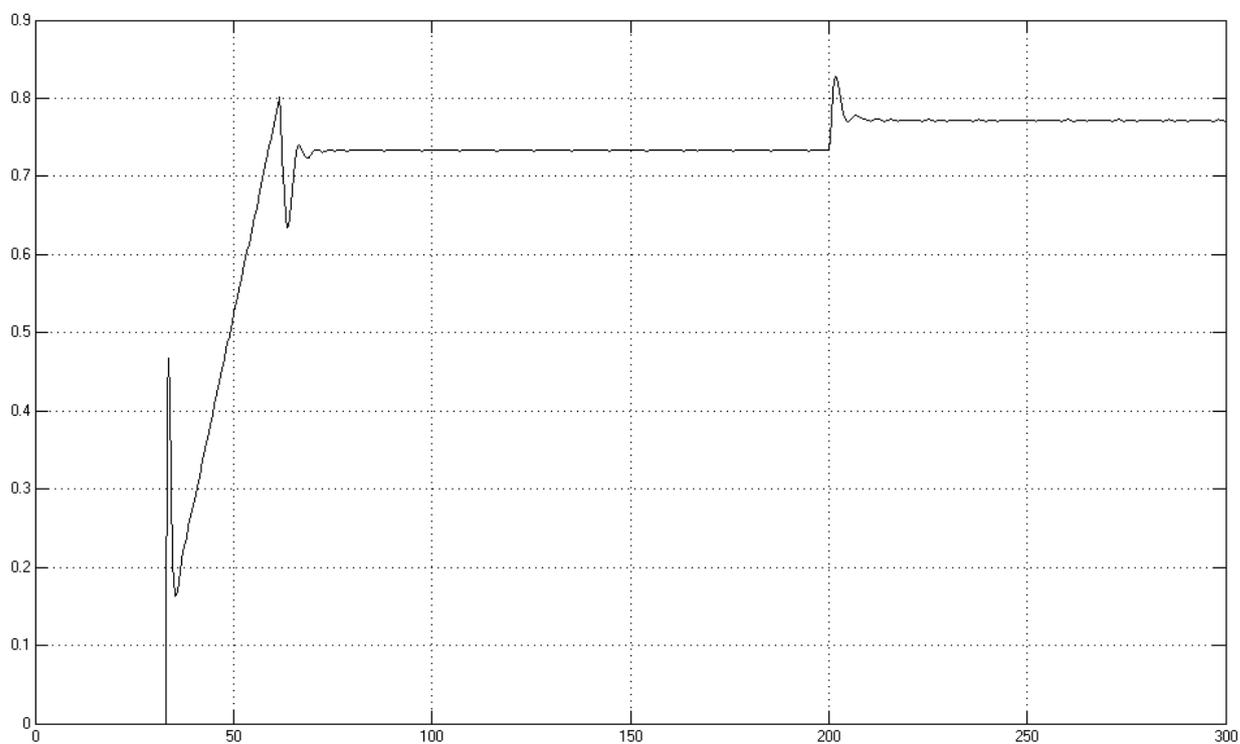


Рисунок 4.20 - График изменения проекции вектора напряжения u_{yS}^* в системе с регуляторами тока компенсирующими влияния э.д.с. вращения

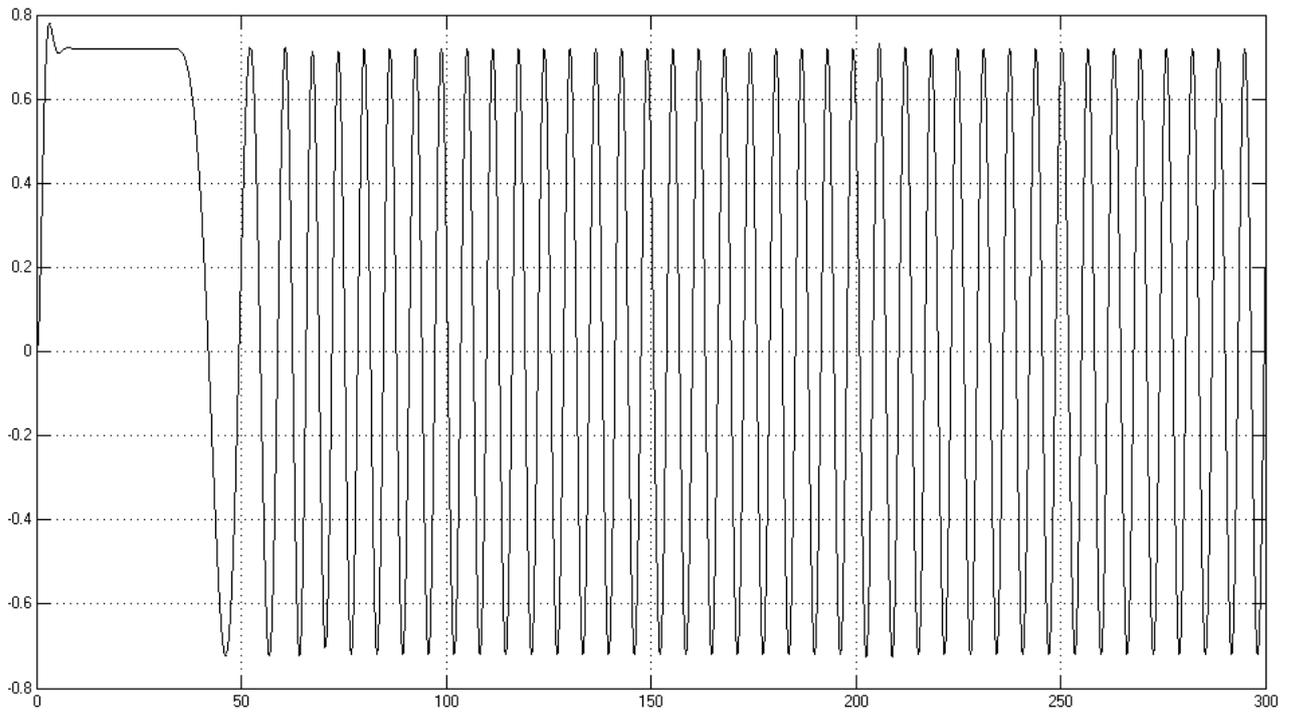


Рисунок 4.21 - График изменения проекции вектора потокосцепления $\psi_{\alpha s}$ при стандартной настройке регуляторов тока

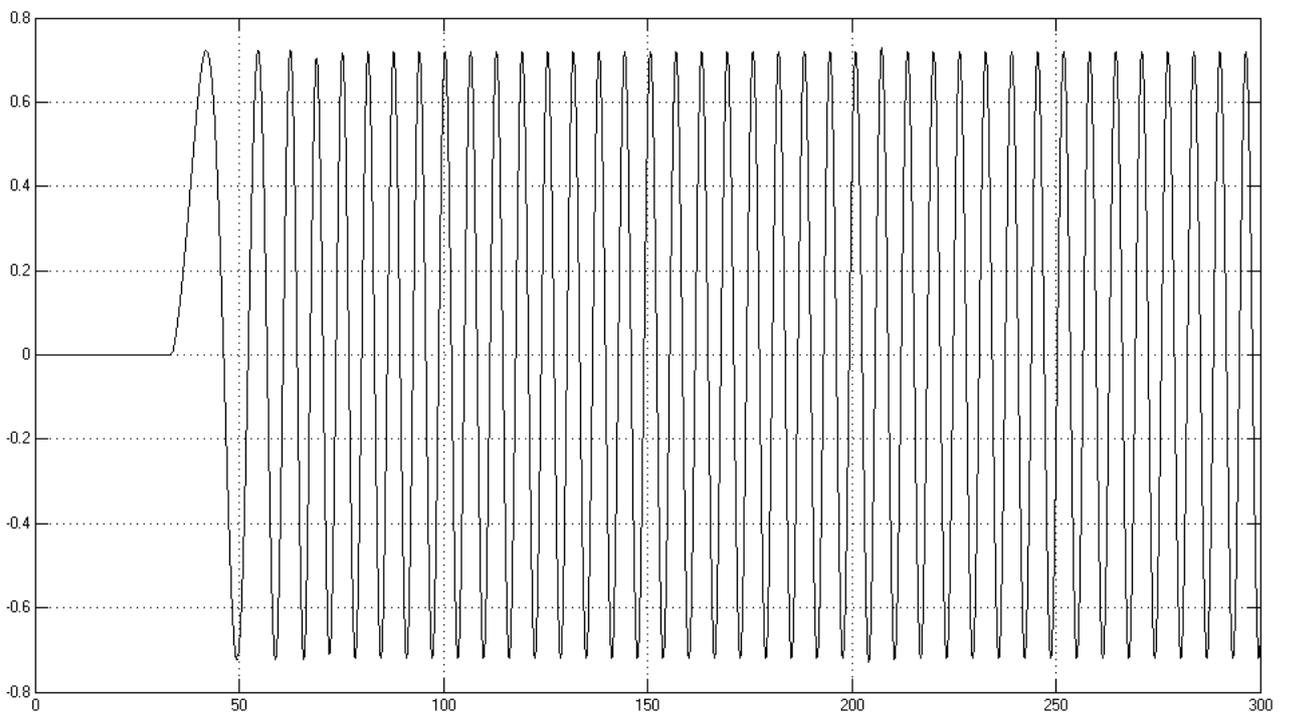


Рисунок 4.22 - График изменения проекции вектора потокосцепления $\psi_{\beta s}$ при стандартной настройке регуляторов тока

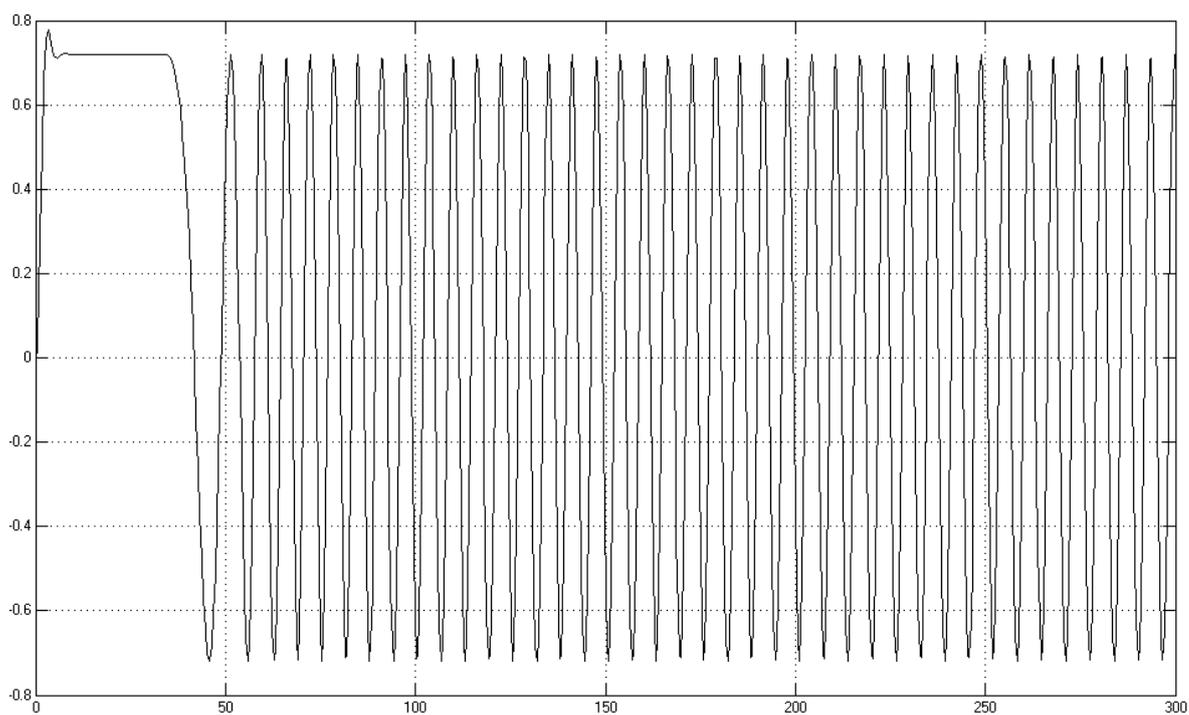


Рисунок 4.23 - График изменения проекции вектора потокосцепления $\Psi_{\alpha s}$ в системе с регуляторами тока компенсирующими влияния Э.д.с. вращения

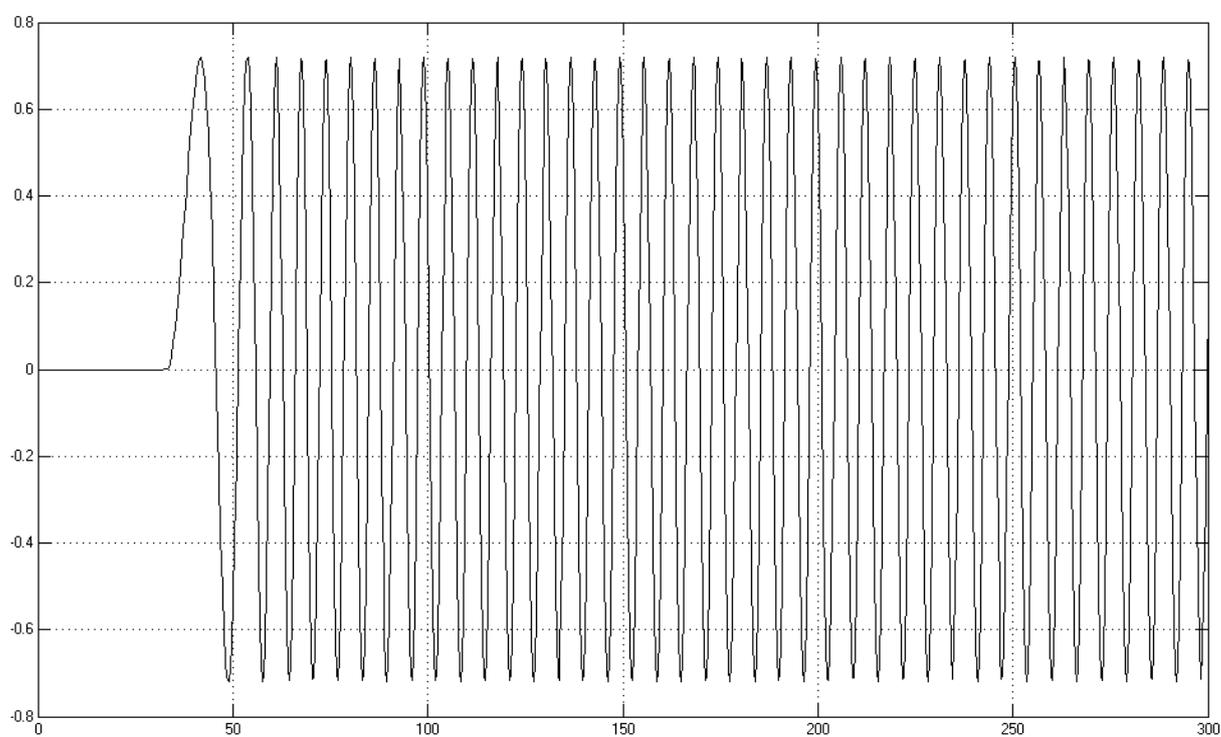


Рисунок 4.24 - График изменения проекции вектора потокосцепления $\Psi_{\beta s}$ в системе с регуляторами тока компенсирующими влияния Э.д.с. вращения

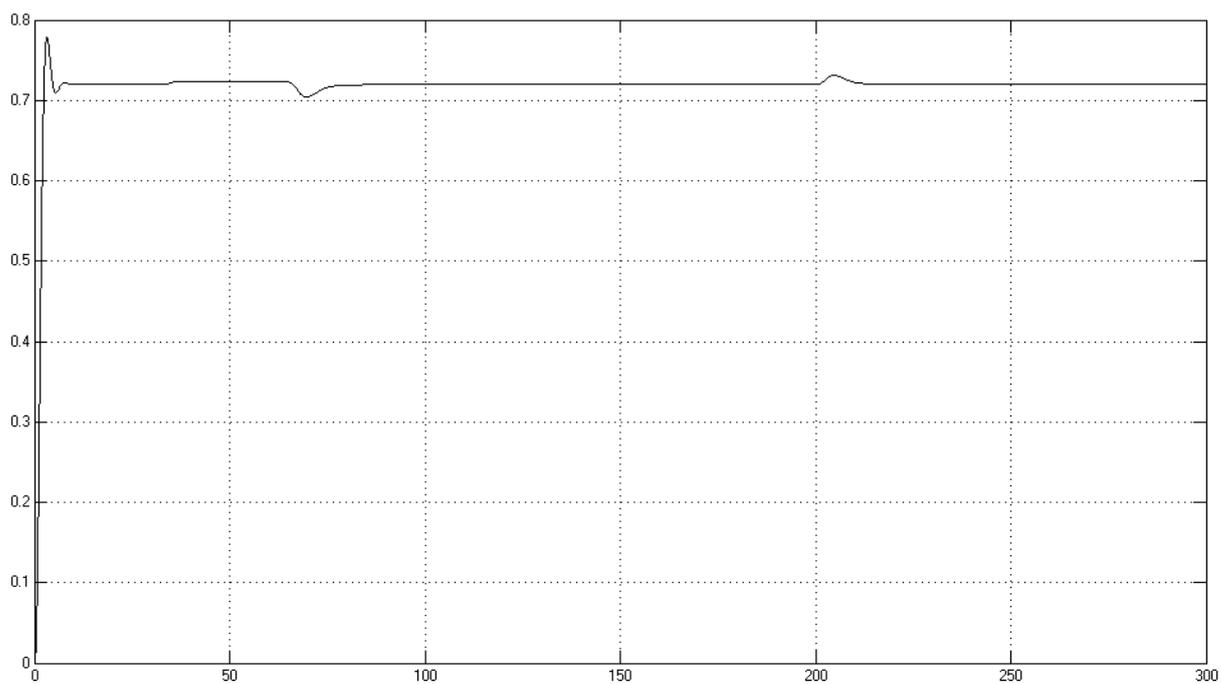


Рисунок 4.25 - График изменения модуля потокосцепления ротора $|\psi_r|$ при стандартной настройке регуляторов тока

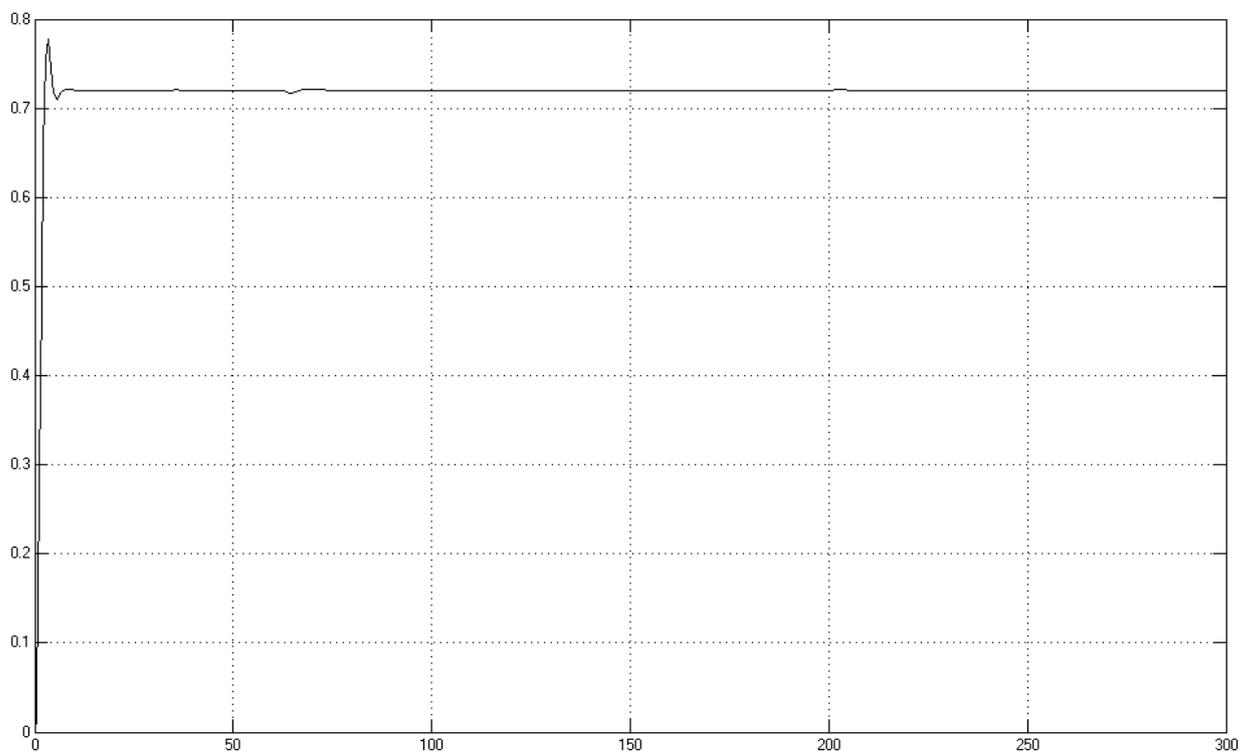


Рисунок 4.26 - График изменения модуля потокосцепления ротора $|\psi_r|$ в системе с регуляторами тока компенсирующими влияния Э.д.с. вращения

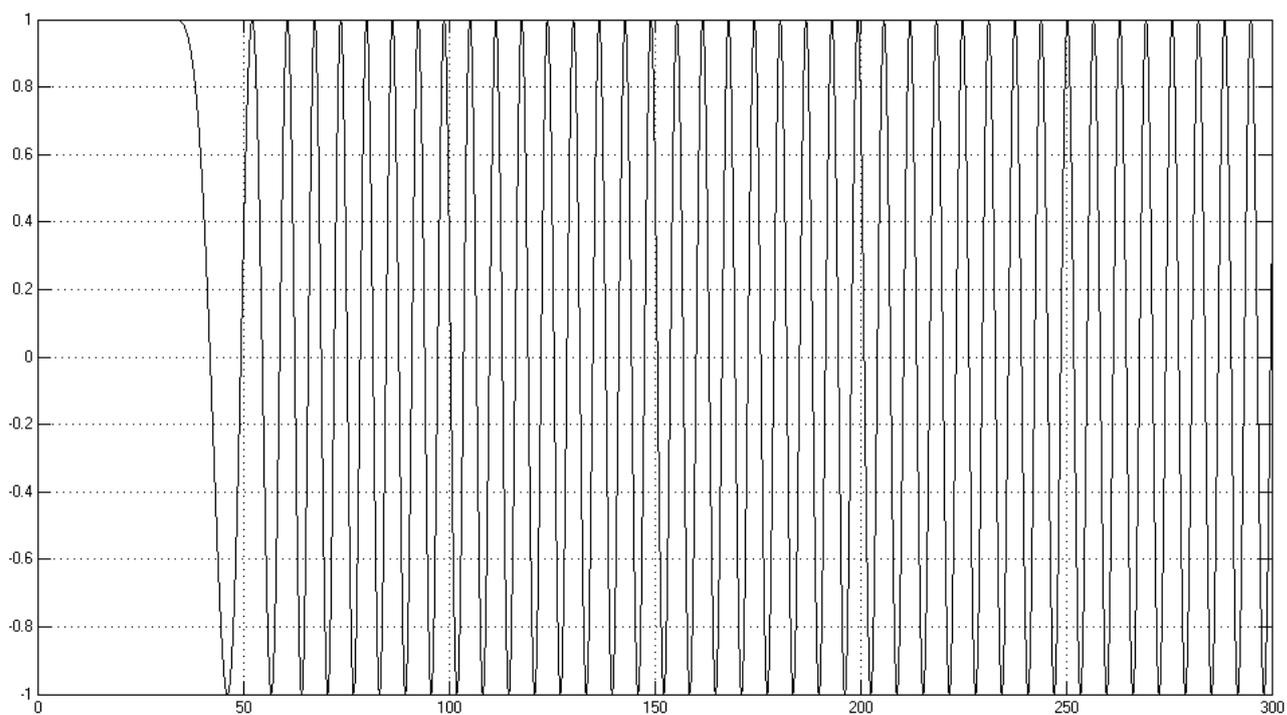


Рисунок 4.27 - График координатной функции $\cos \theta$ при стандартной настройке регуляторов тока

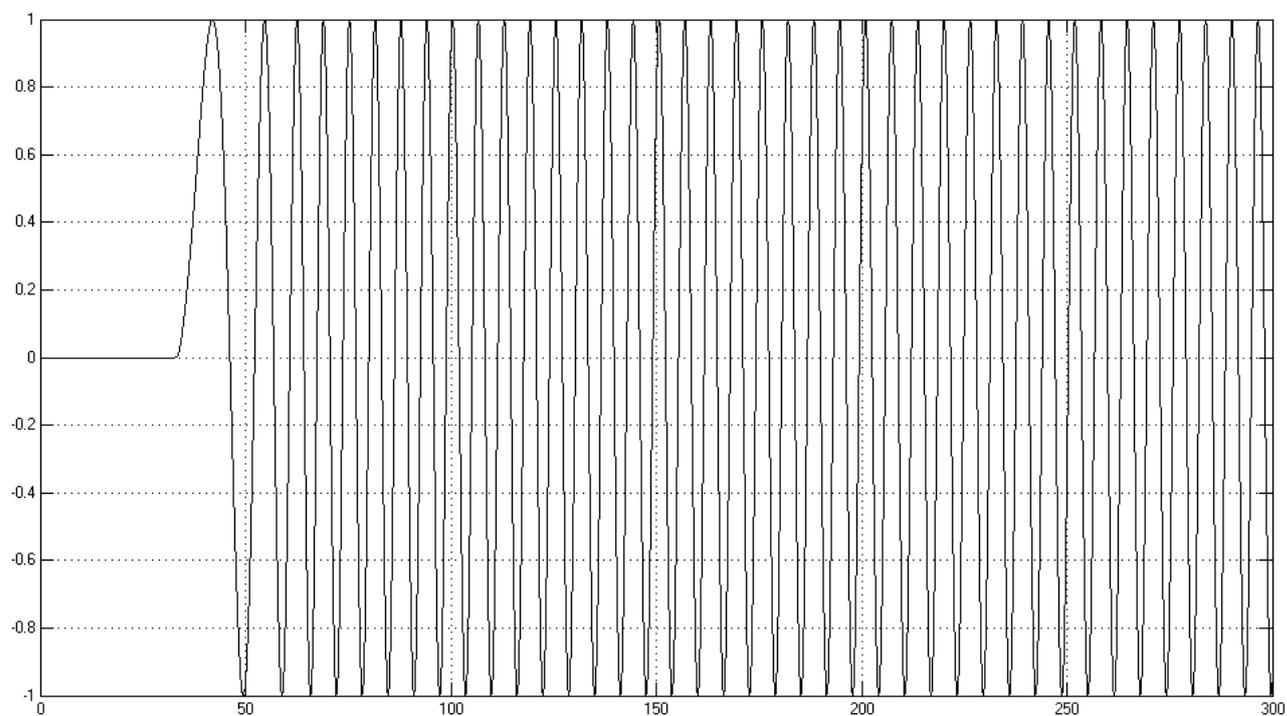


Рисунок 4.28 - График координатной функции $\sin \theta$ при стандартной настройке регуляторов тока

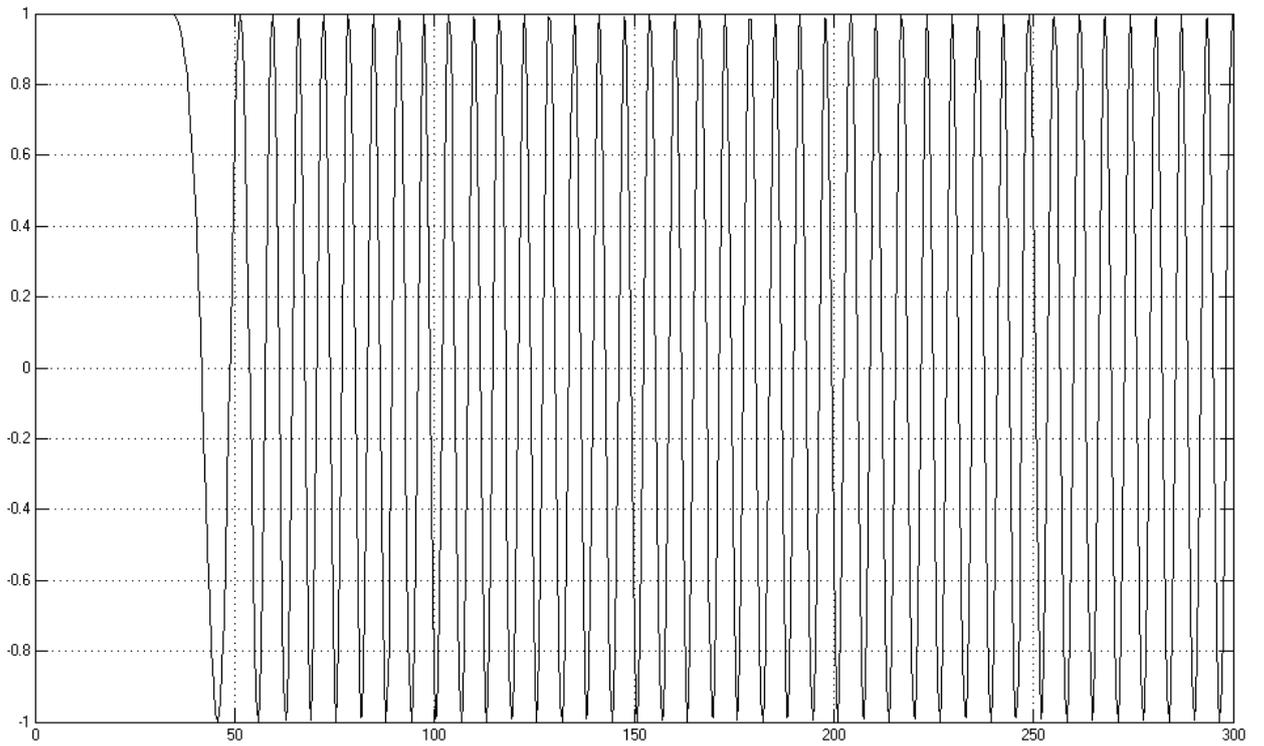


Рисунок 4.29 - График координатной функции $\cos \theta$ в системе с регуляторами тока компенсирующими влияния э.д.с. вращения

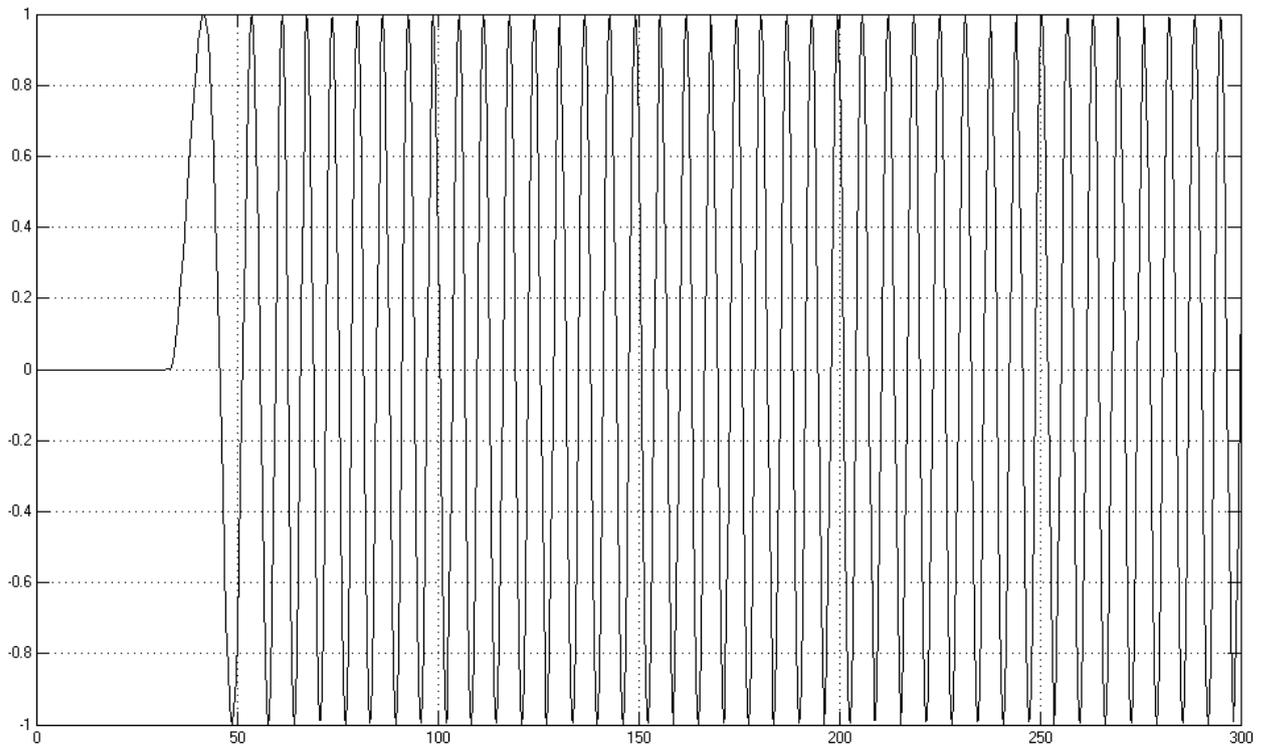


Рисунок 4.30 - График координатной функции $\sin \theta$ в системе с регуляторами тока компенсирующими влияния э.д.с. вращения

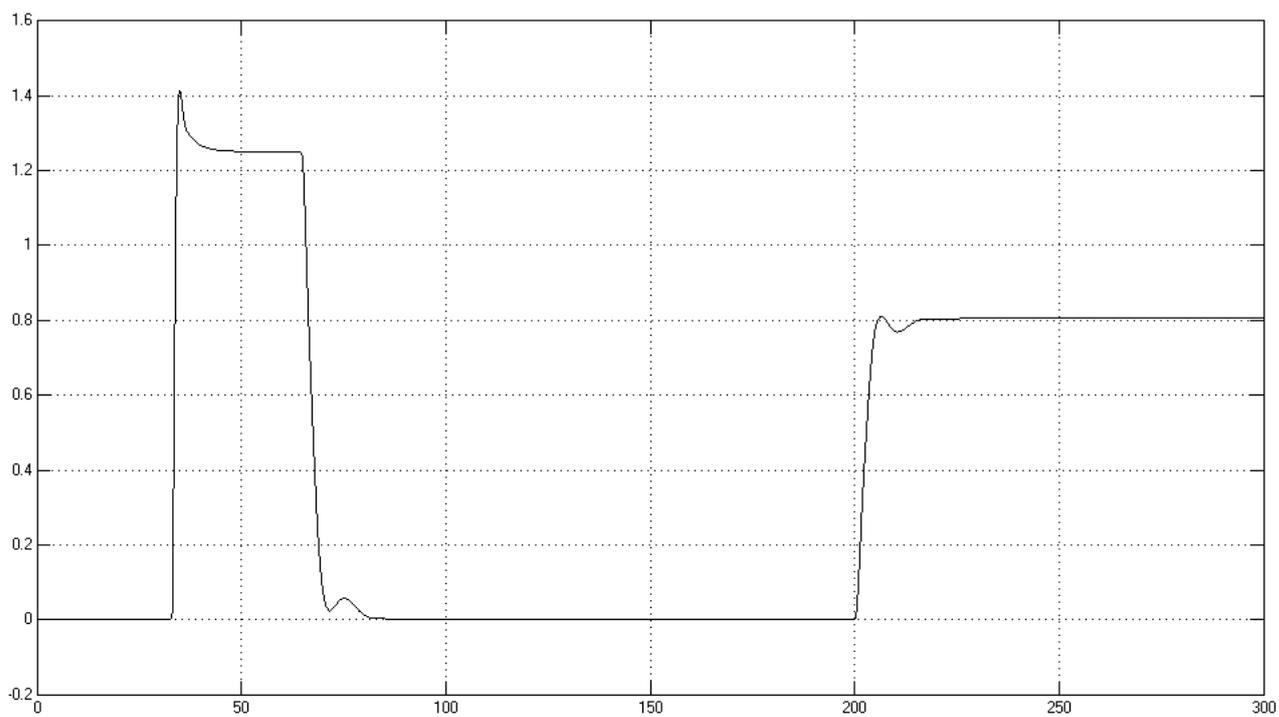


Рисунок 4.31 - График изменения электромагнитного момента при стандартной настройке регуляторов тока

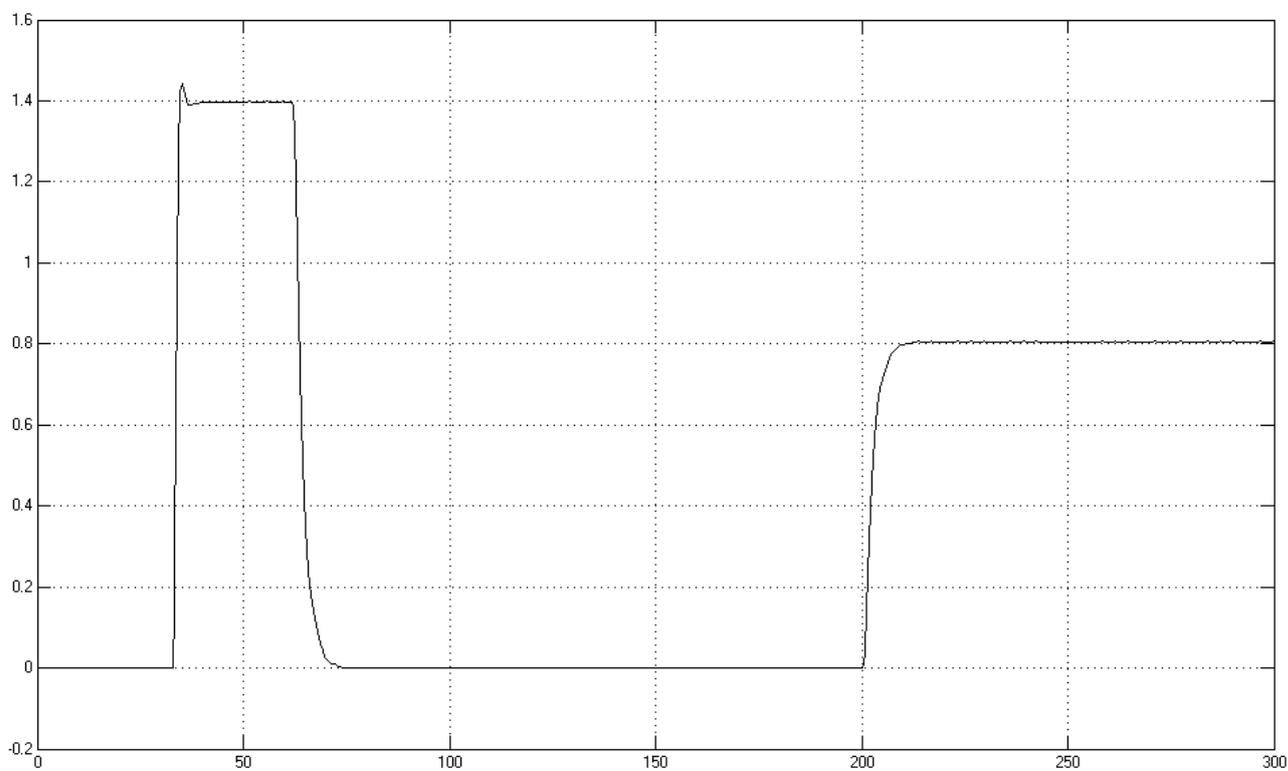


Рисунок 4.32 - График изменения электромагнитного момента в системе с регуляторами тока компенсирующими влияния Э.д.с. вращения

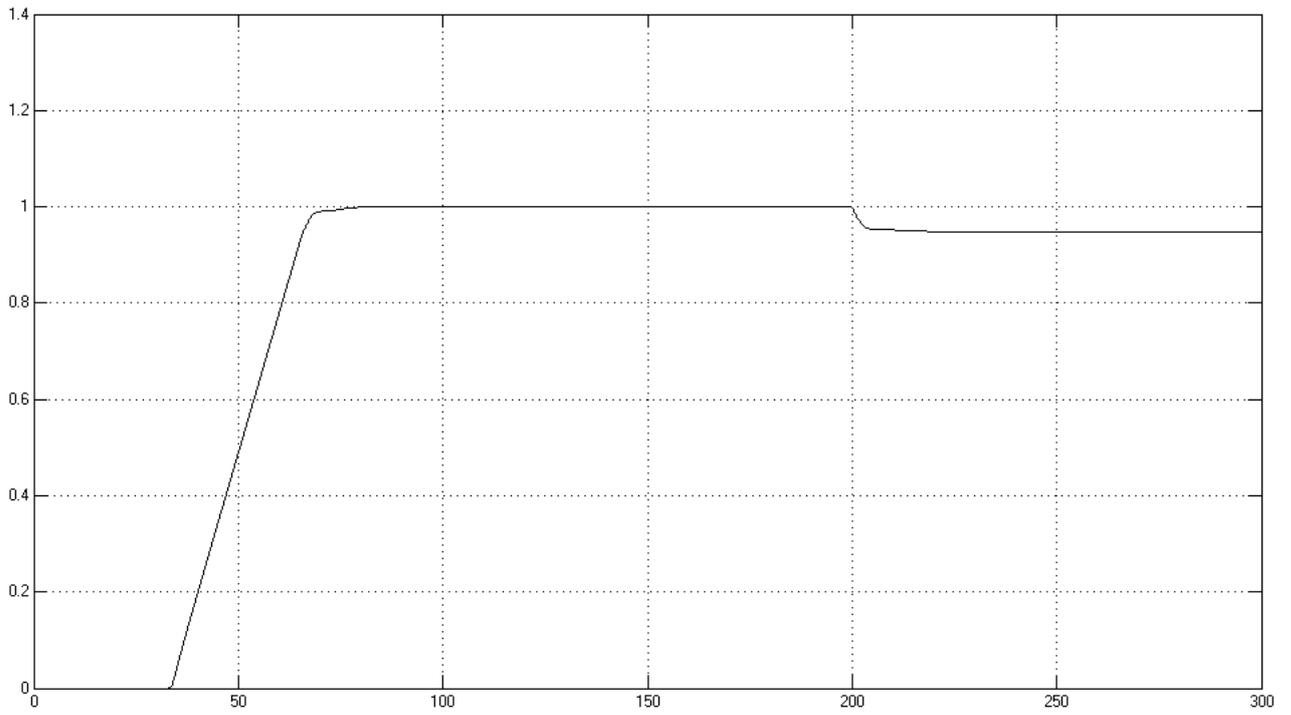


Рисунок 4.33 - График изменения скорости вращения ротора при стандартной настройке регуляторов тока

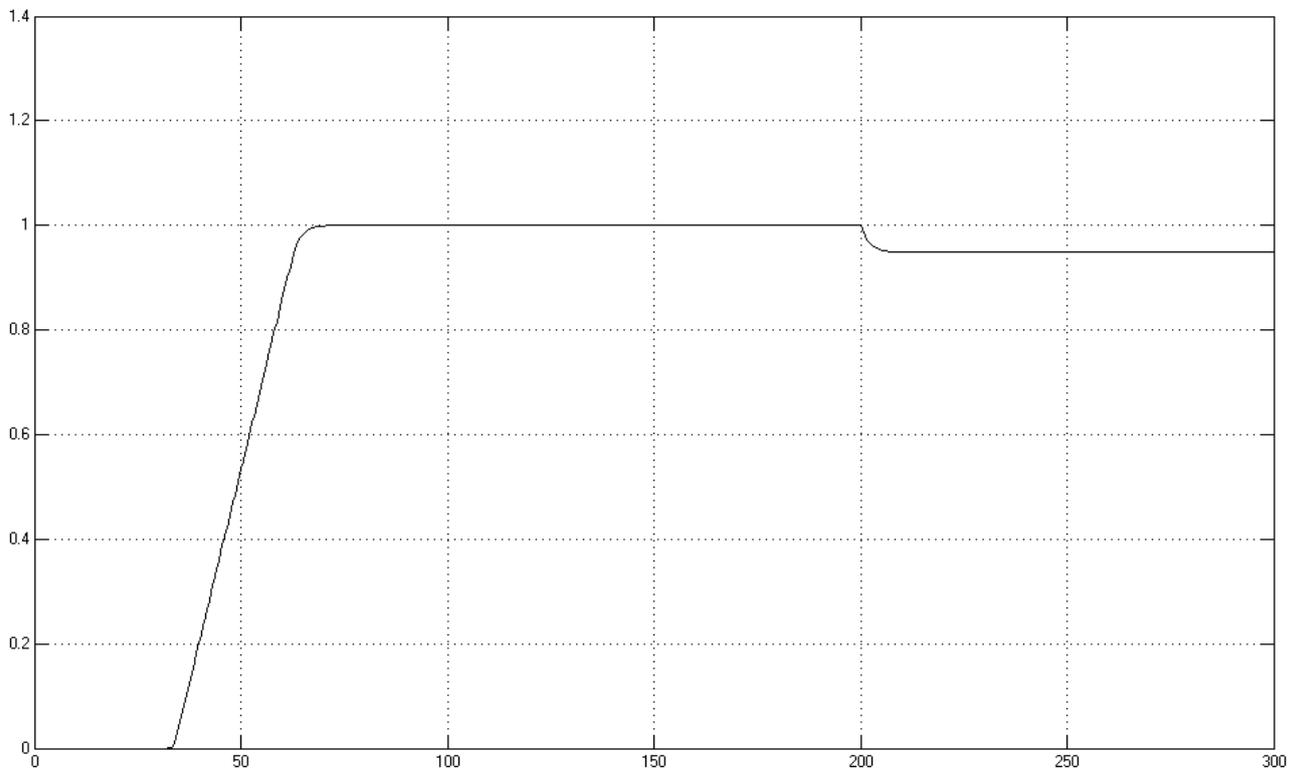


Рисунок 4.34 - График изменения скорости вращения ротора в системе с регуляторами тока компенсирующими влияния Э.д.с. вращения

В системе со стандартной постройкой регуляторов тока при пуске перерегулирование тока i_{ys} составляет

$$\sigma_{i_{ys}} = \frac{i_{\max} - i_{уст}}{i_{уст}} \cdot 100\% = \frac{2,02 - 1,785}{0,785} \cdot 100\% = 13,165\%$$

Время первого достижения установившегося значения: $t_1=3,78$, о.е.

Установившееся значение тока не соответствует заданному что обусловлено влиянием внутренних перекрестных обратных связей и э.д.с. вращения двигателя. Под действием этих факторов наблюдается отличия процессов от эталонных и при выходе на установившуюся скорость при пуске, а также при набросе нагрузки

В системе с регуляторами тока построенными на компенсацию влияния перекрестных связей и э.д.с. вращения двигателя при пуске перерегулирование тока i_{ys} составляет

$$\sigma_{i_{ys}} = \frac{i_{\max} - i_{уст}}{i_{уст}} \cdot 100\% = \frac{2,06 - 2}{2} \cdot 100\% = 3\%$$

Время первого достижения установившегося значения: $t_1=1,3$, о.е.

Установившееся значение тока соответствует заданному. Так же существенно уменьшается влияние указанных факторов на другие регулировочные переменные.

4.4 Выводы по главе

1. Система при стандартной настройке регулятора тока обладает существенной статической ошибкой при обработке постоянного задания по току.

2. В САУ с регуляторами тока компенсирующими внутренние обратные связи двигателя статическая ошибка отсутствует и качество динамических и установившихся процессов при этом соответствует эталонному для систем подчинённого регулирования.

3. Для обеспечения высокого быстродействия и качества процессов управления преобразователь частоты должен обладать большим запасом по амплитуде выходного напряжения.

Заключение

В данной диссертационной работе рассмотрена система векторного и частотного управления асинхронным электроприводом, скорость в которой регулируется с помощью многоконтурной системы, построенной по принципу подчиненного регулирования переменных. Она содержит контуры регулирования проекций вектора тока статора, потокосцепления ротора и скорости двигателя. Система регулирования момента выполнена разомкнутой.

САУ включает в себя объект управления с ПЧ и АД, регулятор скорости, регулятор момента, регулятор потокосцепления, регулятор тока и блок ориентации формирующий координатные функции $\cos \theta$, $\sin \theta$, которые обеспечивают регулирование вектора тока статора и вектора потокосцепления ротора в ориентированной по $\bar{\Psi}_r^s$ системе координат. Для согласования автоматического управляющего устройства с объектом управления используется преобразователь координат.

Основой для построения САУ послужила модель асинхронного двигателя, представленная в декартовой системе координат в переменных $\bar{i}_s - \bar{\Psi}_r$.

В работе обоснована функциональная схема и проведен синтез векторной системы автоматического управления электропривода с подчиненным регулированием переменных, осуществляемый на основе определенной идеализации объекта управления. Системы регулирования координат результирующих векторов и скорости построены по принципу подчиненного регулирования с настройкой на модульный оптимум.

Для оценки эффективности принятых при синтезе решений разработана и реализована в пакете *Matlab* математическая модель системы и выполнены исследования различных режимов её работы. Проведенные исследования показали: САУ электропривода обладает высоким быстродействием, качественными переходными и установившимися процессами соответствующими эталонным для систем подчиненного регулирования.

Список используемых источников

1. Архипов, А. В. Электропривод конвейера на основе двигателя переменного тока / А. В. Архипов // Естественные и технические науки. - 2015. - №. 6. - С. 4-4.
2. Семёнов А. С. Анализ эффективности применения частотно-регулируемого электропривода в условиях алмазодобывающих предприятий / А. С. Семёнов // Горный журнал. - 2019. - №2. С. 76-81.
3. Электротехника: Учебное пособие для вузов. – В 3-х книгах. Книга III. Электроприводы. Электроснабжение / ред. П. А. Бутырина, Р. Х. Гафиятуллина, А. Л. Шестакова. – Челябинск : ЮУрГУ, 2005. – 639с.
4. Ганиев Р. Н. Электропривод кордной линии с рекуперацией энергии / Р. Н. Ганиев // Электрика. - 2005, - №4. С. 116-127.
5. Электроприводная техника : каталог продукции / ОАО «ВНИИР» - 2010 г.
6. Костенко М. П. работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов / М. П. Костенко // Электричество. – 1925. - №2.
7. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными электродвигателями / А. А. Булгаков. – Москва : Наука, 1966.
8. Шинднес Ю. А., Эпштейн И. И. Частотно-регулируемые электроприводы, выпускаемые ХЭМЗом. В кн. : Проблемы автоматизированного электропривода. - Москва, МДНТ им. Ф. Э. Дзержинского, 1974.
9. Сандлер А. С. Частотное управление асинхронными двигателями / А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов. - Москва : Энергия, 1966.
10. Богатырев В. П. Преобразователи частоты с автономными инверторами для регулируемых электроприводов / В. П. Богатырев, С. О. Кривицкий, И. И. Эпштейн // Повышение эффективности устройств преобразовательной техники : сб. науч. тр. / Наукова думка. - Киев, 1973. ч 4.

11. Лихошерст В. И. Расширение диапазона регулирования скорости при частотном управлении асинхронными электроприводами / В. И. Лихошерст // Изв. Вузов : Горный журнал. – 1966. - №4.
12. Бродский В. Н. Приводы с частотно-токовым управлением / В. Н. Бродский, Е. С. Иванов. – Москва : Энергия, 1974.
13. Кривицкий С. О. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами / С. О. Кривицкий, И. И. Эпштейн. – Москва : Энергия, 1970.
14. Вейнгер А. М. О возможностях регулируемого электропривода с синхронным двигателем / А. М. Вейнгер, А. С. Гусев, Ю. С. Тартаковский, Г. А. Богомолова, И. М. Серый, А. А. Янко-Триницкий // Электричество – 1971. - №9.
15. Разработка и исследование системы автоматического управления асинхронным электроприводом с вентильным преобразователем частоты : отчет о НИР / Р. Т. Шрейнер. – Свердловск, 1974.
16. Blaschke, F. Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage fur die Transvector-Regulung von Drehfeldmaschinen «Siemens-Z» / Blaschke, F. Das - 1971. - N10. - 45.
17. Перельмутер В. М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока / В. М. Перельмутер // Моварос. - 2004.
18. Гильдебранд А. Д. Выбор схем электронной модели асинхронного двигателя при переменной скорости вращения / А. Д. Гильдебранд, Н. И. Зенкин, В. М. Кирпичников Н. И. Томашевский // Изв.вузов / Электротехника. – 1967. - №2.
19. Янко-Триницкий А. А. Управления переходных электромагнитных процессов асинхронного двигателя и их решение / А. А. Янко-Триницкий // Электричество – 1951. - №3.
20. Слежановский О. В. Современное состояние и перспективы развития развития электроприводов переменного тока с преобразователями частоты с непосредственной связью / О. В. Слежановский, Л. Х. Дацковский, В. Д. Кочетков, И. С. Кузнецов, Л. М. Тарасенко, И. Л. Локтева, Е. Л. Эттингер, И. Я.

Бернштейн, Г. В. Грабовский, А. А. Янко-Триницкий, И. В. Бородина, А. М. Вейнгер, И. М. Серый, Ю. С. Тартаковский // Электричество – 1973. - №11.

21. Blaschke, F. Das Verfahren der Feldorientierung zur Regulierung der Asynchnronmaschine / Blaschke, F. Das // Siemens Forsch. – und ENTWICKLUGSBER - 1972. - 1, N 1.

22. Вейнгер А. М. Влияние ЭДС вращения на динамику системы регулирования скорости синхронного двигателя / А. М. Вейнгер, А. С. Гусев, И. И. Серый, А. А. Янко-Триницкий // Известия вузов – 1972. №10.

23. Шрейнер Р. Т. Исследование контура регулирования тока частотно-управляемого асинхронного электропривода. Сборник применение вычислительной техники и автоматическое управление производственными процессами / Р. Т. Шрейнер, М. С. Карагодин, Ю. В. Калущкий, А. А. Федоренко. – Пермь, 1972.

24. Гарнов. В. К. Унифицированные системы автоуправления электроприводом в металлургии / В. К. Гарнов, В. Б. Рабинович, Л. Н. Вишневецкий – Москва : Металлургия, 1971.

25. Лебедев Е. Д. Управление вентильными электроприводами постоянного тока / Е. Д. Лебедев, В. Е. Неймарк, М. Я. Пистрак, О. В. Слежановский – Москва : Энергия, 1970.

26. Фишбейн В. Г. Расчет систем подчиненного регулирования вентильного электропривода постоянного тока / В. Г. Фишбейн – Москва : Энергия, 1972.

27. Разработка и исследование системы автоматического управления асинхронным электроприводом с автономным инвертором напряжения : отчет о НИР / Р. Т. Шрейнер. - Свердловск, 1974.

28. Теоретическое и экспериментальное исследование системы автоматического управления асинхронным электроприводом с автономным инвертором напряжения : отчет о НИР / Р. Т. Шрейнер, Свердловск. - 1975.

29. Шрейнер Р. Т. К синтезу системы регулирования тока асинхронного электропривода с автономным инвертором напряжения. Сборник оптимизация

режимов работы электроприводов / Р. Т. Шрейнер, А. А. Федоренко – Красноярск : выпуск 4, 1975.

30. Федоренко А. А. О возможности построения системы автоматического управления асинхронным электроприводом с ориентацией по полю путем регулирования скольжения. Сборник научно-технический прогресс в промышленности / А. А. Федоренко. - Свердловск, 1974.

31. А. с. 534842 СССР. Устройство управления короткозамкнутым асинхронным двигателем / Р. Т. Шрейнер, А. А. – опубл. 1976; Бюл. №41.

32. Шипанов В.П. Автоматизированный вентильный электропривод / В.П. Шипанов - Москва : Энергия, 1969.

33. Кравчик А.Э. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин, Е.А. Соболенская – Энергоиздат, 1982. – 504 с.

Приложение А

Условные обозначения и индексы

Таблица А.1. Условные обозначения

Величина	Единицы		Размерность абсолютных единиц
	Относительные	Абсолютные	
Результирующие векторы	u, i, ψ	U, I, Ψ	
Комплексные переменные	$\bar{u}, \bar{i}, \bar{\psi}$	$\bar{U}, \bar{I}, \bar{\Psi}$	
Сопряженные комплексные переменные	$\dot{\bar{u}}, \dot{\bar{i}}, \dot{\bar{\psi}}$	$\dot{\bar{U}}, \dot{\bar{I}}, \dot{\bar{\Psi}}$	
Напряжение	u	U	B
Ток	i	I	Φ
Электродвижущая сила, ЭДС	e	E	B
Потокоцепление, магнитный поток	ψ	Ψ	$B\Phi$
Магнитная индукция в воздушном зазоре	b_m	B_m	$Tл$
Полная мощность	s	S	$B \cdot A$
Активная мощность	p	P	Var
Реактивная мощность	q_{ε}	Q_{ε}	$H \cdot m$
Электромагнитный момент	m_{ε}	M_{ε}	$H \cdot m$
Момент статического сопротивления	m_c	M_c	c^{-1}
Угловая частота (скорость вращения)	ω	Ω	c^{-1}
Абсолютное скольжение	β	B	$рад$
Угол поворота	ω	Φ	$рад$
	θ	Θ	
Активное сопротивление	r	R	$Ом$
Индуктивность	l	L	$Гн$
Реактивное сопротивление	x	X	$Ом$
Момент инерции	J	J	$кг \cdot м^2$
Время	t	t	c

Продолжение таблицы А.1.

Величина	Единицы		Размерность абсолютных единиц
	Относительные	Абсолютные	
Постоянная времени	T	T	C
Коэффициент передачи (усиления)	k	K	—
Матрица оператора дифференцирования, оператор дифференцирования	D, p	D, p	—

Таблица А.2. Индексы

Обозначение	Значение
a	Фазы А
b	Фазы Б
c	Фазы С
s	Статора
r	Ротора
1	Первичной обмотки или номер
2	Вторичной обмотки или номер
m	Намагничивания
\max	Амплитудное значение
σ	Рассеяния
α, β	Оси неподвижной относительно статора системы координат
x, y	Оси произвольно вращающейся системы координат
$n, ном$	Номинальная величина
b	Базисная величина
0	Начальное значение
k	Координат
ε	электромагнитный

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение
высшего образования
«СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Политехнический институт
Кафедра электротехнических комплексов и систем

УТВЕРЖДАЮ
Заведующий кафедрой


В. И. Пантелеев
подпись

« 05 » 07 2019 г.

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ

Синтез регуляторов и исследование векторной системы частотного управления
АД

13.04.02 Электроэнергетика и электротехника

13.04.02.05 Электроприводы и системы управления электроприводов

Научный руководитель  03.07.19 Доцент, каф. ЭТКиС, к.т.н А.А. Федоренко
подпись, дата должность, ученая степень инициалы, фамилия

Выпускник  03.07.19 М.Д. Брючко
подпись, дата инициалы, фамилия

Рецензент  08.07.19 _____ В.Ю. Сухарь
подпись, дата должность, ученая степень инициалы, фамилия

Нормоконтролер  03.07.19 Доцент, каф. ЭТКиС, к.т.н А.А. Федоренко
подпись, дата должность, ученая степень инициалы, фамилия

Красноярск 2019