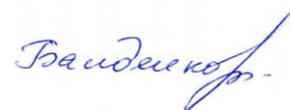


**Федеральное государственное автономное образовательное учреждение  
высшего образования**

**«Южно-Уральский государственный университет  
(национальный исследовательский университет)»**

*На правах рукописи*



**Балденков Александр Александрович**

**СТРУКТУРНЫЕ МЕТОДЫ ЛИНЕАРИЗАЦИИ  
ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННЫХ  
ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ЧАСТОТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ**

Специальность 05.09.03 – «Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация на соискание учёной степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель –  
доктор технических наук  
**Кодкин В.Л.**

Челябинск – 2019

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1. ОСОБЕННОСТИ СИСТЕМ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ.....	17
1.1 Анализ современного состояния систем управления электроприводами переменного тока.....	17
1.2 Особенности скалярного управления приводами.....	20
1.3 Особенности векторного управления приводами.....	27
1.4 Моделирование работы системы ПЧ-АД .....	36
1.5 Экспериментальные исследования.....	42
ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 1 .....	49
ГЛАВА 2. МЕТОДИКА ОЦЕНКИ НЕЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИКИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА.....	51
2.1 От динамической формулы Клосса к семействам передаточных функций и частотных характеристик.....	51
2.2 Моделирование системы ПЧ-АД с положительной обратной связью по току статора (ДОС+).....	61
ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 2.....	67
ГЛАВА 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С РАЗЛИЧНЫМИ СТРУКТУРАМИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ .....	69
3.1 Алгоритм работы структурной коррекции.....	70
3.1.1 Реализация внедрением внешнего корректирующего аналогового устройства.....	73
3.1.2 Реализация структурной коррекции через ПЛК.....	77
3.1.3 Программное обеспечение, реализующее ДОС+.....	79
3.2 Разомкнутое скалярное, бездатчиковое векторное управление.....	81
3.2.1 Оценка статических характеристик привода.....	81
3.2.2 Оценка динамических характеристик привода.....	85

3.3 Векторное управление с контуром скорости.....	86
3.4 Скалярное управление с динамической положительной обратной связью (ДОС+) .....	91
3.5 Спектральный анализ статорных и роторных токов .....	95
ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 3 .....	106
ГЛАВА 4. ПРИМЕНЕНИЕ СТРУКТУРНОЙ КОРРЕКЦИИ НА ПРОМЫШЛЕННЫХ ОБЪЕКТАХ .....	108
4.1 Промышленная линия окраски листового материала .....	108
4.1.1 Описание промышленной линии окраски листового материала.....	108
4.1.2 Исследование эффективности применения разработанных алгоритмов на технологической линии .....	113
4.2 Автономная котельная, совмещенная с тепловым пунктом .....	117
4.2.1 Описание работы автономной котельной .....	117
4.2.2 Исследование эффективности применения разработанных алгоритмов на котельной установке .....	120
ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 4 .....	125
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	127
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	129
ПРИЛОЖЕНИЕ 1 .....	145

## ВВЕДЕНИЕ

### **Актуальность работы.**

При внедрении в практику самых современных систем управления, инженеры, как правило, оперируют категориями линейных систем автоматического управления. То есть, таких систем, параметры и характеристики которых не зависят ни от каких воздействий, а уравнения, которыми эти системы описываются содержат только линейный компоненты. В реальности таких систем не существует. Все системы управления и дифференциальные уравнения их описывающие, имеют нелинейные компоненты. Эти нелинейные элементы приближают математическое описание систем к реальности, чего не могут линейные уравнения. Но у линейных систем есть одно большое преимущество – они имеют точные решения. А нелинейные уравнения либо решаются очень сложно, либо не решаются совсем. Линейные системы управления, и электроприводы в частности, имеют процессы, качество которых – устойчивость, время переходного процесса, величина статической и динамической погрешностей привода не зависят от входных «задающих» сигналов и от внешних воздействий и возмущений, поскольку определяются только параметрами самой системы управления, следовательно, такие системы предсказуемы и прогнозируемы. Для идентификации таких систем их не надо тестировать сигналами разной амплитуды и частоты, они не должны допускать неожиданных режимов работы и, тем более, аварийных. Кроме того, они достаточно просто корректируются стандартными регуляторами и типовыми обратными связями. Для нелинейных систем регулирования характерны другие закономерности. Нелинейные системы по-разному ведут себя на разных скоростях и при разных нагрузках. Устойчивые на номинальной скорости – они становятся колебательными на малых и наоборот. Они плохо корректируются стандартными методами – ПИ, ПИД регуляторы ведут себя совершенно не предсказуемо.

Из вышесказанного можно сделать вывод, что при работе с техническими системами (электроприводами, в частности) предпочтительнее иметь дело с линейными системами регулирования, или максимально приближенными к линейным при возмущениях, которые эта система испытывает.

В электроприводах есть «принципиальные» нелинейности, это операция формирования момента – операция умножения двух переменных функций – тока и магнитного потока. В асинхронных двигателях это периодические функции, в результате – у такого привода даже механическая характеристика сугубо нелинейная. Эта нелинейность очевидна, она вытекает из формулы Клосса и T-образной схемы замещения, в которой есть элемент, зависящий от скольжения. Таким образом, нелинейности асинхронных электроприводов известны, но скорректировать их простыми средствами (такими как  $IR$ -,  $S$ -компенсации в преобразователе частоты) не получается. Привод становится неэффективным. Чтобы эту нелинейность и, соответственно, неэффективность преодолеть, в значительной части промышленных преобразователей частоты применяется «векторное» управление, которое, линеаризуя привод в отдельных режимах, создает новые нелинейности системы электропривода.

В теории управления термином «линеаризация», как правило, определяются методики упрощения исходных нелинейных систем, сведение их к линейным. В данной работе под термином «линеаризация» понимается структурная коррекция, приводящая реальный асинхронный электропривод к линейным, по реакции на сигнал задания и возмущения.

Асинхронные электроприводы в последние годы стали основными электроприводами в энергетике, промышленности, на транспорте. С широким применением частотных преобразователей (ПЧ), асинхронные электроприводы стали активно внедряться в технические области, требующие качественного регулирования скорости вращения – с диапазоном регулирования не менее, чем 1:100.

Наибольший интерес представляют преобразователи частоты среднего технико-экономического класса. Они, с одной стороны, имеют относительно низкую стоимость, что позволяет широко применять их на предприятиях различного уровня (включая предприятия малого бизнеса), с другой стороны, обладают широким функционалом, включающим все стандартные (достаточно хорошо отработанные и проверенные) алгоритмы управления (скалярное, векторное) для разомкнутых и замкнутых систем, что делает их универсальными с точки зрения применения в различных технических системах. Преобразователи частоты (ПЧ) указанного класса широко представлены компаниями *Schneider Electric*, *Vacon*, *Danfoss* и другими. В указанных преобразователях частоты как правило, реализуются алгоритмы скалярного управления с компенсациями по току статора и бездатчиковое векторное управление, без контура регулирования потокосцепления, что обеспечивает некоторое упрощение наладки приводов, их эксплуатации и доступную цену. Однако, эти алгоритмы управления имеют серьезные недостатки.

Скалярное управление, при котором регулируются частота и амплитуда статорного напряжения, сохраняет нелинейность механических характеристик асинхронного двигателя и не может обеспечить точность поддержания скорости лучше 5% при значительных изменениях моментной нагрузки. Призванные обеспечить уменьшение этой ошибки стандартные коррекции (*IR*-, *S*- компенсации) не эффективны, так как нарушают устойчивость системы.

Векторное управление позволяет, по общепринятому мнению, приблизить АЭП по характеристикам управления к приводам постоянного тока, т.е. к линейным системам регулирования. Однако, на практике, это управление не всегда обеспечивает стабильную работу в широком диапазоне регулирования скоростей и изменения нагрузок, причина этого – в неточностях алгоритмов векторного управления.

Чаще всего, требования к электроприводам в механизмах в которых применяются асинхронные электроприводы таковы, что данные недостатки оказываются несущественными. Однако, существует целый ряд механизмов, в которых технологические требования не выполняются при стандартных алгоритмах управления, заложенных в эти преобразователи, а технико-экономические характеристики этих механизмов требуют применения асинхронных электроприводов с преобразователями частоты преимущественно данного класса.

К таким приводам, следует, прежде всего, отнести электроприводы энергетических комплексов. В частности, приводы циркуляционных насосов систем теплоснабжения. Регулирование расхода теплоносителя – существенный ресурс повышения эффективности систем теплоснабжения, поскольку количество передаваемой в сеть тепловой энергии пропорционально произведению расхода и температуры теплоносителя. Однако при стандартных алгоритмах управления, реализуемых в преобразователях частоты, предназначенных для насосов (например, *ATV61*, *ATV71*, *ATV630*), вследствие мягкой механической характеристики, при изменении нагрузки, расход теплоносителя, подаваемого этим насосом, может уменьшаться на 10% ниже требуемого, что приводит к аналогичному изменению количества подаваемой в сеть тепловой энергии. В современных системах теплоснабжения компенсирование этих потерь производится за счет повышения температуры теплоносителя, что приводит к большому перерасходу энергоресурсов. С другой стороны, увеличение скорости вращения двигателя привода насоса выше номинальной даже на 2-3% (для увеличения расхода теплоносителя), при стандартных алгоритмах управления, приводит к значительному росту статорных токов и требует завышения мощности преобразователя частоты и двигателя, а, следовательно, больших затрат при модернизации существующих систем теплоснабжения.

С аналогичными проблемами – роста статорных токов, при увеличении скорости привода с частотным управлением приходилось сталкиваться ранее

разработчикам такого привода для самоходного вагона горной промышленности. Решить проблему удалось существенным изменением алгоритмов управления. Следует отметить, что в энергетике и транспорте часто целесообразно применение группового электропривода. Один преобразователь частоты должен работать с несколькими электродвигателями, при этом очень часто скалярное управление не обеспечивает требованию высокой точности поддержания скорости, а применять векторное управление и *DTC* не рекомендуется производителями преобразователей частоты. Для таких приводов и механизмов необходимы новые алгоритмы управления.

Установка преобразователей частоты на подъемно-транспортную технику, как принято считать, существенно повышает ее качество и стоимость. Однако, по свидетельству представителей компаний, производящих башенные краны, при установке на привод поворота крана ПЧ (*Schneider Electric ATV71*) с ПИ-регулятором скорости, резко ухудшается динамика привода, даже по сравнению с релейно-контакторной схемой управления. Представители компании *Schneider Electric* не нашли способа устранения этого явления.

Во всех, указанных выше, приводах отсутствуют требования к высокой точности поддержания заданной скорости (выше 0,5-1% от номинального под нагрузкой). Однако, в последние годы появились промышленные объекты, в которых избежать этого требования нельзя. Примерами таких объектов могут быть линии по обработке листовых материалов (окраске, лакированию, ламинированию и т.д.). Основными требованиями к приводам таких технологических линий являются – регулирование скорости в диапазоне не менее 1:100, высокая точность поддержания статической скорости (не хуже  $\pm 1\%$ ), минимальные переходные процессы при изменении моментной нагрузки. В тоже время, установка датчиков скорости, на таких линиях, значительно затруднена, а применение сложных и дорогостоящих следящих приводов нерентабельно, так как эти линии работают, чаще всего на предприятиях малого бизнеса, которые не могут позволить себе крупных

капиталовложений. Применение стандартных алгоритмов управления, приводит к значительным переходным процессам в скорости при захвате и отпуске листов и, как следствие, к большому проценту брака, связанного с неравномерностью нанесения покрытия. Для этих механизмов требуется существенно повысить точность поддержания скорости и уменьшить время переходных процессов.

Следует отметить, что большинство этих проблем подтверждается при моделировании и испытании электроприводов в лабораторных условиях, т.е. их причинами является не некачественное программное обеспечение преобразователей частоты, а принципиальные положения векторного управления, это же подтверждают экспериментальные исследования, проведенные за последние годы многими исследователями. Для коррекции таких систем, они чаще всего предлагают вводить дополнительные наблюдающие устройства со специальными, достаточно сложными, алгоритмами работы. Согласно опыту работы с преобразователями частоты разных компаний, большинство из них (*Schneider Electric, Vacon, Danfoss*), реализуют алгоритмы векторного управления, очень близкие к классическим, описанным в литературе. Более совершенные преобразователи частоты, (например, некоторые линейки ПЧ компаний *ABB, SIEMENS*), обеспечивают более качественное регулирование, но существенно превышают их по цене и при этом не решают всех проблем векторного управления. Из преобразователей частоты первой группы, наиболее широкое распространение в добывающей отрасли, энергетике, инфраструктуре и на транспорте, получило оборудование компании *Schneider Electric*. Преобразователи частоты этой компании имеют широкий номенклатурный ряд, который постоянно обновляется, кроме универсальных, выпускаются специализированные ПЧ, предназначенные для применения на кранах, для управления насосами и т.д. Вместе с тем, в этих ПЧ, алгоритмы векторного управления (по своим внешним проявлениям, поскольку компаниями не раскрываются) очень близки к классическим, со всеми достоинствами и

недостатками. Поскольку, в этих алгоритмах отсутствуют контуры регулирования потокосцепления, которые необходимо настраивать при подготовке к работе, эти преобразователи можно считать разомкнутыми по отношению к скорости вращения двигателя или одноконтурными, при замыкании по скорости вращения с ПИ-регулятором.

В диссертации приводятся результаты комплексных исследований асинхронного электропривода, включая теоретический анализ, моделирование и эксперименты на исследовательском стенде.

При этом, в качестве базовых, использовались преобразователи частоты *Schneider Electric*, а полученные технические решения, также, реализовывались на оборудовании этой же компании, без изменения базовых структур.

#### **Степень научной проработанности проблемы.**

Существенный вклад в развитие систем частотного управления двигателями переменного тока внесли А.А. Булгаков, Г.И. Бабокин, В.А. Дартау, А.Е. Козярук, В.И. Ключев, В.А. Мищенко, А.С. Сандлер, А.С. Сарваров, А.А. Усольцев, И. Я. Браславский, В. Н. Бродовский, А. Б. Виноградов, Т. А. Глазенко, Л. Х. Дацковский, А. Е. Козярук, Г. Б. Онищенко, О. И. Осипов, А. Д. Поздеев, В. В. Рудаков, Ю.А. Сабинин, А.А. Суптель, В.М. Терехов, В. А. Шубенко, И. И. Эпштейн, G.M. Asher, F. Blaschke, J. Holtz, и др. Однако, в трудах данных авторов, как правило, АЭП не рассматриваются как динамические нелинейные системы. Нелинейные уравнения, описывающие процессы в асинхронном электроприводе, упрощаются – «линеаризуются», т.е. путем применения ряда допущений приводятся к линейным, причем степень влияния таких допущений на эффективность работы системы, также, как правило, не анализируется.

**Цель работы** – обоснование методов идентификации асинхронных электроприводов с частотным управлением, разработка и внедрение в приводы со стандартными преобразователями частоты алгоритмов управления, приближающих асинхронные электроприводы к линейным

системам, и как следствие, повышающих эффективность этих приводов при работе с различной нагрузкой в широком диапазоне скоростей. При этом, данные алгоритмы не должны нарушать устойчивость привода и изменять схемотехнические решения преобразователей частоты. Повышение эффективности должно быть доказано подробными экспериментами и моделированием.

**Для достижения намеченной цели в диссертации поставлены и решены следующие задачи:**

– на основании экспериментальных исследований, моделирования и опыта эксплуатации технологических установок классифицировать особенности асинхронных электроприводов с преобразователями частоты;

– разработать инженерные методы идентификации АЭП с точки зрения их нелинейности и методы коррекции, приближающие АЭП к линейным системам управления;

– подтвердить эффективность предлагаемых методов структурной коррекции экспериментальными исследованиями и моделированием;

– внедрить предлагаемые структурные решения в системы управления электроприводами промышленных технологических линий и в системы управления циркуляционными сетевыми насосами автономных энергетических комплексов;

– разработать методику оценки качества и эффективности системы управления методом спектрального анализа токов ротора.

#### **Методы исследований.**

В работе использовались методы теории электропривода, теории частотного управления асинхронными электродвигателями, методы теории автоматического управления, методы математического моделирования. Экспериментальные исследования проводились на ряде промышленных и энергетических объектов города Челябинска, а также на специально разработанном лабораторном стенде.

### **Научные положения и результаты, выносимые на защиту:**

– показано, что динамика процессов в асинхронном электроприводе с частотным управлением, в том числе ее недостатки, достаточно точно описываются семействами частотных характеристик, и важную роль играет их зависимость от частоты питающего напряжения и скольжения (определяемого моментной нагрузкой на валу);

– доказано, что динамическая положительная обратная связь по действующему значению тока статора существенно уменьшает вариативность частотных характеристик асинхронного электропривода и, тем самым, линеаризует его;

– доказано, что динамическая положительная обратная связь по действующему значению тока статора (ДОС+) позволяет получить лучшие статические и динамические характеристики асинхронного электропривода в сравнении со стандартными алгоритмами управления, используемыми в промышленных преобразователях частоты и обеспечить устойчивость привода во всем диапазоне возмущений, испытываемых приводом;

– предложен и обоснован метод оценки эффективности алгоритма управления асинхронным электроприводом путем спектрального анализа тока ротора, по его основной гармонике, частота которой определяется реальным скольжением в двигателе, и свидетельствует об эффективности реализуемого алгоритма формирования механического момента в приводе.

### **Научное значение работы:**

– впервые экспериментально и методами компьютерного моделирования проведена идентификация динамики асинхронных электроприводов с частотным управлением, как нелинейных динамических звеньев, сформулированы основные недостатки применяемых в преобразователях частоты алгоритмов управления, обусловленные нелинейным характером асинхронных электроприводов;

– впервые предложен метод построения семейств частотных характеристик асинхронных электроприводов, показана зависимость этих

частотных характеристик от частоты питающего напряжения и скольжения (определяемого моментной нагрузкой на валу);

– впервые даны качественные объяснения сложных процессов в асинхронном электроприводе основанные на анализе семейств частотных характеристик асинхронного электропривода;

– впервые предложен и обоснован структурный метод линеаризации асинхронного электропривода введением положительной обратной связи по действующему значению тока статора с динамическим звеном близким к фильтру 1-го порядка с параметрами, адаптируемыми к частоте питающего напряжения;

– впервые предложена методика оценки качества и эффективности алгоритмов системы управления путем спектрального анализа токов ротора.

#### **Практическое значение работы:**

– разработан и изготовлен оригинальный лабораторный стенд, позволивший провести идентификацию асинхронных электроприводов с частотным управлением, выявить их особенности и проблемы, а также подтвердить эффективность предлагаемых решений;

– проведен комплекс экспериментальных исследований систем электроприводов с частотным управлением, использующих преобразователи частоты среднего технико-экономического класса различных компаний, доказавший неэффективность существующих стандартных алгоритмов управления, заложенных в программное обеспечение преобразователей частоты данного класса, низкую эффективность применяемых в них коррекций и целесообразность введения внешней структурной коррекции;

– предложено структурное решение, с возможностью внедрения в системы управления асинхронными электроприводами, построенными на базе широко применяемых преобразователей частоты среднего технико-экономического класса, выполняющее функцию линеаризации этих приводов, а также улучшающее статические и динамические характеристики управляемого привода;

– доказано, что реализация предлагаемой структурной коррекции, в виде динамической положительной обратной связи по действующему значению тока статора, адаптированной к частоте питающего напряжения, позволяет получить лучшие статические и динамические характеристики асинхронного электропривода в сравнении с приводом со стандартными алгоритмами работы систем управления;

– показано, что предлагаемая структурная коррекция является эффективным решением для электроприводов с высокими требованиями к динамическим характеристикам, в которых невозможна, либо значительно затруднена установка датчиков скорости;

– реализованный алгоритм структурной коррекции, внедренный в систему управления преобразователями частоты линии по окраске листового материала позволил повысить точность поддержания линейной скорости листа (относительно стандартных решений) в режиме его перемещения по линии окраски и в режиме перехвата листа соседними группами валков, что позволило существенно снизить процент брака (с 20-25% до 1-3%), а также снизить токи статора двигателей;

– разработана методика оценки эффективности и качества работы систем управления методом спектрального анализа токов ротора и статора, которая позволила провести сравнительный анализ эффективности различных систем управления.

**Обоснованность и достоверность научных положений, выводов и рекомендаций** определена корректностью применения математического аппарата, обоснованностью методик моделирования, использующих известные, многократно подтвердившие свою достоверность программы, а также подробно описанными методиками экспериментов, позволяющие воспроизвести эти исследования в других научных лабораториях, достоверность также подтверждается адекватностью теоретических положений результатам моделирования и экспериментов, а также, результатами внедрения и эксплуатации структурной коррекции частотно-

регулируемого привода, применяемого в промышленных технологических линиях и приводах циркуляционных насосов энергетических комплексов.

#### **Реализация результатов работы:**

Разработанный метод структурной линеаризации асинхронных приводов с частотным управлением реализован на промышленной линии окраски листового материала ООО «Комплекс» (г. Челябинск), а также внедрен в систему управления циркуляционными насосами автономного теплового пункта (котельной), смонтированного и обслуживаемого НПФ «Восток-Запад» (г. Челябинск).

#### **Апробация работы:**

В полном объеме работа докладывалась и обсуждалась на расширенных заседаниях кафедры «Автоматизированный электропривод» ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет» г. Челябинск. Основные положения и результаты диссертационной работы рассматривались и обсуждались на международных научно-технических конференциях: 8-я международная научная конференция «Приоритеты мировой науки: эксперимент и научная дискуссия» («The priorities of the world science: experiments and scientific debate»), North Charleston, SC, USA, 17-18 June 2015; 2nd International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing 2016 (Международная научно-техническая конференция "Пром-Инжиниринг" 2016), Челябинск, 19-20.05.2016; 12-я международная научная конференция «Приоритеты мировой науки: эксперимент и научная дискуссия» («The priorities of the world science: experiments and scientific debate»), North Charleston, SC, USA, 16-17 November 2016; Международный конгресс «Возобновляемая энергетика XXI век: энергетическая и экономическая эффективность», Москва, 13-14.10.2016; 11-я Международная научно-техническая конференция «Динамика систем, механизмов и машин», Омск, 14-16.11.2017; 2nd International Conference on Automation, Mechanical and Electrical Engineering (AMEE2017), Shenzhen, China, 16-17.09.2017; 2nd International Conference on Applied Mathematics, Simulation and Modelling

(AMSM2017), Phuket, Thailand, 6-7.08.2017; 3rd International Conference on Industrial Engineering 2017 (Международная научно-техническая конференция "Пром-Инжиниринг" 2017), Челябинск, 16-19.05.2017; 4rd International Conference on Industrial Engineering 2018 (Международная научно-техническая конференция "Пром-Инжиниринг" 2018), Челябинск, 15-18.05.2018; научно-технических конференциях ЮУрГУ в 2014–2018 гг.

**Публикации:**

По теме диссертации опубликовано 28 научных статей, включая – 7 статей в изданиях, рекомендованных ВАК РФ, – 9 входящих в системы цитирования Scopus и Web of Science, – 12 материалов научно-технических конференций, – 1 монография. На оригинальное техническое решение получено 3 патента РФ на изобретение.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, 4-х глав основного текста объемом 101 страницы, заключения, списка используемой литературы из 153 наименований и 1 приложения. Общий объем диссертации составляет 145 страниц, включая 92 рисунков и 12 таблиц.

*Автор выражает глубокую благодарность научному руководителю, д.т.н., профессору В.Л. Кодкину за внимание и поддержку при выполнении работы.*

# ГЛАВА 1. ОСОБЕННОСТИ СИСТЕМ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

## 1.1 Анализ современного состояния систем управления электроприводами переменного тока

Асинхронные электродвигатели, благодаря их простоте, надежности и низкой себестоимости очень широко применяются в промышленности.

Самым перспективным, на настоящий момент, способом управления асинхронными двигателями является частотное управление, что стало возможным благодаря интенсивному развитию элементной базы силовой электроники и вычислительной техники. В настоящее время практически все управляемые электроприводы на базе асинхронных электродвигателей управляются преобразователями частоты (ПЧ).

Производители серийно выпускаемых преобразователей частоты среднего технико-экономического класса, широко применяемых в промышленности, в своей продукции, чаще всего, применяют стандартные алгоритмы управления, такие как, скалярное (с различными видами коррекции), векторное управление по току, векторное управление по напряжению, как разомкнутые (бездатчиковые) системы, так и замкнутые системы с контуром скорости, потока и т.д., кроме того, компаниями Siemens и ABB применяется прямое управление моментом – *DTC (Direct Torque Control)*.

В мелкосерийных и специализированных ПЧ могут использоваться более сложные алгоритмы, адаптированные к конкретным объектам применения. При использовании преобразователей частоты в бездатчиковых системах, для измерения ряда параметров, необходимых для обеспечения их работоспособности, разрабатываются сложные наблюдатели, вносящие дополнительные погрешности в систему управления. Существует практика построения многоконтурных систем управления, значительно улучшающая характеристики асинхронных приводов, но также имеющая ряд проблем, так, построение двухконтурных систем с контуром потокосцепления требует

установки на двигатель дополнительных датчиков, либо, также построения достаточно сложных наблюдателей. Построение многоконтурных систем с серийными преобразователями частоты не всегда представляется возможным из-за отсутствия соответствующих функций в программном обеспечении таких ПЧ и невозможности изменения их программного обеспечения.

Для специализированных преобразователей частоты могут разрабатываться алгоритмы управления, предназначенные для применения только на конкретных промышленных объектах, причём, эти алгоритмы производителем, чаще всего, не описываются и даются только общие рекомендации по настройке [116, стр. 198].

Специализированные и мелкосерийные ПЧ имеют высокую цену, не универсальны (чаще всего, предназначены для применения только на конкретных объектах), в ряде случаев требуют установки на двигатель или на технологическом объекте дополнительных датчиков. Эти недостатки сводят к нулю основные преимущества применения асинхронных двигателей – низкую цену, надежность, низкие затраты на обслуживание.

В связи с вышесказанным, в данной работе рассматриваются преобразователи частоты среднего технико-экономического класса, со стандартными алгоритмами управления и имеющие большой потенциал с точки зрения коррекции.

Проанализированы процессы в ряде приводов промышленных и энергетических объектов, построенных на базе широко применяемых преобразователей частоты среднего технико-экономического класса компании *Schneider Electric*.

1. Промышленный комплекс по обработке листового материала (линия по окраске, лакированию, ламинированию ДВП).

В процессе перемещения листа по линии, ошибка поддержания скорости в момент перехвата листа от одной группы обрабатывающих валков к другой приводит к нарушению равномерности окраски. Установка датчиков скорости

на данном объекте затруднена. Необходимая точность поддержания скорости не хуже  $\pm 1\%$  при нагрузке от  $0$  до  $M_n$ .

## 2. Автономная блочная котельная, совмещенная с тепловым пунктом.

Значительные колебания давления теплоносителя, связанные с процессами в сети отопления (потери теплоносителя, работа регулирующей аппаратуры) снижают эффективность системы теплоснабжения, так как снижение количества передаваемого в сеть тепла компенсируется повышением температуры. Установка преобразователя частоты на циркуляционные сетевые насосы (насосы, перемещающие теплоноситель по сети теплоснабжения) частично решила данную проблему. Однако, применение скалярного управления не дало возможности быстро и полностью компенсировать падение давления, а применение специальных алгоритмов для управления насосами требует применения ряда дополнительных датчиков (давления, расхода) и, следовательно, переработки технической документации.

## 3. Башенный кран серии КБ-407

Применение преобразователя частоты в приводе поворота башенного крана и приводе перемещения тележки (по стреле) снижает динамику работы данных приводов (в сравнении с релейно-контакторной системой управления), что уменьшает эффективность работы крана, т.к. оператор не имеет возможности быстро и эффективно компенсировать раскачивание груза (как результат ветровой нагрузки или иных внешних воздействий).

Обнаруженные проблемы асинхронных электроприводов (со стандартными алгоритмами управления) рассмотренных промышленных объектов, показывают необходимость выявления причин их возникновения и поиска решения данных проблем. С этой целью необходимо проанализировать существующие алгоритмы управления, применяемые в данном классе преобразователей частоты, рассмотреть их особенности.

## 1.2 Особенности скалярного управления приводами

Наиболее широкое распространение получили асинхронные электроприводы со скалярным управлением (SC). При скалярном управлении асинхронным двигателем поддерживается амплитуда и частота питающего напряжения в соответствии с законом  $\frac{U}{f} = const$  (для некоторых применений  $\frac{U}{f^2} = const$ ;  $\frac{U}{\sqrt{f}} = const$  – в зависимости от характера нагрузки).

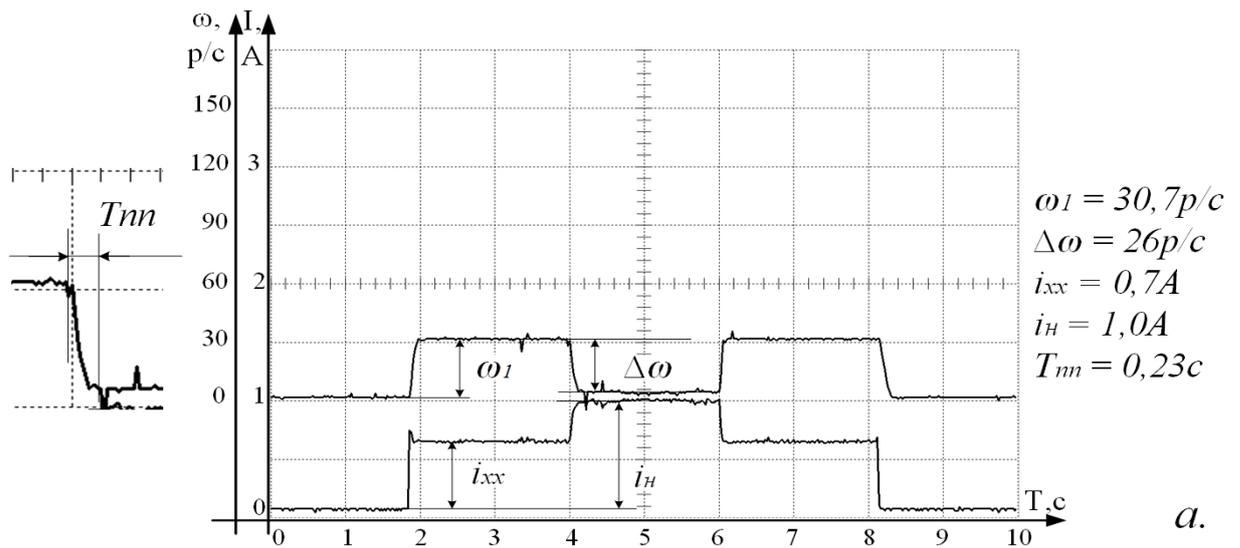
Согласно теоретическим положениям скалярного управления, оно имеет ряд неоспоримых преимуществ:

- при изменении частоты питающего напряжения привод работает на механических характеристиках близких к естественным с номинальными параметрами (т.е. сохраняет жесткость механической характеристики, критический момент, абсолютное критическое скольжение), что позволяет ожидать одинаковую «просадку» скорости и одинаковые значения тока статора при одинаковой моментной нагрузке во всем диапазоне рабочих частот;
- простота реализации (не требует значительных вычислительных ресурсов);
- возможность управления многодвигательными приводами.

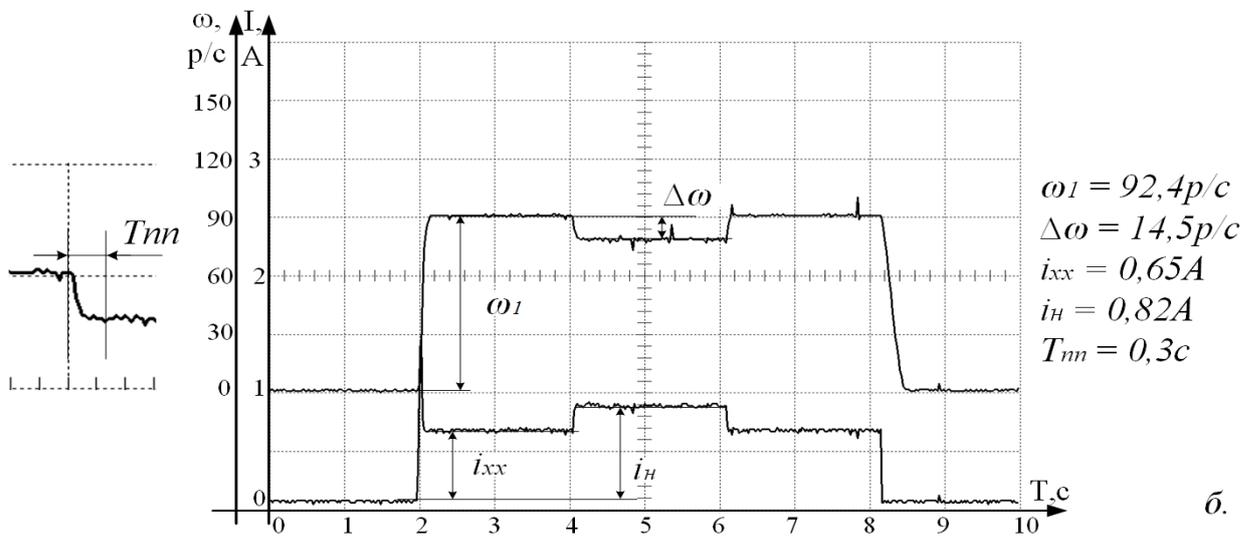
Из теории, также, следует ряд недостатков:

- скалярное управление не линеаризует асинхронный электропривод, так как не содержит необходимых для этого механизмов;
- чаще всего, максимальное значение диапазона регулирования скорости вращения ротора электродвигателя, без потери момента, не превышает 1:10;
- на низких частотах происходит значительное снижение момента, развиваемого двигателем.

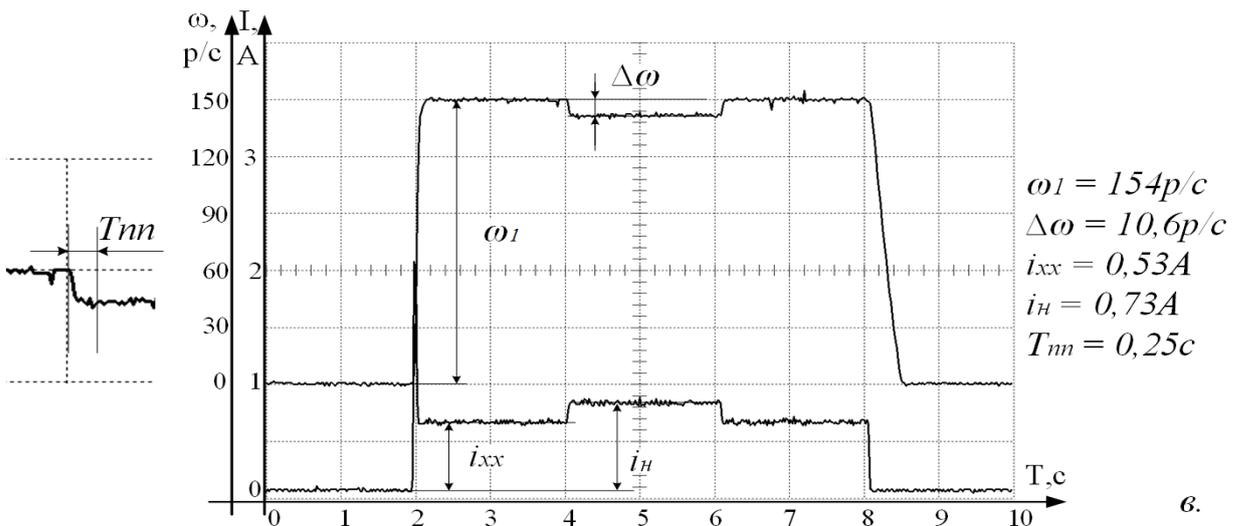
Для уточнения особенностей, отражающих теоретические положения привода со скалярным управлением проведен ряд экспериментов.



а.



б.



в.

Рис. 1.1. Диаграммы скорости и тока статора на скорости задания 31,42p/c (а), 94,25p/c (б) и 157,1p/c (в) при набросе нагрузки в АЭП со скалярным управлением (при отсутствии компенсаций)

Эксперименты проводились на лабораторном стенде (подробное описание стенда приведено в главе 1, раздел 1.5). В работе представлены результаты экспериментов при управлении приводом преобразователем частоты Schneider Electric ATV71. Указанный преобразователь частоты среднего технико-экономического класса широко применяется в промышленных установках различного назначения и является универсальным с точки зрения применения. В ходе экспериментов привод разгонялся до заданной скорости (31,42р/с, 94,25р/с, 157,1р/с), после разгона производился наброс статической моментной нагрузки, близкой к  $M_n$  (рис.1.1).

Эксперименты показали нелинейный характер процессов в АЭП со скалярным управлением – при различных частотах питающего напряжения, реакция привода на одинаковую моментную нагрузку различна. Скалярное управление не компенсирует «провалы» скорости под нагрузкой, причем значение «провала» ( $\Delta\omega$ ) зависит от частоты питающего напряжения, также, различны значения тока статора под нагрузкой ( $i_n$ ) и время переходного процесса ( $T_{nn}$ ).

Основным методом коррекции процессов в асинхронном приводе со скалярным управлением – введение компенсации «просадки» скорости асинхронного привода со скалярным управлением при изменении нагрузки, применяемыми в современных преобразователях частоты является введение в систему управления  $IR$ -,  $S$ - компенсаций.

$IR$ -компенсация – положительная обратная связь по току статора, действующая в канале напряжения. Ее назначение – скомпенсировать уменьшение потокосцепления и момента двигателя, возникающее в результате падения напряжения  $\Delta U_1 = I_1 R_1$ , создаваемое током  $I_1$  на активном сопротивлении  $R_1$  в результате увеличения нагрузки.

$S$ -компенсация (компенсация скольжения) – положительная обратная связь по току статора в канале регулирования частоты.

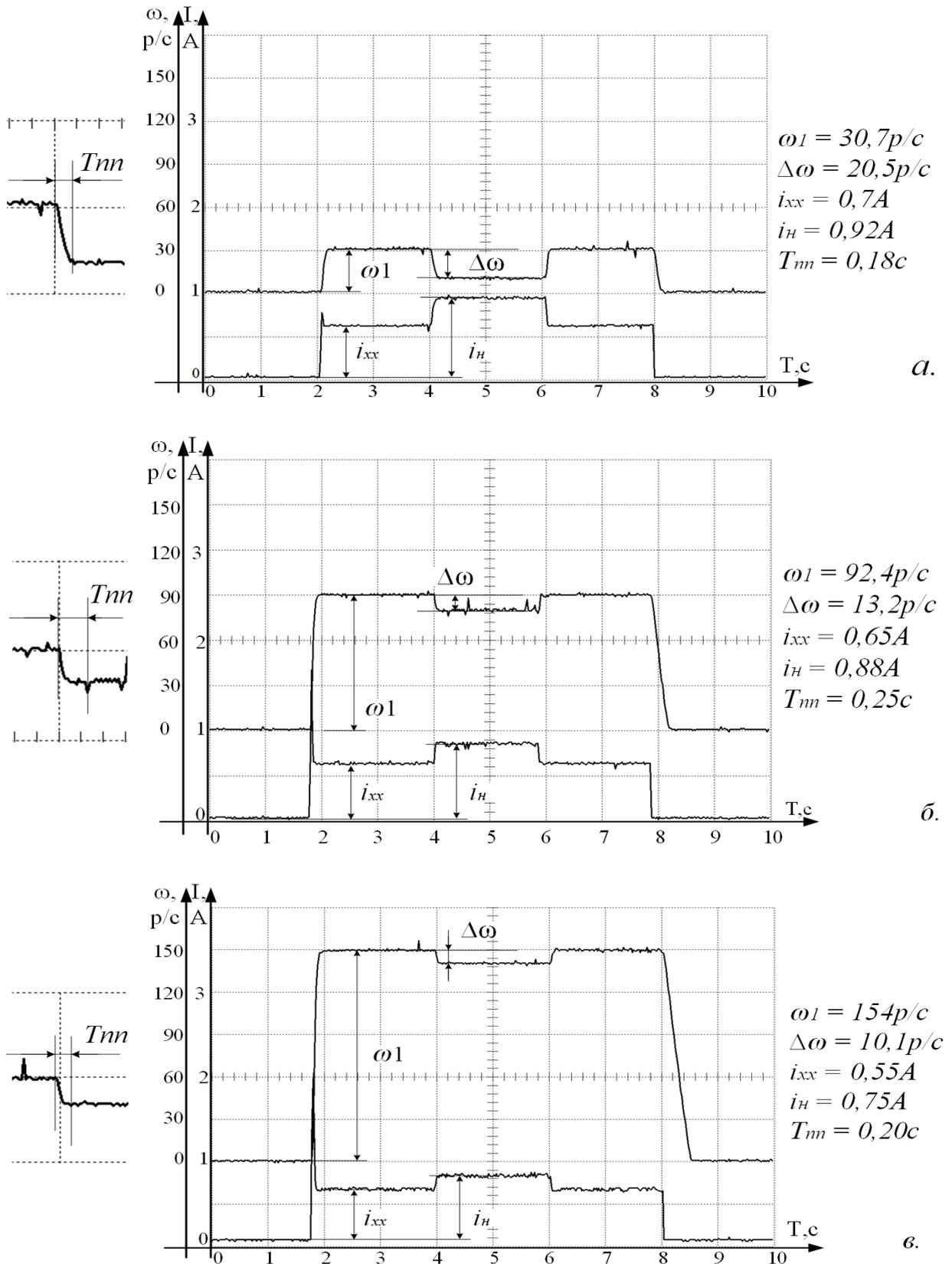


Рис. 1.2. Диаграммы скорости и действующего значения тока статора в АЭП со скалярным управлением при скоростях задания 31,42р/с (а), 94,25р/с (б) и 157,1р/с (в) и значениях компенсаций IR=150%, S=200% при набросе нагрузки

Главной причиной малой эффективности указанных компенсаций является то, что они представляют собой положительные обратные связи, неустойчивые при больших значениях коэффициентов. Данное утверждение подтверждено экспериментально. Эксперименты, проведенные при максимальных значениях  $IR$ - и  $S$ - компенсаций (150% и 200%, соответственно), при которых сохранялась устойчивость привода, показали незначительное уменьшение «просадки» скорости под нагрузкой, в сравнении с аналогичным режимами при отсутствии компенсации (при  $IR=0\%$ ,  $S=0\%$ ). На рисунке 1.2 приведены диаграммы скорости и тока статора для скоростей задания 31,42р/с, 94,25р/с, 157,08р/с при максимальных значениях  $IR$ - и  $S$ - компенсаций при набросе статической нагрузки близкой к  $M_n$ .

Приведенные на рисунках 1.1 и 1.2 диаграммы показывают, что введение в скалярную систему управления  $IR$ - и  $S$ - компенсаций полностью не устраняет статическую ошибку по скорости. Снижение скорости ( $\Delta\omega$ ) при минимальных значениях  $IR$ - и  $S$ - компенсаций (0%) при заданных скоростях 31,42р/с, 94,25р/с, 157,08р/с составляет: 26р/с, 14,5р/с и 10,6р/с, соответственно. При значениях  $IR$ - и  $S$ - компенсаций равных 150% (максимальное значение, при котором сохраняется устойчивость привода): при аналогичных скоростях задания  $\Delta\omega$  составляет: 20,5р/с, 13,2р/с, 10,1р/с. Таким образом, разница компенсации падения скорости при минимальном и максимальном (доступных пользователю) значениях  $IR$ - и  $S$ -компенсаций для задания 31,42р/с составляет **17,9%**, для задания 94,25р/с – **1,32%**, для задания 157,08р/с – **0,32%**, что говорит о низкой эффективности компенсаций, заложенных в программное обеспечение исследуемого преобразователя частоты.

Необходимо также обратить внимание на время переходных процессов ( $T_{nn}$ ) при различных значениях компенсаций, на соответствующих скоростях. Незначительное изменение параметра  $T_{nn}$  показывает, что введение коррекций (в доступном пользователю диапазоне значений) практически не влияет на динамические характеристики привода.

Кроме того, введение больших значений  $IR$ - и  $S$ - компенсаций может приводить к неустойчивым состояниям привода.

Применение  $IR$ -компенсации более 150% (при доступном диапазоне значений 0% – 200%) приводит к ухудшению условий пуска, колебательным процессам тока статора и скорости (Рис. 1.3а), а некоторых случаях к «срыву» управления и аварийному отключению преобразователя частоты (Рис. 1.3б).

Применение  $S$ -компенсации («компенсации скольжения») более 200% (при доступном диапазоне значений 0% – 300%) приводит к неустойчивому вращению (значительным колебаниям скорости) (Рис. 1.4).

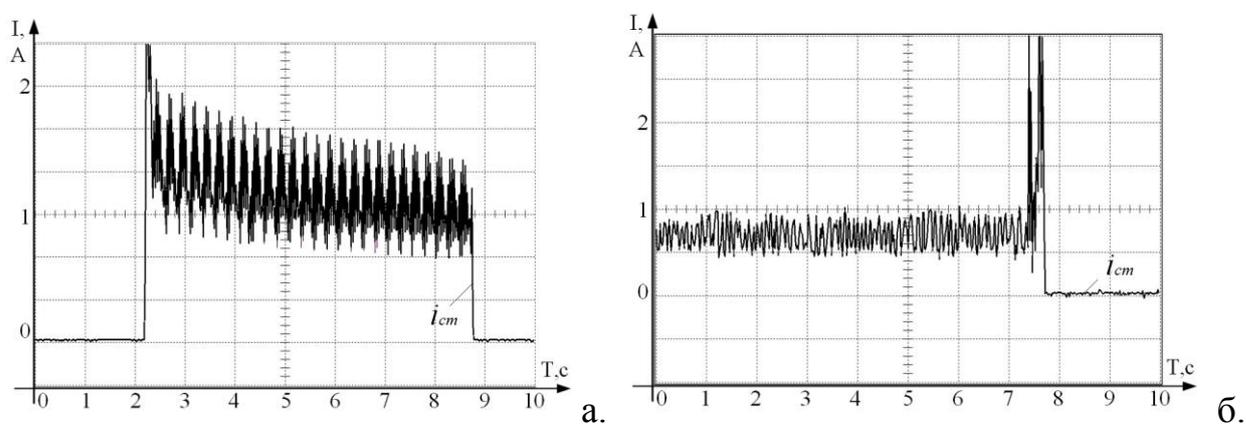


Рис. 1.3. Диаграммы тока статора при больших значениях (более 150%)  $IR$ -компенсации и возникновении колебательных процессов (а), срыва управления и аварийного отключения преобразователя частоты (б).

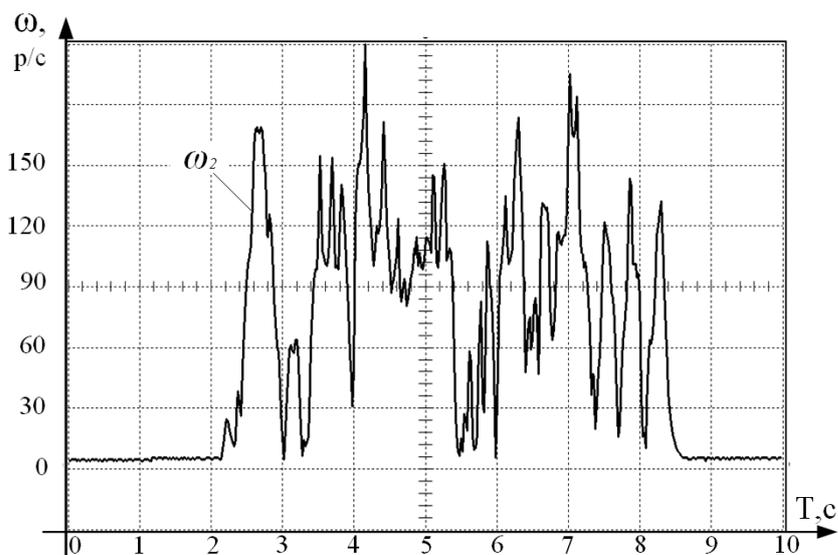


Рис. 1.4. Диаграмма скорости при больших значениях (более 200%)  $S$ -компенсации («компенсации скольжения»), заданная скорость 94,25р/с.

Кроме вышесказанного, комбинация значений компенсаций может приводить к состояниям, когда в приводе устойчивом на холостом ходу или при малой нагрузке, при нагрузке, близкой к номинальной, возникают колебательные процессы (Рис. 1.5а), и наоборот, при неустойчивом вращении на холостом ходу (или при малой нагрузке), при номинальной нагрузке привод становится устойчивым (Рис. 1.5б), что отражает нелинейность такой системы АЭП – зависимость характера процессов в приводе от скольжения (определяемого нагрузкой).

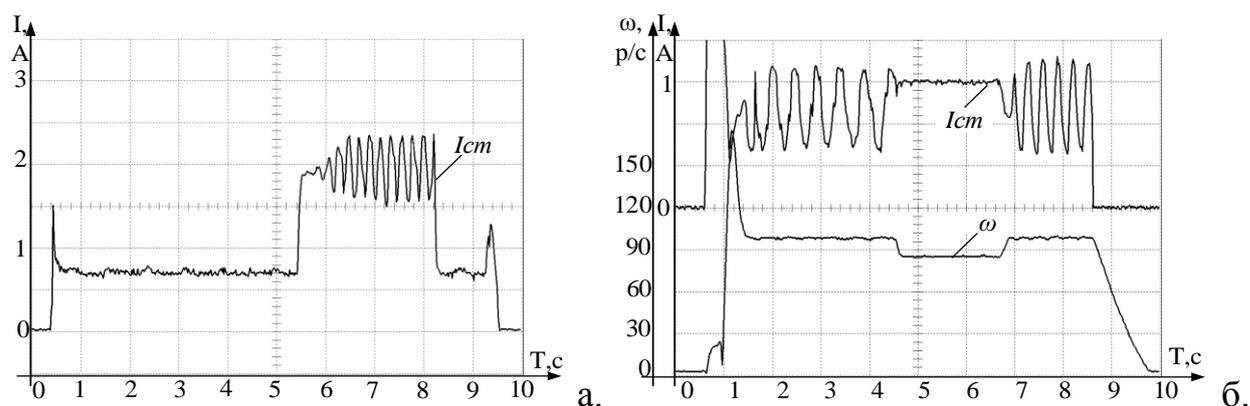


Рис. 1.5. Возникновение колебательных процессов в зависимости от скольжения (нагрузки)

С целью исключения возникновения неустойчивых состояний привода, компаниями-производителями преобразователей частоты значительно ограничиваются доступные пользователю значения компенсаций, что сильно ограничивает эффективность применения таких компенсаций. Более того, в последнее время, в инструкциях по программированию и эксплуатации преобразователей частоты, их производители предупреждают о возможности возникновения неустойчивых состояний при больших значениях компенсаций [116, стр. 199].

Анализ теоретических положений скалярного управления и результатов экспериментов показал низкую эффективность скалярного управления. Такое управление не линеаризует электропривод, т.е. не компенсирует статические «провалы» скорости под нагрузкой, значения «провалов» и время переходных

процессов сильно зависят от частоты питающего напряжения, вводимые  $IR$ - и  $S$ -компенсации не эффективны, так как их значения сильно ограничены в связи с возможностью возникновения неустойчивых состояний.

### 1.3 Особенности векторного управления приводами

Более эффективным для управления асинхронными электроприводами принято считать векторное управление ( $SVC$ ). Принцип векторного управления был сформулирован в 1971 году Ф. Блашке (F. Blaschke), он получил название «трансвекторное управление» ( $TRANSVEKTOR^{\circledR}$ -*Regelung*) и был запатентован фирмой *Siemens*. Его математической основой являются уравнения электромагнитных процессов в асинхронном двигателе в векторной форме, представленные в системе координат ориентированной по направлению магнитного поля, в связи с чем, в иностранной литературе этот принцип называется *field-oriented control (FOC)*, т.е. «ориентированное по полю управление». Он успешно используется до настоящего времени и полностью ассоциируется с понятием векторного управления.

В основе математического описания АД при переменной частоте питающего напряжения лежит общая теория электрических машин. При записи уравнений асинхронного двигателя получают систему дифференциальных уравнений высокого порядка с переменными коэффициентами. Пользоваться такой системой для описания и исследования электромеханических процессов, происходящих в АД, затруднительно в связи с громоздкостью, наличием переменных коэффициентов, нелинейностью.

Большинство специалистов, связанных с разработкой электроприводов, [43, 55, 56, 107, 144] для анализа работы асинхронного двигателя используют модель обобщенной электрической машины, разработанной Парком с использованием ряда допущений [20]:

1. ЭДС, токи, потокосцепления – синусоидальны во времени и пространстве;

2. Параметры цепей постоянны (активные сопротивления и индуктивности не зависят от частоты, насыщение не влияет на индуктивные сопротивления рассеяния  $x_1$  и  $x_2$ );

3. Не учитываются моменты, создаваемые высшими гармониками потока и тока;

На рисунке 1.6 представлена структурная схема асинхронного привода с векторным управлением по току [138], на ней условно обозначено: УУ (Устройство управления) – блок, описывающий устройство управления АД; АД – блок, описывающий работу асинхронного двигателя;  $L_m$  – индуктивность намагничивания;  $T_2$  – постоянная времени ротора;  $\psi_{2d}$  – потокосцепление ротора;  $i_{1d}, i_{1q}$  – составляющие тока статора в синхронной системе координат;  $i_{1\alpha}, i_{1\beta}$  – составляющие тока статора в неподвижной системе координат;  $\vartheta_1$  – пространственный угол между векторами потокосцеплений статора и ротора;  $m_c$  – момент сопротивления на валу двигателя;  $m$  – электромагнитный момент;  $\omega_2$  – частота ротора;  $\omega_1$  – частота статора;  $\omega$  – текущая частота вращения ротора;  $\Omega$  – угловая частота вращения вала ротора; \* - обозначены сигналы задания, вычисляемые в УУ сигналы, и параметры АД, вводимые в УУ.

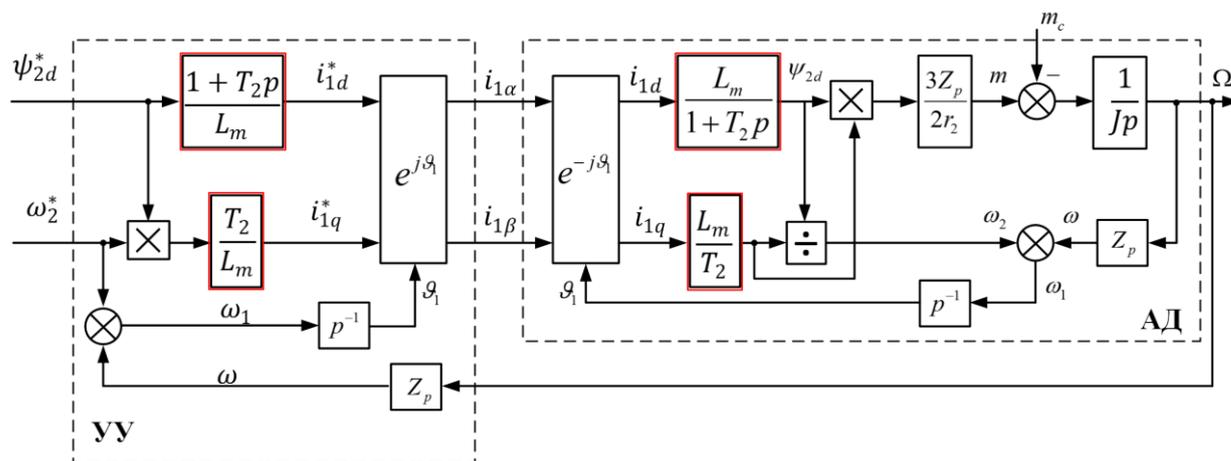


Рис. 1.6. Структурная схема системы векторного управления АД по току

На структурной схеме системы векторного управления АД по току (см. рис. 1.6), наглядно представлен процесс линеаризации структуры ЭП. По

схеме видно, что устройство управления по существу является частью модели АД с обратными передаточными функциями (выделенные блоки).

При точном измерении угловой частоты вращения ротора, необходимой для перехода к неподвижной системе координат, и точных параметрах АД ( $L_m^*$ ,  $L_2^*$ ,  $r_2^*$ ), вводимых в систему векторного управления, передаточные функции АЭП будут близки к единице.

Известно, что представленная на рисунке 1.6 структурная схема будет линейной при точном совпадении коэффициентов прямых и обратных передаточных функций [45, 98]. Устройство управления (УУ) может выполнять свои функции только при условии, что все параметры АД, входящие в передаточные функции его звеньев, соответствуют реальным значениям подключенного двигателя. Однако, несоответствие электромагнитных параметров АД ( $L_m$ ,  $T_2$ ,  $r_2$  и т.д.) значениям, заложенным в модели АД устройства управления (УУ), равносильно наличию пропорциональных коэффициентов в прямых каналах регулирования  $\psi_{2d}$  и  $\omega_2$ . Наиболее критичным является точность определения частоты вращения ротора (скорости вала двигателя) [45, 98]. Наличие ошибки по сигналу скорости вызовет рассогласование систем координат двигателя и устройства управления, приводящее к потере работоспособности привода. Особенно актуально определение частоты вращения ротора в случаях, когда используется «бездатчиковое» векторное управление (т.е. датчик скорости вращения ротора отсутствует и скорость вращения вычисляется преобразователем частоты).

Для исследования особенностей работы асинхронного электропривода с векторным управлением проведен ряд экспериментов.

На рисунке 1.7 представлены диаграммы процессов разгона (до скоростей, соответствующих частотам питающего напряжения 10, 30, 50Гц) и наброса нагрузки на каждой из скоростей для «бездатчикового» векторного управления.

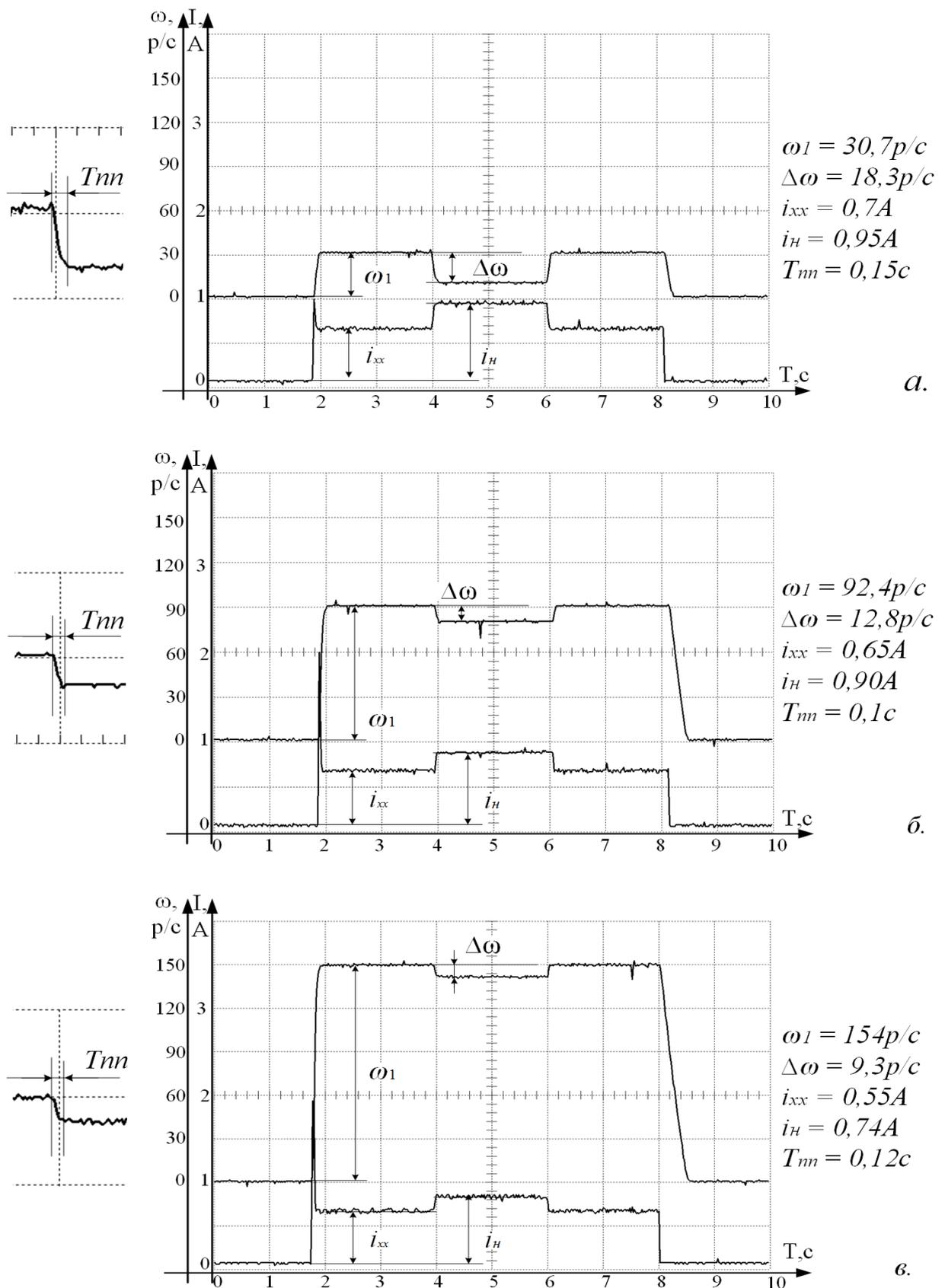


Рис. 1.7. Диаграммы скорости и тока статора при разгоне до скоростей, 31,42р/с (а), 94,25р/с (б), 157,08р/с (в) в АЭП с векторным управлением при набросе нагрузки.

Разные «провалы» скорости, неполная их компенсация и разные значения токов статора при одинаковой нагрузке (на разных скоростях работы) говорят о том, что векторное управление в преобразователе частоты *ATV71* не выполняет функцию линейризации привода.

Векторное управление, в замкнутой по сигналу скорости системе, позволяет полностью компенсировать «провал» скорости в статическом режиме во всем диапазоне рабочих скоростей (рис.1.8). Однако, нелинейность динамических характеристик сохраняется, об этом свидетельствуют различные параметры переходных процессов ( $\Delta\omega$ ,  $T_{mn}$ ) на различных скоростях. Так, при одинаковых параметрах настройки регулятора скорости, время переходного процесса ( $T_{mn}$ ) на скорости вращения 31,42р/с составляет 0,8с, на скорости 125,4р/с – 0,95с. Динамический провал скорости ( $\Delta\omega$ ) на соответствующих скоростях – 19,5р/с и 11,3р/с.

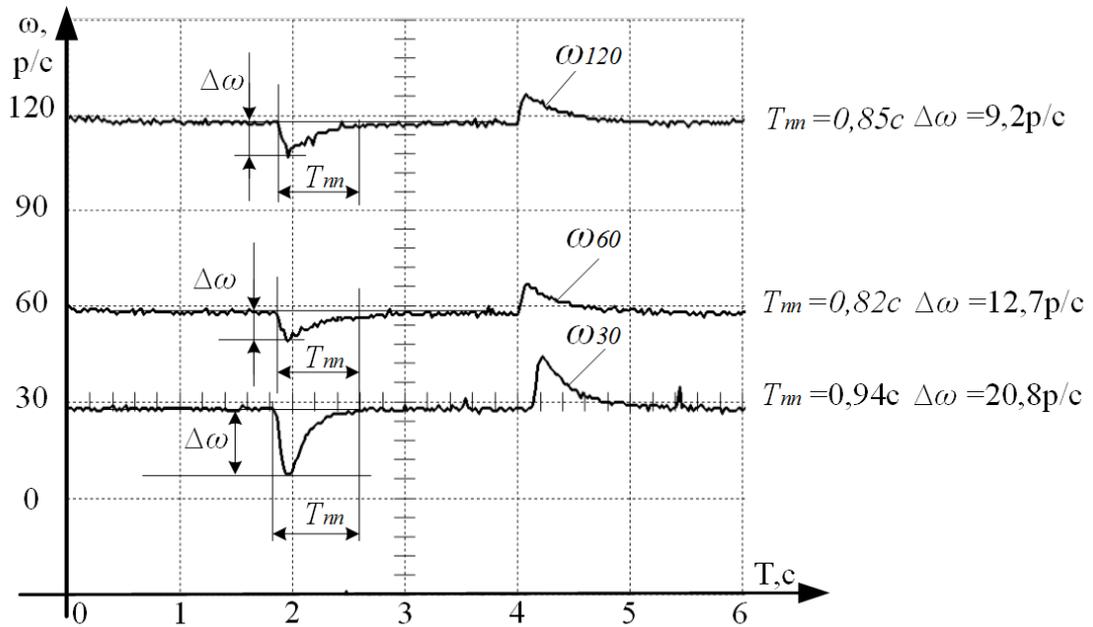


Рис. 1.8. Диаграммы скорости привода с векторным управлением с контуром скорости при  $\omega_{зад}$  равном 31,42р/с, 62,83р/с и 125,4 р/с

Необходимо отметить также слабое влияние доступных пользователю настроек регулятора на характер переходных процессов. На рисунке 1.9

представлены диаграммы скорости одноконтурной системы с векторным управлением, для заданной частоты вращения 90р/с при различных настройках регулятора контура скорости.

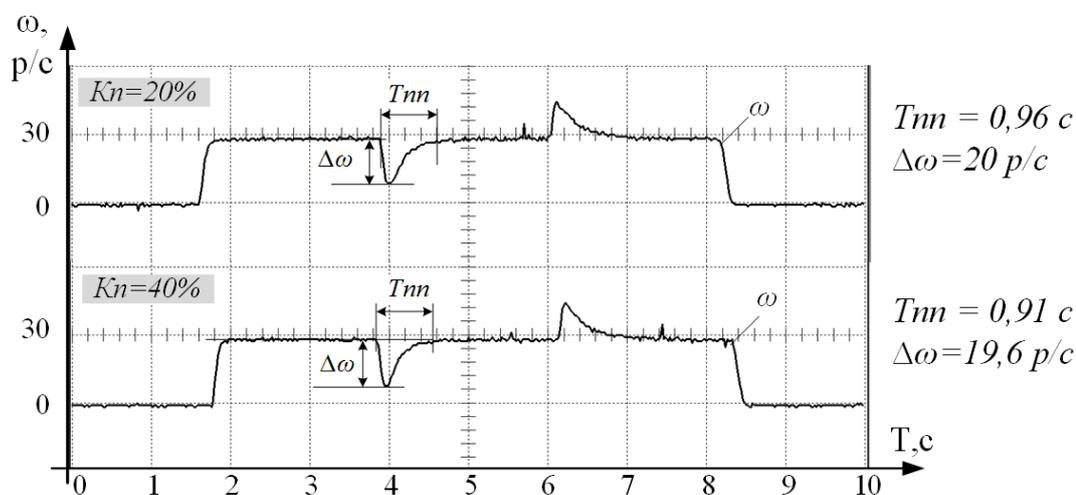


Рис 1.9. Диаграммы скорости АЭП с векторным управлением с контуром скорости для одного значения заданной скорости при различных настройках регулятора контура скорости.

Диаграммы скорости, приведенные на рис. 1.9, показывают слабое влияние параметров регулятора контура скорости на характер процессов, свойственное нелинейным системам. Так, изменение параметра  $K_{П}$  ( $SPG$ ) от 20% до 40%, изменение динамического провала скорости ( $\Delta\omega$ ) составило 1 р/с (3.3%), а времени переходного процесса – 0,03с.

Также, в ходе исследований выявлено возникновение неустойчивых состояний электропривода в различных режимах работы привода, причем, условия возникновения этих состояний, в большинстве случаев непредсказуемы и могут значительно отличаться, даже при работе одного преобразователя частоты с двигателями очень близкими по параметрам (например, АИР63В4У3 и АДЭМ63В4У2). Необходимо заметить, что настройка преобразователей частоты производилась исключительно по инструкциям по программированию, прилагаемым к преобразователям частоты.

Условия возникновения неустойчивых состояний электропривода для различных типов двигателей приведены в таблице 1.1. Неустойчивые состояния характеризуются возникновением автоколебаний тока, приводящих к возникновению значительной вибрации двигателя, колебаний скорости и т.д., в ряде случаев неустойчивые состояния приводят к потере управления преобразователем частоты («срывам управления») и его переходу в режим аварийного отключения. Примеры диаграмм тока при неустойчивых состояниях приведены на рисунке 1.10.

Таблица 1.1. Условия возникновения автоколебаний тока и срывов управления (АП – автоматическая подстройка параметров двигателя)

	АИР63В4У3		АДЭМ63В4У2		4АХ80А4У3	
	без АП	с АП	без АП	с АП	без АП	с АП
SVC U IR = 25; S = 0;	нет	42,6 – 50Гц (при IR = 100 колебаний нет)	30,1 – 41,9Гц	38 – 50Гц	44,9 – 50Гц	8,8 – 10,1Гц
SVC I IR = 25; S = 0;	нет	45,8 – 50Гц	нет	> 45Гц	48 – 50Гц	нет
SVC I IR = 25; S = 0; с контуром скорости	нет	45,8 – 50Гц	>32Гц – колебания тока, ~43Гц срыв управления	>45Гц колебания тока	47 – 50Гц	нет

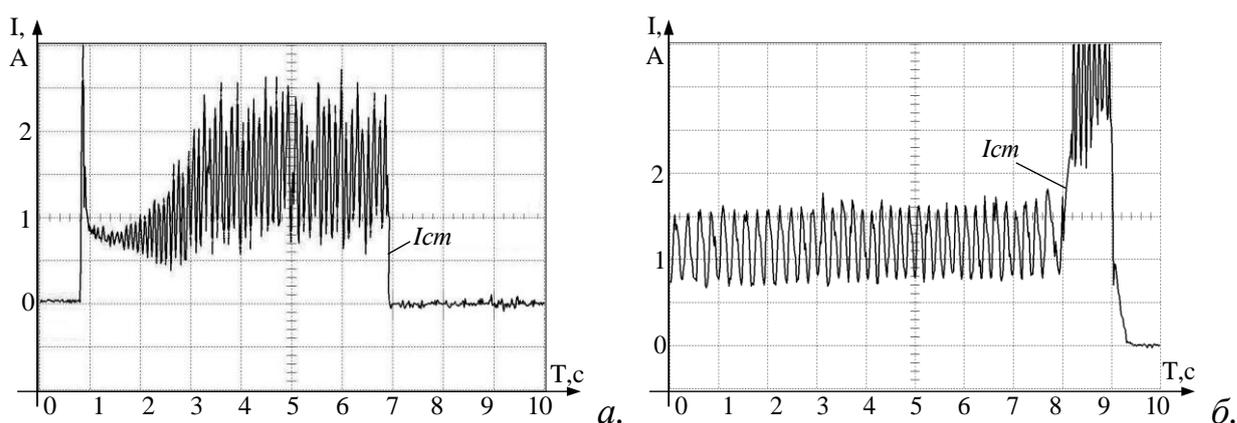


Рис. 1.10. Неустойчивое состояние асинхронного привода при векторном управлении, а - колебания тока статора (привод остановлен вручную), б – срыв управления (привод переходит в режим аварийного отключения)

У преобразователей частоты более ранних выпусков (например, ATV 38 компании *Schneider Electric*), при работе в режиме бездатчикового управления, замкнутого по вычисленной скорости, отмечались случаи возникновения неустойчивых состояний при обработке ими периодических возмущений (Рис. 1.11), причем, условия возникновения таких состояний зависели не от параметров настройки ПЧ, а от частоты и амплитуды внешних возмущений (Рис. 1.12).

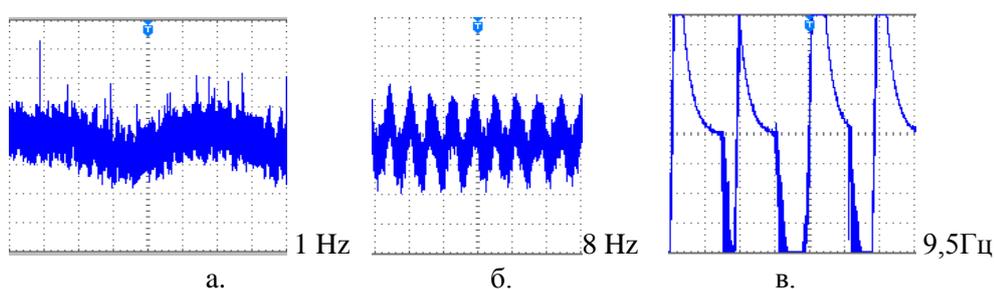


Рис. 1.11. Диаграммы тока статора при обработке периодических внешних возмущений разной частоты (а. б. – в норме, в. – «срыв» управления)

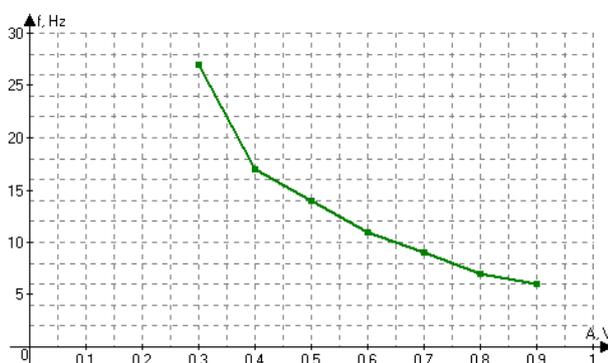


Рис. 1.12. Условия возникновения неустойчивых процессов (зависимость от частоты и амплитуды возмущающего сигнала)

Проведенные эксперименты показали, что несмотря на общепринятые представления о линеаризации векторным управлением асинхронного электропривода, работа векторного управления в реальном преобразователе частоты отличается от теоретических положений – полностью не компенсируются «провалы» скорости под нагрузкой, значения «провалов» различные на различных скоростях (в диапазоне рабочих скоростей), возникают неустойчивые состояния, не объясняемые теоретическими

положениями. В системе с векторным управлением с контуром скорости, происходит полная компенсация «провала» скорости под нагрузкой, но переходные процессы в этом режиме длительные и слабо корректируемые параметрами настройки регулятора скорости преобразователя частоты. Нелинейность системы с контуром скорости сохраняется, т.к. процессы парирования ( $\Delta\omega$ ,  $T_{pi}$ ) одинаковой моментной нагрузки на различных скоростях различные.

Исходя из результатов проведённых экспериментов и опыта эксплуатации асинхронных электроприводов с частотным управлением на различных промышленных объектах сформулированы основные задачи исследований:

- в связи с тем, что теоретические положения (схемы замещения, формулы Клосса и т.д.) не объясняют всех проблем асинхронного электропривода (в особенности, связанные с его нелинейностью), а также обнаружено несовпадение результатов экспериментов с теоретическими положениями частотного управления, необходимо разработать инженерные методы анализа процессов в асинхронном двигателе, объясняющие «сложности» этих процессов, учитывающие при этом нелинейность АЭП;

- эксперименты показали недостаточную эффективность систем управления исследованных преобразователей частоты, в связи с чем, необходимо провести теоретический анализ АЭП (включающий моделирование АЭП с различными системами управления) и разработать структурные методы коррекции, позволяющие линеаризовать асинхронный электропривод (т.е. приблизить статические и динамические характеристики асинхронного электропривода к линейным в диапазоне рабочих частот и нагрузок). Экспериментально и моделированием необходимо подтвердить эффективность разработанных методов коррекции;

- идентификация динамических характеристик АЭП представляет определенную сложность – эксперименты показали незначительные различия

процессов скорости и тока при стандартных алгоритмах управления, кроме того в асинхронном приводе сильно ограничена информация о процессах (большинство параметров рассчитывается преобразователем частоты), токи статора малоинформативны, в связи с чем, необходимо исследовать возможность применения спектрального анализа тока ротора для оценки эффективности работы АЭП с различными структурами системы управления.

#### 1.4 Моделирование работы системы ПЧ-АД

Моделирование асинхронных электроприводов позволяет анализировать характер процессов недоступных прямому измерению, исследовать особенности работы привода в различных режимах, а также влияние параметров. Для описанных выше систем частотного управления АЭП было проведено моделирование в приложении *Simulink* (*SimPowerSystems*) программной среды *MATLAB* с использованием стандартных моделей АЭП со скалярным и векторным управлением на базе ПЧ-АД. На рисунке 1.13 приведена составленная в программной среде *MATLAB* стандартная схема системы ПЧ-АД со скалярным управлением, а на рисунке 1.14 – схема системы ПЧ-АД с векторным управлением (на рис. 1.15 – приведена схема модуля векторного управления АД (*Vector control*)). Построение модели и настройка системы управления были выполнены на основе работ и методик, представленных в [34, 48, 72, 84, 86, 109, 122, 133, 144].

Входными сигналами модели являются задание по скорости  $\omega_{зад1}=31,42\text{p/c}$ ,  $\omega_{зад2}=62,83\text{p/c}$ ,  $\omega_{зад3}=94,25\text{p/c}$ ,  $\omega_{зад4}=125,66\text{p/c}$ ,  $\omega_{зад5}=157,08\text{p/c}$  (*Speed step*), что соответствует частотам питающего напряжения 10, 20, 30, 40 и 50Гц, соответственно, а также возмущения  $M_c=M_n$  (*Torque step*). Процесс разгона привода осуществляется на холостом ходу последовательно до скоростей  $\omega_{зад1} \rightarrow \omega_{зад2} \rightarrow \omega_{зад3} \rightarrow \omega_{зад4} \rightarrow \omega_{зад5}$ , при этом, на каждой из скоростей происходит наброс и сброс нагрузки. Основными выходными (исследуемыми) параметрами являются механическая скорость вращения ротора двигателя  $\omega$

(Speed), значение тока статора  $I_1$  (Stator current) и значения токов ротора  $I_2$  (Rotor current).

Для возможности сравнительного анализа результатов моделирования и экспериментальных данных в модель заложены параметры оборудования входящего в состав лабораторного стенда, на котором производились экспериментальные исследования.

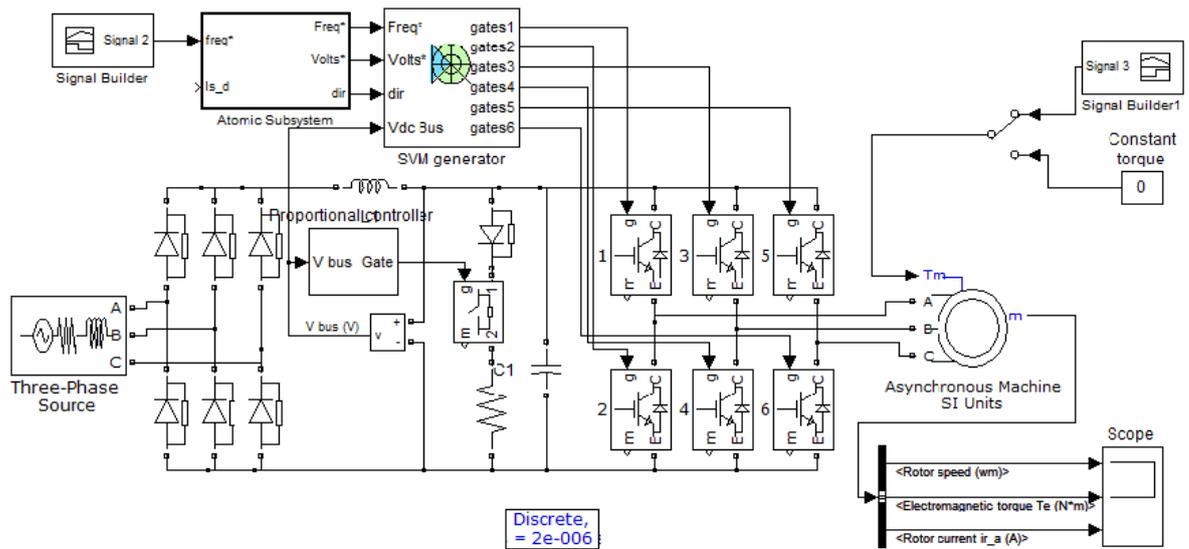


Рис. 1.13. Модель асинхронного привода со скалярным управлением

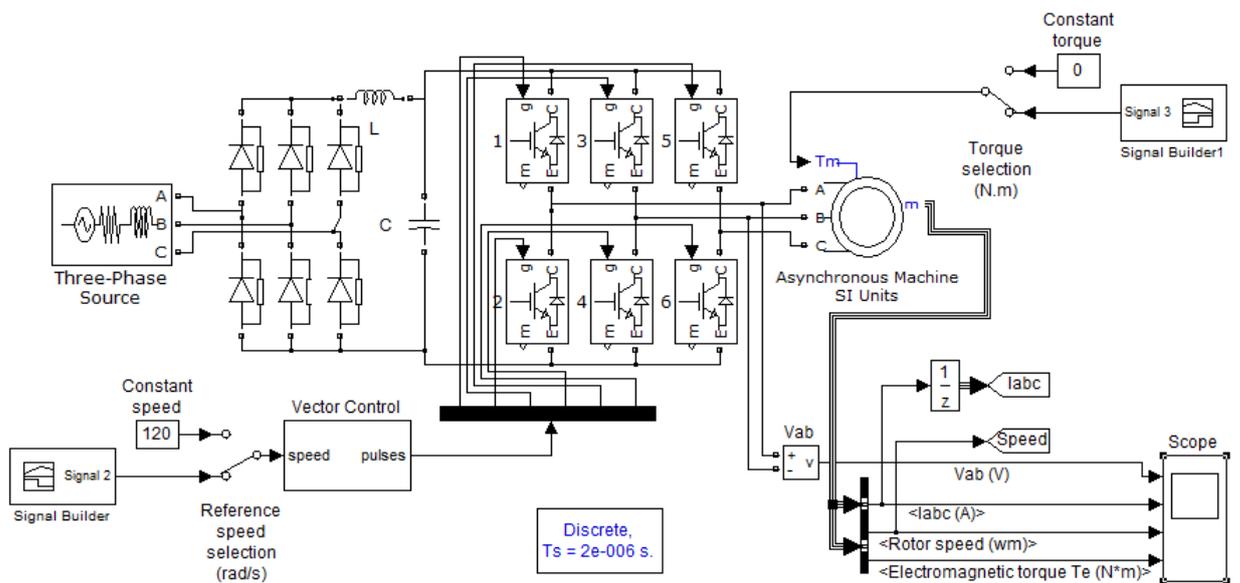


Рис. 1.14. Структурная схема модели системы ПЧ – АД с векторным управлением в программной среде MATLAB

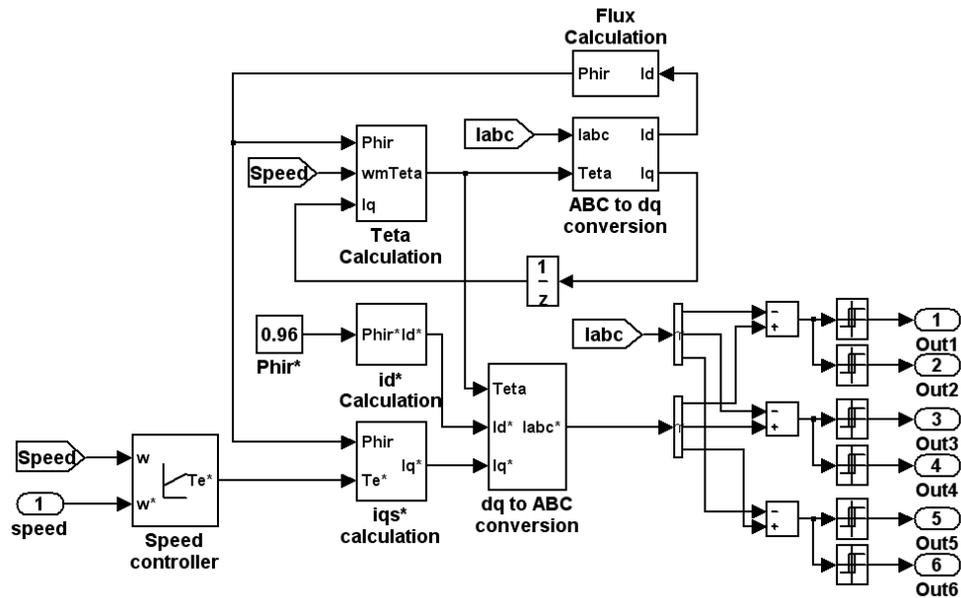


Рис. 1.15. Структурная схема модуля «*Vector Control*»

На рисунках 1.16 и 1.17 приведены диаграммы механической скорости ротора, тока статора и тока ротора при разгоне до указанных выше скоростей и набросе нагрузки равной  $M_n$  на каждой из этих скоростей, при скалярном управлении, аналогично, на рисунках 1.18 – 1.20 приведены диаграммы разгонов и наброса нагрузки при векторном управлении.

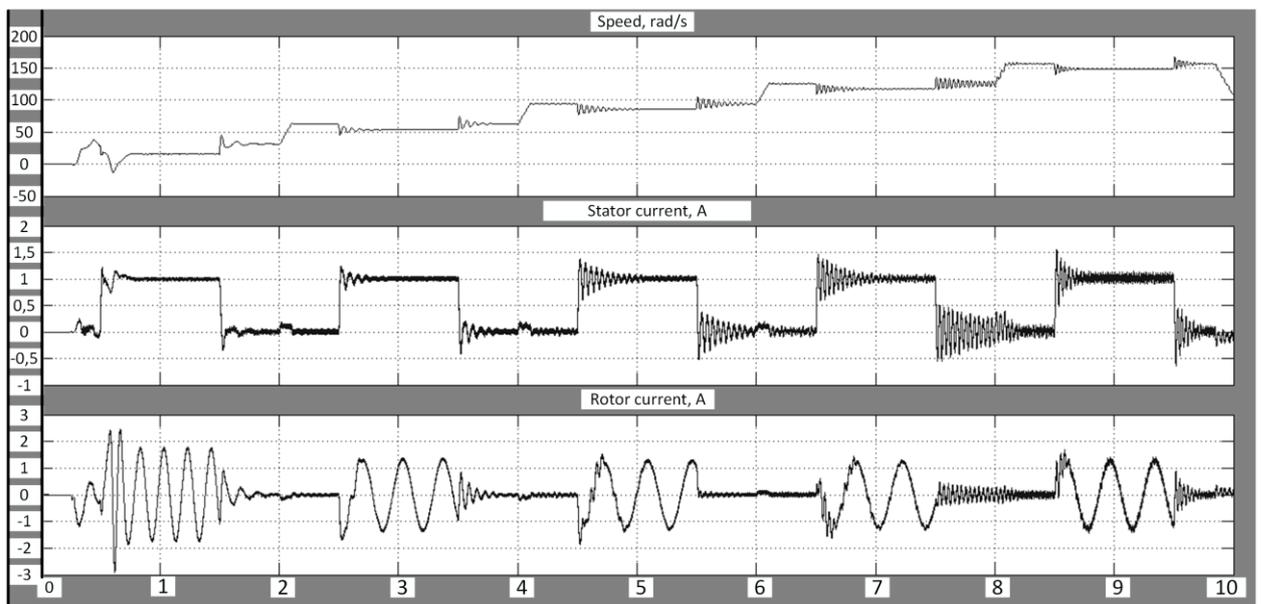


Рис. 1.16. Моделирование разгонов и набросов нагрузки в АЭП со скалярным управлением

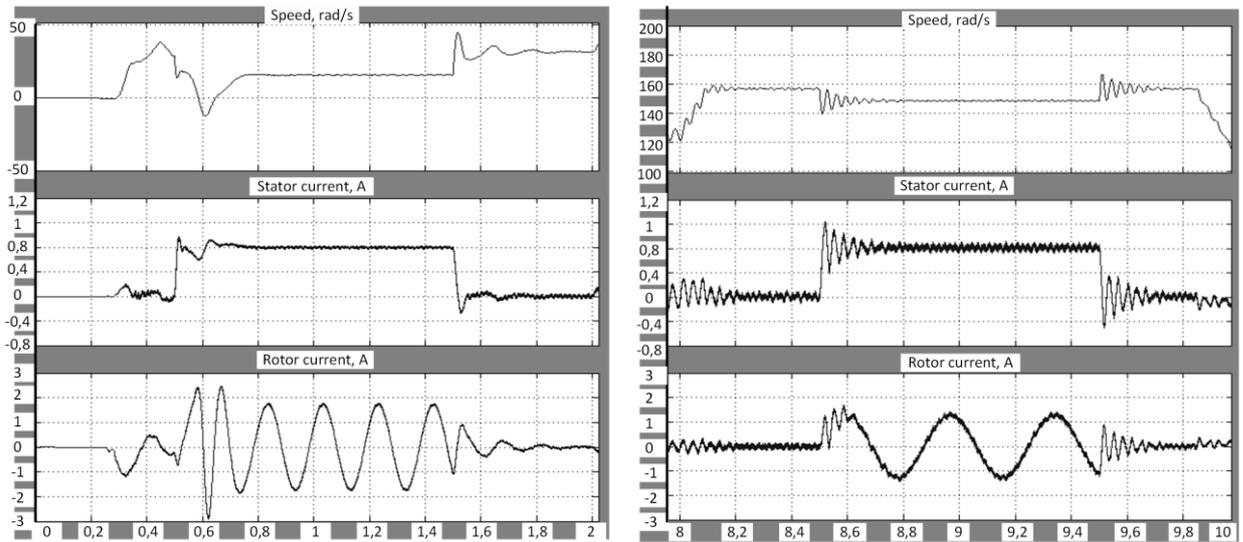


Рис. 1.17. Разгон до скоростей 31,42р/с и 157,08р/с и наброс нагрузки равной  $M_n$  при скалярном управлении

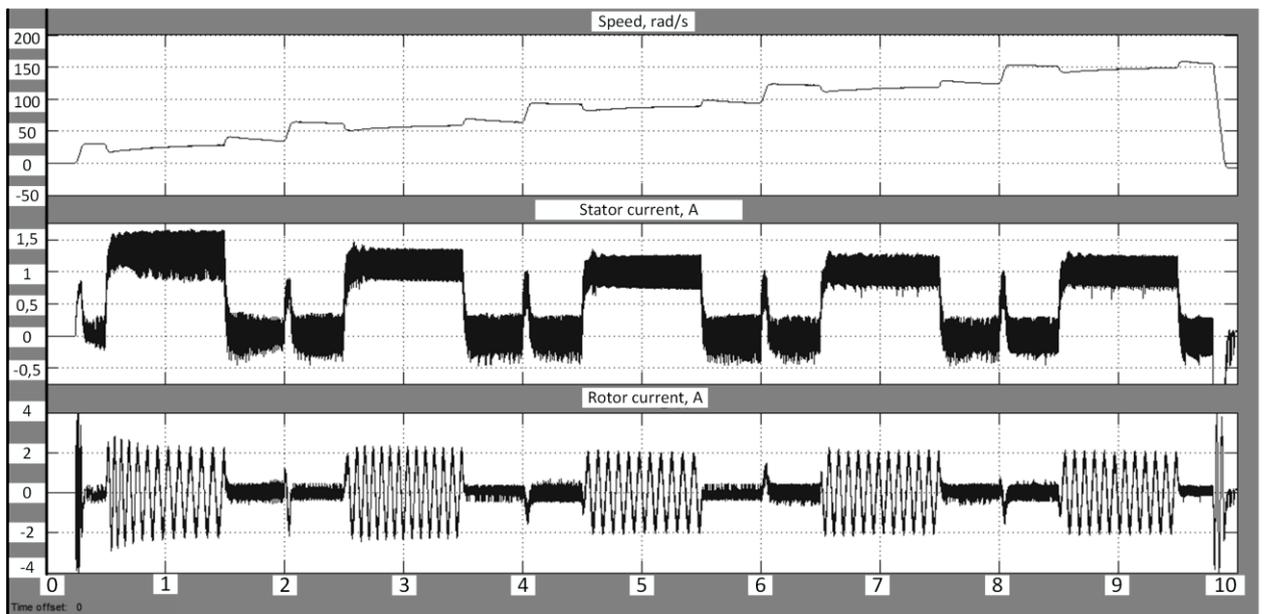


Рис. 1.18. Моделирование разгонов и набросов нагрузки в АЭП с векторным управлением с контуром скорости

Необходимо заметить, что при условии полного совпадения параметров динамических блоков модуля векторного управления и модуля АД искажения диаграмм отсутствует (Рис. 1.19), но при рассогласовании параметров данных модулей возникают искажения диаграмм токов и моментов, что приводит к нарушениям в работе двигателя на различных частотах (Рис. 1.20).

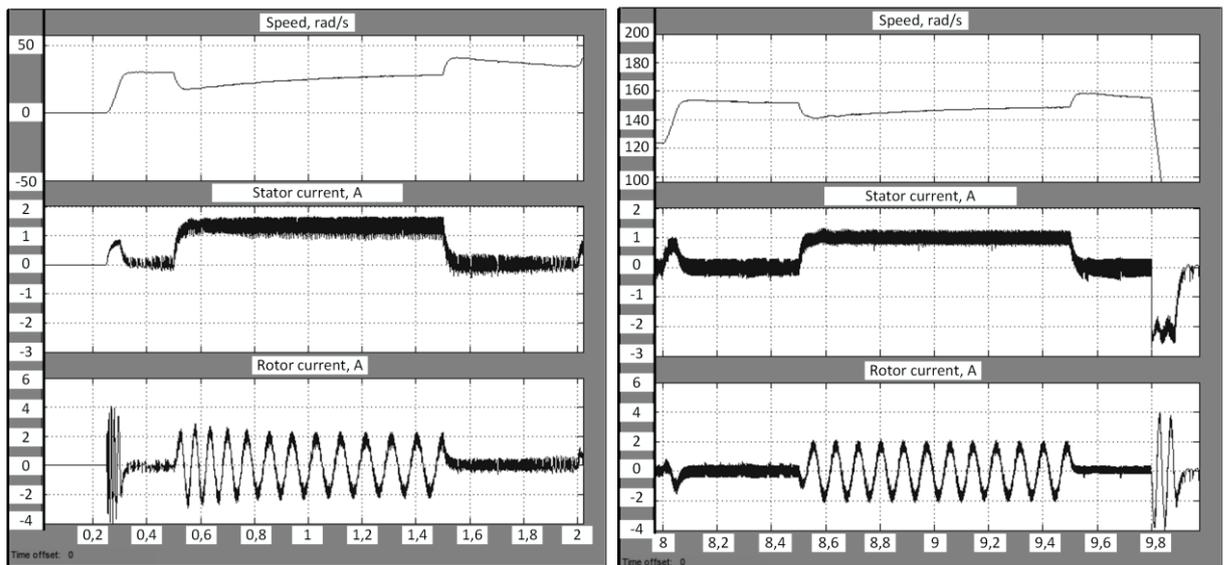


Рис. 1.19. Разгон до скоростей 31,42р/с и 157,08р/с и наброс нагрузки равной  $M_H$  на данных скоростях.

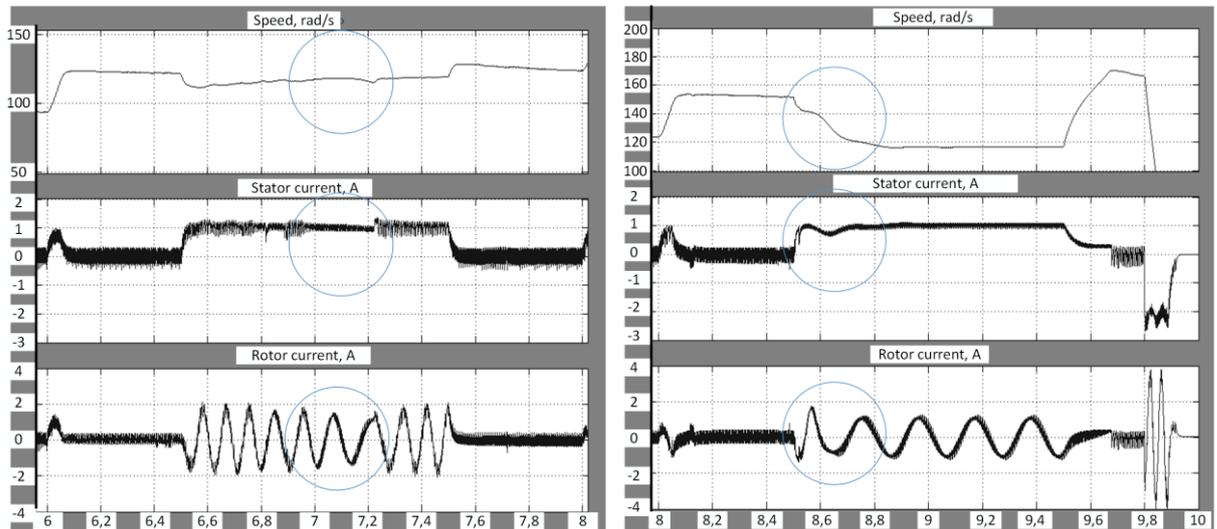


Рис. 1.20. Наброс нагрузки на частотах 125,66р/с и 157,08р/с при рассогласовании параметров модели АД и векторного управления.

Как отмечалось ранее, одним из наиболее критичных параметров системы для нормального функционирования векторного управления – это точность определения скорости вращения, чаще всего, этот вопрос решается установкой датчиков скорости. Однако, для бездатчиковых приводов данная проблема, остается одной из наиболее актуальных, т.к. ошибка определения скорости приводит к нарушению устойчивости, а в некоторых случаях (например, на частотах питающего напряжения выше 40Гц) к «развалу»

векторного управления. На рисунке 1.21 представлены результаты моделирования при ошибке определения скорости 5%.

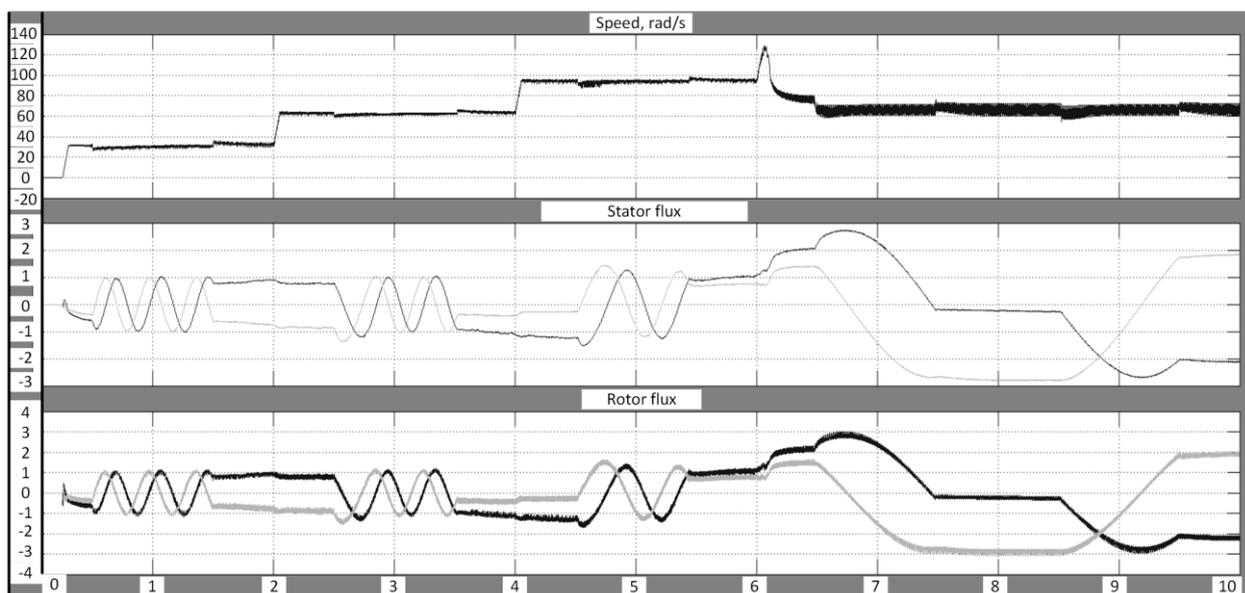


Рис. 1.21. Моделирование процессов в АЭП с векторным управлением при ошибке определения скорости 5%

Результаты моделирования, приведенные выше, подтвердили ряд проблем асинхронных электроприводов с частотным управлением, выявленные на промышленных объектах и экспериментально, а также показали, что стандартные алгоритмы, заложенные в системы управления преобразователей частоты среднего технико-экономического класса, не позволяют эффективно линеаризовать асинхронные электроприводы, что приводит к ряду проблем связанных с эксплуатацией таких преобразователей частоты и необходимости разработки методов коррекции их характеристик. Кроме того, они показали необходимость подтверждения эффективности разработанного метода структурной коррекции моделированием и экспериментальными исследованиями.

Моделирование АЭП с различными структурами системы управления показало значительные различия процессов в токе ротора (различную частоту и амплитуду при одинаковой нагрузке, различный спектральный состав

сигналов), что говорит о возможности применения спектрального анализа токов ротора для оценки эффективности работы этих структур.

### **1.5 Экспериментальные исследования**

Исходя из особенностей различных структур систем управления АЭП предложена методика экспериментальных исследований, позволяющая оценивать статические и динамические характеристики приводов с различными структурами системы управления и эффективность этих структур, включая предлагаемую в данной работе.

Для проведения экспериментальных исследований с целью подтверждения теоретических положений и моделирования, приведенных в данной работе разработан исследовательский стенд с гибкими функциональными возможностями (Рис. 1.22). Функциональная схема стенда приведена на рисунке 1.23. Основу стенда составляет машинный агрегат, смонтированный на металлическом основании, представляющий собой два асинхронных двигателя, соединенных между собой металлической муфтой с резиновым демпфером. Один из двигателей (асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором *АИР63В4У3*) являлся нагрузочным, и в ходе экспериментов не заменялся, на свободном конце вала этого двигателя закреплен датчик скорости – инкрементный энкодер *TRD-S500-V*. Второй двигатель являлся исследуемым, и, в ходе проведения экспериментов, заменялся на двигатель необходимого для эксперимента типа, соответствующего типоразмера (конкретный тип и модель двигателя для каждого эксперимента указан в описании эксперимента). Управление нагрузочным двигателем осуществлялось преобразователем частоты фирмы-производителя *Schneider Electric – Altivar71 (ATV71HU30M3)*. Управление исследуемым двигателем реализовывалось преобразователями частоты той же фирмы-производителя *Altivar71 (ATV71HU30M3)*, либо *Altivar32 (ATV32HU15M2)*. Управление электродвигателями стенда осуществлялось со встроенных панелей управления преобразователей частоты и внешних управляющих элементов, а при разработке и проведении исследований,

связанных со структурной коррекцией асинхронных приводов, – программируемым логическим контроллером *TM241*. Диаграммы исследуемых сигналов регистрировались с аналоговых выходов преобразователей частоты цифровым *USB* осциллографом и выводились на экран и в память персонального компьютера, статические параметры электропривода фиксировались визуально с информационных дисплеев преобразователей частоты. Гибкая структура стенда позволяет в короткое время изменять конфигурацию оборудования: устанавливать на стенд дополнительное оборудование (например, программируемый логический контроллер - ПЛК), использовать в качестве исследуемых преобразователи частоты различных типов и фирм-производителей, кроме того, установка в электромашинный агрегат асинхронного двигателя с фазным ротором (разработанным и смонтированным компанией «УралУчПрибор», ЮУрГУ), позволила фиксировать мгновенные значения токов статора и ротора двигателя.



Рис. 1.22. Стенд для проведения экспериментальных исследований (1- электромашинный агрегат; 2, 3- преобразователи частоты; 4- генератор сигналов; 5- *USB*-осциллограф; 6- персональный компьютер)

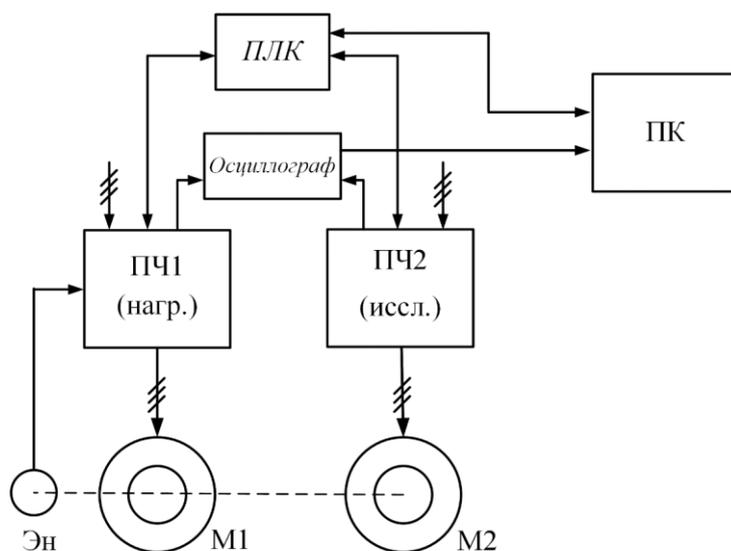


Рис. 1.23. Функциональная схема лабораторного исследовательского стенда (вариант).

В качестве основного исследуемого двигателя использовался АИР63И4У3, основные технические параметры приведены в таблице 1.2, приведенные параметры использовались для построения компьютерных моделей исследуемых приводов и частотных характеристик.

Таблица 1.2. Параметры основного двигателя исследуемого привода

Тип двигателя	АИР63В4У3
Номинальная мощность, кВт	0,37
Номинальная скорость, об/мин (Рад/с)	1370 (143,466)
Номинальное напряжение питания, В (Δ / Υ)	230 / 380
Номинальный ток, А (Δ / Υ)	1,342 / 2,042
КПД, %	68
cos φ	0,7
$M_{ном}$ , Нм	2,579
$M_{max} / M_{ном}$	2,2
$M_{кр ном}$ , Нм	5,158
$M_{пуск} / M_{ном}$	2,2
$M_{пуск}$ , Нм	5,158
$I_{пуск}$ , А	10,21
$S_{кр}$	0,3604
$S_{ном}$	0,0867
Момент инерции, кг·м <sup>2</sup>	0,0014

Исследуемые преобразователи частоты позволяют реализовать следующие законы управления:

1 – скалярное управление  $U/f$  по двум точкам [ $V/F$  2 pts.];

2 – скалярное управление  $U/f$  по пяти точкам [ $V/F$  5 pts.];

3 – векторное управление потоком по напряжению в разомкнутой системе [ $SVC U$ ] (*Sensorless Vector Control U*);

4 – векторное управление потоком по току в разомкнутой системе [ $SVC I$ ] (*Sensorless Vector Control I*);

5 – векторное управление ( $SVC U$  или  $SVC I$ ), замкнутое по скорости.

Настройка параметров преобразователей частоты производилась согласно инструкциям фирмы-производителя [1, 110, 115, 116, 117, 118, 119].

На данном стенде проводились исследования с преобразователями частоты фирмы-производителя «*Schneider Electric*», ранее аналогичные исследования проводились с преобразователями «*Vacon*», *ABB* и др.

Для исследования статических и динамических характеристик асинхронного привода экспериментальные исследования производились следующим образом:

– на аналоговый вход ( $AI1$ ) преобразователя частоты исследуемого привода подавался сигнал задания скорости 31,42р/с, 62,83р/с, 94,25р/с, 125,66р/с, 157,08р/с (что соответствует частотам питающего напряжения 10, 20, 30, 40, 50Гц);

– после разгона до заданной скорости нагрузочным двигателем создавался наброс моментной нагрузки равный  $M_n$ ;

– сброс моментной нагрузки производился после перехода привода в установившийся режим;

– в ходе эксперимента, цифровым  $USB$ -осциллографом, с аналоговых выходов ( $AO1$ ) преобразователей частоты фиксировались диаграммы скорости привода и действующего значения тока статора двигателя, при необходимости, в статическом режиме, с дисплеев преобразователей частоты

фиксируется ряд других параметров, необходимых для проведения экспериментов;

В ходе экспериментов исследовались статические и динамические характеристики системы ПЧ-АД при скалярном и векторном управлении, влияние точности совпадения параметров асинхронного двигателя заложенных в алгоритмы векторного управления преобразователя частоты и подключенного к нему двигателя на устойчивость и характеристики электропривода, кроме того исследовалось влияние на устойчивость и характеристики электропривода  $IR$ - и  $S$ - компенсаций.

Статические характеристики привода оценивались по изменению значения скорости вращения ротора двигателя ( $\Delta\omega$ ) под нагрузкой на различных скоростях работы привода, при различных алгоритмах управления и различных настройках параметров ПЧ (Рис. 1.24 а.– скалярное разомкнутое управление, б. – векторное бездатчиковое управление, Рис. 1.25 – векторное управление с контуром скорости).

Динамические характеристики электропривода оценивались по длительности переходных процессов ( $T_{пп}$ ) при набросе нагрузки на различных скоростях работы привода, при различных алгоритмах управления и различных настройках параметров ПЧ.

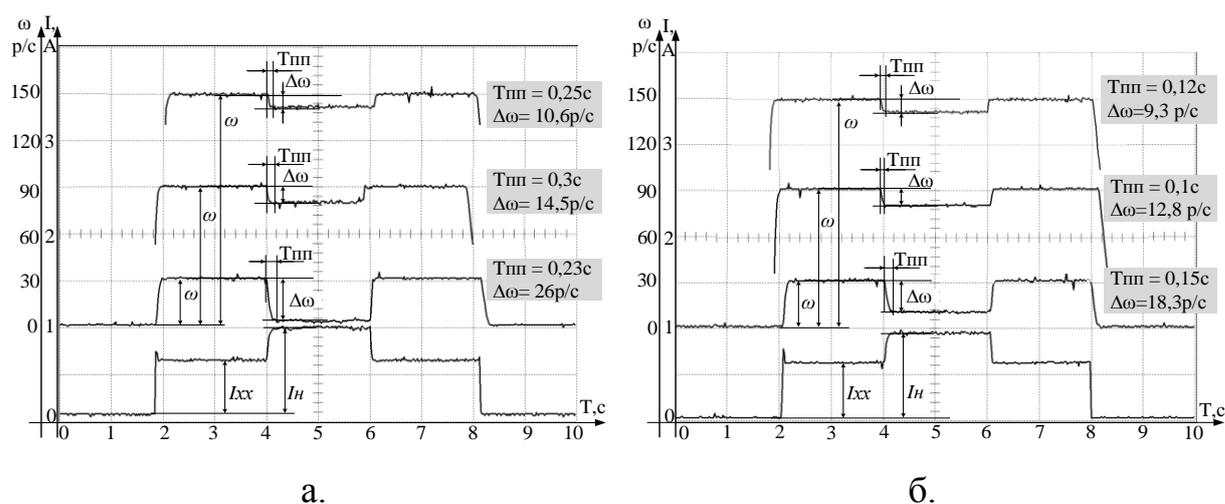


Рис. 1.24. Диаграммы скорости при набросе нагрузки на привод со скалярным разомкнутым управлением (а) и векторном бездатчиковым управлением (б)

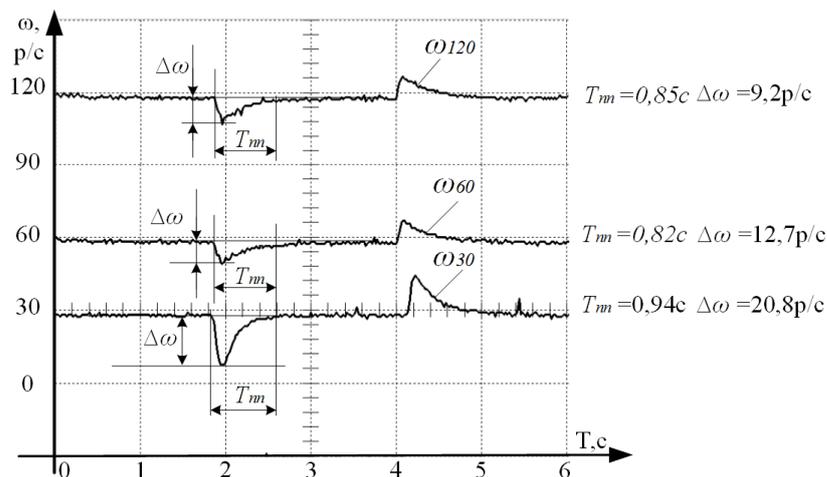


Рис. 1.25. Диаграммы скорости при набросе и сбросе нагрузки на привод с одноконтурным векторным управлением (с контуром скорости)

Идентификация характеристик асинхронных электроприводов (особенно динамических) затруднена по ряду причин. В первую очередь, это связано с ограниченностью информации о процессах в электроприводе, и, особенно, в электродвигателе с короткозамкнутым ротором. Как правило, измерению доступны сигналы скорости с энкодера, амплитудное значение статорного тока и рассчитанные преобразователем частоты координаты – электромагнитный момент  $M$ , мощность  $P$ , ток статора  $I$  и ряд других параметров. Поскольку структура модели, по которой рассчитываются эти переменные неизвестна, считать их достоверными (кроме  $U_{ст}$ ,  $I_{ст}$ ,  $f$ ) нельзя.

Мгновенные значения статорного тока «наполненные» высокой частотой малоинформативны. В то же время, моделирование асинхронных приводов, приведенное выше, показало, что ток ротора с большой точностью отражает особенности процессов в приводах с различными структурами системы управления. Применение в составе лабораторного стенда асинхронного двигателя с фазным ротором (рис. 1.26) позволило проанализировать диаграммы мгновенных значений как статорных, так и роторных токов двигателя, а также провести спектральный анализ указанных сигналов при различных структурах системы управления.



Рис. 1.26 Электромашинный агрегат с асинхронным двигателем с фазным ротором

Изучение диаграмм токов ротора и их спектральный анализ позволяет судить по наличию в них сигналов высоких гармоник об уровне помех, создаваемых преобразователем частоты в различных режимах (рис. 1.27), а по амплитуде и частоте основной гармоники при работе под нагрузкой (показывающей реальную частоту скольжения), об эффективности формирования вращающего момента (Рис. 1.28).

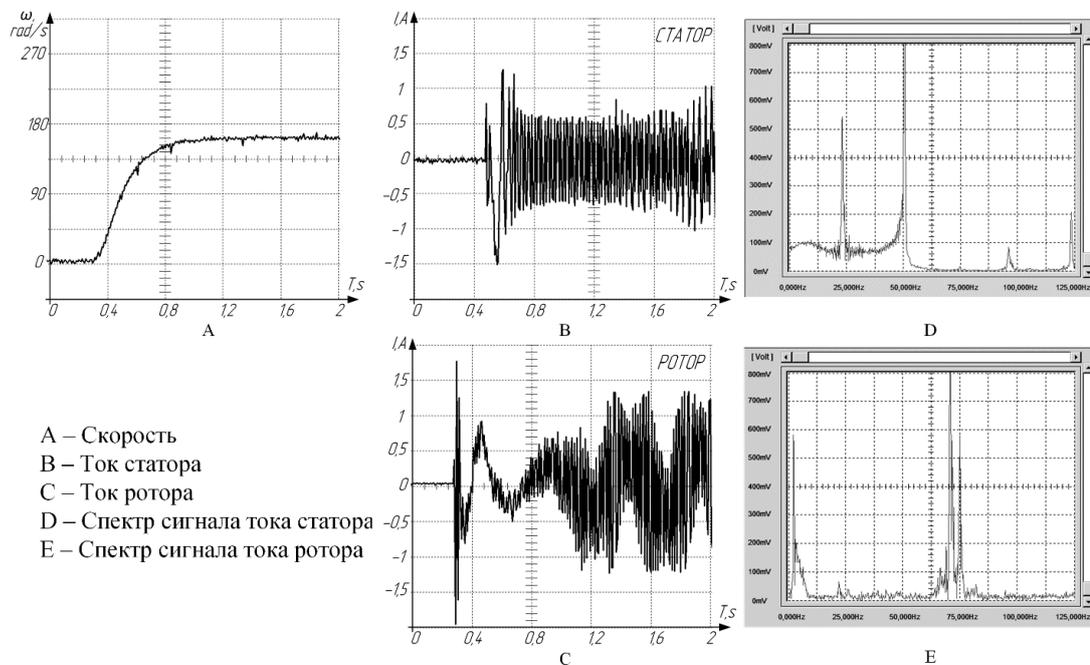


Рис. 1.27 Диаграммы скорости, токов ротора и статора при векторном управлении, спектральный анализ диаграмм.

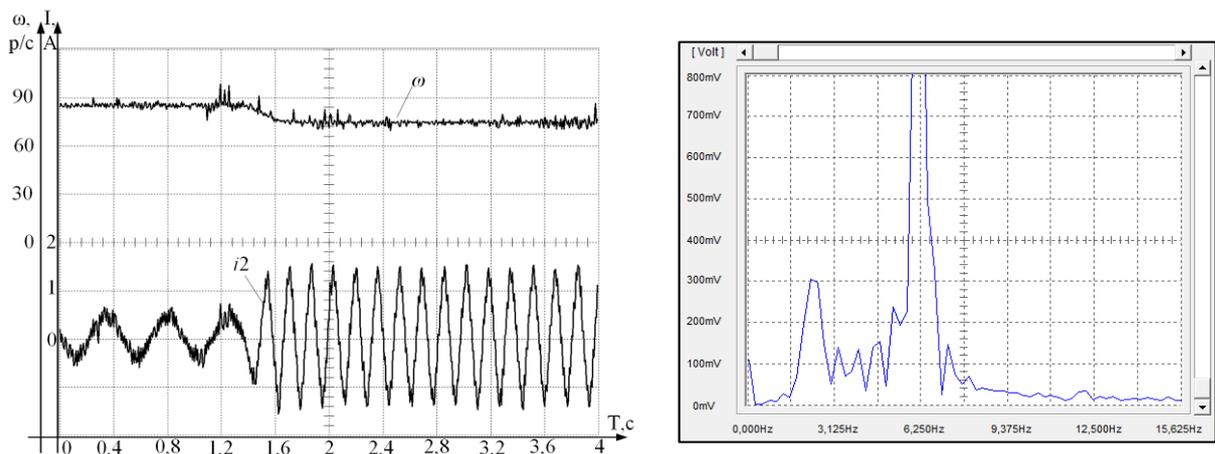


Рис. 1.28. Диаграмма скорости и тока ротора асинхронного привода с векторным управлением. Спектр тока ротора.

Разработанные методики проведения экспериментов позволяют подробно проанализировать процессы в асинхронном приводе (в первую очередь, с точки зрения нелинейности его характеристик), проверить справедливость приводимых теоретических положений и результатов проведенного моделирования, как для приводов со стандартными алгоритмами управления, так и с предлагаемой в работе структурной коррекцией. Спектральный анализ токов ротора позволяет экспериментально оценить эффективность формирования вращающего момента в электроприводах с различными структурами системы управления.

## ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 1

1. Анализ исходных положений теории частотного управления асинхронными электроприводами и опыта их эксплуатации показал, что нелинейные зависимости, связывающие между собой основные процессы в двигателе оказывают существенное влияние на главные показатели привода – динамические характеристики, точность и устойчивость;

2. Доказано, что широко применяемые методы анализа электроприводов, опирающиеся на векторные диаграммы, формулы Клосса, обобщенные уравнения машины переменного тока с общепринятыми

допущениями не позволяют объяснить ряд особенностей процессов в асинхронных электроприводах – срывы управляемости, нелинейную динамику, динамическую неэффективность регуляторов скорости, которые определены как «сложности управления АД»;

3. Показано, что неточности и допущения, принятые при формулировании основных методов управления асинхронными двигателями, связанные с нелинейным характером формирования момента в АД, приводят к новым, связанным с неточностью моделей при реализации векторного управления в ПЧ;

4. Поставлены задачи исследований:

– разработать инженерные методы анализа процессов в асинхронном двигателе, объясняющие «сложности» этих процессов, с учетом нелинейности АЭП;

– провести теоретический анализ АЭП (включающий моделирование АЭП с различными системами управления) и разработать структурные методы коррекции, позволяющие линеаризовать асинхронный электропривод (т.е. приблизить статические и динамические характеристики асинхронного электропривода к линейным в диапазоне рабочих скоростей и нагрузок);

– экспериментальными исследованиями и моделированием необходимо подтвердить эффективность разработанных методов коррекции;

– разработать методику оценки эффективности алгоритмов управления АЭП, на основе спектрального анализа токов ротора асинхронного двигателя.

## ГЛАВА 2. МЕТОДИКА ОЦЕНКИ НЕЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИКИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

### 2.1 От динамической формулы Клосса к семействам передаточных функций и частотных характеристик.

Наиболее эффективным инженерным методом оценки динамики электроприводов является метод частотного анализа. Прямое применение этого метода к асинхронным электроприводам затруднено наличием в них существенных нелинейностей. Построение частотных характеристик таких систем сопряжено с рядом неизбежных допущений. После рассмотрения разных вариантов этих допущений наиболее приемлемым оказался изложенный в монографии А.А. Усольцева [138], расчет динамической механической характеристики. Расчет отталкивается от формулы [138, уравнение 1.36, стр.23], в которой устанавливается связь между текущим моментом ( $m$ ) и скольжением ( $\beta$ ) на номинальной частоте  $\omega_{\text{НОМ}}$ :

$$m = \frac{2M_k}{(1 + T_2'p) \left[ \frac{S_k}{\beta} (1 + T_2'p) \right] + \frac{\beta}{S_k}}, \quad (2.1)$$

- где,  $T_2' = \frac{L_k}{R_2}$  – переходная постоянная времени ротора,  $\beta = \frac{\omega_2}{\omega_1}$  – относительное скольжение,  $M_k$  – критический момент,  $S_k$  – критическое скольжение на номинальной частоте  $\omega_{\text{НОМ}}$ .

В начале рабочей характеристики (при  $M \approx 0$ ,  $\beta \geq 0$ ) передаточная функция упрощается и сводится к динамическому звену 1-го порядка:

$$m = \frac{2M_k}{(1 + T_2'p) \frac{S_k}{\beta}} = \frac{2M_k\beta}{(1 + T_2'p)S_k} = \frac{2M_k(\omega_1 - \omega)}{(1 + T_2'p)S_k\omega_1}$$

При этом, передаточная функция, связывающая абсолютное скольжение и развиваемый двигателем момент будет выглядеть так:

$$W_d(p) = \frac{m}{\Delta\omega} = \frac{2M_k}{(1 + T_2'p)S_k\omega_1} \quad (2.2)$$

Однако, результаты экспериментов, приведенные в главе 1 показали, что распространять эту формулу на все рабочие режимы некорректно.

Уравнение 2.1 позволило предложить другой вариант линеаризации, при котором, исходное уравнение примет вид:

$$m \left[ (T_2')^2 p^2 + 2T_2'p + 1 + \left( \frac{\beta}{S_k} \right)^2 \right] = \frac{2M_k}{S_k} \beta (1 + T_2'p), \quad (2.3)$$

Тогда, уравнение связывающее момент ( $m$ ), относительное скольжение ( $\beta$ ) и параметры двигателя ( $T_2'$ - переходная постоянная времени;  $M_k$ ,  $S_k$  – критический момент и критическое скольжение, зависящие от частоты  $\omega_1$ ) примет вид:

$$m = \frac{2M_k(T_2'p + 1)S_k\beta}{(1 + T_2'p)^2 S_k^2 + \beta^2}, \quad (2.4)$$

а, передаточная функция связывающая абсолютное скольжение и момент примет вид:

$$W(p) = \frac{2M_k(T_2'p + 1)S_k}{\omega_1[(1 + T_2'p)^2 S_k^2 + \beta^2]} \quad (2.5)$$

где  $\omega_1$  – частота статорного напряжения

Структурная схема привода на рабочем участке примет вид, представленный на рисунке 2.1.

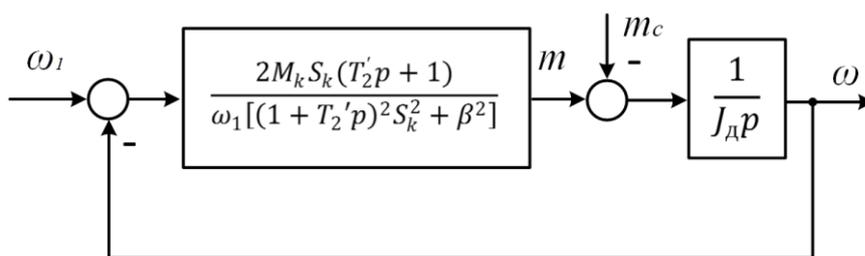


Рис. 2.1 Структурная схема АД на рабочем участке

Передаточная функция формирователя момента изменяется при изменении частоты статорного напряжения и скольжения, т.е. является существенно нелинейной. Графики зависимости критического момента  $M_k$  и критического скольжения  $\beta_k$  от  $\alpha$  приведены на рисунке 2.2 [138].

Следует обратить внимание, что при  $\beta=0$ , передаточная функция, как и структурная схема в точности совпадает с линейной передаточной функцией

и структурной схемой для асинхронного привода, приведенных в монографии А.А. Усольцева [138]. В предлагаемой нелинейной интерпретации формула и структурная схема объясняют часть проблем асинхронного электропривода. Для этого предлагается рассмотреть передаточные функции и соответствующие им частотные характеристики при «замороженных», но разных значениях частоты статорного напряжения и скольжений. При этом вместо традиционных характеристик объекта управления необходимо будет рассматривать «семейства», сгруппированные по изменяющемуся напряжению статора (его частоты) или скольжению.

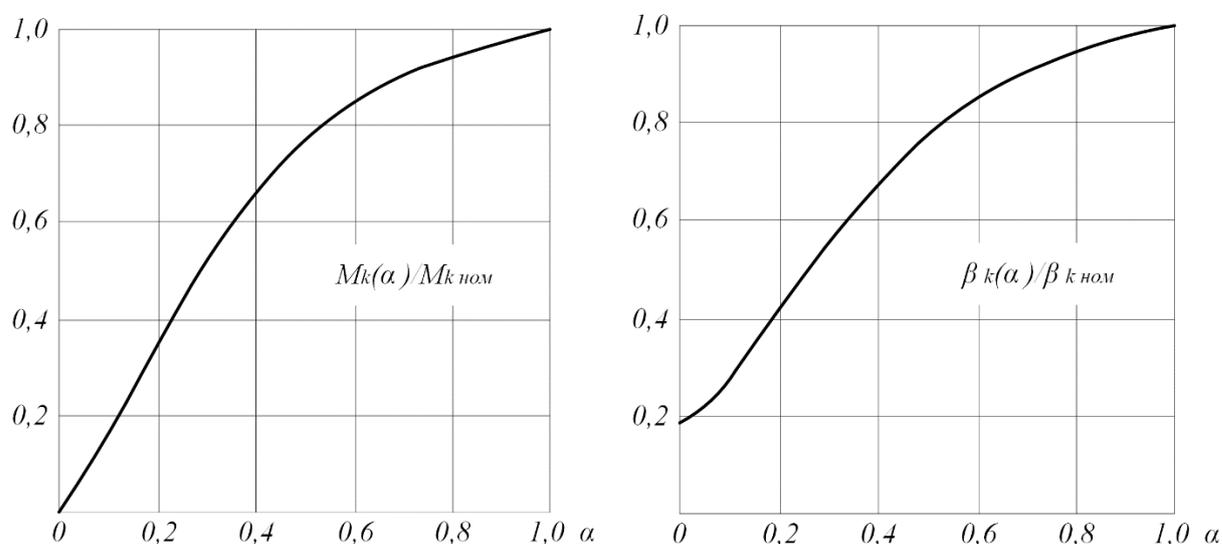


Рис. 2.2. Зависимость критического момента  $M_k$  и критического скольжения  $\beta_k$  от  $\alpha$

Ниже, на рисунках 2.3 и 2.4, приведены частотные характеристики асинхронного электропривода с частотным управлением на базе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором малой мощности, применяемого в исследовательском стенде (Глава 1.5). Они построены с помощью программы *Matlab Simulink R2014b*.

На рис. 2.3 приведены амплитудная и фазовая частотные характеристики электродвигателя при частоте статорного напряжения 10 Гц и скольжениях, соответствующих малой и номинальной нагрузкам. На рис 2.4 – аналогичные характеристики для частоты статорного напряжения 50 Гц.

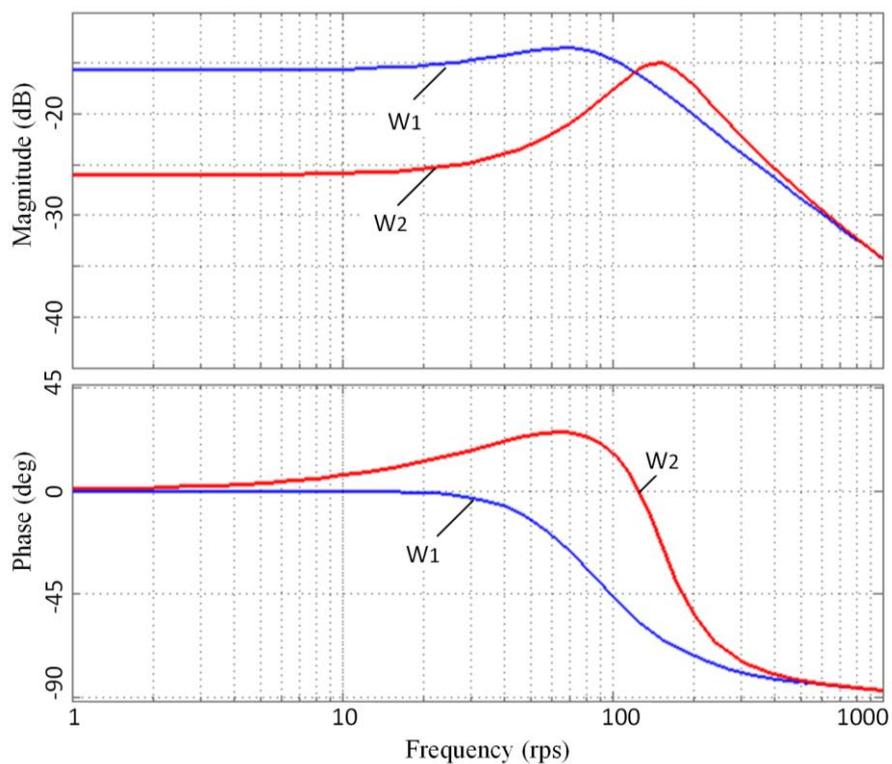


Рис. 2.3. Частотные характеристики формирователя момента при частоте статорного напряжения 10Гц и скольжениях, соответствующих малой (W1) и номинальной (W2) нагрузкам.

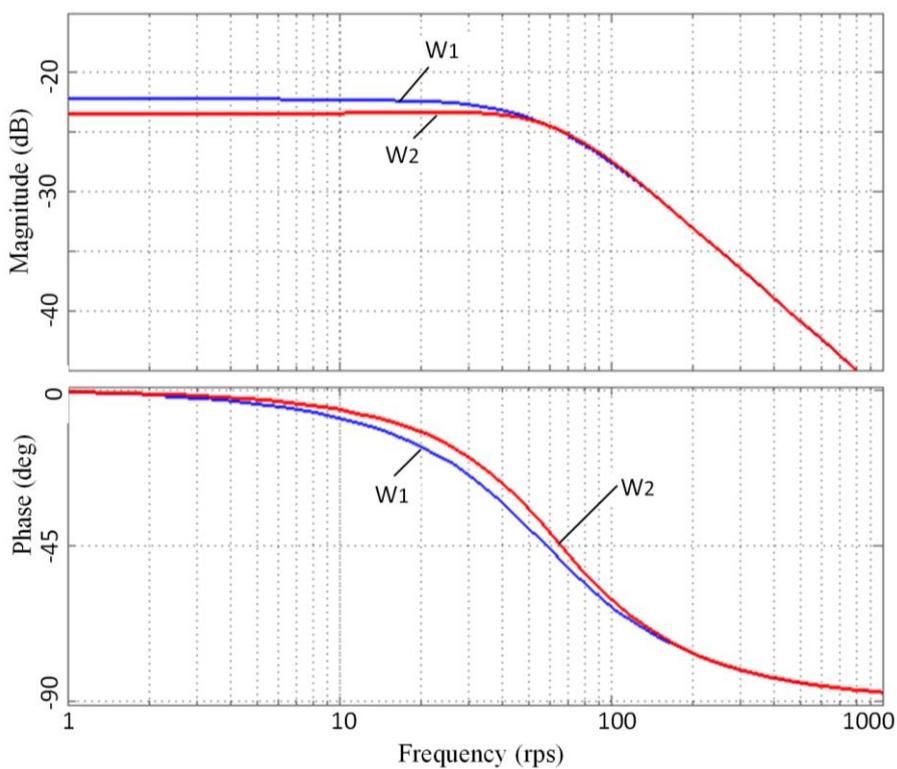


Рис. 2.4. Частотные характеристики электродвигателя при частоте статорного напряжения 50Гц и скольжениях, соответствующих малой (W1) и номинальной (W2) нагрузкам.

Приведенные частотные характеристики хорошо объясняют некоторые проблемы АЭП. При работе на низких частотах статорного напряжения фазовые сдвиги при изменении нагрузки (и скольжения) существенно меняются, что приводит к неустойчивости и неэффективной работе на малых скоростях (рис 2.3). Сопоставление частотных характеристик на частотах статорного напряжения 10 и 50 Гц показывает, что в диапазоне от 10 до 100 рад/с фазовые сдвиги частотных характеристик имеют существенно разные значения – от 25 до -60 эл.град. Т.е. при разгонах и торможениях фазовые сдвиги меняются таким образом, что система с запасом устойчивости на частоте статорного напряжения 50 Гц может стать неустойчивой частоте статорного напряжения 10 Гц. Это может быть причиной разной колебательности привода на разных частотах статорного напряжения, которые отмечались в главе 1. Таким образом, нелинейности передаточных функций звена формирователя момента (рис 2.1) требуют линеаризации для повышения эффективности электропривода и одинакового поведения на разных частотах вращения.

Одним из широко применяемых способов линеаризации являются различные виды так называемого «трансвекторного» управления. При этом управлении в управляющем устройстве формируются динамические звенья обратные динамическим звеньям двигателя, адаптируемые к различным режимам работы (Глава 1.3). Поскольку, в реальном приводе идеальная адаптация невозможна, передаточные функции, заложенные в программное обеспечение преобразователя частоты и реального асинхронного двигателя могут различаться по ряду причин (ряд параметров трудно измерить, структура реального электродвигателя значительно сложнее модели, некоторые параметры могут изменяться в процессе работы), а динамические звенья являются достаточно сложными – эквивалентные передаточные функции ПЧ-АД могут в отдельных режимах содержать резонансные звенья, которые приводят к срывам управления, к гармоникам высокой частоты, и к

различиям в динамике на разных скоростях, которые отмечались в ходе экспериментов.

Представляет несомненный интерес другие варианты линеаризации формирователя момента.

Основным критерием линейности, в данном случае, является частотная характеристика формирователя момента, близкая к ЧХ линейного звена.

Рассмотрим вариант применения локальной обратной связи по электромагнитному моменту в данной структуре. Структурная схема приведена на рисунке 2.5.

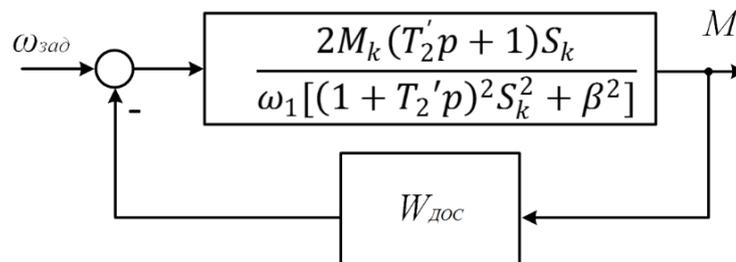


Рис. 2.5. Структурная схема АЭП с локальной обратной связью по электромагнитному моменту

При этом, передаточная функция формирователя момента примет вид:

$$W_{\text{экв}} = \frac{\frac{2M_k(T'_2 p + 1)S_k}{\omega_1[(1 + T'_2 p)^2 S_k^2 + \beta^2]}}{1 + \frac{2M_k S_k (T'_2 p + 1)W_{\text{дос}}}{\omega_1[(1 + T'_2 p)^2 S_k^2 + \beta^2]}} =$$

$$= \frac{2M_k S_k (T'_2 p + 1)}{\omega_1[(1 + T'_2 p)^2 S_k^2 + \beta^2] + 2M_k S_k (T'_2 p + 1)W_{\text{дос}}}$$

При выполнении следующего условия:

$$\omega_1 \beta^2 = -2M_k S_k (T'_2 p + 1)W_{\text{дос}}$$

т.е. если корректирующее звено будет иметь следующую передаточную функцию:

$$W_{\text{дос}} = -\frac{\omega_1 \beta^2}{2M_k S_k (T'_2 p + 1)} \quad (2.6)$$

передаточная функция формирователя момента принимает вид:

$$W_{\text{экв}} = \frac{2M_k S_k (T_2' p + 1)}{\omega_1 [(1 + T_2' p)^2 S_k^2]} = \frac{2M_k}{\omega_1 S_k (1 + T_2' p)} \quad (2.7)$$

т.е. становится линейным звеном, не зависящим от скольжения (нагрузки).

Корректирующее динамическое звено представляет собой инерционность первого порядка с коэффициентом зависящем, от частоты статорного напряжения и от абсолютного скольжения. Знак (-) перед формулой означает, что связь должна быть положительной. Назовем эту связь – динамическая положительная обратная связь (ДОС+). Таким образом, предложенная положительная обратная связь, выбранная по условию (2.6) позволяет компенсировать действие внешней нагрузки и нелинейности асинхронного электропривода, распространив передаточную функцию двигателя как звена 1-го порядка для любых значений  $\beta$ .

Рассмотрим коррекцию асинхронного электропривода при параметрах, соответствующих частотам питающего напряжения 10 и 50Гц. Исходные частотные характеристики приведены на рисунках 2.2, 2.3. Передаточные функции исходного АЭП при таких параметрах и передаточные функции корректирующих звеньев приведены в таблице 2.1, частотные характеристики исходных и скорректированных АЭП приведены на рисунках 2.5, 2.6 для частот питающего напряжения 10 и 50 Гц соответственно.

Таблица 2.1. Передаточные функции формирователя момента исходного АЭП и корректирующего звена

	*	$W_d(p)$	$W_{\text{дос}}$
10Гц	$\beta_1$	$\frac{0,038p + 0,226}{0,0002p^2 + 0,0229p + 1,38}$	$\frac{3,128}{0,017p + 1}$
	$\beta_2$	$\frac{0,038p + 0,226}{0,0002p^2 + 0,0229p + 4,52}$	$\frac{16,99}{0,017p + 1}$
50Гц	$\beta_1$	$\frac{0,027p + 1,548}{0,006p^2 + 0,628p + 20,56}$	$\frac{0,09}{0,017p + 1}$
	$\beta_2$	$\frac{0,027p + 1,548}{0,006p^2 + 0,628p + 21,19}$	$\frac{0,497}{0,017p + 1}$

\*  $\beta_1$  – соответствует скольжению при малой нагрузке,  $\beta_2$  – соответствует скольжению при номинальной нагрузке

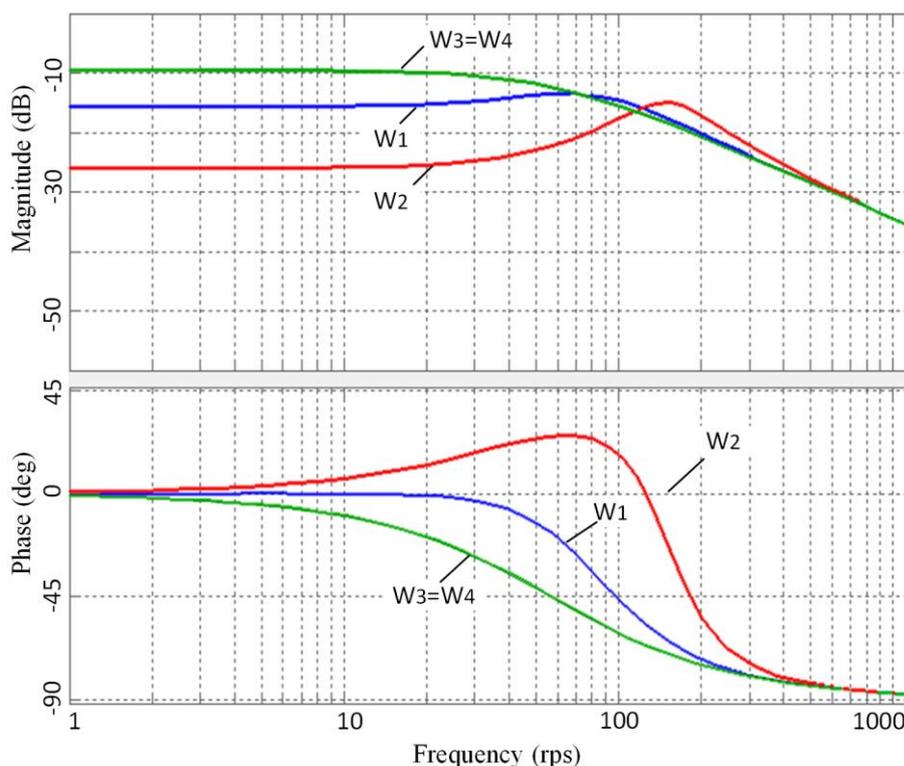


Рис. 2.6. Частотные характеристики звена формирования момента: исходные (W1, W2) и скорректированные (W3, W4) для частоты питающего напряжения 10 Гц

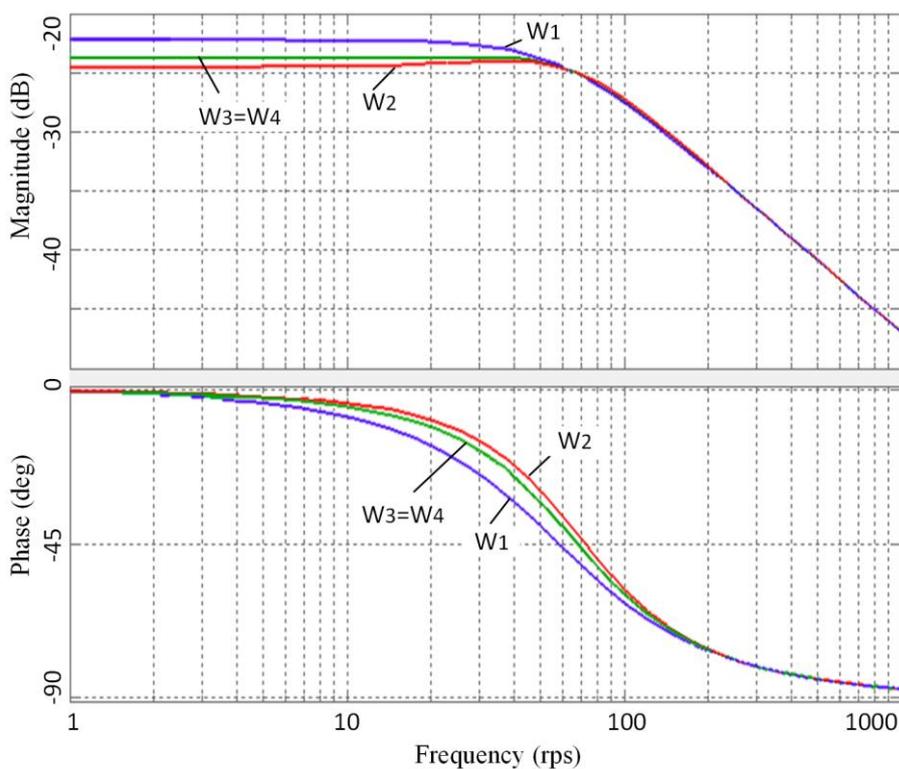


Рис. 2.7. Частотные характеристики звена формирования момента: исходные (W1, W2) и скорректированные (W3, W4) для частоты питающего напряжения 50 Гц

Как и предполагалось, частотные характеристики (ЧХ) АЭП с предлагаемой в работе структурной коррекцией близки к ЧХ линейного звена 1-го порядка.

В широко применяемых АЭП реализовать связь по механическому моменту весьма сложно. Учитывая, что момент равен  $I_1 * \Psi_2$  и практически во всех расчетах предполагается, что роторное потокосцепление постоянно, можно заменить исходный сигнал в этой локальной связи на действующее значение тока статора, или его активную составляющую, вычисление которого осуществляется во всех ПЧ.

Для связи со статорным током, условия линеаризации несколько изменятся:

$$\omega_1 \beta^2 = -2M_k S_k (T_2' p + 1) \frac{W_{\text{дос}}}{\Psi_2},$$

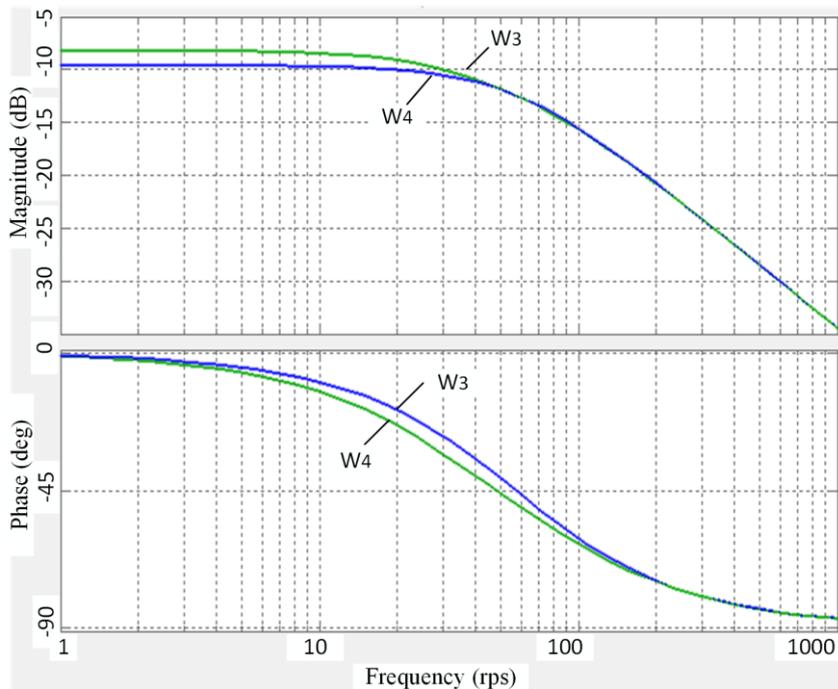
это выражение показывает, что при контроле потокосцепления, условия линеаризации могут уточняться, обеспечивая тем самым высокое качество регулирования.

С другой стороны, легко показать, что при некоторой неточности выполнения условия линеаризации, т.е.

$$\frac{\beta}{S_k} - \frac{2M_k (T_2' p + 1) \cdot W_1}{\Psi_2} \neq 0 = \Delta$$

передаточная функция (ПФ) и ЧХ формирователя момента, будут незначительно отличаться от ПФ и ЧХ линейного звена первого порядка.

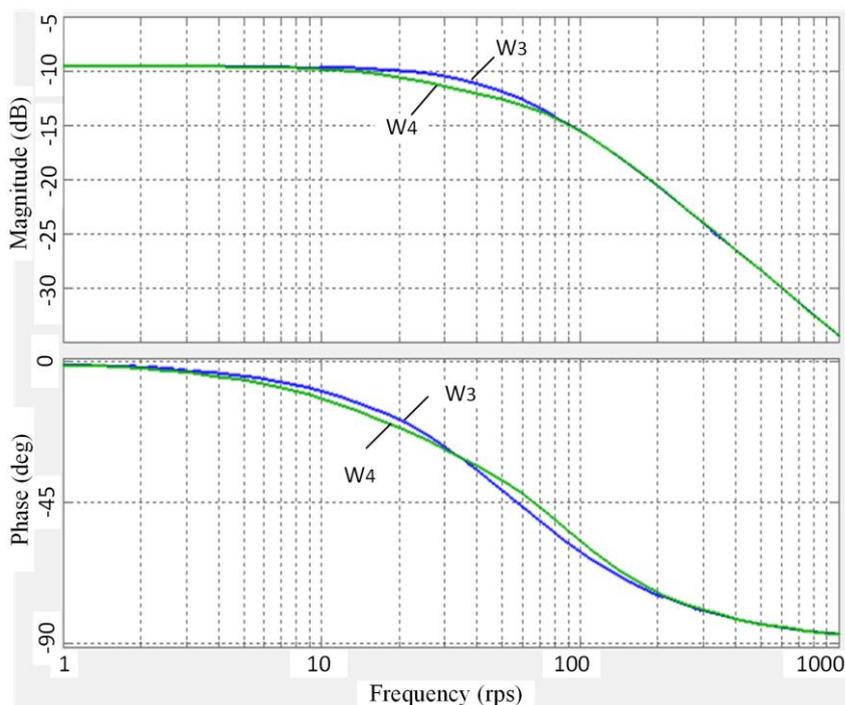
Рассмотрим случай отклонения параметров корректирующего звена на 5% для частот питающего напряжения 10Гц и 50Гц. Частотные характеристики звена формирователя момента с точной коррекцией ( $W_1, W_2$ ) и отклонением коэффициента передачи корректирующего звена  $\pm 5\%$  ( $W_3, W_4$ ) представлены на рисунках 2.8, 2.9.



$$W1 = \frac{3,84}{0,0038p + 0,226}$$

$$W2 = \frac{4}{0,0038p + 0,226}$$

Рис. 2.8. Частотные характеристики формирователя момента и передаточные функции корректирующего звена для частоты статорного напряжения 10Гц, точные ( $W_1$ ) и при отклонении коэффициента передачи корректирующего звена на 5% ( $W_2$ )



$$W3 = \frac{3,84}{0,0038p + 0,226}$$

$$W4 = \frac{3,84}{0,0042p + 0,226}$$

Рис. 2.9. Частотные характеристики формирователя момента и передаточные функции корректирующего звена для частоты статорного напряжения 10Гц точные ( $W_3$ ) и при отклонении постоянной времени корректирующего звена на 5% ( $W_4$ )

Ранее было показано (Глава 1, п.1.3), что при отклонении сигнала скорости вращения двигателя на 5% векторное управление АЭП на скоростях выше 40Гц «разваливается». Таким образом, предложенный метод анализа процессов в асинхронном приводе с частотным управлением по изменяющимся частотным характеристикам («семействам» характеристик с замороженными параметрами частоты и скольжения) позволил предложить эффективную, с точки зрения теоретического анализа, коррекцию без датчиков скорости позволяющую линеаризовать существенно нелинейную структуру.

Так как, теоретические выводы сделаны в рамках общепринятых методик и допущений, необходима проверка эффективности предложенных решений моделированием и экспериментально.

## **2.2 Моделирование системы ПЧ-АД с положительной обратной связью по току статора (ДОС+)**

При построении модели использовались стандартные модули из библиотеки программы Simulink, математическое описание асинхронного электропривода [72, 138, 144] и методики, изложенные в [86, 109, 103]. Схема модели АЭП со скалярным управлением и положительной обратной связью по току статора (ДОС+) приведена на рисунке 2.10. Схемы моделей разомкнутого скалярного управления и векторного управления с контуром скорости приведены в главе 1 (см. рис. 1.2, 1.3).

Исследования на данной модели проводились по следующей схеме – последовательный разгон до скоростей, соответствующих частотам питающего напряжения 10, 20, 30, 40 и 50Гц, наброс и сброс нагрузки, близкой к номинальной на каждой установившейся скорости. В ходе моделирования исследовались процессы в системе и в системе с положительной обратной связью (ДОС+), с различными коэффициентами обратной связи ( $K_{oc}$ ). В качестве результата фиксировалась угловая скорость вала и мгновенные значения тока статора и ротора (Рис. 2.11, 2.12).

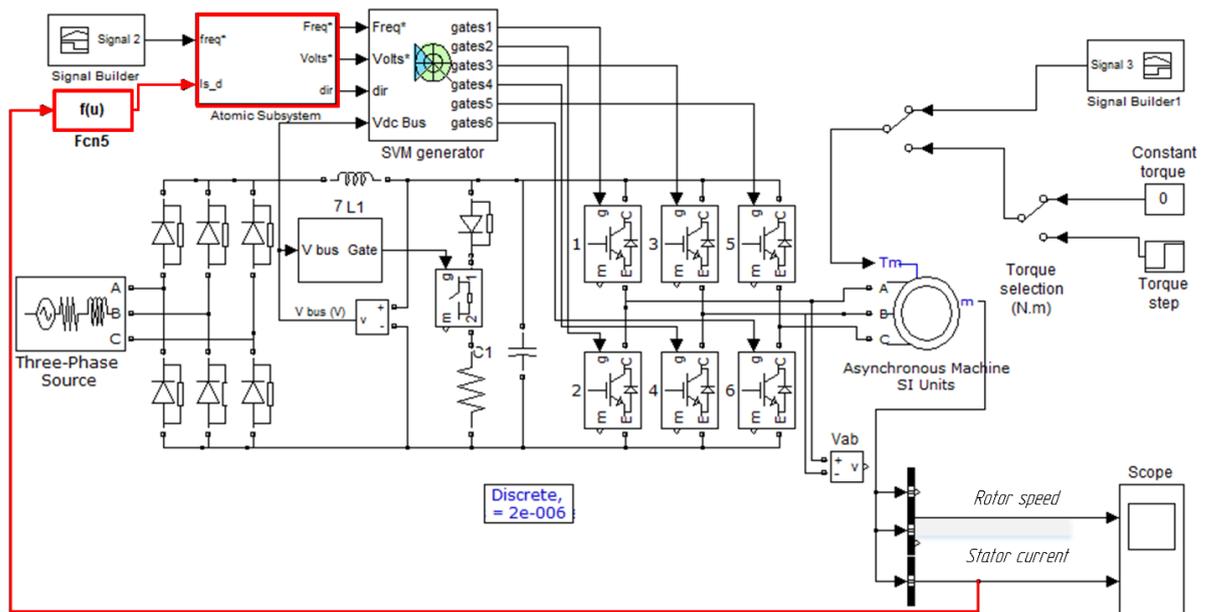


Рис. 2.10. Схема модели ПЧ-АД с ДОС+ в программе Matlab.

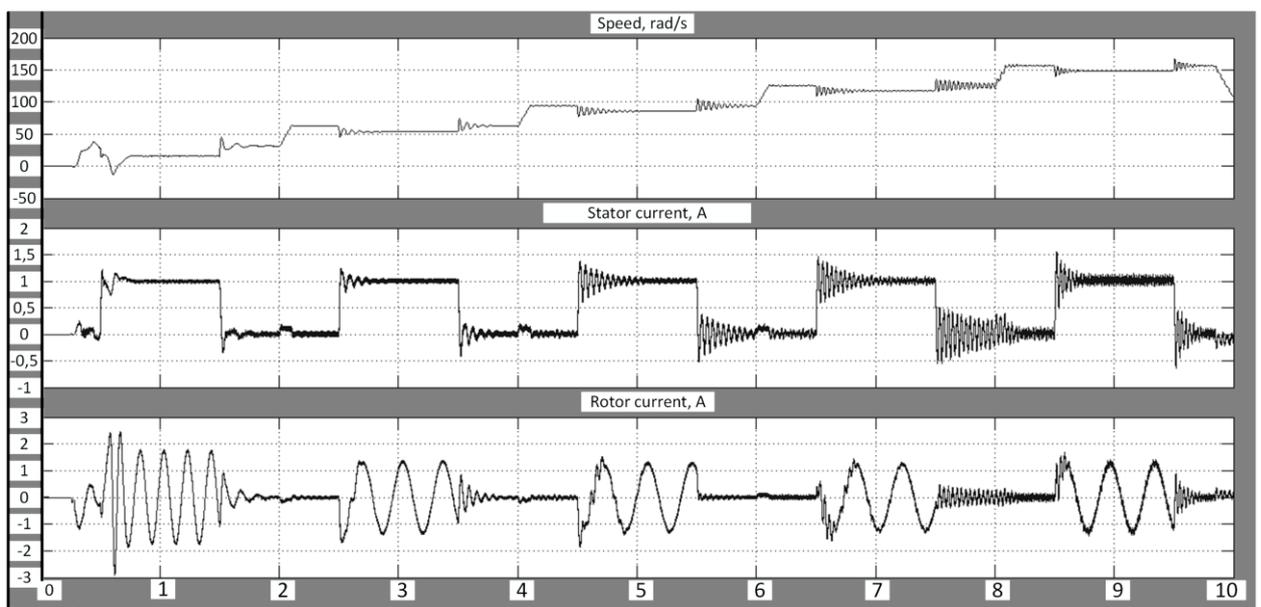


Рис. 2.11. Моделирование диаграмм скорости и тока в разомкнутой системе со скалярным управлением

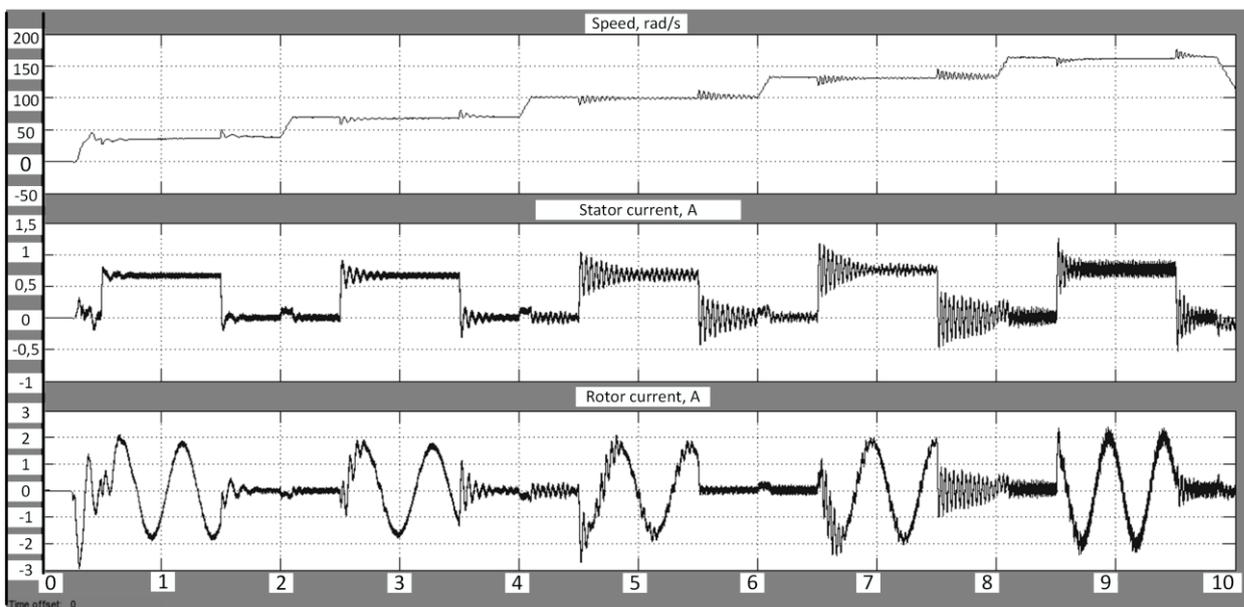


Рис. 2.12. Моделирование диаграмм скорости и тока в системе со скалярным управлением с положительной обратной связью по току статора

Как показано на рисунках 2.13, 2.14, внешняя положительная обратная связь позволяет частично, а, при адаптации к частоте питающего напряжения – полностью, компенсировать «провал» скорости в результате наброса нагрузки, что особо актуально для приводов, работающих без датчиков скорости. Однако, как известно, асинхронный привод описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений, что проявилось на скоростях работы привода  $0,5\omega_n - \omega_n$  как появление или усиление колебательных процессов (Рис. 2.14 а, б).

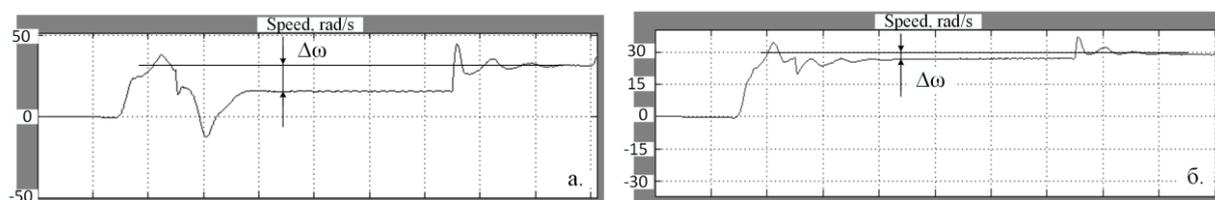


Рис. 2.13. Диаграмма скорости при разгоне до 30рад/с, набросе и сбросе нагрузки (а – без ОС ( $\Delta\omega=15p/c$ ), б – с ДОС+ ( $\Delta\omega=4p/c$ ))

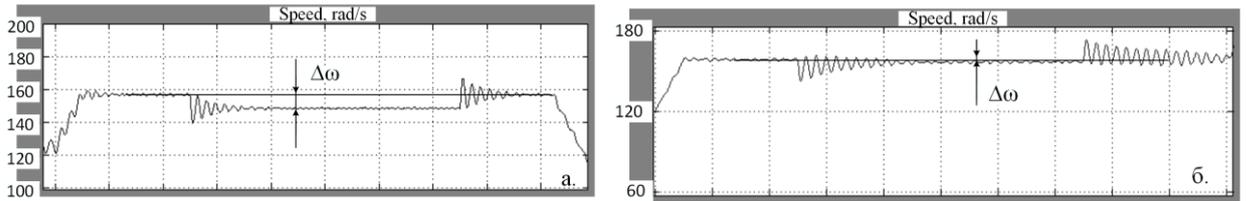


Рис. 2.14. Диаграмма скорости при разгоне до 157рад/с, набросе и сбросе нагрузки (а – без ОС ( $\Delta\omega=10\text{p/c}$ ), б – с ДОС+ ( $\Delta\omega=1\text{p/c}$ ))

С целью сохранения устойчивости системы в положительной обратной связи в цепь обратной связи включено динамическое звено, близкое к фильтру 1-го порядка (Рис. 2.15, *Filter*).

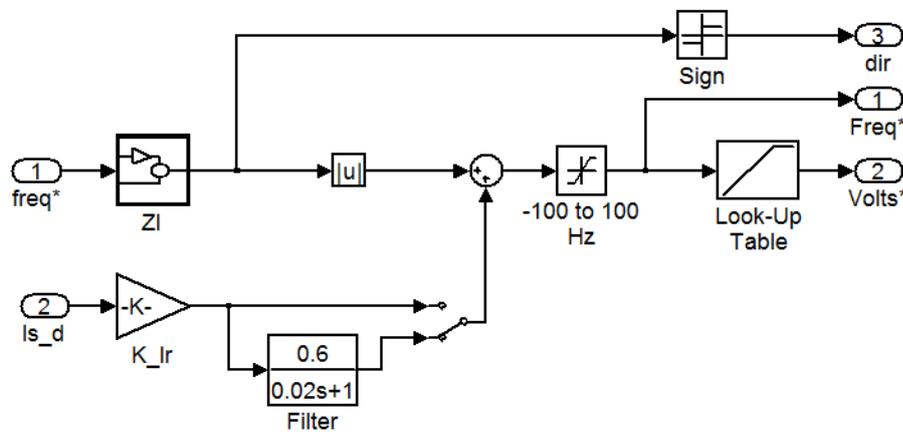


Рис. 2.15. Блок динамических звеньев в составе модели (блок F1)

Применение динамического звена, для коррекции процессов позволило обеспечить устойчивость работы асинхронного электропривода, имеющего положительную обратную связь (Рис. 2.16) во всем диапазоне рабочих скоростей привода и при нагрузках в диапазоне от 0 до 2Мн. описаны ранее [27, 66, 78],

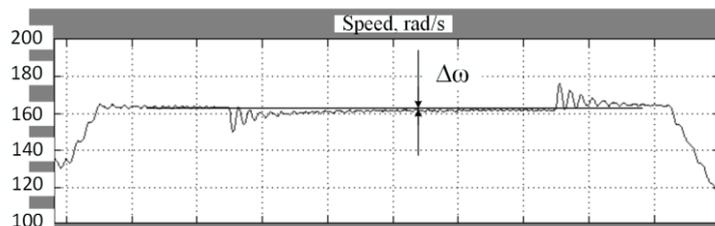


Рис. 2.16. Диаграмма скорости в системе с ДОС+ и включенным динамическим фильтром (разгон до 50Гц, наброс и сброс нагрузки).

Для сравнительного анализа параметров АЭП с различными структурами системы управления на рисунке 2.17 приведен результат моделирования разгонов и набросов нагрузки в системе с векторным управлением с контуром скорости.

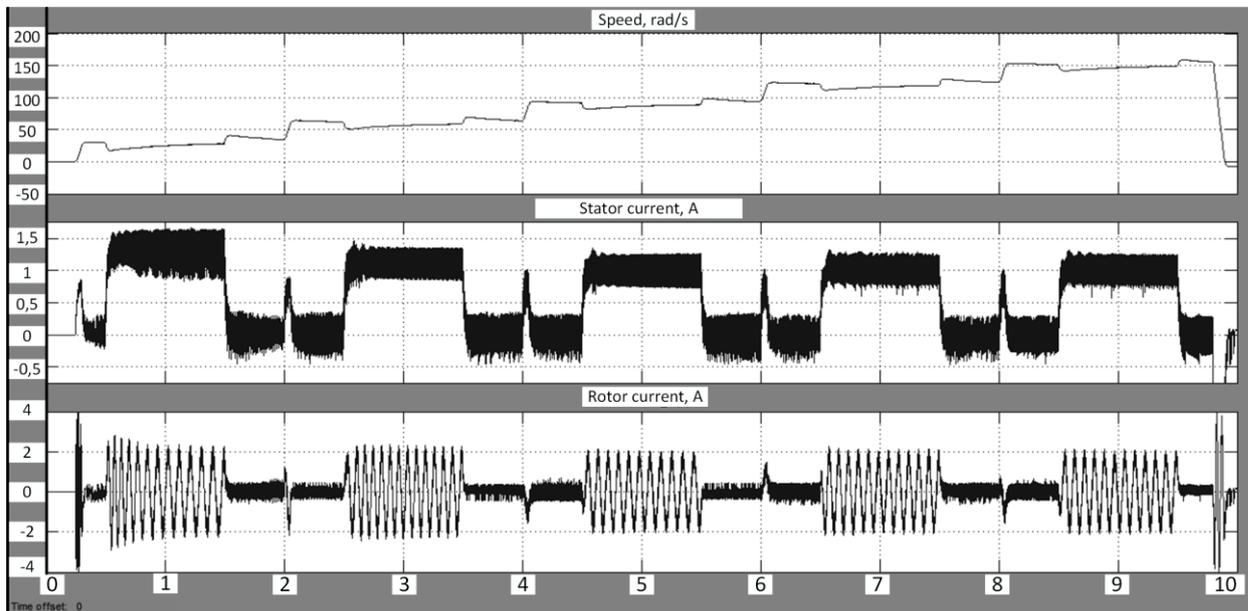


Рис. 2.17. Моделирование разгонов и наброса нагрузки для системы векторного управления с контуром скорости.

Применение алгоритмов векторного управления позволяет получить поддержание скорости в статическом режиме с точностью лучше 1%. Тем не менее, как показано на рисунке 2.18, при набросе нагрузки время переходного процесса ( $T_{пп}$ ) значительное (для рассматриваемой системы, при частоте питающего напряжения 10Гц  $T_{пп}=0,74с$ , при 50Гц  $T_{пп}=0,57с$ ), причем, изменением параметров ПИД-регулятора получить более динамичные переходные процессы не удается.

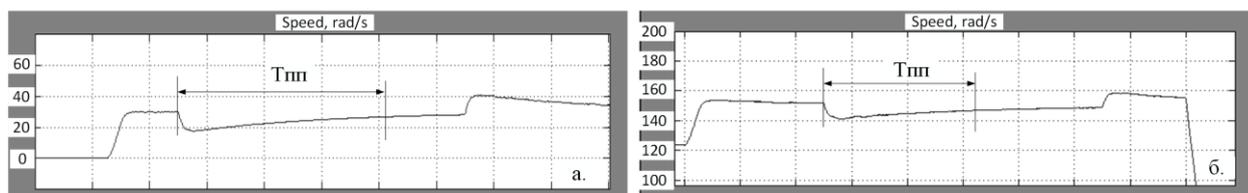


Рис.2.18. Переходные процессы скорости вращения в АЭП с векторным управлением с контуром скорости при набросе нагрузки при частоте питающего напряжения 10Гц (а) и 50 Гц (б)

Кроме параметров сигнала скорости, необходимо обратить внимание на токи статора и ротора в АЭП с различными структурами системы управления. Приведенные на рисунках 2.11, 2.12, 2.17 результаты моделирования показали, что значения статорных токов наибольшие в системе с векторным управлением с контуром скорости, кроме того, значения статорного тока при различных частотах вращения (при одинаковой нагрузке) значительно отличаются. Амплитуда и частота тока ротора, также, наибольшая в системе с векторным управлением, что, исходя из выше приведенных положений (Глава 2, п.2.2), говорит о более низкой эффективности алгоритма формирования момента, в сравнении с другими рассмотренными системами управления.

АЭП со скалярным разомкнутым управлением имеет более низкие значения токов статора (при аналогичной нагрузке), которые слабо изменяются в зависимости от частоты вращения. Также, меньшие значения амплитуды и частоты тока ротора (в сравнении с векторным управлением), свидетельствуют о более высокой эффективности алгоритма формирования момента, но в то же время такая структура системы управления не компенсирует статические провалы скорости при набросе нагрузки.

Применение положительной обратной связи по току статора с динамическим звеном, близким к фильтру 1-го порядка с параметрами, адаптированными к частоте питающего напряжения (ДОС+) позволило получить поддержание скорости в статическом режиме при набросе нагрузки с точностью, лучше 1% (что значительно лучше, чем в разомкнутых системах), а также более короткие переходные процессы, чем при векторном управлении с контуром скорости.

При моделировании АЭП с различными структурами системы управления лучшие результаты показала система, с предлагаемой в данной работе структурной коррекцией (ДОС+).

## ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 2

1. Показано, что для описания сложных процессов в асинхронных электроприводах с частотным управлением необходимо опираться на динамическое уравнение электромеханических процессов – динамическую механическую характеристику, без общепринятых упрощений;

2. Показано, что уравнение динамической механической характеристики становится линейным при постоянных значениях частоты питающего напряжения и скольжения. Это означает, что процессы, связанные с малыми изменениями этих величин, могут быть описаны линейными частотными характеристиками или передаточными функциями, а при значительных изменениях – семействами соответствующих частотных характеристик и передаточных функций;

3. Показано, что процессы разгона и торможения могут быть описаны семействами частотных характеристик, сгруппированных по значениям частот питающего напряжения, а набросы нагрузки – семействами частотных характеристик, сгруппированных по значениям изменяющегося скольжения. Таким образом, семейства линейных частотных характеристик интерпретируют исходные нелинейные уравнения асинхронного электропривода;

4. Предложенные методы анализа по семействам частотных характеристик дали качественные объяснения всем сложным процессам в асинхронных электроприводах, отмеченным в главе 1;

5. Показано, что метод прямой линеаризации, используемый в алгоритмах векторного управления, эффективен только в тех случаях, когда параметры двигателя, закладываемые в модель системы управления преобразователя частоты, полностью совпадают с параметрами реального асинхронного двигателя, управляемого данным преобразователем частоты. Рассогласование указанных параметров, а также ошибки вычисления скорости (в бездатчиковых системах) приводят к искажению амплитудно-частотной характеристики асинхронного электропривода, чем объясняется

возникновение неустойчивых состояний и срывов управления при определенных условиях работы (заданной скорости, нагрузке и т.д.).

6. Показано, что для коррекции процессов в асинхронном электроприводе, линеаризации электропривода необходимо уменьшить вариабельность частотных характеристик привода при изменении частоты питающего напряжения и скольжения. Предложена динамическая положительная обратная связь по действующему значению тока статора (ДОС+) – как метод уменьшения вариабельности частотных характеристик;

7. Рассчитаны семейства частотных характеристик асинхронного электропривода с динамической положительной обратной связью по действующему значению тока статора (ДОС+), которые подтвердили снижение вариабельности частотных характеристик АЭП по сравнению со стандартными алгоритмами управления.

### ГЛАВА 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С РАЗЛИЧНЫМИ СТРУКТУРАМИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Для подтверждения результатов теоретического анализа и моделирования, опирающихся на общепринятые методики и допущения, проведен комплекс экспериментов, подтвердивших эффективность предложенных в работе решений.

Целями проведения экспериментальных исследований являются:

1. Сравнительный анализ статических и динамических характеристик асинхронных электроприводов с различными структурами системы управления (замкнутое, разомкнутое), как с традиционными алгоритмами (скалярное, векторное управление), так и с предлагаемой в данной работе структурной коррекцией (ДОС+);

2. Экспериментальное подтверждение выводов теоретических исследований и моделирования, приведенных в главе 2, показавших эффективность предлагаемой в работе структурной коррекции, в виде положительной обратной связи по действующему значению тока статора с динамическим звеном, близким к фильтру 1-го порядка адаптированным к частоте питающего напряжения (ДОС+);

3. Экспериментальное подтверждение эффективности использования спектрального анализа тока ротора для оценки качества алгоритмов формирования электромагнитного момента асинхронного электродвигателя при различных структурах и алгоритмах построения системы управления.

Исследования проводились на лабораторном стенде, подробное описание приведено в главе 1.5.

В качестве исследуемого привода применен асинхронный двигатель АИР64В4У3 с управлением от преобразователя частоты *Schneider Electric* ATV32 с различными структурами управления:

– разомкнутое скалярное управление (*SC – Scalar Control*), в широком диапазоне значений *IR*- (0-200%) и *S*- компенсаций (0-300%);

- разомкнутое векторное управление (*SVC – Space Vector Control*), в широком диапазоне значений *IR*- (0-200%) и *S*- компенсаций (0-300%);
- векторное управление, замкнутое по скорости, в широком диапазоне значений параметров контура скорости;
- скалярное управление со структурной коррекцией, предлагаемой в данной работе (с положительной обратной связью по действующему значению тока статора и динамическим звеном, близким к фильтру 1-го порядка с параметрами, адаптированными к частоте питающего напряжения (ДОС+)).

В качестве нагрузочного двигателя использовался асинхронный двигатель АИР64В4У3 управляемый преобразователем частоты *Schneider Electric ATV71* в режиме векторного управления (*SVC U*) с энкодером (за исключением случаев, отдельно оговоренных в условиях эксперимента). Структурные схемы экспериментов приведены в описании соответствующих экспериментов.

### **3.1 Алгоритм работы структурной коррекции**

Для проведения экспериментальных исследований АЭП с предлагаемой в данной работе структурной коррекцией, разработан алгоритм ее реализации в системе управления АЭП, а также схемные и программные решения, позволяющие реализовать этот алгоритм в системе управления реальным электроприводом.

Система управления, реализующая предложенный в данной работе метод структурной коррекции, представлена на рисунке 3.1 и содержит асинхронный двигатель (А), преобразователь частоты (В), цепи внешней структурной коррекции (С).

В звено обратной связи вводится инерционное звено 1-го порядка с адаптируемыми к частоте питающего напряжения коэффициентом статического усиления и постоянной времени, а также, вводятся два статических нелинейных преобразователя, на вход которых подается напряжение управления, соответствующее заданию скорости вращения, с

выхода статического нелинейного преобразователя №1, сигнал соответствующий коэффициенту усиления, передается на вход  $K_n$  инерционного звена, с выхода статического нелинейного преобразователя №2 сигнал, соответствующий значению постоянной времени, передается на вход  $T$  инерционного звена. Инерционное звено имеет три входа: на вход  $I_{1a}$  подается сигнал с функционального преобразователя тока статора (входящего в состав преобразователя частоты), второй вход ( $K_n$ ) используется для корректировки коэффициента усиления, а третий ( $T$ ) – для корректировки постоянной времени инерционного звена. При этом сигнал тока статора связан с выходным сигналом инерционного звена уравнением:

$$K(\omega)I_{\text{я}} = U_{IR} + T(\omega) \frac{dU_{IR}}{dt}, \quad (3.1)$$

откуда передаточная функция инерционного звена:

$$W = \frac{K(\omega)}{1 + T(\omega)p}, \quad (3.2)$$

т.е. сигнал задания частоты изменяет коэффициент усиления и постоянную времени инерционного звена.

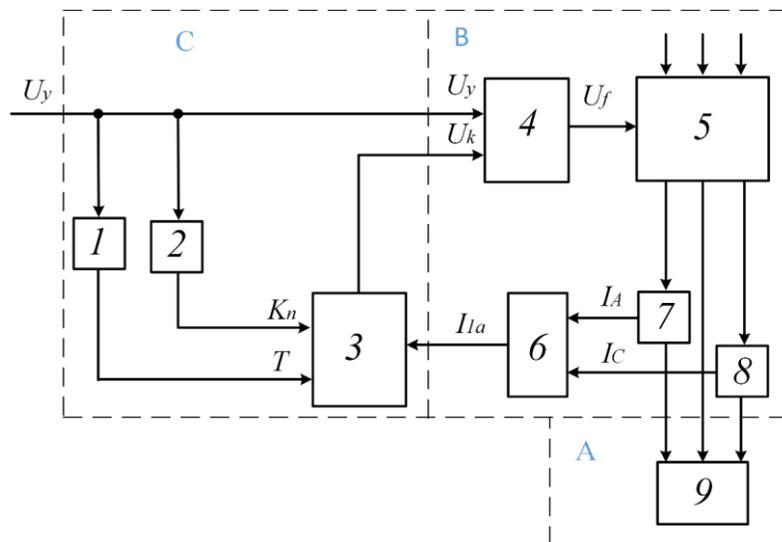


Рис. 3.1. Структурная схема системы управления асинхронным приводом, где: 1, 2 – статический нелинейный преобразователь; 3 – инерционное звено 1-2-го порядка; 4 – сумматор; 5 – преобразователь частоты; 6 – функциональный преобразователь тока статора; 7 – датчик тока фазы А; 8 – датчик тока фазы С; 9 – асинхронный двигатель.

Введение в систему инерционного звена  $I$ го порядка (см. рис. 3.1, фиг.3) с переменными коэффициентом усиления и постоянной времени, позволяет обеспечить устойчивость электропривода и практически полную компенсацию статической ошибки во всем диапазоне рабочих скоростей вращения привода и моментов нагрузки. Вариант реализации инерционного звена первого порядка с переменными коэффициентом усиления и постоянной времени приведены на рисунке 3.2, где умножающее звено УМ1 изменяет постоянную времени инерционного звена, а умножающее звено УМ2 изменяет коэффициент усиления.

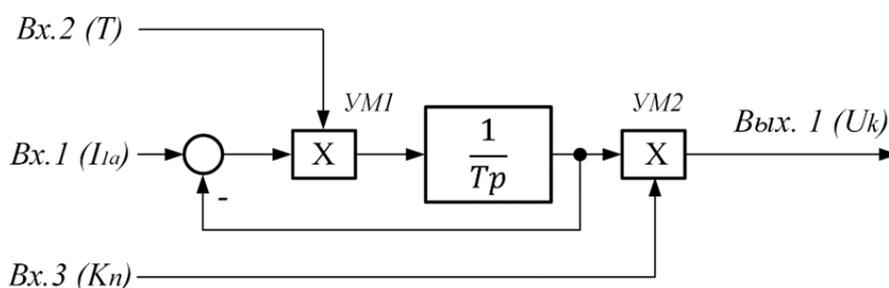


Рис. 3.2. Структурная схема инерционного звена первого порядка

Устройство работает следующим образом: при разгоне до заданной скорости на вход преобразователя частоты (см. рис. 3.1, фиг. 5) поступает сигнал  $U_f$ , который соответствует напряжению  $U_z$  и заданной частоте, сигнал задания поступает на статические нелинейные преобразователи №1 и №2, формирующие необходимые для данной скорости значения коэффициента усиления ( $K_n$ ) и постоянной времени ( $T$ ), соответственно, которые в дальнейшем поступают на входы инерционного звена (см. рис. 3.1, фиг. 3), и устанавливают необходимые коэффициент усиления ( $K_n$ ) и постоянную времени ( $T$ ). На первый вход инерционного звена (см. рис 3.1, фиг. 3) поступает сигнал, соответствующий значению тока статора ( $I_{1a}$ ), выделенный при помощи датчиков тока (см. рис. 3.1, фиг.7,8) на фазах  $A$  и  $C$  шины питания асинхронного двигателя и обработанный в функциональном преобразователе тока (см. рис. 3.1, фиг. 6). При малых токах статора на первый вход инерционного звена поступает сигнал, близкий к нулю и амплитуда

напряжения, подаваемого на статор не меняется. При увеличении нагрузки возрастает статорный ток и уменьшается скорость вращения, но одновременно, возрастает сигнал на выходе датчиков тока статора и входе функционального преобразователя тока статора, далее на входе инерционного звена, выходной сигнал которого, благодаря подобранному на данной частоте коэффициенту усиления, формирует необходимое увеличение напряжения на статоре двигателя, чтобы скорость не менялась по сравнению с заданной, а постоянная времени инерционного звена была такой, чтобы сигнал коррекции  $U_k$  подавался с необходимой временной задержкой для сохранения устойчивости привода.

Предлагаемый метод коррекции может быть реализован как при помощи внешнего аналогового устройства, так и через программируемый логический контроллер (ПЛК). Оба варианта реализации рассмотрены ниже.

### **3.1.1 Реализация внедрением внешнего корректирующего аналогового устройства**

Для проведения экспериментальных исследований, предложенного в данной работе метода структурной коррекции асинхронных электроприводов, разработано и смонтировано внешнее аналоговое устройство, подключаемое к аналоговым выходам и входам преобразователя частоты и реализующее положительную обратную связь с изменяемым коэффициентом передачи и апериодическим звеном с переключаемым значением постоянной времени. Данное аналоговое устройство применялось, как для проведения экспериментальных исследований на стенде в лаборатории, так и для предварительных испытаний на промышленных объектах.

Принципиальная электрическая схема внешнего аналогового устройства представлена на рисунке 3.3.

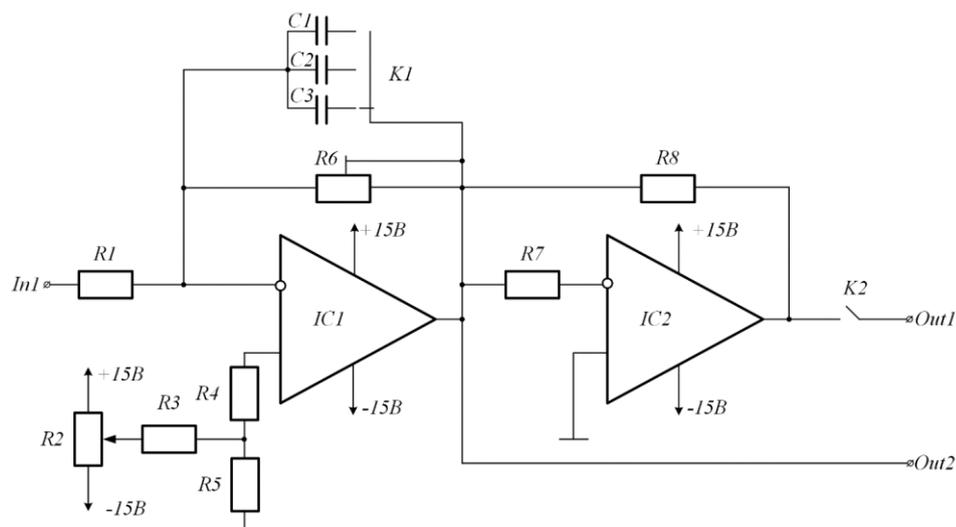


Рис. 3.3. Принципиальная электрическая схема внешнего аналогового корректирующего устройства.

На вход *In1* подается амплитудное значение тока статора двигателя с аналогового выхода *AO1* преобразователя частоты. С аналогового выхода *Out1* сигнал обратной связи подается на аналоговый вход *AI1* преобразователя частоты, с аналогового выхода *Out2* можно получить инвертированный сигнал обратной связи (использовался в ходе проведения ряда экспериментальных исследований). Переменным резистором *R6* изменяется коэффициент передачи звена обратной связи ( $K_n$ ). Переключателем *K1* осуществляется коммутация конденсаторов *C1* – *C3*, тем самым изменяется постоянная времени апериодического звена ( $T_n$ ). Цепь, состоящая из переменного резистора *R2*, резисторов *R3*, *R4*, *R5* предназначена для компенсации статического значения тока холостого хода. Схема подключения аналогового устройства к преобразователю частоты приведена на рисунке 3.4. Резистор *R1* (4,7 кОм) предназначен для вывода сигналов с аналогового выхода преобразователя частоты в функции тока. Переменный резистор *R2* (10 кОм) предназначен для задания скорости вращения через аналоговый вход *AI2* преобразователя частоты. Преобразователь частоты настроен на суммирование заданий скорости с аналоговых входов *AI1* и *AI2*.

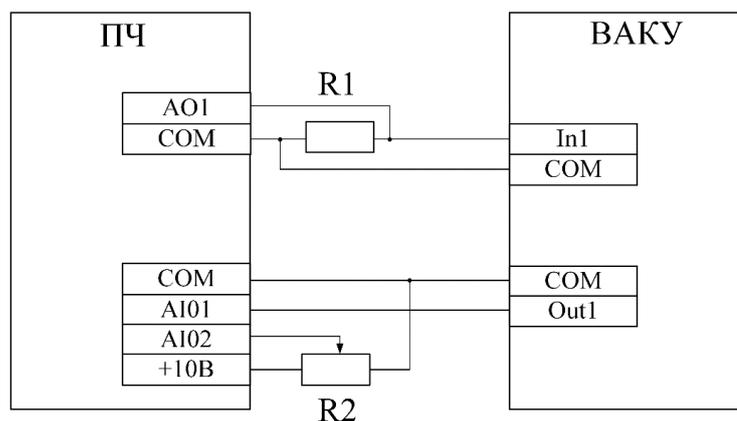


Рис. 3.4. Схема подключения внешнего аналогового корректирующего устройства (ВАКУ) к преобразователю частоты (ПЧ).

Аналоговая схема работает следующим образом:

С аналогового выхода преобразователя частоты  $AO1$ , настроенного в меню преобразователя частоты на вывод информации об амплитудном значении тока статора (в функции тока  $I_{AO1} \sim I_{ст.}$ ) сигнал значения тока статора, через резистор  $R1$ , подается на инвертирующий вход операционного усилителя  $IC1$  ( $K140УД608$ ), где усиливается с коэффициентом, соответствующим соотношению значений  $R1$  и  $R6$ , коммутацией конденсаторов  $C1 - C3$  выбирается, необходимое для сохранения устойчивости привода, значение постоянной времени, с выхода операционного усилителя  $IC1$  сигнал, через резистор  $R7$  подается на инвертирующий вход операционного усилителя  $IC2$  ( $K140УД608$ ), с выхода операционного усилителя  $IC2$  сигнал обратной связи, через коммутирующее устройство  $K2$ , подается на аналоговый вход  $AI1$  преобразователя частоты.

Приведенное аналоговое устройство дало возможность провести лабораторные исследования, предлагаемой в данной работе структурной коррекции, на реальном электроприводе, провести предварительные испытания на производственной линии, а также позволило выявить некоторые особенности алгоритмов управления, заложенных в программное обеспечение преобразователей частоты.

Как показано ранее, для сохранения устойчивости системы, необходимо выполнение определенных условий по сдвигу фаз динамических звеньев относительно частоты среза, поэтому необходимо учитывать фазовые характеристики всех динамических звеньев системы.

Аналоговые выходы преобразователя частоты позиционируются производителем как информационные, временные характеристики выходов в технической документации не приводятся и не регламентируются. Для использования аналоговых выходов в качестве источника информации для организации обратной связи необходима четкая идентификация временных характеристик аналоговых выходов (определение сдвига фазы выходного сигнала тока статора относительно задающего сигнала). С этой целью был проведен ряд экспериментов по идентификации параметров аналоговых выходов. Для этого на аналоговый вход преобразователя частоты А1 подавался периодический (синусоидальный) сигнал задания различной частоты (1, 2, 3, 5Гц) и амплитуды (0,5 – 2В). С аналогового выхода преобразователя частоты А01 фиксировалось значение тока статора в функции тока ( $I_{A01} = f(I_{ст})$ ), эксперименты проводились при различных структурах системы управления (скалярное, векторное) и различных значениях  $IR$  и  $S$  –компенсаций (0%, 100%, 200%), кроме того измерения проводились в режиме холостого хода и под нагрузкой в диапазоне  $0,1M_n - 1M_n$ .

Экспериментально установлено, что задержка по времени между задающим сигналом и сигналом тока статора с аналогового выхода преобразователя частоты составляет 15 – 17мс, не меняется при изменении нагрузки и не зависит от структуры системы управления, значений компенсаций, амплитуды и частоты задающего сигнала. Проведенные эксперименты позволяют утверждать, что данная временная задержка связана исключительно с трактом формирования сигнала аналогового выхода и не зависит от других параметров системы. Указанную временную задержку

сигнала необходимо учитывать при расчете фазовых сдвигов сигналов, получаемых с аналоговых выходов ПЧ.

### 3.1.2 Реализация структурной коррекции через ПЛК

Для реализации, предложенного в данной работе метода структурной коррекции, на промышленных объектах разработано программное обеспечение и принципиальная электрическая схема на базе программируемого логического контроллера (ПЛК) *Schneider Electric* TM241CE24R.

ПЛК TM241CE24R – свободно программируемый логический контроллер линейки *Modicon M241*, предназначен для высокопроизводительных промышленных применений, имеет основные технические характеристики, приведенные в таблице 3.1.

Разработанное программное обеспечение может быть адаптировано для ПЛК других фирм-производителей с техническими характеристиками не хуже указанных в таблице 3.1.

Подключение ПЛК к персональному компьютеру, для программирования и отладки программы, производилось шине *USB (Universal Serial Bus)*, для коммуникации с преобразователями частоты использовался протокол *Modbus*.

Программирование ПЛК TM241CE24R производилось при помощи программной оболочки, разработанной фирмой *Schneider Electric – SoMachine V4.1*. Указанная программная оболочка позволяет производить конфигурацию оборудования, написание и отладку программ для ПЛК, а также эмуляцию рабочего процесса без подключения контроллера к технологическому оборудованию, кроме того в ней доступна функция программирования и отладки работы панелей оператора *HMI (Human-Machine Interface)* совместно с ПЛК.

Таблица 3.1. Основные технические характеристики ПЛК TM241CE24R

Параметр		Значение
Входы / выходы	Логические входы/выходы	24 логических входа / выхода
		14 входов приемник / источник 24В из них 8 высокоскоростных входов
		10 выходов: с 4 высокоскоростными выходами источник и 6 релейными выходами
Встроенные средства связи	Порт Ethernet	1 порт Ethernet: Протокол Modbus TCP (клиент – сервер), ведомое Modbus TCP, клиент по протоколу Dynamic DHCP, программирование, загрузка, мониторинг, обновление микропрограммного обеспечения, обмен данными
Функции	Управление процессом	ПИД - регулирование
	Счетчики	До 8 входов высокоскоростных счетчиков (HSC), частота 200 кГц
	Контроль положения	4 выхода контроля положения: - интерфейс pulse/direction (P/D), импульсный выход CW и CCW с трапецеидальным и S-образным профилем, частота 100кГц; - широтно-импульсная модуляция (ШИМ); - генератор частоты (FG).
Программирование		SoMachine v4.1
Вычислительная мощность	Скорость исп.	22 мкс/инструкцию типа boolean
	Программа	128 К инструкций типа boolean
	Ядер процессора	2
	ОЗУ	64 МВ
	Флэш-память	128 МВ
Языки программирования		- язык функциональных блоков FBD; - производные функциональные блоки (DFB); - выражения структурированного текста (ST); - список инструкций (IL); - лестничные диаграммы (LD).

### 3.1.3 Программное обеспечение, реализующее ДОС+

С целью реализации, предложенного метода структурной коррекции, разработаны два варианта программного обеспечения для ПЛК. Первый вариант предназначен для применения на исследовательском стенде, он предусматривает работу с двумя преобразователями частоты, ручное управление через пульт и интерфейс программы *SoMachine*, а также возможность подбора параметров динамических звеньев в процессе исследований. Второй вариант программного обеспечения предназначен для внедрения предложенного метода структурной коррекции в систему управления линии окраски листового материала и предусматривает работу с четырьмя преобразователями частоты по протоколу *Modbus*, управление с панели оператора *HMI XBTRT511* и с пульта ручного управления линии. Динамическое звено 1-го порядка реализовано программными средствами контроллера (Рис. 3.5).

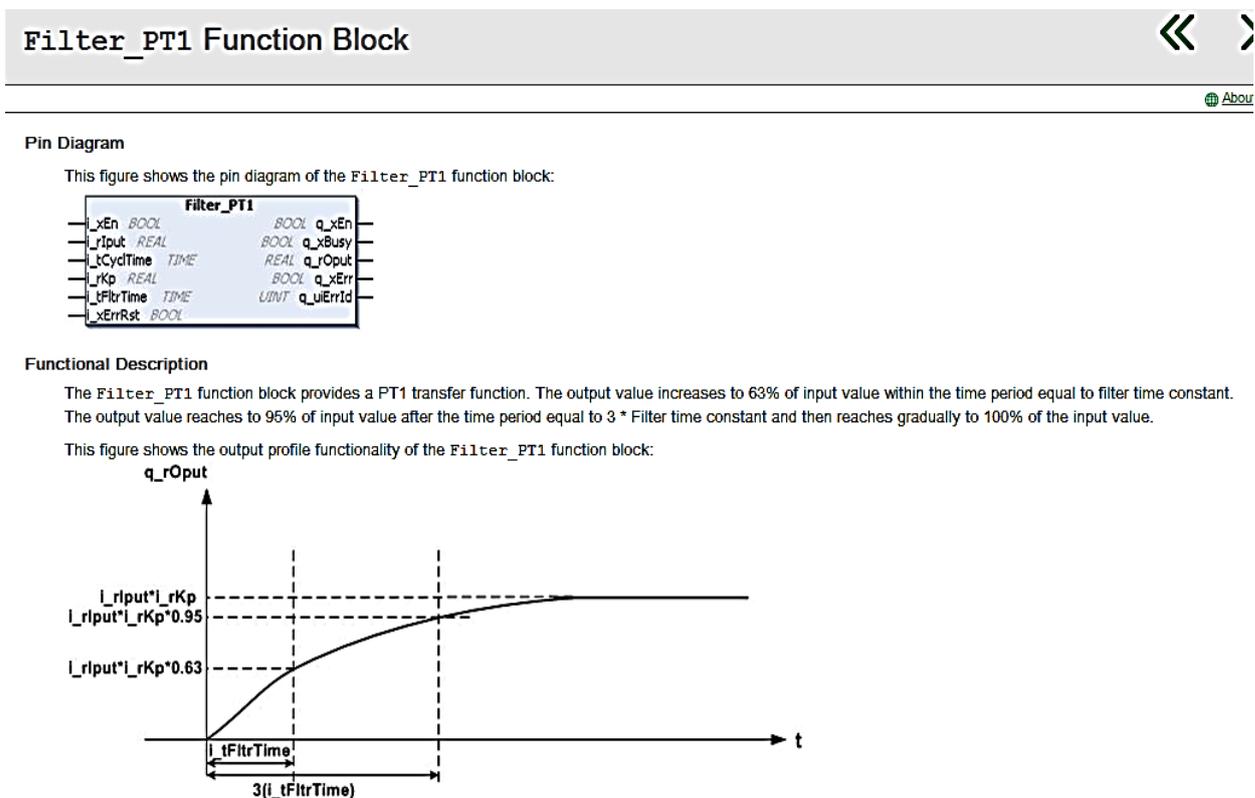


Рис. 3.5. Реализация фильтра 1-го порядка на языке функциональных блоков ПЛК *Schneider Electric*

Алгоритм реализующий метод структурной коррекции представлен на рисунке 3.6.

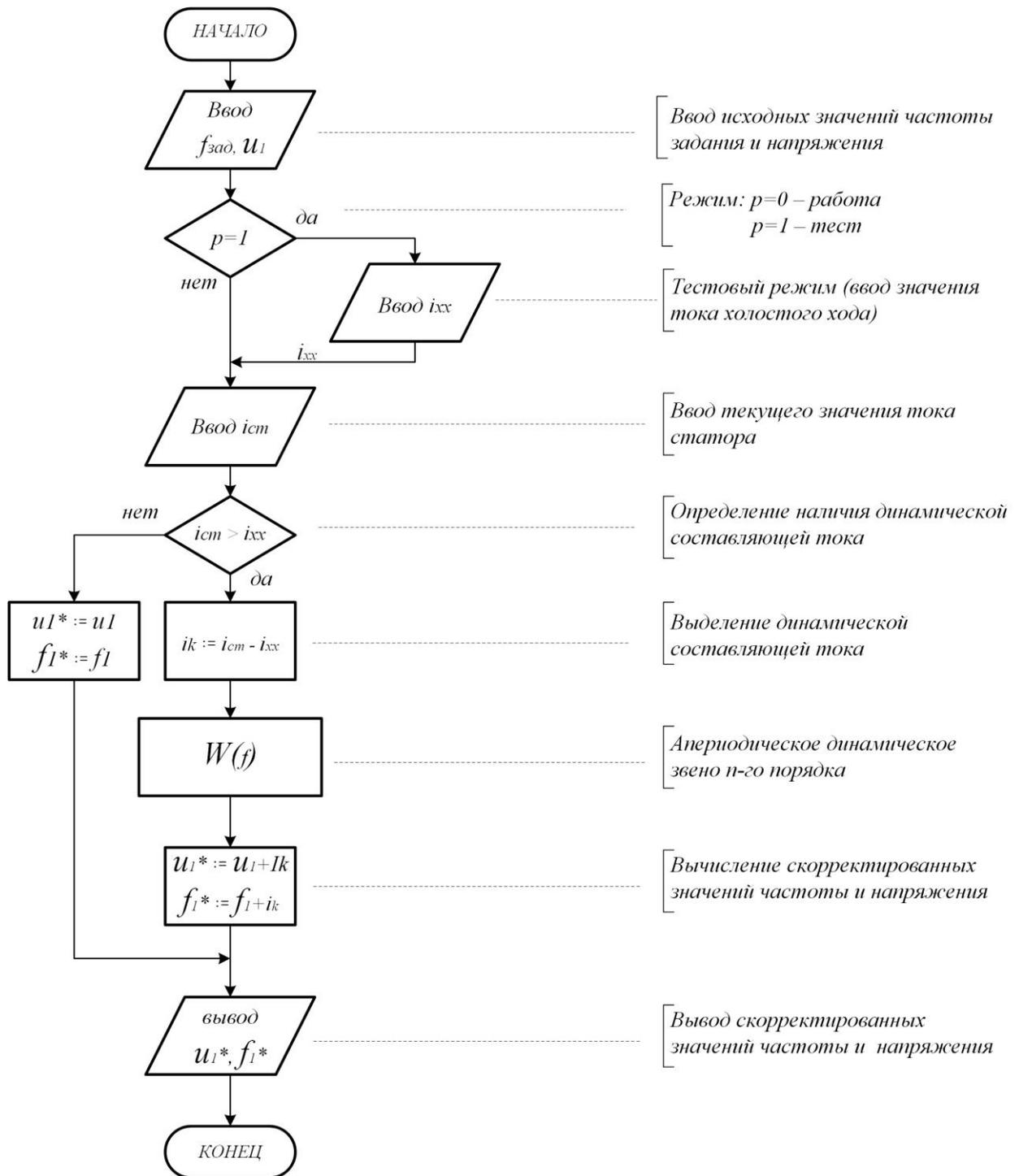


Рис. 3.6. Алгоритм реализации структурной коррекции

Данный алгоритм предусматривает получение информации об амплитудном значении тока статора и текущего значения заданной скорости из соответствующих ячеек памяти преобразователя частоты, выделение из

полученного значения тока динамической составляющей, умножение ее на коэффициент, соответствующий текущему значению скорости, динамическое звено, запись полученного значения в соответствующую ячейку памяти преобразователя частоты. Кроме приведенного алгоритма, программа управления предусматривает режим внесения в память контроллера значений динамического звена в обратной связи по току статора в виде массива, и тестовый режим, в котором определяется и заносится в память контроллера статическое значение тока статора в режиме холостого хода.

Приведенный алгоритм структурной коррекции (см. рис. 3.6) может реализовываться как самостоятельное решение, либо интегрироваться в существующую систему управления электроприводами (промышленных или энергетических комплексов).

### 3.2 Разомкнутое скалярное, бездатчиковое векторное управление

#### 3.2.1 Оценка статических характеристик привода

Отработка асинхронным приводом внешней статической нагрузки исследовалась на лабораторном стенде, структурная схема эксперимента приведена на рисунке 3.7.

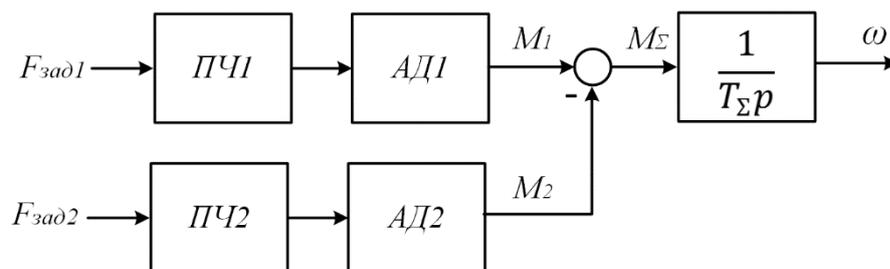


Рис. 3.7. Структурная схема эксперимента по отработке внешних статических возмущений

Эксперименты показали, что стандартные, заложенные в программное обеспечение алгоритмы управления не решают проблему линеаризации асинхронных приводов с частотным управлением, в том числе и векторное управление. На рисунке 3.8. представлены диаграммы скорости и тока статора

при различных структурах системы управления (скалярное, векторное), различных значениях  $IR$  и  $S$  компенсаций и заданной скорости. Заданная скорость ( $\omega_{зад}^*$ ) соответствует частотам питающего напряжения 10, 20, 30, 40, 50 Гц. Эксперимент проводился следующим образом:

1. Запускался исследуемый электропривод (ATV32), после разгона и перехода в статический режим фиксировались параметры привода на холостом ходу (в таблице отражены как «х.х.»);

2. Нагрузочным приводом (ATV71) производился наброс моментной нагрузки близкой к  $M_n$ , после перехода в статический режим фиксировались параметры обоих приводов под нагрузкой;

3. Производился сброс нагрузки и остановка привода.

Диаграммы скорости и тока статора двигателя исследуемого привода фиксировались двухлучевым *USB* осциллографом с аналоговых выходов преобразователей частоты, в установившемся режиме параметры системы фиксировались со встроенных дисплеев преобразователей частоты.

Нелинейный характер асинхронного электропривода делает необходимым рассмотрение процессов на различных скоростях, во всем диапазоне рабочих скоростей привода.

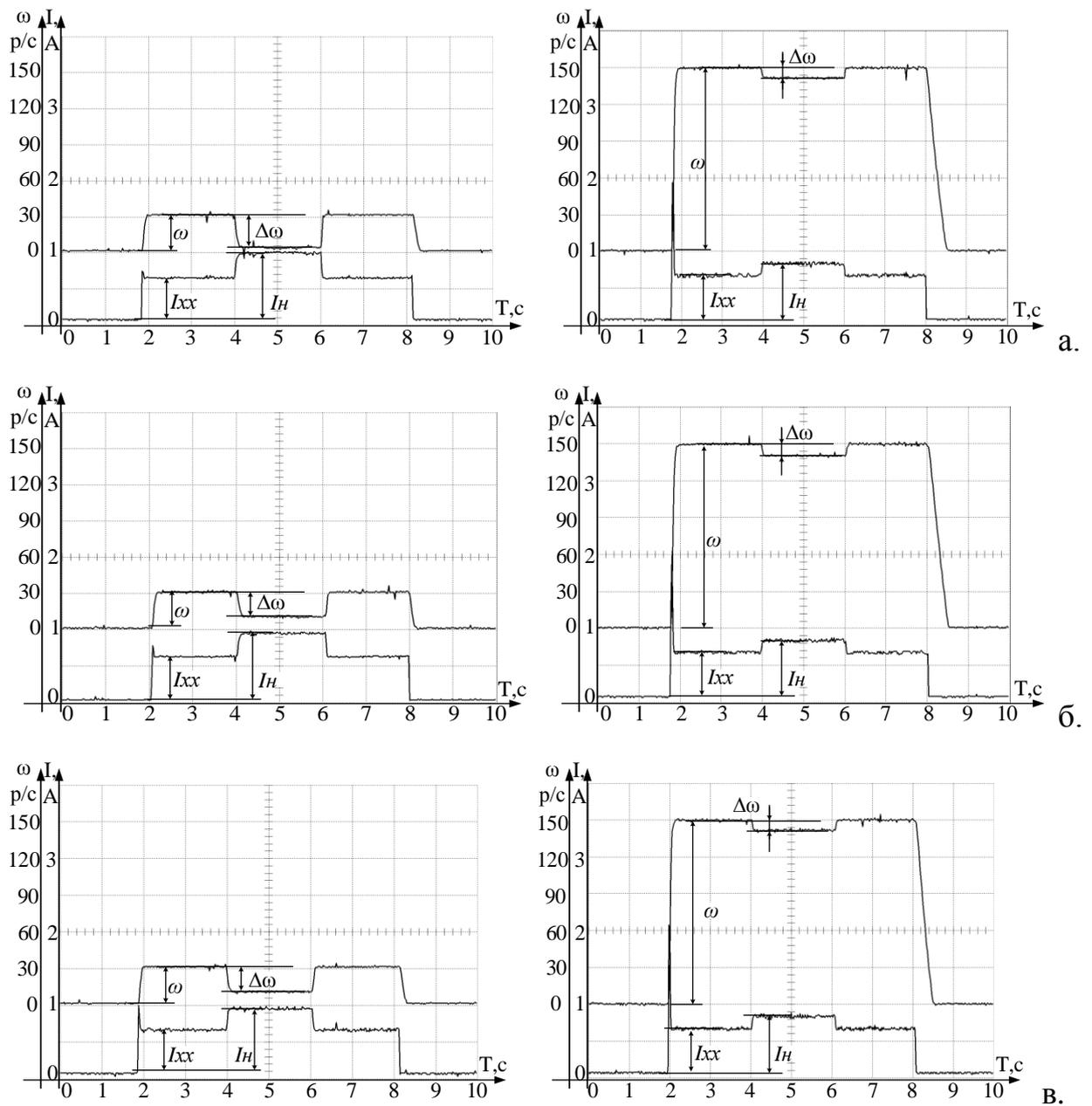


Рис. 3.8. Примеры диаграмм скорости и тока статора на скоростях задания 31,42 и 157,1рад/с, при номинальной нагрузке в системах с различными структурами управления и значениями компенсаций (а. – SC ( $IR=0\%$ ,  $S=0\%$ ), б. – SC ( $IR=150\%$ ,  $S=200\%$ ), в. – SVC)

Таблица 3.2. Параметры сигналов в системе электроприводов с различной структурой системы управления в режиме холостого хода и набросе нагрузки близкой к  $M_n$ .

$\omega_{зад}$ , р/с		SC(IR=0; S=0)			SC (IR=150; S=200)			SVC		
		ATV32		ATV71	ATV32		ATV71	ATV32		ATV71
		х.х.	нагр.	нагр.	х.х.	нагр.	нагр.	х.х.	нагр.	нагр.
31,42	$\omega$ , р/с	30,7	4,7	4,7	30,7	10,2	10,2	30,7	12,4	12,4
	$\Delta\omega$ , %		84,7	84,7		66,8	66,8		59,6	59,6
	$I_{ст}$ , А	0,4	1,0	0,9	0,4	1,15	0,9	0,4	1,25	0,9
	$U_{ст}$ , В	51	56	45	50	51	45	51	56	45
62,83	$\omega$ , р/с	61,6	39,8	39,8	61,6	40,6	40,6	61,6	41,5	41,5
	$\Delta\omega$ , %		35,3	35,3		34,1	34,1		32,6	32,6
	$I_{ст}$ , А	0,4	1,0	1,1	0,4	1,05	1,1	0,4	1,1	1,2
	$U_{ст}$ , В	94	98	45	93	93	45	94	98	45
94,25	$\omega$ , р/с	92,4	77,9	77,9	92,4	79,2	79,2	92,4	79,6	79,6
	$\Delta\omega$ , %		15,7	15,7		14,3	14,3		13,8	13,8
	$I_{ст}$ , А	0,4	0,95	1,2	0,4	0,89	1,2	0,4	0,9	1,2
	$U_{ст}$ , В	137	140	45	136	136	45	137	141	45
125,7	$\omega$ , р/с	123,2	112,1	112,1	123,2	112,5	112,5	123,2	112,8	112,8
	$\Delta\omega$ , %		9,01	9,01		8,68	8,68		8,4	8,4
	$I_{ст}$ , А	0,4	0,85	1,2	0,4	0,87	1,2	0,4	0,95	1,2
	$U_{ст}$ , В	180	182	45	178	178	45	179	182	45
157,1	$\omega$ , р/с	154	143,4	143,4	154	143,9	143,9	154	144,7	144,7
	$\Delta\omega$ , %		6,88	6,88		6,56	6,56		6,04	6,04
	$I_{ст}$ , А	0,4	1,08	1,3	0,4	1,09	1,3	0,4	1,14	1,3
	$U_{ст}$ , В	220	220	45	221	220	45	221	220	45

Результаты экспериментов показывают малую эффективность  $IR$ - и  $S$ -компенсаций, заложенных в алгоритмы управления преобразователей частоты, так на скоростях близких к номинальной разница падения скорости (при набросе нагрузки) при значениях компенсаций равных 0% и 100% составляет 0,2 – 3%. Увеличение значений компенсаций до 150% и выше уменьшает значение  $\Delta\omega$ , но приводит к неустойчивости привода, как описано в главе 1 п.1.3.

### 3.2.2 Оценка динамических характеристик привода

Экспериментальные исследования динамических характеристик приводов с различными структурами системы управления проводились на лабораторном стенде. Структурная схема эксперимента приведена на рис. 3.7. Условия и порядок проведения экспериментов аналогичен экспериментам по оценке статических характеристик приводов, описанным в п.3.2.1.

В ходе экспериментов оценивалась длительность переходных процессов при набросе одинаковой нагрузки на различных скоростях вращения двигателя. Диаграммы скорости и параметры переходных процессов приведены на рисунках 3.9 (скалярное разомкнутое управление) и 3.10 (векторное бездатчиковое управление).

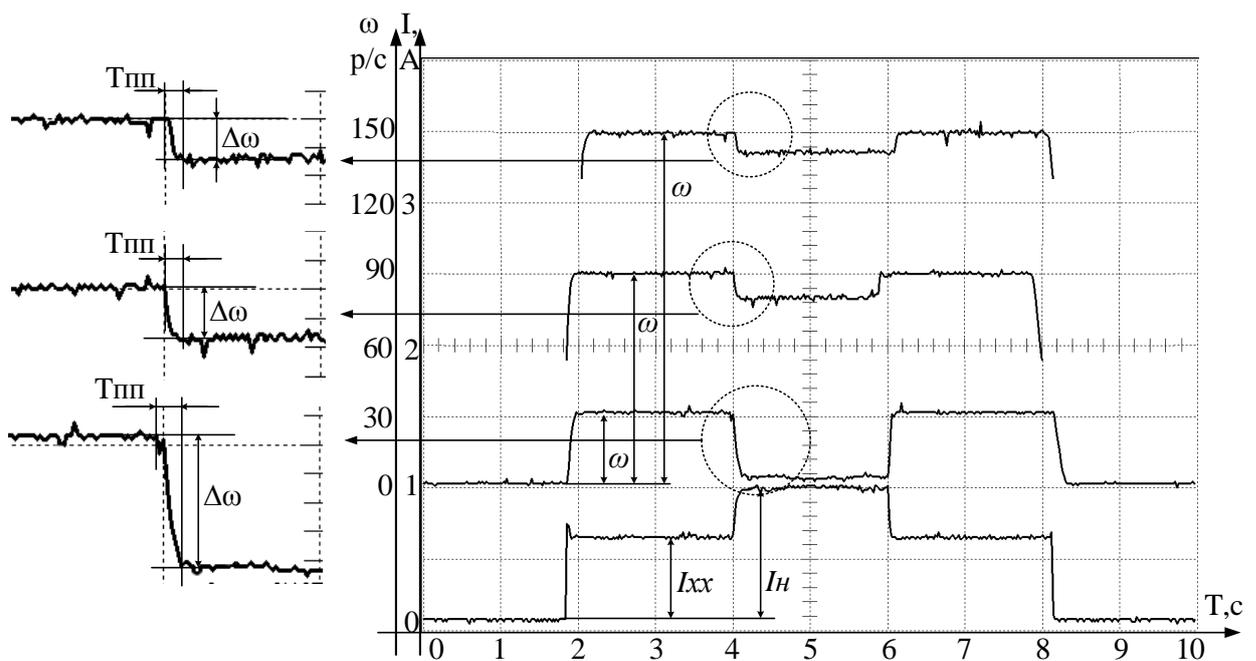


Рис. 3.9. Диаграммы скорости и параметры переходных процессов при скалярном разомкнутом управлении ( $IR=100\%$ ,  $S=100\%$ )

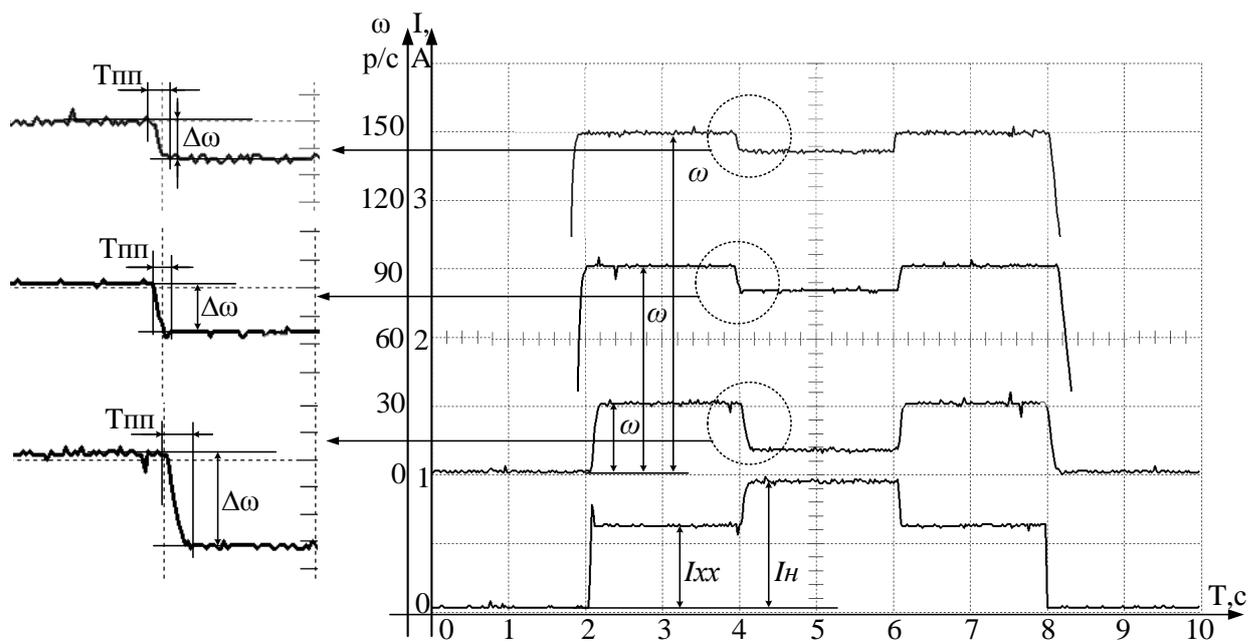


Рис. 3.10. Диаграммы скорости и параметры переходных процессов при векторном бездатчиковом управлении

Таблица 3.3. Длительность переходных процессов при различных (разомкнутых) структурах системы управления для различных скоростей

Скорость вращения, p/c	31,42	62,83	94,25	125,67	157,08
	T <sub>пп</sub> , с				
Скалярное разомкнутое управление (IR = 0%)	0,23	0,27	0,3	0,26	0,25
Скалярное разомкнутое управление (IR = 100%, S=100%)	0,18	0,22	0,25	0,23	0,2
Векторное бездатчиковое управление	0,15	0,13	0,1	0,1	0,12

### 3.3 Векторное управление с контуром скорости

Исследования проводились на лабораторном стенде (глава 1.5). В качестве исследуемого использовался асинхронный электропривод, управляемый преобразователем частоты *Schneider Electric ATV71* с установленной платой энкодера и подключенным энкодером. В качестве нагрузочного использовался асинхронный электропривод, управляемый преобразователем частоты *Schneider Electric ATV32*.

Для настройки контура скорости программное обеспечение преобразователя частоты предлагает следующие параметры [118]:

- *SPG* – пропорциональный коэффициент передачи регулятора скорости (диапазон доступных значений: 1 – 1000%; заводское значение – 40%);

- *SIT* – постоянная времени регулятора скорости (диапазон доступных значений: 1 – 1000%; заводское значение – 100%);

- *SFC* – коэффициент фильтрации контура скорости (диапазон доступных значений: 0 – 100; заводское значение – 0).

Проведен ряд экспериментов, позволивших проверить эффективность настройки параметров регулятора скорости.

В ходе экспериментов исследовалась реакция привода, замкнутого по скорости, с различными параметрами регулятора на статическую нагрузку на разных скоростях работы привода. На исследуемом приводе, работающем в режиме векторного управления (*SVC U*) замкнутого по скорости, со встроенного терминала устанавливалась заданная частота ( $\omega_{\text{зад}}$ ) 30, 60, 90, 120, 150 рад/с, после выхода на установившийся режим с помощью нагрузочного привода производился наброс нагрузки равный номинальному и после выхода на заданную скорость производился сброс нагрузки. Диаграммы скорости фиксировались USB осциллографом с аналогового выхода (*AO1*) преобразователя частоты *ATV71* настроенного на вывод информации о мгновенном значении измеренной скорости. Эксперименты производились при различных параметрах регулятора скорости:

*SPG* – 1, 20, 30, 40, 50, 100, 150%;

*SIT* – 0, 50, 100, 150%;

*SFC* – 0, 50, 100%.

Схема эксперимента приведена на рисунке 3.11.

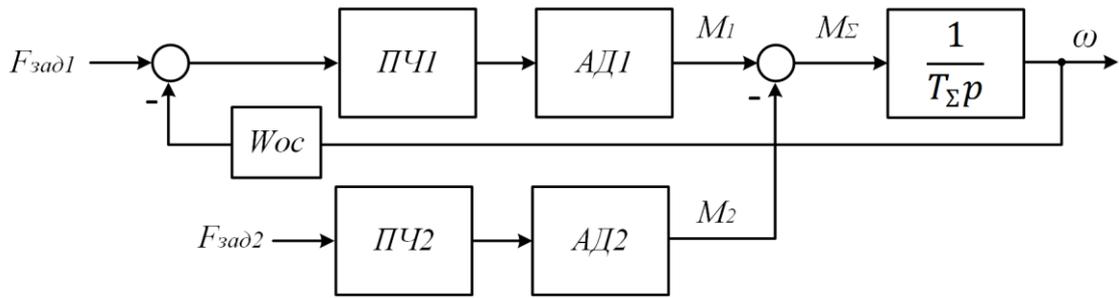


Рис. 3.11. Структурная схема эксперимента с системой, замкнутой по скорости.

Примеры диаграмм скорости ( $\omega$ ) и тока статора нагрузочного двигателя ( $I_{ст}(n)$ ) при различных значениях параметров контура скорости приведены на рисунках 3.12-3.14.

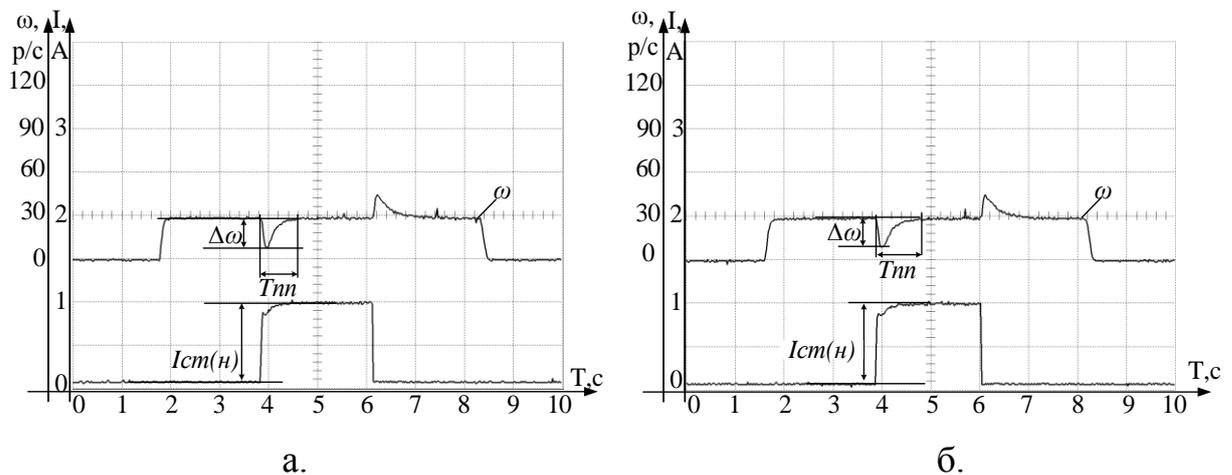


Рис. 3.12. Реакция асинхронного привода, замкнутого по скорости, на наброс нагрузки при  $K_{П} = 10\%$  (а),  $K_{П} = 40\%$  (б) и  $\omega_{зад} = 31,42$ р/с.

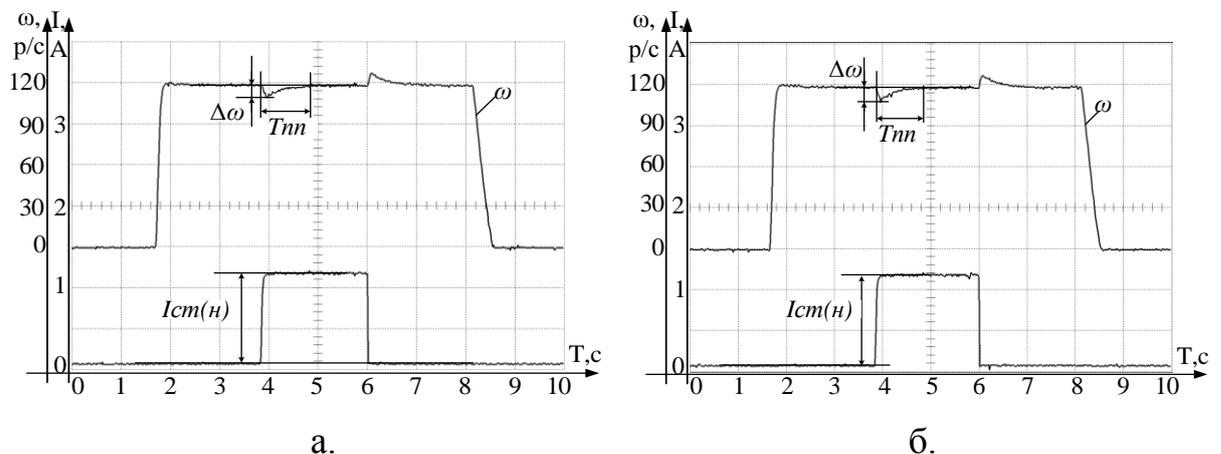


Рис. 3.13 Реакция асинхронного привода, замкнутого по скорости, на наброс нагрузки при  $K_{П} = 10\%$  (а),  $K_{П} = 40\%$  (б) и  $\omega_{зад} = 125,67$ р/с.

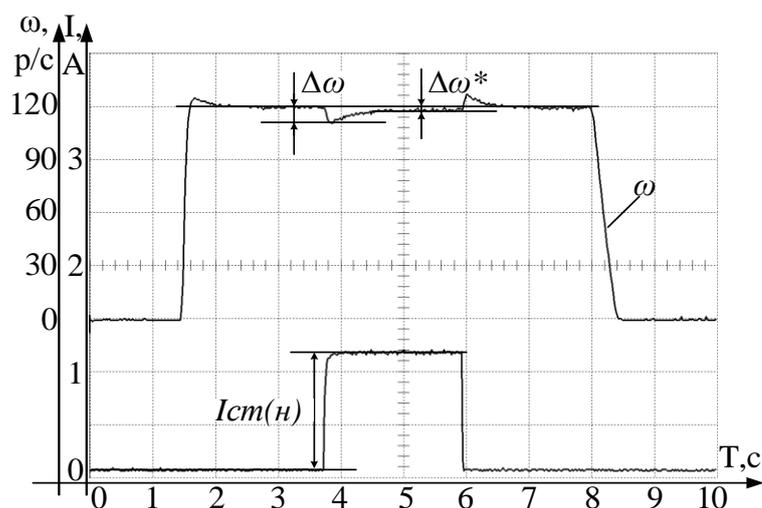


Рис. 3.14. Реакция асинхронного привода, замкнутого по скорости, на наброс нагрузки при  $K_{П} = 50\%$  и  $\omega_{зад} = 125,67$  рад/с ( $\Delta\omega^*$  - не скомпенсированное падение скорости под нагрузкой).

Полученные в результате экспериментов значения сведены в таблицу 3.4.

Таблица 3.4. Параметры переходных процессов при изменении коэффициента  $K_{П}$  (SPG).

$\omega_{зад}$ , р/с	$K_n$					
	30		40		50*	
	$\Delta\omega$	$T_{пп}$ , с	$\Delta\omega$	$T_{пп}$ , с	$\Delta\omega$	$T_{пп}$ , с
31,42	20,83	0,940	19,62	0,914	-	-
62,83	12,78	0,812	12,78	0,778	-	-
94,25	10,71	0,735	9,81	0,820	-	-
125,67	9,21	0,854	8,61	0,743	9,51	0,846
157,08	7,14	0,854	6,84	0,803	7,74	0,752

\* - при значении  $K_{П} > 50$  и частоте задания ниже 45 Р/с двигатель не вращается, от 45 Р/с до 90Р/с вращение не устойчивое, заданная скорость не поддерживается, от 90Р/с до 140Р/с вращение устойчивое, падение скорости при набросе нагрузки полностью не компенсируется (реальная скорость вращения ниже заданной на 2-4%), выше 140Р/с вращение устойчивое, падение скорости полностью скомпенсировано.

Влияние параметров контура обратной связи на характер переходных процессов при набросе нагрузки:

*1. Пропорциональный коэффициент передачи регулятора скорости  $K_{\Pi}$  (SPG)*

– При значении  $K_{\Pi} < 10\%$  привод при любой заданной скорости и любых значениях параметров контура скорости ( $SIT$ ,  $SFC$ ) запускается до скоростей, значительно превышающих номинальную, в следствие чего преобразователь частоты переходит в режим «ОШИБКА» (превышение скорости);

– В диапазоне значений  $10\% < K_{\Pi} < 40\%$  привод устойчиво работает на любой заданной скорости и полностью компенсирует статическое падение скорости при набросе нагрузки до 1,5Мн. Изменение значения  $K_{\Pi}$  в указанном диапазоне слабо влияет на характер переходных процессов ( $\Delta\omega$  изменяется в пределах  $\pm 1-3\%$  от  $\omega_{зад}$ ,  $T_{ПП}$  изменяется в пределах 735 – 940 мс, в зависимости от  $\omega_{зад}$ );

– При значениях  $K_{\Pi}$  выше 50% нарушается устойчивость привода на низких скоростях работы (ниже 90рад/с);

*2. Постоянная времени регулятора скорости  $T_{рег}$  (SIT)*

– Изменение параметра  $T_{рег}$  во всем диапазоне доступных значений на характер переходных процессов при набросе нагрузки влияет слабо (значение  $\Delta\omega$  не изменяется,  $T_{ПП}$  изменяется в пределах 715 – 980мс, в зависимости от значений  $T_{рег}$  и  $\omega_{зад}$ );

– Увеличение постоянной времени регулятора скорости ( $T_{рег}$ ) позволяет в незначительных пределах улучшить устойчивость привода при значениях  $K_{\Pi}$  более 50% и скоростях работы ниже 90рад/с;

*3. Коэффициент фильтрации (SFC)*

– Изменение значения параметра коэффициента фильтрации во всем доступном диапазоне значений влияния на переходные процессы скорости при набросе нагрузки не оказывает.

*Проведенные эксперименты показали:*

1. Настройки контура скорости доступны в ограниченном диапазоне значений, выход за данный диапазон приводит к неполной компенсации скорости при набросе нагрузки, либо к неустойчивому состоянию привода;

2. Доступные параметры настройки контура скорости, в диапазоне значений обозначенном в п.1, слабо влияют на характер переходных процессов;

3. Система векторного управления, замкнутая по скорости, не полностью линеаризует асинхронный привод, реакция на внешнюю моментную нагрузку на разных заданных скоростях работы привода значительно отличается;

4. Значительное время переходных процессов при изменении нагрузки делает невозможным применение систем с обратной связью по скорости на технологических механизмах с повышенными требованиями к динамическим характеристикам привода.

### **3.4 Скалярное управление с динамической положительной обратной связью (ДОС+)**

Проведены экспериментальные исследования статических и динамических характеристик АЭП с предлагаемой в работе структурной коррекцией ДОС+. Условия проведения экспериментов аналогичные приведенным выше, для разомкнутых и замкнутых систем АЭП. Исследовалась отработка внешних статических возмущений. Измерялось изменение скорости под нагрузкой  $\Delta\omega$  (в % относительно скорости холостого хода), а также значение тока статора под нагрузкой (Рис. 3.15 – 3.17) на различных скоростях вращения привода для разомкнутого скалярного управления (SC) и ДОС+.

Результаты измерения параметров для АЭП с положительной обратной связью по току статора (ДОС+), не адаптированной к частоте питающего напряжения приведены в таблице 3.5, (там же приведены аналогичные

параметры для разомкнутого скалярного и бездатчикового векторного управления, приведенные ранее в главе 3, п.п.3.2.1, 3.2.2).

В АЭП с ДОС+ неполная компенсация изменения скорости привода под нагрузкой (снижение либо увеличение скорости) ( $\Delta\omega$ ), выраженное в процентах от скорости вращения в режиме холостого хода, показывает необходимость адаптации параметров обратной связи (коэффициента передачи канала обратной связи) для различной частоты питающего напряжения.

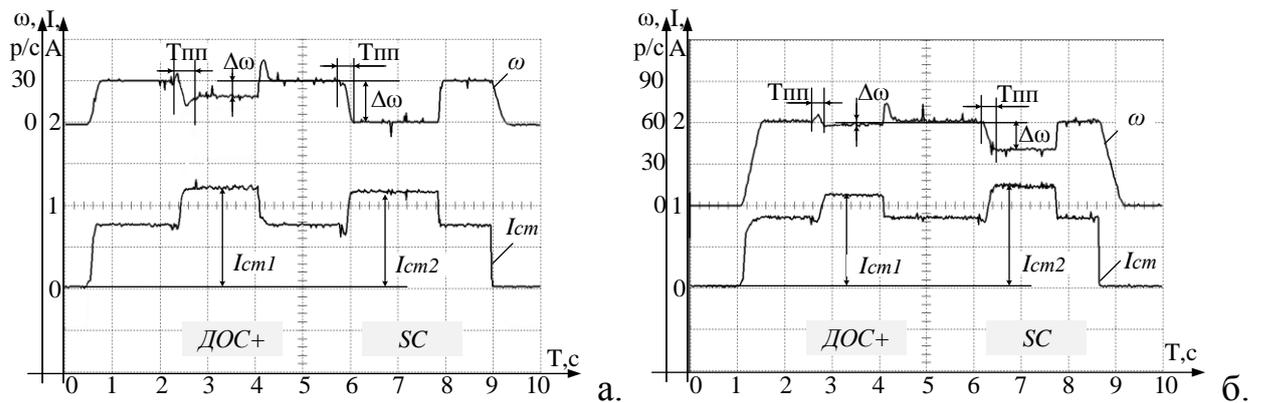


Рисунок 3.15. Диаграммы скорости и тока статора на холостом ходу и набросе нагрузки в системе замкнутой по току статора и разомкнутой системе со скалярным управлением (SC),  $\omega_{зад} = 31,42\text{p/c}$  (а)  $\omega_{зад} = 62,83\text{p/c}$  (б)

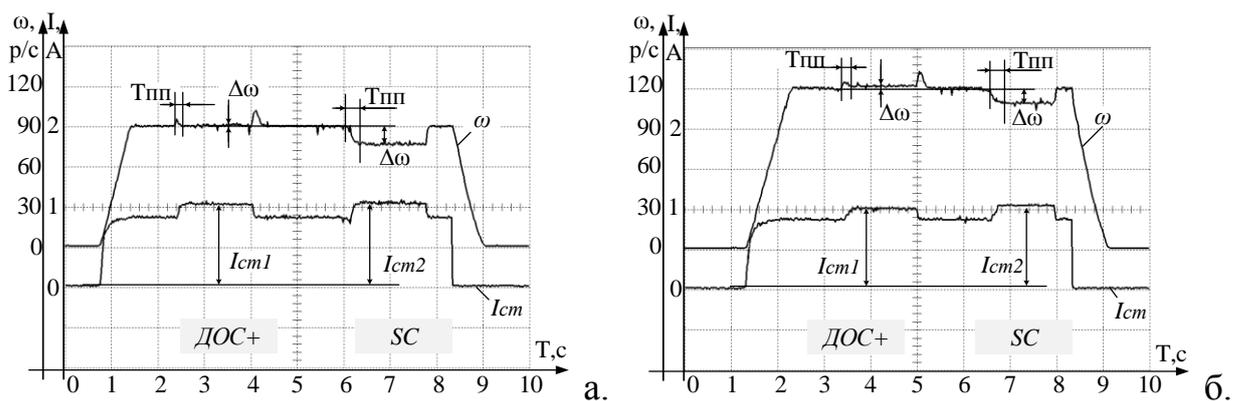


Рис. 3.16. Диаграммы скорости и тока статора на холостом ходу и набросе нагрузки в системе замкнутой по току статора и разомкнутой системе со скалярным управлением (SC),  $\omega_{зад} = 94,25\text{p/c}$  (а),  $\omega_{зад} = 125,7\text{p/c}$  (б)

Таблица 3.5. Статические характеристики АЭП с различными структурами управления для различных скоростей вращения

Алгоритм управления	Скорость вращения, р/с									
	31,42		62,83		94,25		125,67		157,08	
	$\Delta\omega, \%$	$I_{ст}, A$	$\Delta\omega, \%$	$I_{ст}, A$	$\Delta\omega, \%$	$I_{ст}, A$	$\Delta\omega, \%$	$I_{ст}, A$	$\Delta\omega, \%$	$I_{ст}, A$
Скалярное управление	-98,8	1,20	-35,35	1,34	-14,05	1,12	-9,1	1,1	-6,87	1,08
Векторное бездатчиковое управление	-91,6	1,37	-32,6	1,35	-12,8	1,28	-8,5	1,16	-6,37	1,14
Векторное управление с контуром скорости	0	1,38	0	1,36	0	1,32	0	1,25	0	1,24
Скалярное управление с ДОС+	-42,88	1,22	-3,45	1,17	0	1,05	+0,35	1,0	+1,65	1,0

Введение коэффициента передачи канала обратной связи, адаптированного к частоте питающего напряжения, позволяет полностью компенсировать изменение скорости привода при внешней моментной нагрузке и поддерживать заданную скорость с точностью  $\pm 1\%$  во всем диапазоне рабочих скоростей, диаграммы скорости и тока статора приведены на рис 3.17.

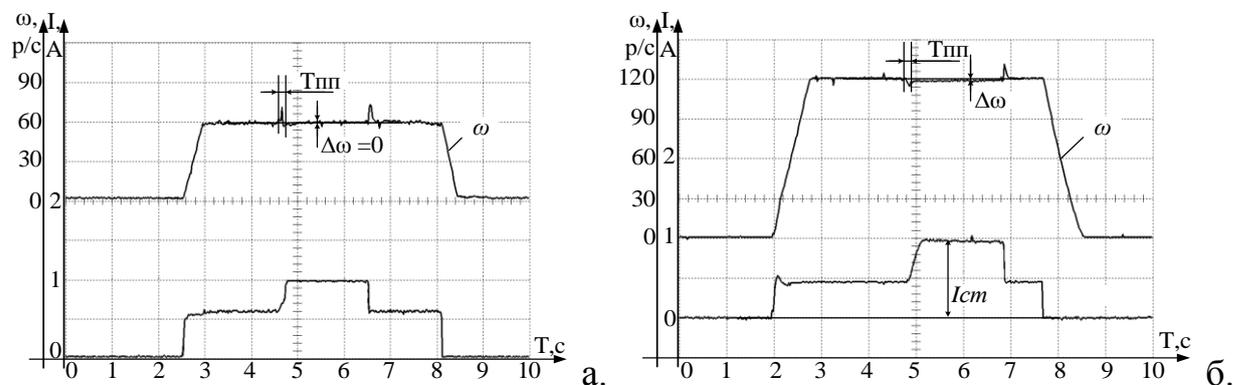


Рис. 3.17. Диаграммы скорости и тока статора для скоростей вращения 62,83р/с (а), 125,67р/с (б) в АЭП с ДОС+

Динамические характеристики привода с ДОС+ оценивались по длительности переходного процесса при набросе нагрузки, на различных скоростях вращения АЭП. Результаты изменений приведены в таблице 3.6 (для сравнения приведены аналогичные значения для АЭП с другими структурами системы управления).

Таблица 3.6. Время переходных процессов при набросе нагрузки в АЭП с различными структурами системы управления для различных скоростей вращения привода

Алгоритм управления	31,42р/с	62,83р/с	94,25р/с	125,67р/с	157,08р/с
	Т <sub>пп</sub> , с				
Скалярное управление	0,18	0,22	0,25	0,23	0,20
Векторное бездатчиковое управление	0,15	0,13	0,1	0,1	0,12
Векторное управление с контуром скорости	0,94	0,82	0,86	0,85	0,85
Скалярное управление с ДОС+	0,2	0,15	0,13	0,1	0,12

Несмотря на то, что при векторном бездатчиковом управлении переходные процессы на скоростях 31,42р/с, 62,83р/с и 94,25р/с более короткие, а на скоростях 125,67 и 157,08р/с близкие по длительности к системе с ДОС+, при этом алгоритме управления не происходит компенсации падения скорости под нагрузкой в статическом режиме, при этом АЭП с ДОС+ имеет более низкие значения статорных токов.

Таким образом, приведенные результаты экспериментов показывают лучшие статические и динамические характеристики АЭП с ДОС+, в сравнении со стандартными алгоритмами управления, применяемыми в исследуемых преобразователях частоты.

### 3.5 Спектральный анализ статорных и роторных токов

Как показывают результаты экспериментов, приведенные ранее, - диаграммы переходных процессов в скорости и тока статора не позволяют детально проанализировать эффективность системы управления, а также, влияние нелинейностей, присутствующих в асинхронном приводе. Идентификация характеристик асинхронных электроприводов (особенно динамических) затруднена по ряду причин. В первую очередь, это связано с ограниченностью информации о процессах в электроприводе, и, особенно, в электродвигателе с короткозамкнутым ротором. Как правило, измерению доступны сигналы скорости с энкодера, амплитудное значение статорного тока и рассчитанные преобразователем частоты координаты – электромагнитный момент  $M$ , мощность  $P$ , ток статора  $I$  и ряд других параметров. Поскольку структура модели, по которой рассчитываются эти переменные неизвестна, считать их достоверными (кроме  $U_{ст}$ ,  $I_{ст}$ ,  $f$ ) нельзя.

Мгновенные значения статорного тока «наполненные» высокой частотой малоинформативные. В то же время, моделирование асинхронных приводов показало, что ток ротора с большой точностью отражает особенности процессов в приводах с различными структурами системы управления. Следовательно, получить расширенную информацию, необходимую для понимания процессов в асинхронных приводах с частотным управлением возможно методом спектрального анализа токов ротора, при использовании электродвигателя с фазным ротором, в роторные цепи которого установлены датчики тока. Для проведения таких исследований, асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором исследовательского стенда (описание стенда приведено в главе 1.3) заменен на аналогичный двигатель с фазным ротором, в цепь ротора, которого включены низкоомные шунты ( $R_{ш} = 0,5 \text{ Ом}$ ), при активном сопротивлении статорной обмотки исследуемого асинхронного двигателя 20,8 Ом. Сопротивление шунта составляет менее 2,5%, и, следовательно, не вносит существенных искажений в результаты экспериментов.

Проведены пуски двигателя до различных скоростей – 90, 150, 250P/c, фиксировались диаграмма скорости привода, а также, токи ротора и статора. Специализированным программным обеспечением, предназначенным для анализа сигналов, произведен спектральный анализ токов ротора и статора. На рисунках 3.18-3.20 представлены диаграммы скорости (А), токов статора (В) и ротора (С) и их спектры (D, E) при скалярном управлении.

На рисунках 3.21-3.23 приведены аналогичные диаграммы, но при векторном управлении.

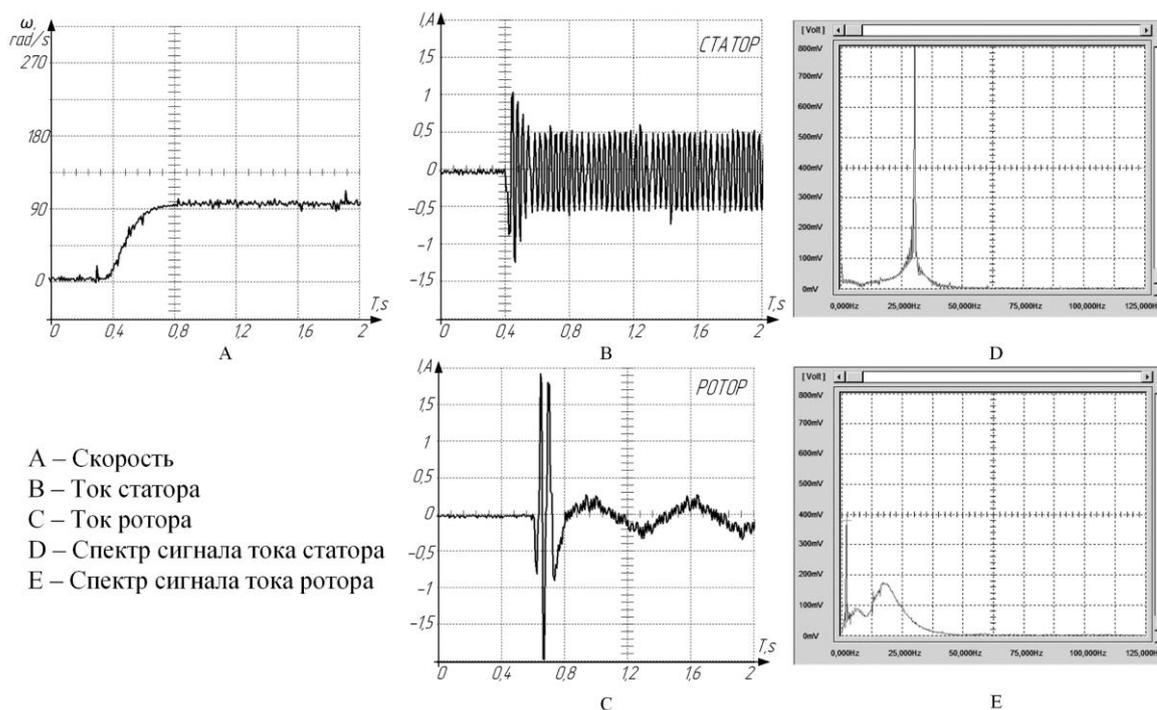


Рис. 3.18. Переходные процессы в асинхронном приводе с двигателем с фазным ротором, со скалярным управлением,  $\omega_{зад} = 90\text{p/c}$

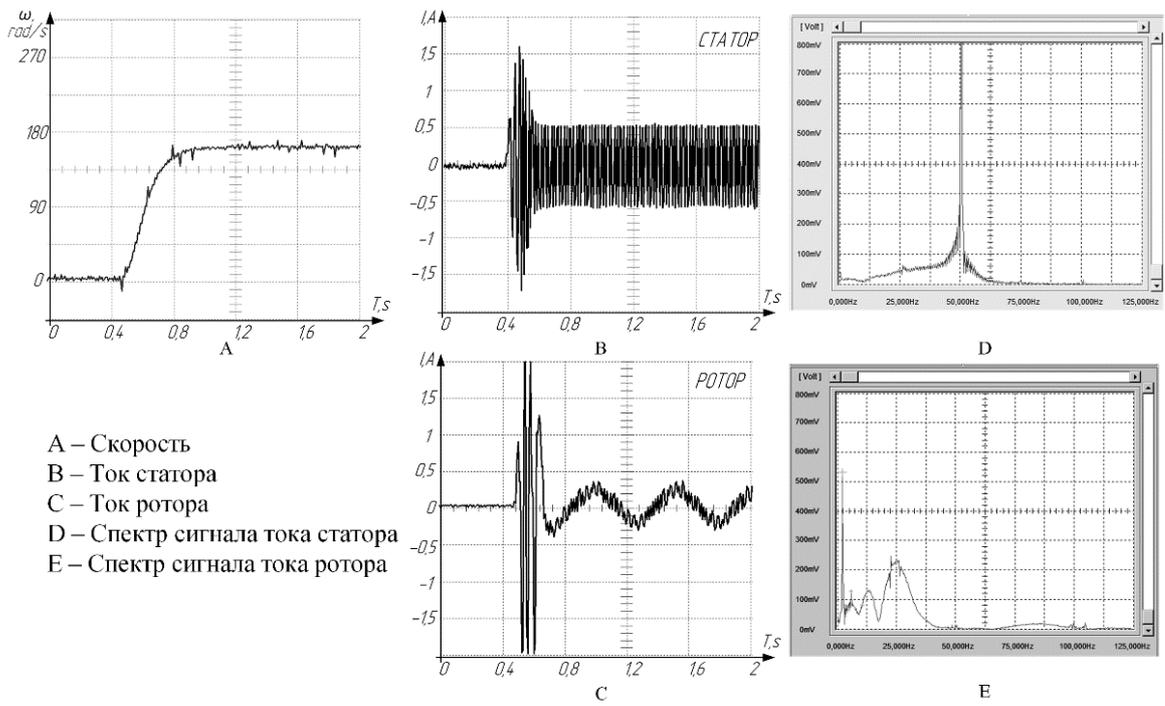


Рис. 3.19. Переходные процессы в асинхронном приводе с двигателем с фазным ротором, со скалярным управлением,  $\omega_{зад} = 150\text{p/c}$

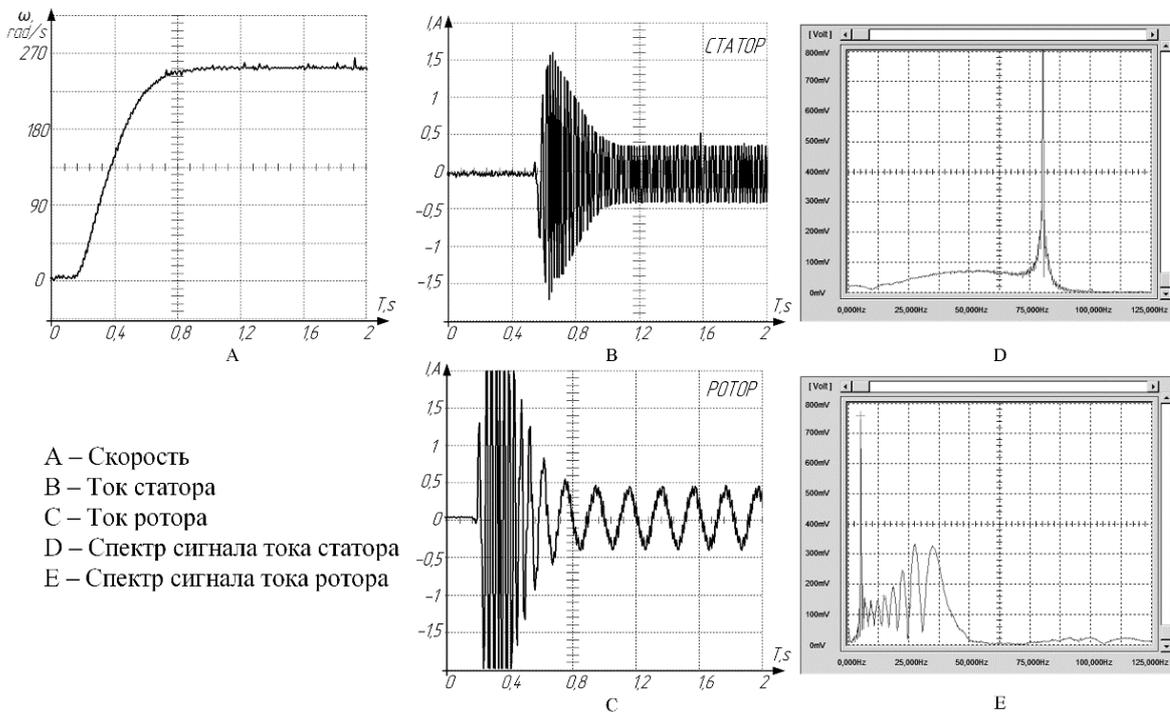


Рис. 3.20. Переходные процессы в асинхронном приводе с двигателем с фазным ротором, со скалярным управлением,  $\omega_{зад} = 250\text{p/c}$

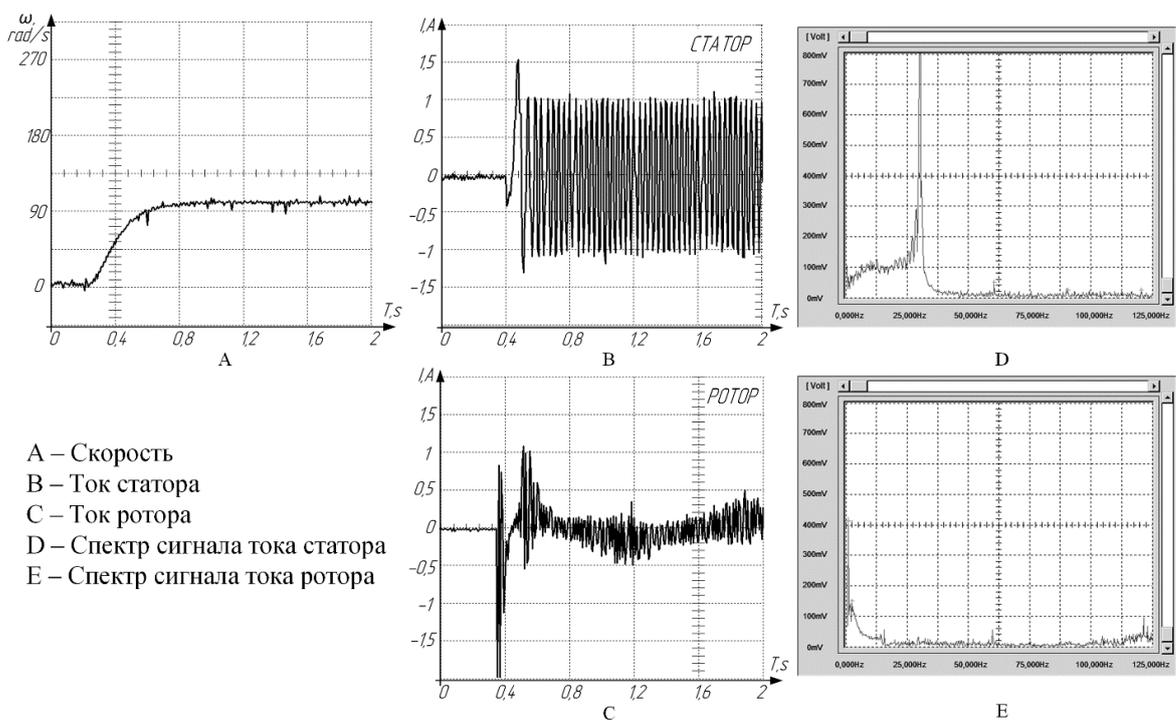


Рис. 3.21. Переходные процессы в асинхронном приводе с двигателем с фазным ротором, с векторным управлением,  $\omega_{зад} = 90\text{p/c}$

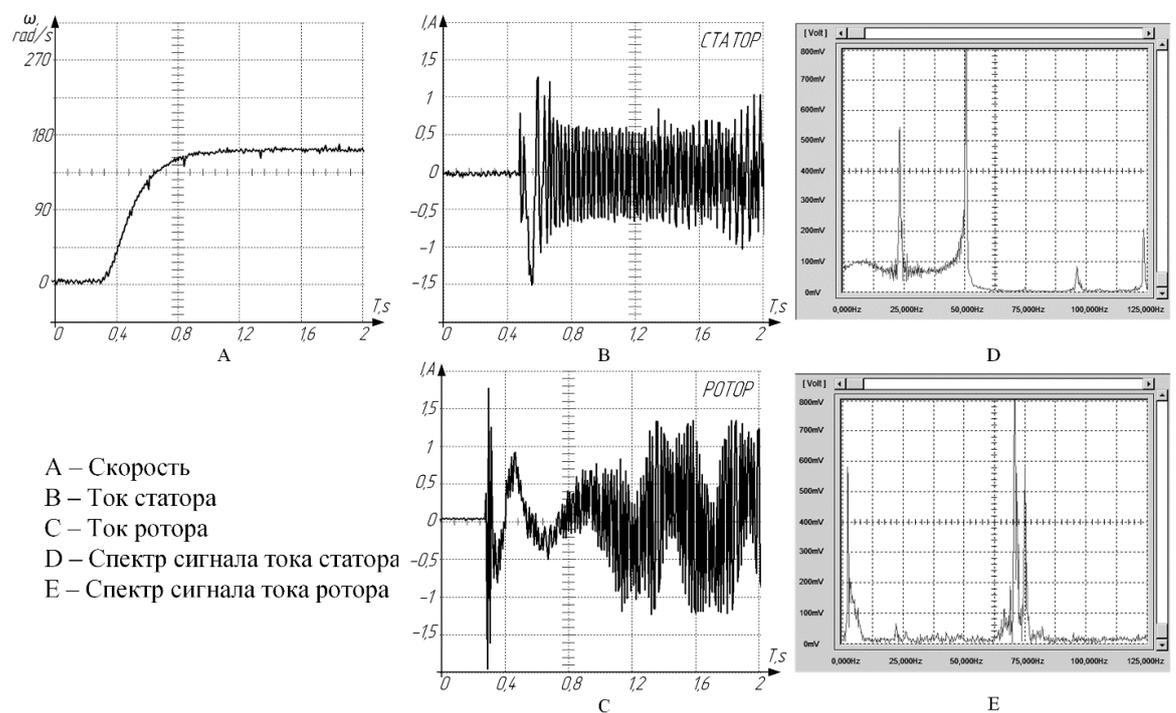


Рис. 3.22. Переходные процессы в асинхронном приводе с двигателем с фазным ротором, с векторным управлением,  $\omega_{зад} = 150\text{p/c}$

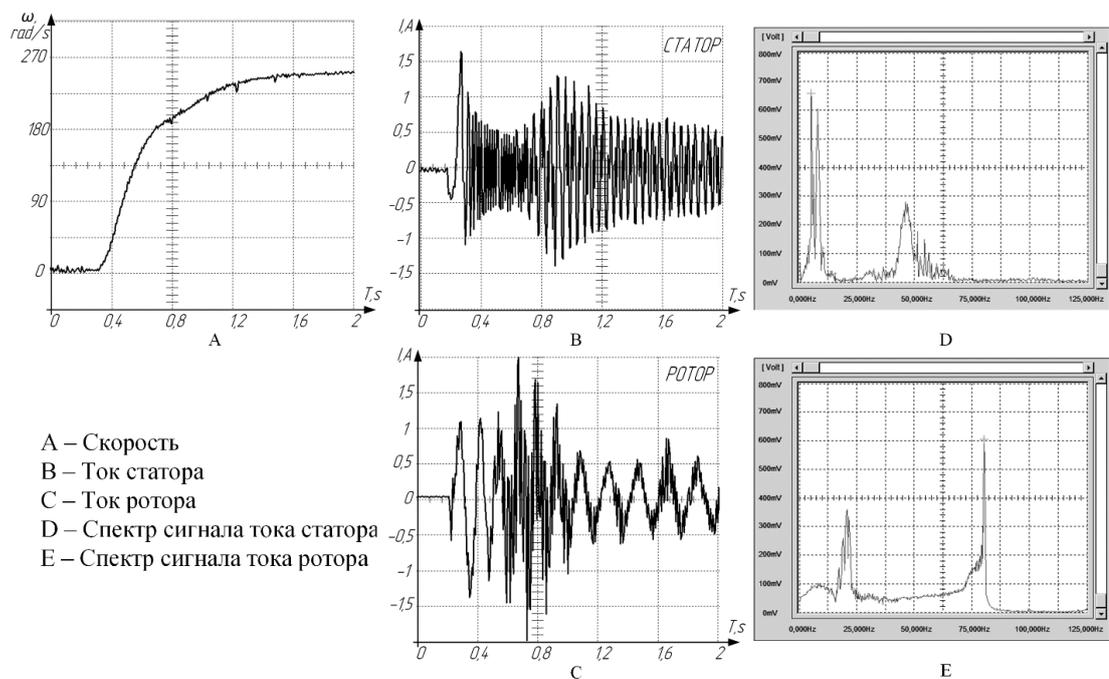


Рис. 3.23. Переходные процессы в асинхронном приводе с двигателем с фазным ротором, с векторным управлением,  $\omega_{зад} = 250\text{p/c}$

Спектры статорных токов содержат основную частоту, соответствующую скорости вращения двигателя, особенно при скалярном управлении. Спектр роторных токов при скалярном управлении лежит в низкочастотной области, определяемой скольжением и механическими процессами (Рис. 3.24). В спектрах роторных токов при векторном управлении появляются высокочастотные составляющие, которые существенно выше спектра механических процессов (Рис. 3.25) и формируют пульсации момента и способствуют неэффективности привода.

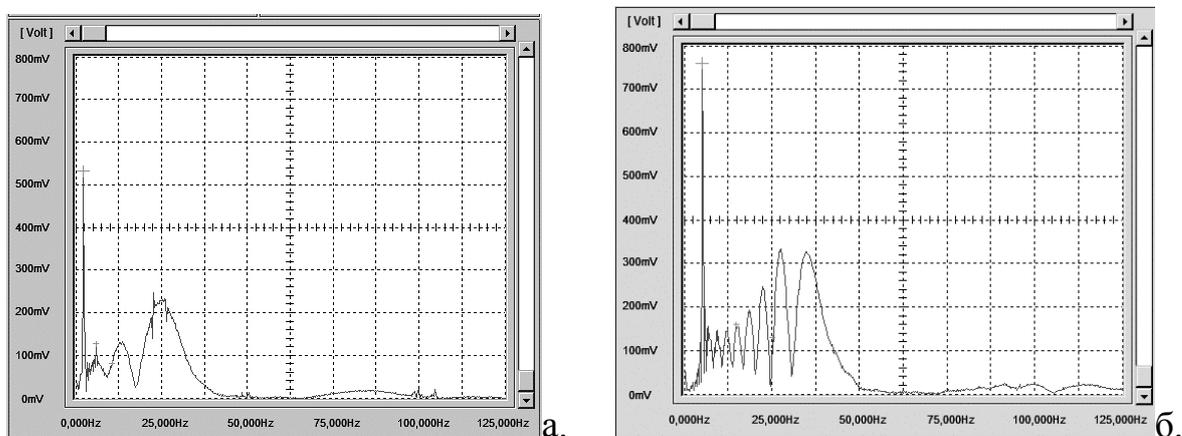


Рис. 3.24. Спектральный анализ токов ротора асинхронного двигателя с фазным ротором со скалярным управлением, а. –  $\omega_{зад} = 150\text{p/c}$ , б. –  $\omega_{зад} = 250\text{p/c}$

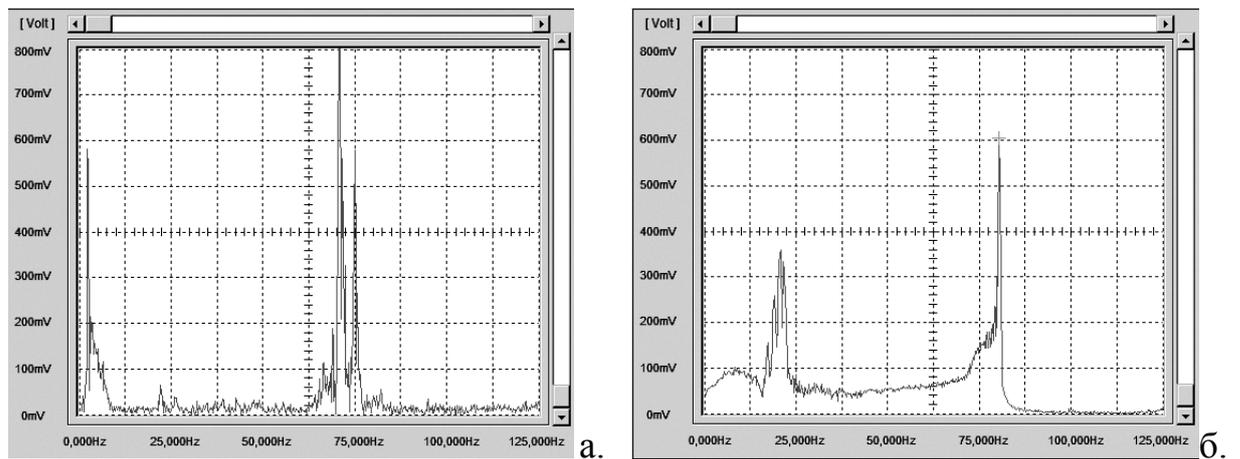


Рис. 3.25. Спектральный анализ токов ротора асинхронного двигателя с фазным ротором с векторным управлением, А –  $\omega_{\text{зад}} = 150\text{p/s}$ , В –  $\omega_{\text{зад}} = 250\text{p/s}$

В некоторых случаях эти пульсации появляются и в спектрах статорных токов. Из приведенных рисунков следует, что при разгоне до скоростей выше 125P/c в сигналах тока ротора именно при векторном управлении появляются высокочастотные гармоники, которые не должны были бы появиться, если бы процессы описывались уравнениями близкими к линейным. Очевидно, что появление этих высокочастотных гармоник в роторных токах связано с их присутствием и в статорных токах, в которых, на фоне высоких несущих частот малозаметны, но в некоторых случаях проявляются довольно активно, причем характер этого проявления зависит от параметров настройки привода.

На рисунке 3.26–3.28 приведены диаграммы скорости (А), статорных токов (В) и их спектры (С) при разгонах до скоростей 94, 157, 251 рад/с при скалярном управлении асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.

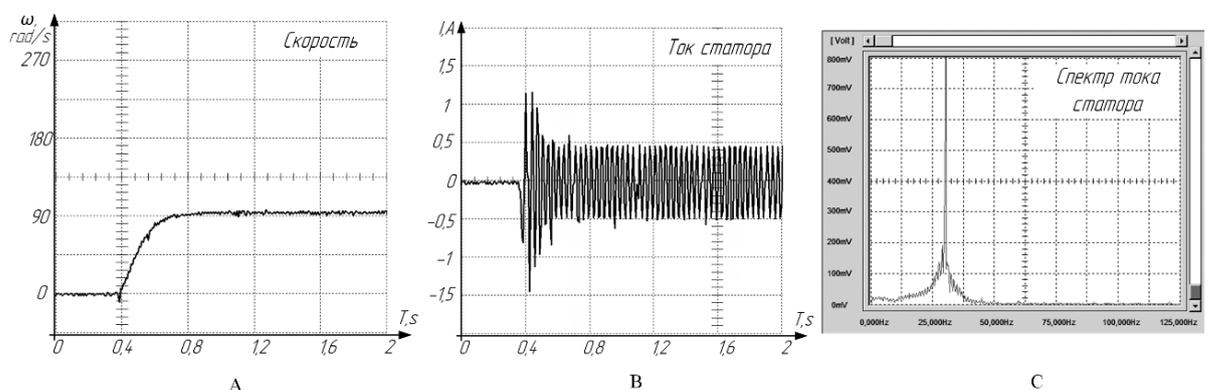


Рис. 3.26. Переходные процессы в асинхронном приводе с АД с короткозамкнутым ротором со скалярным управлением,  $\omega_{\text{зад}} = 90\text{p/s}$

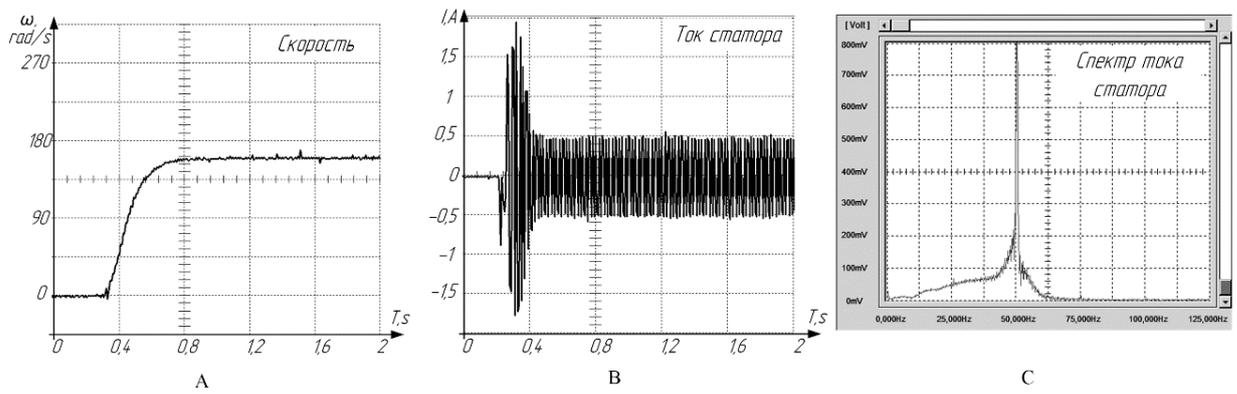


Рис. 3.27. Переходные процессы в асинхронном приводе с АД с короткозамкнутым ротором со скалярным управлением,  $\omega_{\text{зад}} = 150\text{p/c}$

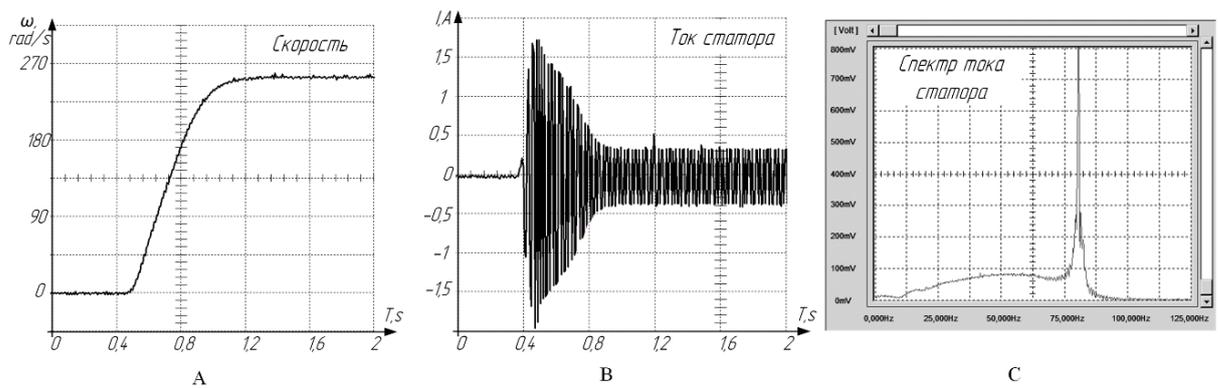


Рис. 3.28. Переходные процессы в АД с короткозамкнутым ротором со скалярным управлением,  $\omega_{\text{зад}} = 250\text{p/c}$

На рисунках 3.29–3.31 приведены диаграммы скорости (А), статорных токов (В) и их спектры (С) при разгонах до скоростей 90, 150, 250 рад/с при векторном управлении электродвигателем с короткозамкнутым ротором.

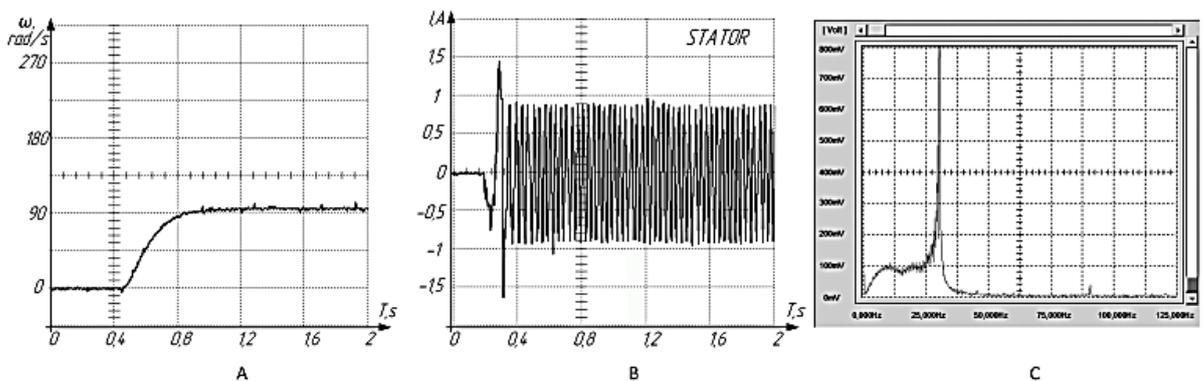


Рис. 3.29. Переходные процессы в АД с короткозамкнутым ротором с векторным управлением,  $\omega_{\text{зад}} = 90\text{p/c}$

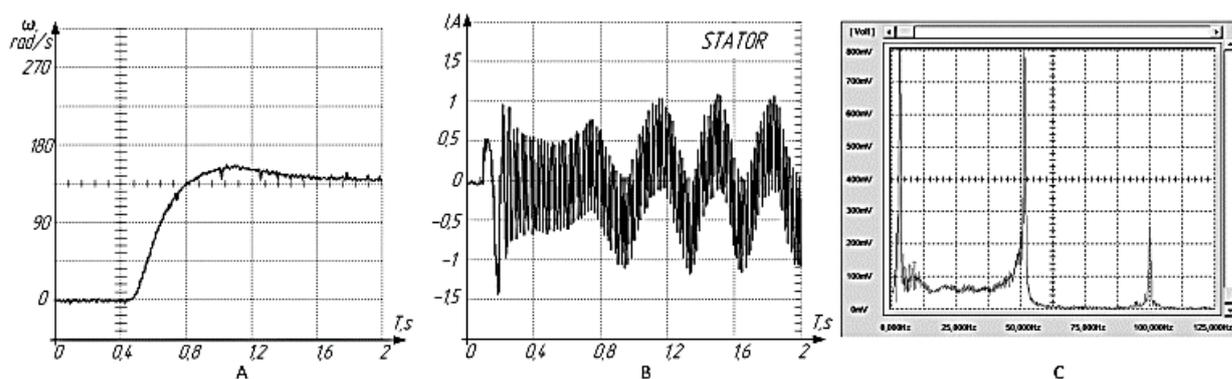


Рис. 3.30. Переходные процессы в асинхронном приводе с двигателем с короткозамкнутым ротором с векторным управлением,  $\omega_{\text{зад}} = 150 \text{ p/c}$

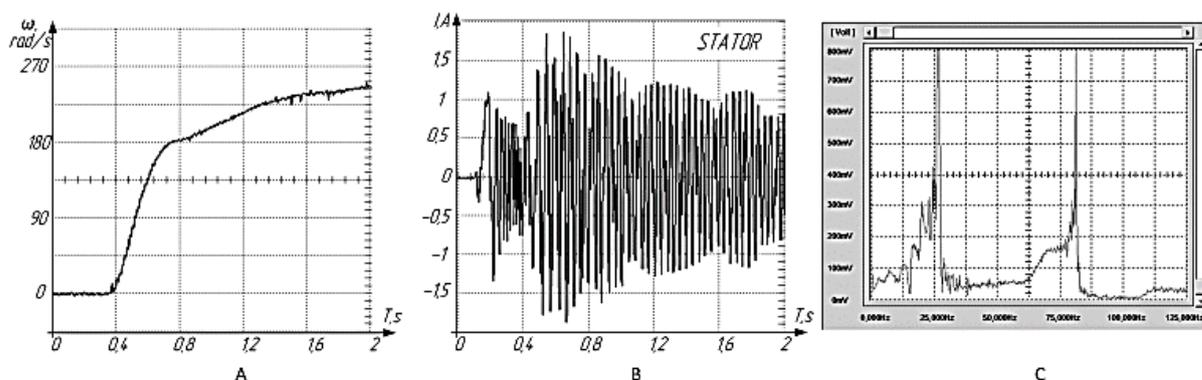


Рис. 3.31. Переходные процессы в асинхронном приводе с двигателем с короткозамкнутым ротором с векторным управлением,  $\omega_{\text{зад}} = 250 \text{ p/c}$

Сравнительный анализ, диаграмм скорости и тока статора асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, приведенных на рисунках 3.25 – 3.30, с аналогичными диаграммами для двигателей с фазным ротором показал сходные результаты, что позволяет сделать вывод о том, что процессы, происходящие в двигателях с короткозамкнутым ротором, которые применяются в подавляющем большинстве промышленных механизмов идентичны процессам в двигателях с фазным ротором, примененным в данном исследовании (исключительно с целью получить более подробную информацию о процессах управления). Что позволяет предположить, что указанные особенности процессов определяются не электродвигателем, а алгоритмами управления. Кроме того, позволяет утверждать, что

разработанные методы коррекции, подтвердившие свою эффективность при управлении электродвигателем с фазным ротором, будут эффективны и в электроприводах с асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором.

Дополнительные исследования спектра токов ротора при работе с нагрузкой, близкой к номинальной, результаты которых приведены в таблице 4.7 и на рисунках 3.32 – 3.35, показали что, при работе асинхронного двигателя, управляемого преобразователем частоты со стандартными алгоритмами работы системы управления (скалярное, векторное управление) и с предлагаемой в работе структурной коррекцией, наиболее эффективным, с точки зрения формирования вращающего момента является алгоритм скалярного управления со структурной коррекцией предлагаемой в данной работе (динамической положительной обратной связью по действующему значению тока статора, адаптированной к частоте питающего напряжения – ДОС+). Роторный ток при данном алгоритме (Рис. 3.35) имеет наименьшую частоту основной гармоники (3,5Гц), (пропорциональную реальному скольжению) в сравнении со стандартными системами управления (таблица 3.7). В диапазоне от 0 до 3,5Гц нет других пиковых значений. Наличие 3-й гармоники (9,75Гц) в спектре роторного тока свидетельствует о насыщенности магнитного поля. Т.е. данный алгоритм обеспечил насыщение магнитного потока под нагрузкой без нарушения устойчивости и увеличения токов холостого хода, которыми сопровождается обычное усиление потока (увеличение  $U/f$ ), увеличение потока способствует снижению статорного тока при работе под нагрузкой.

Все сигналы содержат два ярко выраженных пика, соответствующих холостому ходу и работе под нагрузкой. При этом, параметры холостого хода близки для всех вариантов управления, а частоты токов при нагрузках имеют существенные различия. Кроме того, частотный интервал между этими значениями при векторном управлении (Рис. 3.32), а также, при векторном управлении с контуром скорости (Рис. 3.33), содержат значительно больше составляющих чем при скалярном управлении (Рис. 3.34) и особенно при

скалярном управлении с ДОС+ (Рис. 3.35). То есть, форма роторного тока при векторном управлении значительно отличается от синусоидальной, которую предполагают допущения, сопровождающие анализ уравнений машины переменного тока, и вывод закона векторного управления.

Таблица 3.7. Значения основных частот роторных токов под нагрузкой и на холостом ходу.

	на холостом ходу	под нагрузкой
Векторное управление	2,1Hz	6,25 Hz
Векторное управление с обратной связью по скорости	2,1 Hz	8,75 Hz
Скалярное управление без ОС	1,69 Hz	4,75 Hz
Скалярное управление с обратной связью по току статора	1,75 Hz	3,5 Hz

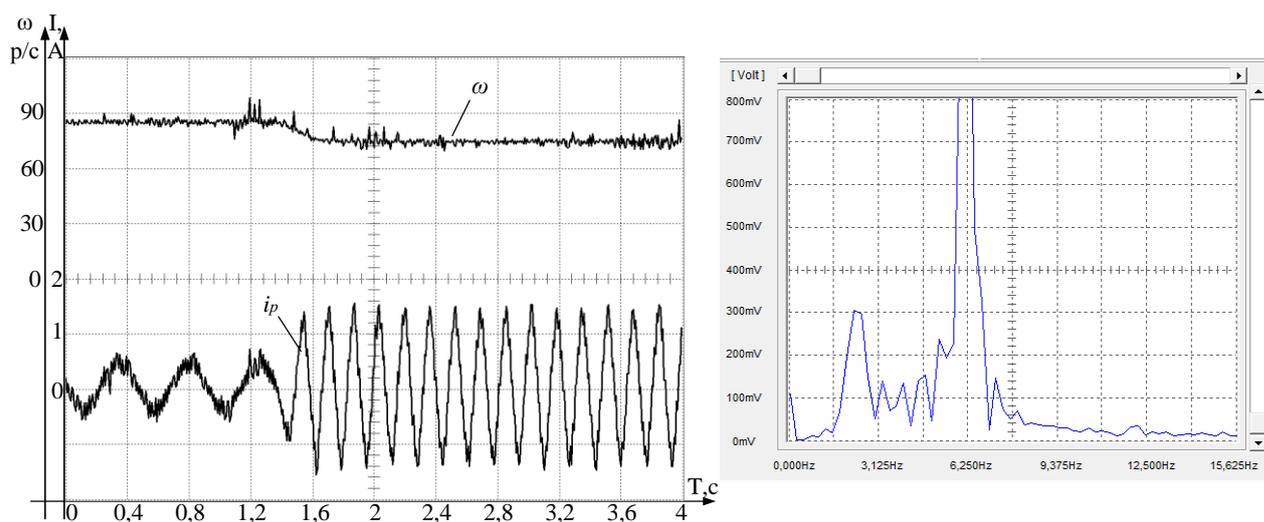


Рис. 3.32. Диаграмма скорости и тока ротора асинхронного привода с бездатчиковым векторным управлением. Спектр тока ротора.

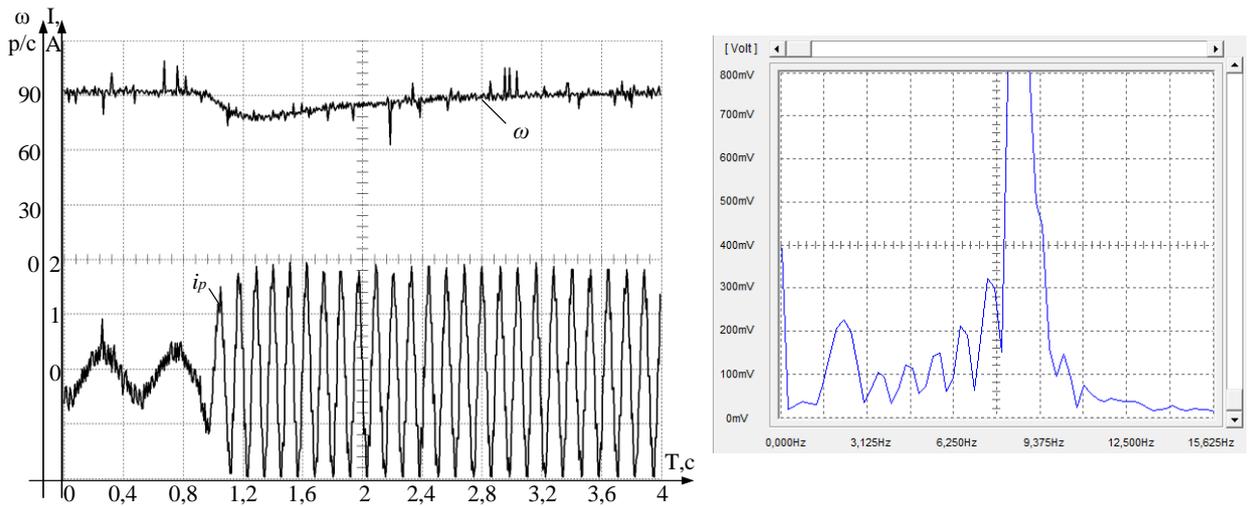


Рис. 3.33. Диаграмма скорости и тока ротора асинхронного привода с векторным управлением, с контуром скорости. Спектр тока ротора.

Необходимо обратить внимание на диаграммы роторных токов привода с векторным управлением с контуром скорости (Рис. 3.33). При таком управлении, частота роторных токов максимальна (в сравнении с другими приведенными алгоритмами управления), и не изменяется в процессе восстановления скорости после наброса нагрузки, что говорит о том, что поддержание скорости осуществляется в основном за счет повышения частоты питающего напряжения, что негативно сказывается на эффективности такого управления.

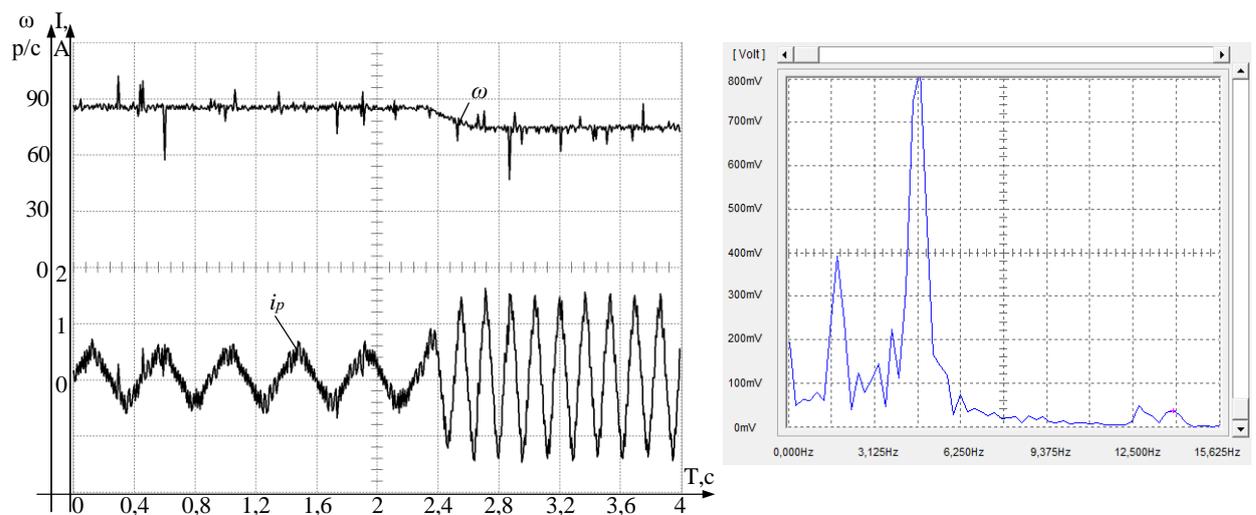


Рис. 3.34. Диаграмма скорости и тока ротора асинхронного привода со скалярным управлением. Спектр тока ротора.

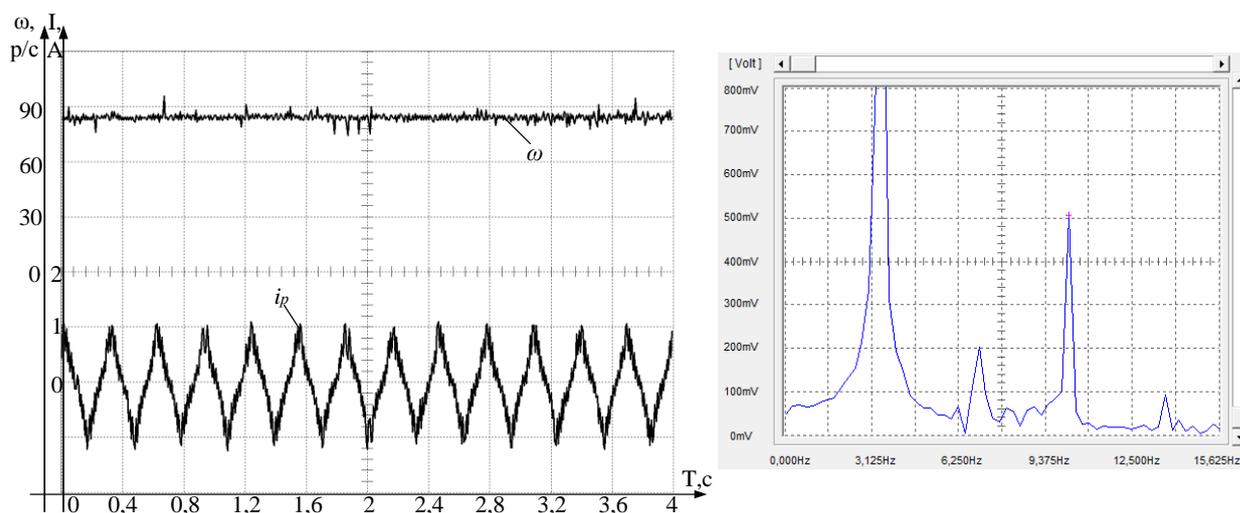


Рис. 3.35. Диаграмма скорости и тока ротора асинхронного привода со скалярным управлением с обратной связью по току статора (ДОС+). Спектр сигнала тока ротора.

Таким образом спектральный анализ роторных токов асинхронного электропривода показал, что наиболее эффективным способом формирования момента будет скалярное управление с положительной обратной связью по току статора (ДОС+), при такой структуре системы управления преобладают ярко выраженные гармонические составляющие, что свидетельствует о близости этой структуры к линейной и существенно лучшей управляемости приводов, что делает перспективным их применение в высокотехнологичных механизмах.

### ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 3

1) Экспериментальные исследования на лабораторном исследовательском стенде с асинхронными электроприводами подтвердили неэффективность стандартных алгоритмов управления – бездатчиковых векторного и скалярного управления – значительные статические ошибки по скорости при моментных нагрузках и непрогнозируемые срывы управляемости, а для векторного управления, замкнутого по скорости (при «двукратной» линеаризации привода) – низкую динамику системы, что

выражается в медленном процессе восстановления скорости при набросе нагрузки. При этом, существенно улучшить статические и динамические характеристики системы путем использования стандартных настроек, заложенных в систему управления преобразователя частоты, не удастся;

2) Экспериментально показано, что введение динамической положительной обратной связи по действующему значению тока статора с динамическим звеном с параметрами, адаптированными к частоте питающего напряжения, позволяет компенсировать статические ошибки по скорости и существенно уменьшить динамические ошибки при изменении нагрузки;

3) Впервые предложен метод оценки эффективности алгоритмов управления асинхронным электроприводом путем спектрального анализа тока ротора, по его основной гармонике, частота которой определяется реальным скольжением в двигателе, а величина свидетельствует об эффективности реализуемого алгоритма формирования механического момента в приводе;

4) Проведены эксперименты по спектральному анализу токов ротора асинхронного двигателя, подтвердившие более высокую эффективность формирования момента в структуре с положительной обратной связью по действующему значению тока статора по сравнению со стандартными алгоритмами управления (векторное и скалярное);

## ГЛАВА 4. ПРИМЕНЕНИЕ СТРУКТУРНОЙ КОРРЕКЦИИ НА ПРОМЫШЛЕННЫХ ОБЪЕКТАХ

### 4.1 Промышленная линия окраски листового материала

#### 4.1.1 Описание промышленной линии окраски листового материала

Одной из основных областей применения предлагаемой в данной работе структурной коррекции статических и динамических характеристик асинхронных электроприводов являются технологические механизмы (линии) с повышенными требованиями к точности поддержания заданной скорости и характеру переходных процессов (обеспечение минимальной длительности переходных процессов, отсутствие перерегулирования и колебательности). К таким механизмам, в первую очередь, относятся обрабатывающие линии – технологические линии, в процессе перемещения по которым, исходный материал подвергается обработке (окрашивание, ламинирование и т.д.), причем, от характеристик приводного оборудования зависит качество обработки.

Разработанные алгоритмы структурной коррекции и результаты исследований были применены на промышленном объекте для синтеза системы управления комплекса электроприводов технологической линии окраски листового материала – древесноволокнистой плиты (ДВП). В настоящее время, при разработке аналогичных технологических линий, в мировой практике считается необходимым и достаточным обеспечение максимально возможного равенства линейных скоростей двух соседних групп валков и сохранения этого равенства при любых переходных процессах. Это обеспечивается применением приводов постоянного тока, часто – безредукторных, со сложной системой датчиков. Для реального сектора экономики России, по условиям эксплуатации и экономическим показателям более приемлемыми являются асинхронные электроприводы с частотным управлением.

Рассматриваемая промышленная технологическая линия по окраске листового материала (Рис. 4.1a) представляет собой конвейер, по мере

перемещения по которому, на листовый материал (ДВП) наносится несколько слоев лакокрасочного покрытия и производится их сушка.

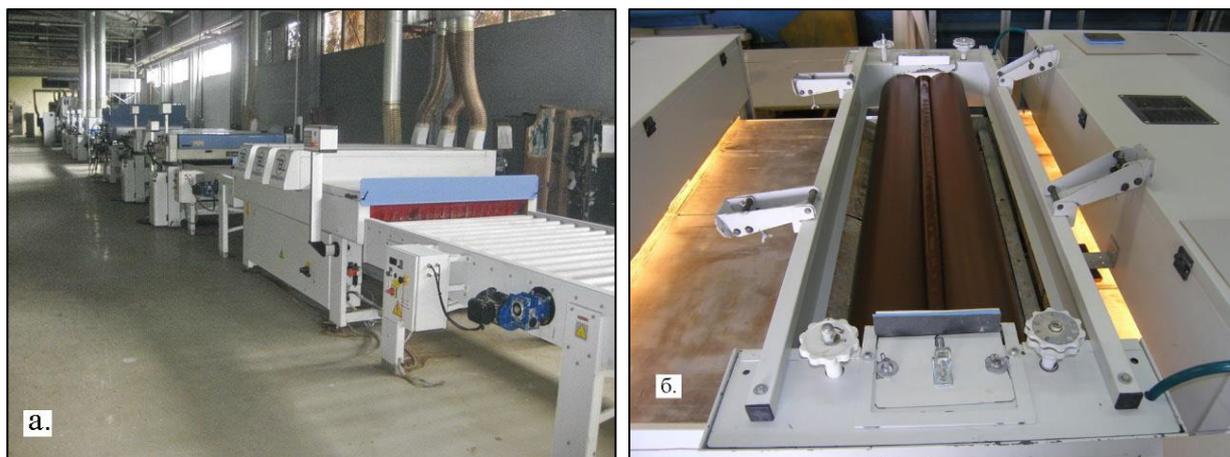


Рис. 4.1. Линия окраски листового материала

Транспортировка и окраска листа производятся протягиванием его между трех металлических обрешиненных валков (рис. 4.1б). Два из которых жестко связаны между собой металлическими шестернями и приводятся в движение асинхронным двигателем мощностью 1,1кВт через редуктор. Общая технологическая схема линии окраски листового материала приведена на рисунке 4.2.

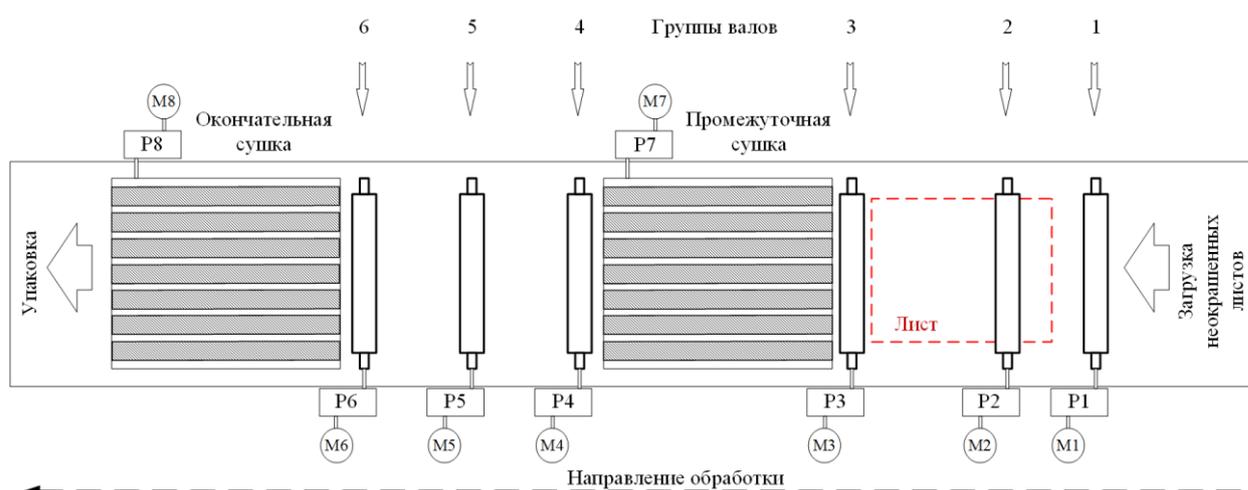


Рис. 4.2. Технологическая схема линии окраски листового материала (M1-M6 – Двигатели приводов групп валов; M7, M8 – Двигатели приводов ленточных транспортёров сушилок; P1-P8 – Редукторы)

Время полного высыхания одного слоя лакокрасочного покрытия варьируется от 15 до 60 секунд, в зависимости от ряда причин, в частности, от толщины покрытия (при нанесении краски с декоративным узором – толщина одного слоя покрытия 0,2-0,5мм, без декоративного узора 0,1-0,3мм), температуры и влажности воздуха в цехе. С этим связана необходимость изменения общей скорости линии, при этом, диапазон изменения скорости вращения приводных двигателей должен быть не менее 1:10 (от  $0,1\omega_n$  до  $\omega_n$ ).

Первые несколько лет эксплуатации все электродвигатели линии (АДЭМ80А4У3) управлялись одним преобразователем частоты *Schneider Electric ATV31*, мощностью 11 кВт. Общая скорость линии изменялась путем изменения задания управляющего преобразователя частоты. Грубое выравнивание линейных скоростей протяжных валов производилось подбором диаметров шестерен в системе передачи крутящего момента от редуктора к валу. Точное регулирование соотношения скоростей не осуществлялось. Рассогласование скорости между соседними группами валов, переходные процессы с перерегулированием, колебательные процессы и т.д. приводили к нарушению равномерности нанесения лакокрасочного покрытия, что визуально воспринимается как нарушение равномерности цвета (темные или светлые полосы), либо, приводит к «смазыванию» декоративного рисунка (рисунок 4.3). При этом процент брака составлял 10-25%.

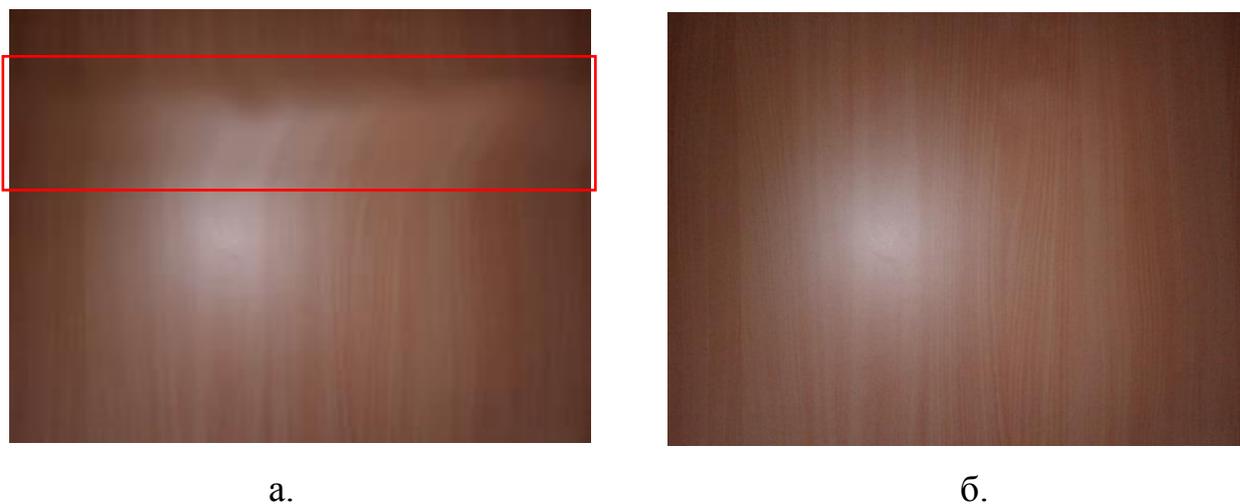


Рис. 4.3. Окрашенный лист ДВП (а – с браком; б - без брака)

Частично снижение процента брака удалось достичь модернизацией системы управления линией для чего в систему управления электроприводами были введены дополнительно три преобразователя частоты *Schneider Electric ATV32 (ATV32HU30M4)* мощностью 3кВт каждый, программируемый логический контроллер *TM241CE24R*, и панель оператора *HMI (XBTRT511)* того же производителя, а также соответствующие элементы защиты и управления. Схема электропривода линии после модернизации приведена на рисунке 4.4.

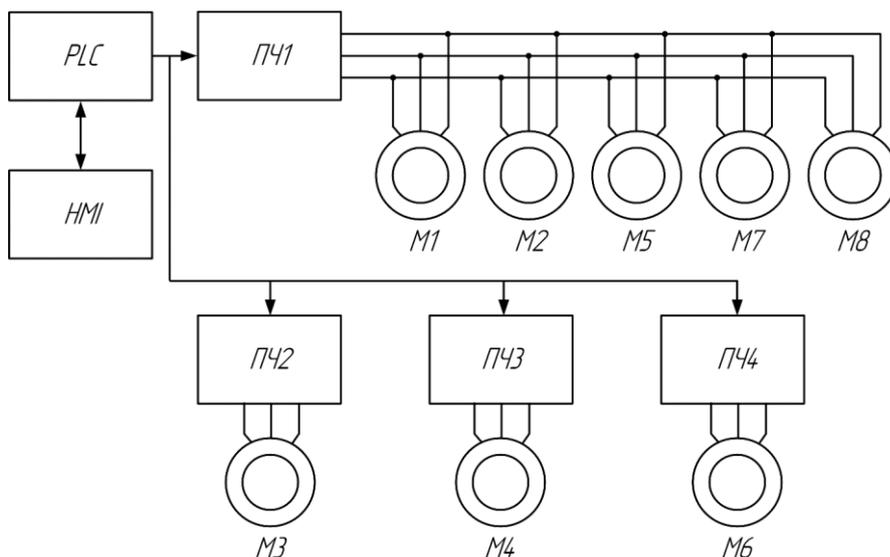


Рис. 4.4. Упрощенная схема электропривода линии окраски листового материала после модернизации (ПЧ1-ПЧ4 – преобразователи частоты; HMI – панель оператора; M1-M8 – асинхронные электродвигатели)

Такая схема управления обеспечила возможность регулировать скорость вращения валов 3, 4, 6, с погрешностью до 1-2%, что позволило добиться выравнивания линейной скорости протягивания листа с точностью не ниже  $\pm 2-3\%$  и снизить процент брака до уровня 5-12%.

Общая скорость линии при такой схеме управления задается оператором, а задание скорости для каждого преобразователя частоты рассчитывается ПЛК. Для реализации этого алгоритма, при установке валов, в память управляющего контроллера заносятся данные о их диаметре, по

которым рассчитываются задания на скорости вращения валов. Эти задания автоматически пересчитываются при изменении общей скорости линии.

Как показали дальнейшие исследования, оставшийся процент брака связан с тем, что при «захвате» листа одновременно двумя валами, в электроприводах, и тянущего, и подающего вала происходят сложные переходные процессы, вызванные их динамикой и усугублённые различной толщиной листов одного типоразмера, (даже в одной партии, толщина может варьироваться  $\pm 0,3\text{мм} - \pm 1\text{мм}$ , что допускается ГОСТ 4598-86 «Плиты древесноволокнистые. Технические условия».) Дополнительно снизить процент брака позволяет, предлагаемая в данной работе, структурная коррекция в виде положительной обратной связи по действующему значению тока статора с динамическим звеном, параметры которого адаптированы к заданной скорости вращения. Как показали экспериментальные исследования, описанные в главе 3, предлагаемая структурная коррекция позволяет обеспечить поддержание скорости привода с точностью 0,5-1% в широком диапазоне рабочих скоростей и нагрузке до  $2M_n$ , при этом, одной из важнейших задач остается обеспечение устойчивости привода во всех режимах его работы. Согласно, полученным в главе 2, условиям устойчивости системы, для электропривода с положительной обратной связью по току статора параметры динамического звена 1-2-го порядка ( $K(\omega)$ ,  $T(\omega)$ ) адаптированные к частоте питающего напряжения, в канале обратной связи должны обеспечивать требуемую точность поддержания скорости и устойчивость привода во всем диапазоне рабочих скоростей.

Выше сказанное позволяет утверждать, что результаты экспериментов, проведенных с использованием лабораторного исследовательского стенда и моделирование процессов [11, 27, 66, 72, 78, 81, 102, 103, 104] (диаграммы статорных и роторных токов, диаграммы скорости), показавшие эффективность положительной обратной связи по току статора с динамическим звеном 1-2-го порядка, свидетельствуют о перспективности применения таких структурных решений для электроприводов

технологических линий, с повышенными требованиями к статическим и динамическим характеристикам привода.

#### 4.1.2 Исследование эффективности применения разработанных алгоритмов на технологической линии

Результаты теоретических и лабораторных экспериментальных исследований, связанных с применением предлагаемой в данной работе структурной коррекции на технологических линиях, внедрены в систему управления линии окраски листового материала, и проведены экспериментальные исследования на этой линии, в ходе которых анализировались рабочие параметры линии и качество выпускаемой продукции при различных настройках преобразователей частоты и реализации различных структур построения системы управления электроприводами.

Программное обеспечение, предназначенное для внедрения предлагаемого метода структурной коррекции (ДОС+) в систему управления линии окраски листового материала предусматривает работу с четырьмя преобразователями частоты по протоколу *Modbus*, управление с панели оператора *HMI (XBTRT511)* и с пульта ручного управления линии, структурная схема управления представлена на рисунке 4.5.

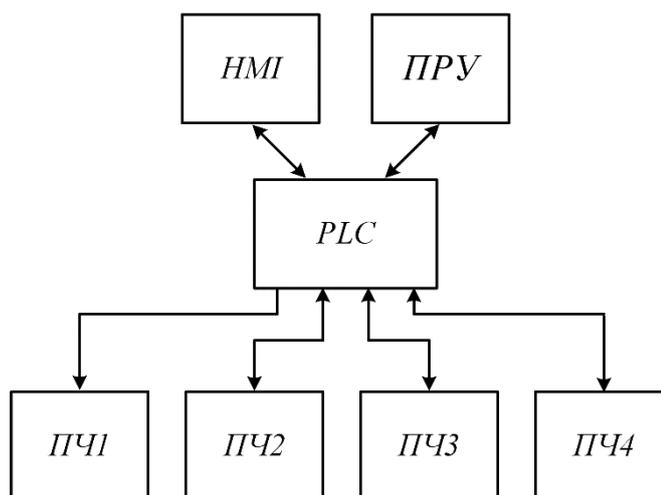
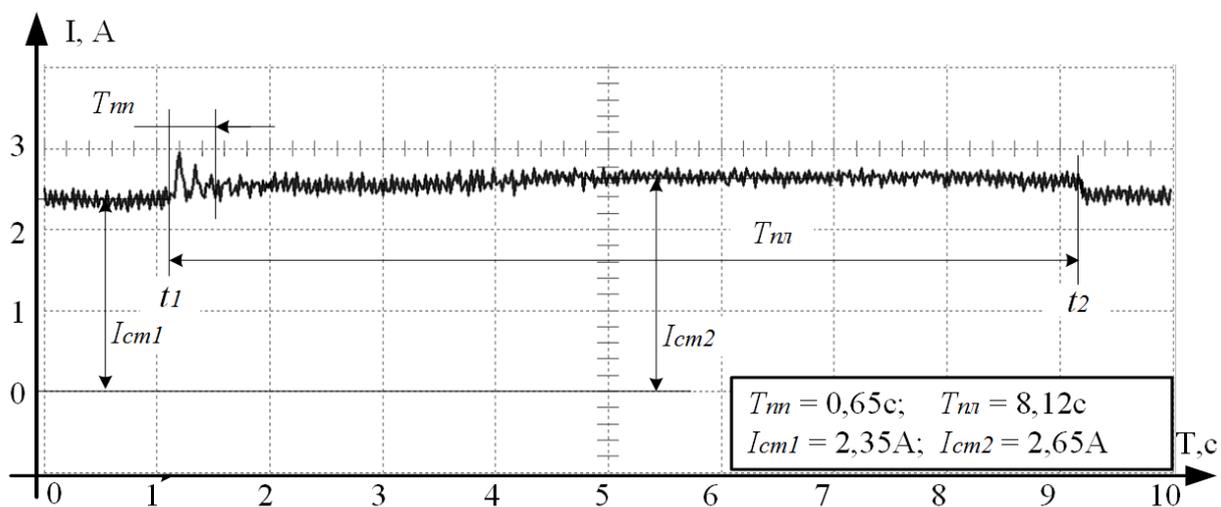


Рис. 4.5. Структурная схема системы управления линии окраски листового материала (HMI – панель оператора; PPU – пульт ручного управления; PLC – программируемый логический контроллер; ПЧ1-ПЧ4 – преобразователи частоты).

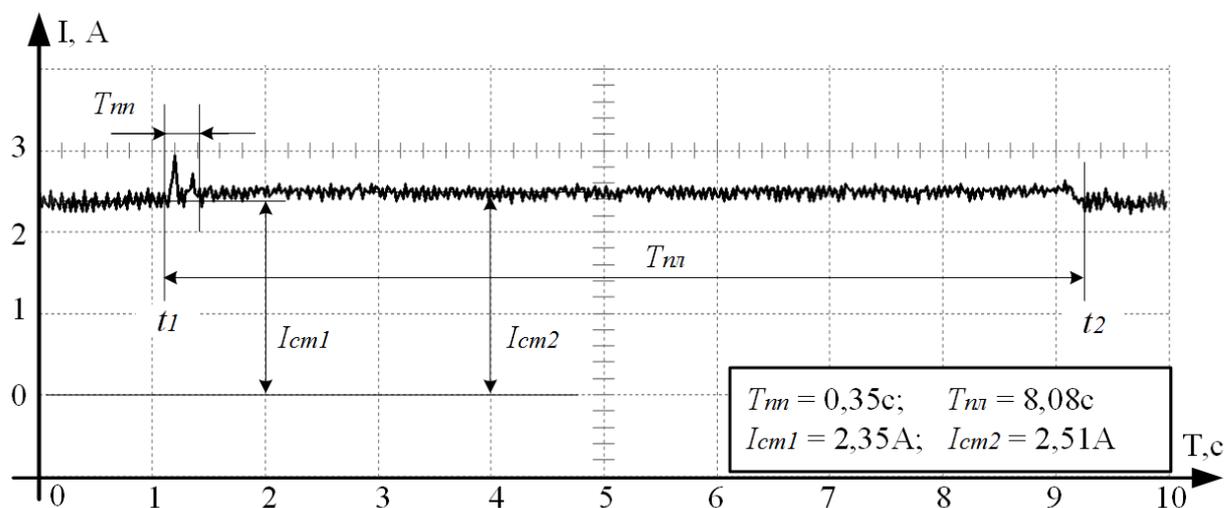
Рассматривались несколько вариантов структур управления – векторное управление, скалярное с  $IR$ -компенсацией и скалярное со структурной коррекцией, предлагаемой в данной работе.

На рисунке 4.6 представлены примеры диаграмм переходных и статических процессов тока статора при захвате листа группой валков № 5 при различных структурных решениях системы управления, где: а – диаграмма тока при векторном управлении, б – при скалярном управлении. В момент времени  $t_1$  происходит захват листа группой валков; время переходного процесса  $T_{mn}$  при скалярном управлении составляет – 0,65с, при векторном управлении – 0,35с; амплитуда колебания тока  $A_{np}$  при переходном процессе – 0,62А и 0,65А, соответственно; ток в статических режимах (на холостом ходу и под нагрузкой) при скалярном управлении составляет 2,35А и 2,65А соответственно, при векторном управлении 2,35А и 2,51А соответственно; процесс «протягивания» листа заканчивается в момент времени  $t_2$ ; время «протягивания» листа  $T_{nl}$  при скалярном управлении – 8,12с, при векторном управлении – 8,08с.

Как видно из диаграмм на рисунке 4.6, векторное управление (б) обеспечивает более быстрый переходный процесс, в сравнении со скалярным управлением (а), а также лучшее поддержание скорости (меньшее время протягивания листа свидетельствует о меньшем провале скорости набросе нагрузки). В тоже время, амплитуда колебаний тока в течение переходного процесса при скалярном управлении меньше.



а.



б.

Рис. 4.6. Диаграммы тока статора двигателя привода группы валков № 5 в момент захвата и протягивания листа (а. – скалярное управление; б. – векторное управление).

На рисунке 4.7 представлены диаграммы тока статора при захвате и «протягивании» листа группой валков № 5 при внедренной в систему управления структурной коррекции с динамическим звеном 1-го порядка, параметры которого адаптированы к частоте питающего напряжения. Применение положительной обратной связи по току статора с динамическим звеном, с параметрами, адаптированными к частоте питающего напряжения, позволяет получить самый короткий переходный процесс ( $T_{nn} = 0,22 c$ ), в

сравнении со скалярным и векторным управлением, и более низкое статическое значение тока статора (из рассматриваемых вариантов структур системы управления), а также обеспечить лучшее поддержание скорости в статическом режиме, о чем свидетельствует наименьшее время протягивания листа ( $T_{пл} = 7,84с$ ).

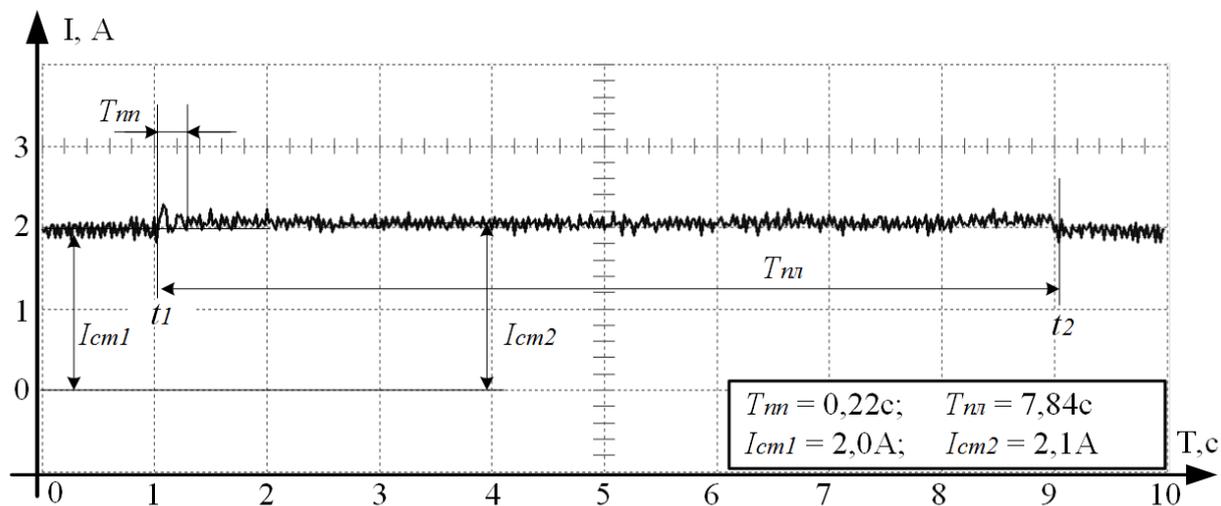


Рис. 4.7. Диаграмма тока статора двигателя привода группы валов № 5 в момент захвата и протягивания листа с внедренной в систему управления структурной коррекцией

Поскольку, окрашивающая жидкость поступает равномерно, то «неравномерность» окраски (брак) зависит только от участка с переменной скоростью. Учитывая, что площадь неравномерно окрашенного участка — это интеграл от скорости вращения вала, следует обратить внимание на площадь участка, ограниченного диаграммой скорости во время переходного процесса при «захвате» листа двумя группами валов одновременно. Очевидно, что эта площадь определяет возможность брака, она минимальна в последнем случае — в системе с положительной обратной связью по току статора.

Таблица 4.1. Параметры переходных процессов при протягивании листа в системах с различными структурами управления

Структура	$T_{nn}$ , с	$Ann$ , А	$I_{cm1}$ , А	$I_{cm2}$ , А	$T_{пл}$ , с
Скалярное управление	0,65	0,62	2,3	2,48	8,12
Векторное управление	0,35	0,65	2,35	2,51	8,08
Скалярное управление с ДОС+	0,22	0,58	2,0	2,1	7,84

Диаграммы тока статора, представленные на рисунке 4.7, и параметры переходных процессов (Таблица 4.1) показывают, что применение предлагаемого в данной работе метода структурной коррекции асинхронного электропривода позволяет получить переходный процесс с минимальным перерегулированием ( $Ann$ ) и минимальным временем переходного процесса ( $T_{nn}$ ), более низким значением тока статора в статических режимах ( $I_{cm1}$ ,  $I_{cm2}$ ), а также наилучшее поддержание скорости при протягивании листа (меньшее время протягивания листа  $T_{пл}$ ), получить которые применяя стандартные структуры управления (заложенные в программное обеспечение преобразователей частоты) не удастся.

Представленные диаграммы токов и результаты замеров получены при работе линии на максимальной скорости, аналогичные результаты получены во всем диапазоне рабочих скоростей линии окраски.

Проведенные эксперименты на промышленной линии показали, что применение предлагаемой в работе структурной коррекции позволяет получить лучшие статические и динамические характеристики привода (в сравнении со стандартными структурами управления), что позволило снизить процент бракованных изделий с 20% до 1-3%.

## **4.2 Автономная блочная котельная, совмещенная с тепловым пунктом**

### **4.2.1 Описание работы автономной блочной котельной**

Область применения предлагаемой структурной коррекции не ограничивается исключительно промышленными технологическими

линиями. Также, возможно применение рассматриваемых в данной работе алгоритмов структурной коррекции в теплоэнергетических системах.

В настоящее время сохраняется тенденция развития небольших (до нескольких МВт) блочных котельных для теплоснабжения как отдельных зданий, так и микрорайонов (поселков). В таких котельных, в подавляющем большинстве случаев, для перемещения теплоносителя по сети теплоснабжения используются центробежные насосы с неуправляемыми асинхронными двигателями. Регулирование давления и объема подаваемого теплоносителя, в таких котельных, как правило, производится только механическими задвижками с ручным или электрическим управлением. Такое регулирование не эффективно, так как имеет низкую динамику и точность поддержания параметров. В следствие чего, в системе наблюдаются колебательные процессы и снижение эффективности работы всей системы [17, 18, 73, 80]. Типовая функциональная схема котельных такого типа приведена на рисунке 4.8.

Система теплоснабжения двухконтурная, состоит из внутреннего (котельного) контура и внешнего (сетевого) контура. Между собой контуры связаны теплообменником (HE1). Нагрев теплоносителя происходит в котле (B1). Движение теплоносителя производится циркуляционными насосами с неуправляемыми электроприводами (M1, M2 – внутренний контур, M3, M4 – внешний контур) Двигатели M1, M2 регулирования скорости не имеют, включение в работу происходит прямым пуском через пусковое реле по команде с программируемого логического контроллера, двигатели M3, M4, также не имеют регулирования скорости, их пуск производится с помощью устройства «мягкого» пуска (УМП). Поддержание объема теплоносителя в сети производится насосами подпитки (M5, M6) через систему подготовки воды. Все насосы котельной продублированы с целью предотвращения аварийной остановки в случае выхода из строя одного из насосов.

Регулирование температуры, подаваемого в отопительную сеть теплоносителя, осуществляется цифровым погодозависимым контроллером,

путем изменения количества подаваемого в горелку котла природного газа и поддержанием процентного соотношения газо-воздушной смеси. Общее управление котельной, производится программируемым логическим контроллером (*PLC*).

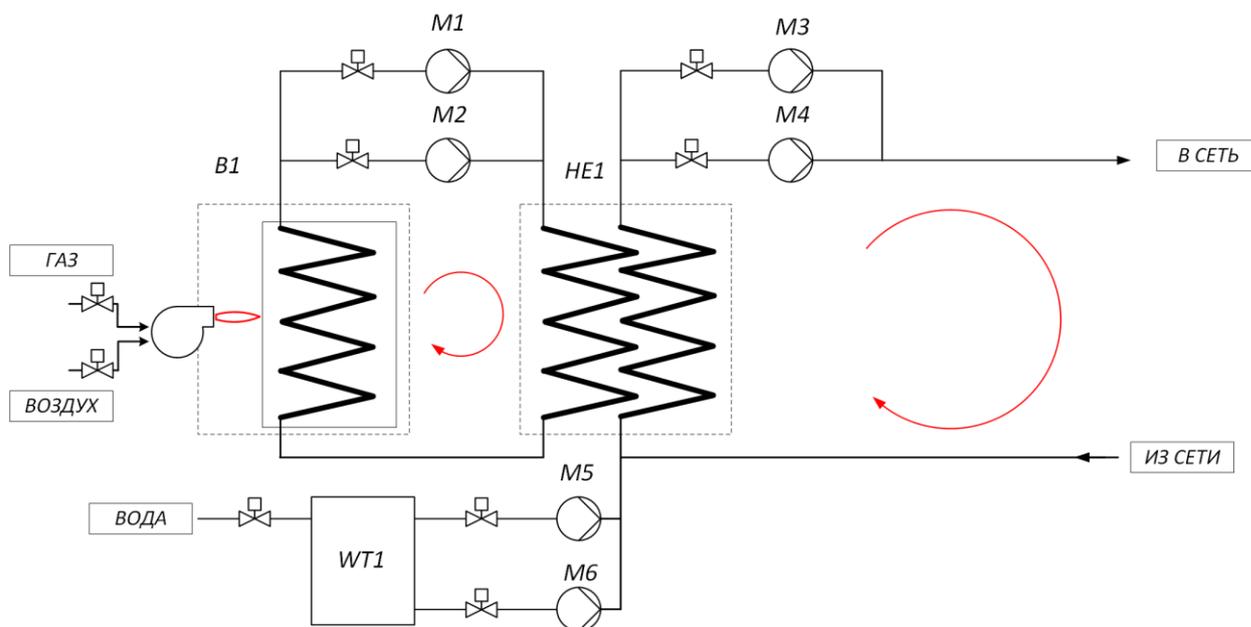


Рис. 4.8. Типовая функциональная схема автономной блочной котельной

Количество тепла, подаваемого в сеть, пропорционально объему подаваемого теплоносителя и его температуре, следовательно, повышение объема теплоносителя, подаваемого в сеть за единицу времени, позволяет повысить количество тепла, передаваемого в сеть без увеличения температуры теплоносителя. Кроме того, стабилизация давления в сети и объема подаваемого в сеть теплоносителя, позволяет уменьшить колебательность процессов в сети, и тем самым, повысить энергетическую эффективность системы теплоснабжения в целом.

Для повышения эффективности работы блочной автономной котельной, расположенной в поселке Полетаево I Челябинской области, в систему управления циркуляционными насосами внешнего контура был установлен преобразователь частоты *Schneider Electric ATV630*, а для синтеза системы управления использовались алгоритмы структурной коррекции, предлагаемые

в данной работе. Алгоритмы управления работой преобразователя частоты реализованы на базе программируемого логического контроллера (*PLC*), уже имеющегося в системе управления котельной, связь между *PLC* и преобразователем частоты организована по протоколу Modbus.

Так как, во внутреннем (котельном) контуре потери теплоносителя практически отсутствуют, а колебания температуры и давления минимальны (связаны только с изменением режима работы котла), в установке преобразователей частоты на насосы внутреннего (котельного) контура нет необходимости.

Основной проблемой данной системы до проведения модернизации являлась нестабильность давления в сети системы теплоснабжения и колебания объема теплоносителя, подаваемого в сеть, связанные с периодическими возмущениями, возникающими в сети, и отсутствием регулирования этих параметров. Отсутствие технологических датчиков давления, расхода теплоносителя и т.д. (присутствуют только датчики коммерческого учета) не позволяет создавать в данной котельной структуры системы управления, замкнутые по давлению и расходу теплоносителя.

#### **4.2.2 Исследование эффективности применения разработанных алгоритмов на котельной установке**

Проведен ряд экспериментов, подтверждающих эффективность предлагаемых решений. Эксперименты производились для различных структур системы управления:

1. Питание двигателей циркуляционных насосов от сети через устройство мягкого пуска (УМП), после выхода двигателя на рабочий режим (частоту питающей сети 50Гц), и в статических режимах регулирование отсутствует;

2. Питание двигателей циркуляционных насосов через преобразователь частоты (ПЧ) *Schneider Electric ATV630* (настройка преобразователя частоты производилась с применением алгоритмов, предназначенных для управления

насосами, заложенных в программное обеспечение ПЧ) – имеется возможность регулирования количества подаваемого в сеть тепла скоростью двигателей циркуляционных насосов;

3. Питание двигателей циркуляционных насосов через преобразователь частоты (ПЧ) *Schneider Electric ATV630*, с применением алгоритмов структурной коррекции, предлагаемых в данной работе.

Графики давления в сети теплоснабжения, объема передаваемого в сеть теплоносителя и выдаваемого в сеть количества тепла, при различных структурах системы управления приведены на рисунках 4.9-4.11.

При питании двигателей циркуляционных насосов от устройства мягкого пуска (УМП), после их разгона до номинальной скорости (частоты питающей сети равной 50Гц) регулирование параметров работы на осуществляется и, как показано на рисунках 4.9-4.11 (график №1), при внешних возмущениях в сети теплоснабжения (изменении нагрузки, объема теплоносителя) скорость вращения электродвигателя насоса может существенно изменяться (порядка  $\pm 10-20\%$  от номинальных значений), что приводит к колебаниям давления в сети теплоснабжения, объема передаваемого в сеть теплоносителя, количества передаваемого в сеть тепла, тем самым, снижая эффективность работы комплекса.

Установка преобразователя частоты, в заводское программное обеспечение которого заложены алгоритмы управления насосами, позволила снизить колебания выше указанных параметров системы до значений 5-10% (см. рис. 4.9-4.11, график №2). Также, возможность изменения объема теплоносителя, подаваемого в сеть, путем регулирования скорости вращения двигателя привода насоса, без изменения температуры теплоносителя, позволяет регулировать количество тепла, подаваемого в сеть, без изменения потребления газа, следовательно, имеется возможность увеличить количество передаваемого в сеть тепла не увеличивая потребление газа, и тем самым повысить эффективность работы котельной (см. рис. 4.9-4.11, график №3).

Включение в систему управления циркуляционными насосами преобразователя частоты со структурной коррекцией статических и динамических характеристик привода, предлагаемой в данной работе, обеспечивает точность поддержания скорости вращения двигателя насоса на уровне  $\pm 1 - 3\%$  при значительных возмущениях в сети теплоснабжения, о чем можно судить по рис. 4.9-4.11, график №4 (амплитуда колебаний менее 3%), что позволяет существенно повысить эффективность системы в целом. Кроме увеличения эффективности системы теплоснабжения, поддержание стабильности параметров (температуры, давления, расхода теплоносителя) и снижение колебательности процессов в системе теплоснабжения уменьшает износ оборудования, предотвращает гидродинамические удары в трубопроводе [17, 18].

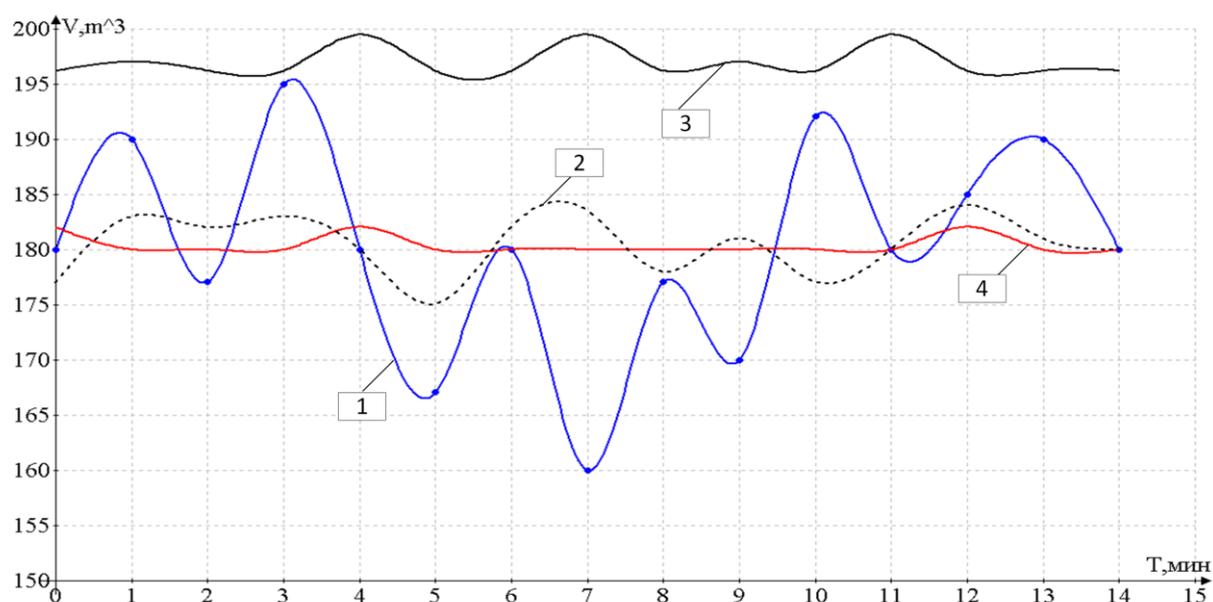


Рис. 4.9. Диаграммы объема теплоносителя, подаваемого в сеть

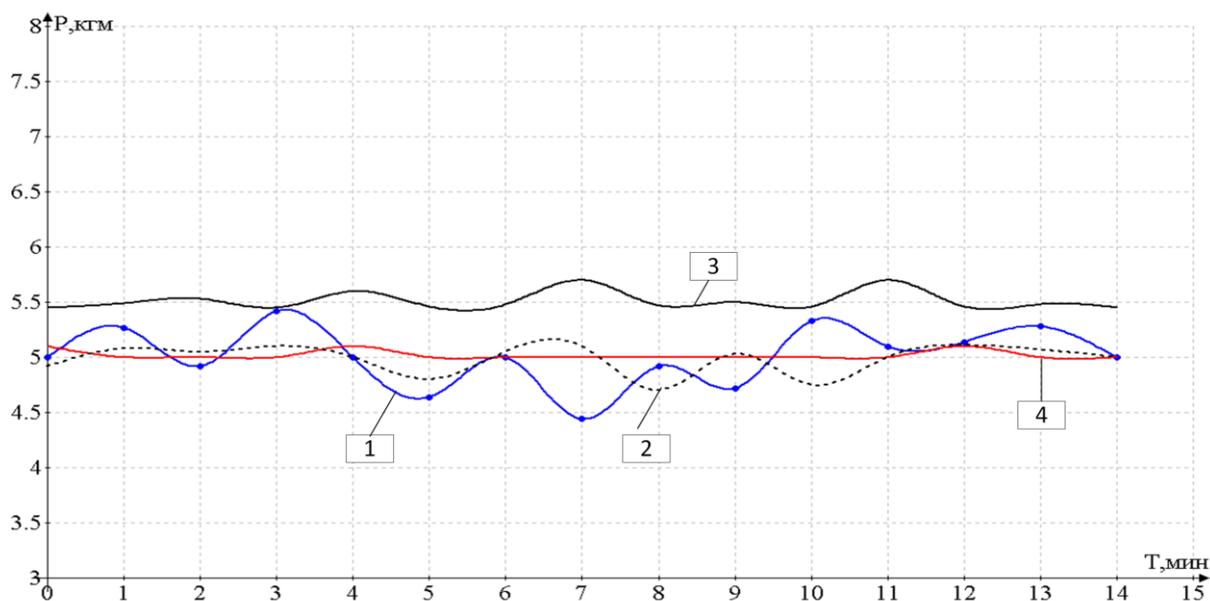


Рис. 4.10. Диаграммы давления в сети теплоснабжения

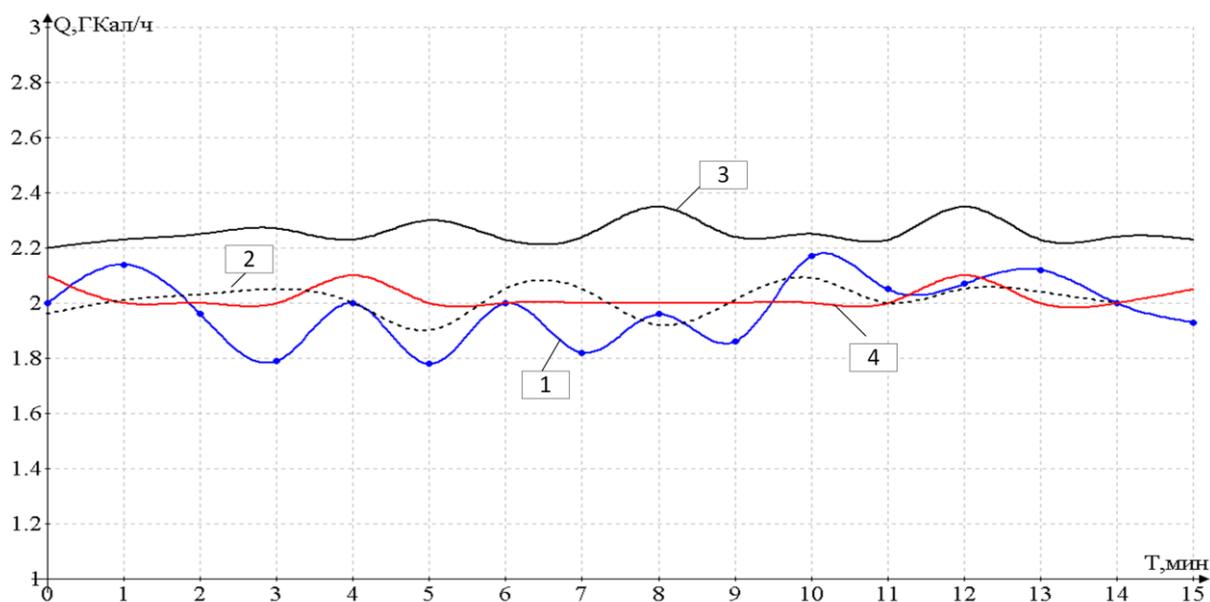


Рис. 4.11. Диаграммы количества тепла, передаваемого в сеть

Как было показано выше, количество тепла передаваемого в сеть теплоснабжения пропорционально произведению температуры теплоносителя и объема теплоносителя, передаваемого в сеть за единицу времени, следовательно, применение управляемого асинхронного привода с преобразователем частоты позволит, путем увеличения скорости перемещения теплоносителя, увеличить количество тепла, передаваемого в

сеть теплоснабжения, без увеличения температуры теплоносителя (Рис. 4.9-4.11, диаграммы 3). Однако, повышение скорости вращения двигателя циркуляционного насоса выше номинального, даже на 3-5%, влечет за собой резкое увеличение токов статора, (что связано с характером нагрузки) и приводит к перегреву двигателя и срабатыванию тепловой защиты. Экспериментальные исследования, проведенные на лабораторном стенде, показали, что применение, предлагаемой в работе, структурной коррекции позволяет не только скорректировать статические и динамические характеристики привода, но и снизить ток статора на 3-10% (в зависимости от частоты вращения).

Внедрение структурной коррекции в алгоритм управления циркуляционного насоса, описанной выше автономной котельной, дало возможность повышать частоту питающего напряжения до 10% (5Гц) выше номинального без опасности перегрева двигателя. Токи статора, при стандартном алгоритме управления, и при введении структурной коррекции, для различных частот питающего напряжения приведены в таблице 4.2 (токи зафиксированы с дисплея ПЧ в процессе работы).

Таблица 4.2. Токи статора при различных алгоритмах управления и частотах питающего напряжения (номинальный ток статора двигателя 54,1А)

Алгоритм управления	Частота питающего напряжения, Гц			
	48	50	52	55
Скалярное управление, А	47,2	51,5	55,6	*
ДОС+, А	46,5	48,8	51,3	54,6

\* - в течение нескольких минут срабатывает тепловая защита

Как видно из приведенных диаграмм (см. рис. 4.9-4.11), наилучшими характеристиками, с точки зрения поддержания технологических параметров в сети теплоснабжения и, соответственно, наибольшей эффективностью, обладает система теплоснабжения с управляемыми асинхронными электроприводами циркуляционных насосов с внедренной в систему

управления структурной коррекцией, предлагаемой в данной работе. Кроме того, применение такой структуры управления позволяет увеличить эффективность системы теплоснабжения путем увеличения скорости перемещения теплоносителя, без повышения его температуры.

#### ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 4

1) Эксплуатация асинхронных электроприводов с частотным управлением с использованием стандартных алгоритмов (скалярное и векторное бездатчиковое управление) на технологической линии по окраске листового материала показала, что эти алгоритмы не позволяют обеспечить статическую и динамическую точности согласования линейных скоростей транспортируемых материалов лучше 1%, что необходимо для обеспечения качественной окраски материала;

2) Предложена структурная коррекция асинхронных электроприводов технологической линии – динамическая положительная обратная связь по действующему значению тока статора, которая значительно снизила статические ошибки и уменьшила динамические провалы скорости при «захвате» транспортируемого материала. Внедрение в систему управления асинхронного электропривода технологической линии предлагаемых в данной работе структурных решений (динамической положительной обратной связи по действующему значению тока статора с динамическим звеном в канале обратной связи, с адаптируемыми к скорости задания параметрами) позволяет решить задачу комплексного управления электроприводами технологической линии и обеспечить минимальное время переходных процессов и высокую точность поддержания скорости ( $\pm 0,5 - 1\%$ );

3) Реализация предлагаемых в работе структурных решений, посредством внесения изменений в программное обеспечение программируемого логического контроллера, управляющего технологической линией, не требует затрат на закупку дополнительного оборудования, а затраты на внедрение и наладочные работы быстро окупаются за счет

значительного снижения процента брака (с 20% до 1–3%) и общего повышения производительности линии за счет уменьшения количества времени, необходимого для настройки и обслуживания линии, отсутствия необходимости исправления брака и возможности увеличения скорости работы линии;

4) Внедрение предлагаемых структурных решений в систему управления электроприводами циркуляционных насосов автономных тепловых пунктов (котельных), совместно с модернизацией позволило произвести оптимизацию тепловых процессов в системе теплоснабжения (значительно уменьшена колебательность давления, расхода теплоносителя во внутреннем (котельном) и внешнем (сетевом) контурах системы теплоснабжения), количества тепла, передаваемого в сеть, что в свою очередь снижает расход энергоносителя (газа), тем самым повышая эффективность работы котельной, и увеличивает ресурс оборудования теплового пункта (котельной) и теплосети.

5) Применение, предлагаемой в работе, структурной коррекции, позволяет увеличить частоту питающего напряжения привода циркуляционного насоса до 10% (до 5Гц), без значительного превышения тока статора, и тем самым, пропорционально увеличить количество передаваемого в сеть тепла, без повышения температуры теплоносителя.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Экспериментальные исследования асинхронных электроприводов с широко применяемыми методами управления – скалярным, векторным бездатчиковым, векторным с контуром скорости, показали, что такие привода ведут себя как нелинейные системы, а общепринятые описания таких систем – векторные диаграммы, формулы Клосса имеют недопустимо большие погрешности для оценки их эффективности в современных технологических и энергетических комплексах;

2. В работе предложен метод описания динамических режимов асинхронного электропривода, основанный на динамической формуле Клосса - метод семейств частотных характеристик, позволивший объяснить главные проблемы асинхронных электроприводов – нелинейную динамику на различных скоростях вращения и нелинейную реакцию на моментные возмущения, а также предложить новый метод эффективной коррекции;

3. В работе обоснована эффективность предложенного метода оценки качества алгоритма частотного управления асинхронного электропривода по спектрам роторных токов асинхронного электродвигателя;

4. Предложена структурная коррекция динамических характеристик асинхронного электропривода без датчика скорости вращения двигателя, использующая положительную обратную связь по действующему значению тока статора двигателя, обеспечивающая достаточную линеаризацию частотных характеристик электропривода и наилучшую эффективность в пускотормозных режимах и при отработке моментных возмущений;

5. Предложены варианты технической реализации структурной коррекции характеристик асинхронного электропривода, построенного на базе широко применяемого преобразователя частоты (например *ATV32*, *ATV71* компании *Schneider Electric*), без изменения схмотехники применяемого преобразователя частоты и его базового программного обеспечения, с помощью внешнего аналогового корректирующего устройства и

программируемого логического контроллера, в последнем случае структурная коррекция адаптирована к частоте питающего напряжения;

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Altivar 32. Variable speed drives for synchronous and asynchronous motors. Modbus Communication Manual/ Schneider Electric. – 2012. – 65 p.
2. Bial Akin, Nishant Garg. Scalar (V/f) control of 3-phase induction motors. Application report. SPRABQ8. - Dallas, USA: Texas Instruments
3. Bimal K. Bose. Introduction to Power Electronics and Drives. – University of Tennessee, USA. – 640 p.
4. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die TRANSVEKTOR – Regelung von Drehfeldmaschinen // Siemens-Zeitschrift. – 1971. – Bd. 45. – H. 45. – S. 757 – 760.
5. Buja, G. Direct Torque Control of PWM Inverter Fed AC Motors – A Survey: III Summer Seminar on Nordick Network for Multidisciplinary Electric Drives. – 2003. – Zergrze. – Poland. – PP. 1 – 19.
6. Busca Cristian. Open loop low speed control for PMSM in high dynamic application.- Aalborg, Denmark.: Aalborg university, 2010-
7. Direct Torque Control of AC motor drives. M. Aaltonen, P. Tiitinen, J. Laku, S. Heikkilä // ABB Review – 1995. – № 3. – PP. 19 – 24.
8. Izosimov, D.B. Novel technique of optimal digital state observer construction for microprocessor-based electrical drive control / D.B. Izosimov, S.V. Shevtsov, J.O. Kim // Proceedings of the IECON' 95. – Orlando. – Nov. 6–10.
9. Floter W., Ripperger H. Die Transvektor-Regelung für feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschine // Siemens-Zeitschrift. – Vol. 45 (1971). – P. 761 – 764.
10. Kodkin V.L. Analysis of stability of electric drives as non-linear systems according to Popov criterion adjusted to amplitude and phase frequency characteristics of its elements / V.L. Kodkin, A.S. Anikin, A.A. Baldenkov // 2nd International Conference on Applied Mathematics, Simulation and Modelling (AMSM2017). – Proceedings. – Phuket, Thailand, 6-7.08.2017

11. Kodkin V.L. Experimental research of asynchronous electric drive with positive dynamic feedback on stator current / V.L. Kodkin, A.A. Baldenkov, A.S. Anikin // 3rd International Conference on Industrial Engineering 2017 – Proceedings (Труды Международной научно-технической конференции "Пром-Инжиниринг" 2017), Челябинск, 16-19.05.2017
12. Kodkin V.L. The analysis of the quality of the frequency control of induction motor carried out on the basis of the processes in the rotor circuit / V.L. Kodkin, A.S. Anikin, A.A. Baldenkov // Труды XI Международной научно-технической конференции «Динамика систем, механизмов и машин», Омск, 14-16.11.2017.
13. Kodkin V.L. Frequency control of asynchronous electric drives in transport / V.L. Kodkin, A.S. Anikin // International Siberian Conference on Control and Communications, "SIBCON 2015" – Proceedings. – 2015.
14. Kodkin V.L. Effective Frequency Control for Induction Electric Drives Under Overloading / V.L. Kodkin, A.S. Anikin, Ya.A. Shmarin / Russian Electrical Engineering. – 2014. – Т. 85. – № 10. – С.641-644
15. Kodkin, V.L. Methods of Optimizing the Speed and Accuracy of Optical Complex Guidance Systems Based on Equivalence of Automatic Control System Domain of Attraction and Unconditional Stability of Their Equivalent Circuits / V.L. Kodkin, A.A. Baldenkov//Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2017. – Том. 17. – № 1. – С.23–33.
16. Kodkin V.L. Dynamic Load Disturbance Correction for Alternative Current Electric Drives/ V.L. Kodkin, A.S. Anikin, Ya.A. Shmarin // II International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing, ICIEAM 2016 – Proceedings. – 2017.
17. Kodkin, V.L. Reducing Resource Consumption in Heating Systems by Optimization of Their Dynamics / V.L. Kodkin, A.A. Baldenkov, A.U. Kachalin// 2nd International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing 2016 – Proceedings. – 2016.

18. Kodkin, V.L. Experimental Studies of Energy Systems of Automatic Control Heat Supply of Residential Buildings and Methods of Increasing Their Efficiency / V.L. Kodkin, A.S. Anikin, A.A. Baldenkov, A.U. Kachalin // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2017. – Том. 17. – № 2. – С.156-161.
19. Kodkin V.L. Spectral Analysis of Rotor Currents in Frequency-controlled Electric Drives / V.L. Kodkin, A.S. Anikin, A.A. Baldenkov // 2nd International Conference on Automation, Mechanical and Electrical Engineering (AMEE 2017), – Proceedings. – Shenzhen, China, 16-17.09.2017
20. Park R., Robertson B. The reactance of synchronous machines. // Tr. AIEE, 1928, vol. 47
21. Hughes A., Drury B. Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications. 4-th Edition. — Newnes, 2013. — 440 p.
22. Vas P. Sensorless vector and direct torque control. – Oxford, New York, Tokyo: Oxford university press, 1998. – 729 p.
23. Алексеев А.Е. Тяговые электрические машины и преобразователи. – Л.: «Энергия», 1977. – 444 с.
24. Амирова, С.С. Автоматизированный электропривод с асинхронными двигателями: Учеб. пособие /С.С. Амирова, В. И. Елизаров, В. Г. Макаров. – Казань: Казан. гос. технол. ун-т, 2005. – 223 с.
25. Аникин, А.С. Асинхронный электропривод с оптимизированной системой векторного управления скоростью / А.С. Аникин // Будущее машиностроения России: сборник трудов Всерос. конф. молодых ученых и специалистов. – Москва: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2009. – С. 100-101.
26. Аникин, А.С. Оптимальная по быстродействию система регулирования скорости в асинхронном электроприводе с частотным управлением / А.С. Аникин // Проблемы автоматизации и управления в технических системах: сб. тр. Международной научно-технической конференции. – Пенза: Изд-во ПГУ, 2009. – С. 16-18.

27. Аникин А.С. Динамическая положительная связь в асинхронных электроприводах с частотным управлением / А.С. Аникин, В.Л. Кодкин, А.А. Балденков // «Приоритеты мировой науки: эксперимент и научная дискуссия» Материалы 8-й международной научной конференции. Научно-издательский центр «Открытие». North Charleston, SC, USA, 17-18 June 2015. – С.119-124.

28. Аникин, А.С. Опыт внедрения частотно-регулируемого электропривода на базе преобразователя частоты VACON на самоходный вагон В17К / А.С. Аникин // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. – Вып. 3: в 5 ч. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. – Ч. 2. – С. 220-226.

29. Аникин, А.С. Система регулирования скорости асинхронного электродвигателя для горнодобывающего оборудования / А.С. Аникин // Материалы докладов 61-ой научной конференции Южно-Уральского государственного университета: секция технических наук. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2009. – Т.2. – С. 194-198.

30. Антонов, А.С. Комплексные силовые передачи: Теория силового потока и расчет передающих систем. – Л.: Машиностроение. Ленингр. отделение, 1981. – 496 с.

31. Бабокин, Г.И. Исследование режима частотного пуска асинхронного электропривода горных машин / Г.И. Бабокин, Е.Б. Колесников, Е.С. Ребенков // Известия вузов. Сер. Электромеханика. – 1993. - № 1. - С.92-97.

32. Бабокин, Г.И. Частотно-регулируемый электропривод горных машин и установок / Г.И. Бабокин, В.И. Щуцкий, В.И. Серов. – М: Изд-во РХТУ, 1998. – 240 с.

33. Бабокин, Г.И. Частотно-регулируемый асинхронный электропривод механизма подачи очистного комбайна / Г.И.Бабокин, Е.Б.Колесников // Промышленная энергетика. - 1993.- № 3.- С.17-19.

34. Башарин А.В., Примеры расчета автоматизированного электропривода на ЭВМ: Учебное пособие для вузов. 3-е изд. / А.В. Башарин, Ю.В. Постников – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 512 с.
35. Белов, М.П. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов / М. П. Белов, В. А. Новиков, Л. Н. Рассудов. – М.: Академия, 2004. – 576 с.
36. Бесекерский, В.А. Теория систем автоматического регулирования / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – М.: Наука, 1975. – 213 с.
37. Бесекерский, В.А. Цифровые автоматические системы. Главная редакция физико-математической литературы. – М.: Наука, 1976. – 176 с.
38. Беспалов, В.Я. Перспективы создания отечественных электродвигателей нового поколения для частотно-регулируемого электропривода /В.Я. Беспалов // Труды IV Междунар. (XV Всерос.) конф. по автоматизированному электроприводу «Автоматизированный электропривод в XXI веке: пути развития». – Магнитогорск, 2004. – Ч. 1. – С. 24 – 31.
39. Борцов, Ю.А. Автоматизированный электропривод с упругими связями. 2-е изд., перераб. и доп. / Ю.А. Борцов, Г.Г. Соколовский. – СПб: Энергоатомиздат. Санкт-Петербург. отд-ние, 1992 – 288 с.
40. Браславский И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод. / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков – М: Академия, 2004 – 202 с.
41. Браславский, И.Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением / И. Я. Браславский. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 224 с.
42. Бродовский, В. Н. Приводы с частотно-токовым управлением / Под ред. В. Н. Бродовского. – М.: Энергия, 1974. – 169 с.
43. Булгаков, А.А. Частотное управление асинхронными двигателями / А.А. Булгаков. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.
44. Васильев Б.Ю. Электропривод. Энергетика электропривода. Учебник. – М.: СОЛОН-Пресс, 2015. – 268.

45. Веремей Е.И. Линейные системы с обратной связью: Учебное пособие. – СПб: Изд-во «Лань», 2013. – 448с.
46. Виноградов, А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А.Б. Виноградов. – Иваново: Изд-во ИГЭУ, 2008. – 298 с.
47. Вольдек, А.И. Электрические машины. Учебник для студентов высш. техн. учеб. заведений. Изд. 2-е. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.
48. Герман-Галкин, С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MatLab 6.0: Уч. пособие. – СПб: КОРОНА-принт, 2001. – 320 с.
49. Герман-Галкин С. Г. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями / С. Г. Герман-Галкин [и др.]. – Л: Энергоатомиздат, 1986. – 248 с.
50. Глазенко, Т. А. Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности / Т. А. Глазенко, В. Н. Хрисанов. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 176 с.
51. Гловацкий А.В., Основные направления развития электрических машин и электромеханических систем на их основе / А.В. Гловацкий, Л.П. Кубарев, Л.Н. Макаров // Электротехника, 2008. – № 4. – С.72-79.
52. Дацковский, Л. Х. Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе / Л.Х. Дацковский [и др.] // Электротехника. – 1997. – № 10. – С. 45 – 51.
53. Джюджи Л., Пели Б. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение. Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400с.
54. Докунин, А.В. Статическая динамика горных машин / А.В. Докунин, Ю.Д. Красников, З.Я. Хургин. – М.: Машиностроение, 1978. – 239 с.
55. Драчев, Г.И. Теория электропривода. Часть 1: Учебное пособие / Г.И. Драчев – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2005 – 207 с.

56. Драчев, Г.И. Теория электропривода. Примеры расчетов: учебное пособие / Драчев, Г.И., Шишков А.Н., Бутаков С.М. под ред. Г.И. Драчева. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2010. – 192 с.
57. Ещин, Е.К. Электромеханические системы многодвигательных электроприводов. Моделирование и управление / Е.К. Ещин – Кемерово: Кузбасский гос. техн. ун-т, 2003. – 247 с.
58. Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники / Г.С. Зиновьев. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 672 с.
59. Иванов, Г.М. Автоматизированный многодвигательный электропривод постоянного тока / Г.М. Иванов, Г.М. Левин, В.М. Хуторецкий. – М.: Энергия, 1978. – 160 с.
60. Иванов-Смоленский, А. В. Электрические машины: Учебник для вузов. – М.: Энергия, 1980. – 928 с.
61. Квартальнов, Б.В. Динамика автоматизированного электропривода с упругими механическими связями. – М.: Энергия, 1965. – 88 с.
62. Ключев, В.И. Теория электропривода. Учебник для вузов / В.И. Ключев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 704 с.
63. Ключев, В.И. Теория электропривода / В.И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 712 с.
64. Ковчин, С.А. Теория электропривода / С.А. Ковчин, Ю.А. Сабинин – СПб: Энергоатомиздат, 1994 – 148 с.
65. Ковач К.П. Переходные процессы в машинах переменного тока. / К.П. Ковач, И. Рац / М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963. –744 с.
66. Кодкин В.Л. Динамическая положительная связь в асинхронных электроприводах с частотным управлением / В.Л. Кодкин, А.С. Аникин, А.А. Балденков //Наука ЮУрГУ. Материалы 67-й научной конференции. Секция технических наук. – 2015. – С.1043-1049.
67. Кодкин В.Л. Коррекция динамических моментных возмущений в электроприводах переменного тока / В.Л. Кодкин, Я.А. Шмарин, А.С. Аникин,

А.А. Балденков, Н.А. Логинова// Наука ЮУрГУ. Материалы 68-й научной конференции. – 2016. – С. 805-814.

68. Кодкин В.Л. Коррекция динамических моментных возмущений в электроприводах / В.Л. Кодкин, А.С. Аникин, Я.А. Шмарин // Труды IX Международной (XX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу «АЭП-2016». – 2016. – С.165-169

69. Кодкин В.Л. Моделирование систем частотного регулирования асинхронным электродвигателем / В.Л. Кодкин, А.С. Аникин // Наука ЮУрГУ: материалы 62-ой научной конференции. Секции технических наук. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2010. – Т. 3. – С. 99-103.

70. Кодкин В.Л. Структурные методы коррекции динамики электроприводов как нелинейных систем регулирования. Монография. / В.Л. Кодкин, А.А. Балденков, А.С. Аникин/ Челябинск: Изд. центр ЮУрГУ, 2017, –55 с.

71. Кодкин, В.Л. Оптимальное управление скоростью в асинхронном электроприводе с векторным управлением / В.Л. Кодкин, А.С. Аникин // «Наука и технологии». Тезисы докладов XXIX Российской школы, посвященной 85-летию со дня рождения академика В.П. Макеева. – Миасс: МСНТ, 2009. – С.78-79.

72. Кодкин В.Л. Моделирование процессов в асинхронном электроприводе с частотным управлением и внешними корректирующими связями / В.Л. Кодкин, А.А. Балденков // «Приоритеты мировой науки: эксперимент и научная дискуссия» Материалы XII международной научной конференции. Scientific Publishing Center «Discovery». Издательство: CreateSpace. North Charleston, SC, USA, 16-17 November 2016. – С.34-38.

73. Кодкин В.Л. Моделирование процессов регулирования в системах теплоснабжения / В.Л. Кодкин, А.С. Аникин, А.Ю. Качалин // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2015. – Том. 15. – № 4. – С.121-124.

74. Кодкин В.Л. Повышение эффективности частотного управления асинхронными электроприводами / В.Л. Кодкин, А.С. Аникин // Электротехнические системы и комплексы. Изд-во: Магнитогорский государственный технический университет. – 2012. – №40. – С.33-40.

75. Кодкин, В.Л. Особенности частотного управления асинхронным электроприводом с преобразователем частоты и напряжения фирмы «*Schneider Electric*» ATV71 / В.Л. Кодкин, В.Л. Немков, А.С. Аникин // Наука ЮУрГУ: материалы 62-ой научной конференции. Секции технических наук. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2010. – Т. 3. – С. 103-107.

76. Кодкин В.Л. Старые проблемы новой энергетики / В.Л. Кодкин, С.А. Ганджа, А.А. Балденков // Материалы международного конгресса «Возобновляемая энергетика XXI век: энергетическая и экономическая эффективность». Москва. – 2016. – С.156-161.

77. Кодкин В.Л. Экспериментальные исследования асинхронных электроприводов с частотным управлением. Неустойчивость векторного управления / В.Л. Кодкин, А.А. Балденков, Н.А. Логинова // Наука ЮУрГУ. Материалы 67-й научной конференции. Секция технических наук. – 2015. – С.1039-1043.

78. Кодкин В.Л. Экспериментальные исследования электроприводов с частотным управлением с динамической положительной обратной связью / В.Л. Кодкин, А.С. Аникин, А.А. Балденков, Н.А. Логинова // Наука ЮУрГУ. Материалы 68-й научной конференции. – 2016. – С.904-910.

79. Кодкин В.Л. Экспериментальные исследования асинхронных электроприводов с частотным управлением. Неустойчивость векторного управления / В.Л. Кодкин, А.А. Балденков, Н.А. Логинова // «Приоритеты мировой науки: эксперимент и научная дискуссия» Материалы 8-й международной научной конференции. Научно-издательский центр «Открытие». The priorities of the world science: experiments and scientific debate, North Charleston, SC, USA, 17-18 June 2015. – С.124-128.

80. Кодкин В.Л. Экспериментальные исследования динамики систем теплоснабжения / В.Л. Кодкин, А.С. Аникин, А.А. Балденков, А.Ю. Качалин, В.А. Немков // Наука ЮУрГУ. Материалы 67-й научной конференции. Секция технических наук. – 2015. – С.1054-1058.

81. Кодкин В.Л. Эффективное частотное управление асинхронными электроприводами для работы при перегрузках / В.Л. Кодкин, А.С. Аникин, Я.А. Шмарин // Электротехника. – 2014. – №10. – С.56-59.

82. Козярук А.Е. Частотно-регулируемый электропривод с преобразователями частоты фирмы АВВ. / А.Е. Козярук, С.А. Ковчин, В.Б. Линник. СПб: Изд. «Санкт-Петербургская Электротехническая компания» – 2002. – 110с.

83. Козярук А.Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов. / А.Е. Козярук, В.В. Рудаков – СПб: Изд. «Санкт-Петербургская Электротехническая компания», 2004. – 127с.

84. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: Учеб. для вузов, 2-е изд. – М.: Высш. шк., 1994.–318 с.

85. Кривицкий, С. О. Динамика частотно - регулируемых электроприводов с автономными инверторами. / С. О. Кривицкий, И. И. Эпштейн – М.: Энергия, 1970. – 150 с.

86. Лазарев, Ю.М. Моделирование процессов и систем в MatLab. Учебный курс. – СПб: Питер; Киев: Издательская группа ВНУ, 2005. – 512 с.

87. Лихачев, В.Л. Электродвигатели асинхронные –М.: Солон-Р, 2002 –304 с.

88. Маслов, С. И. Силовые элементы электромеханических систем / С. И. Маслов, П. И. Тыричев. – М: МЭИ, 1999. – 128 с.

89. Макаров, В. Г. Анализ методов учета нелинейности магнитопровода и потерь в стали в математической модели асинхронного двигателя / В. Г. Макаров, В. А. Матюшин // Вестник Казан. технол. ун-та. – 2010. № 11. - С. 171 – 179.

90. Макаров, В. Г. Анализ состояния и перспективы развития работ по идентификации параметров электрических машин / В. Г. Макаров, Ю. А. Яковлев // Вестник Казан. технол. ун-та. - 2011. -Т. 14. - № 1. – С. 134 – 144.
91. Макаров, В.Г. Анализ точности математической модели трехфазного асинхронного двигателя / В.Г. Макаров // Изв. вузов: Проблемы энергетики. – Казань: КГЭУ, 2010, № 11-12. С. 115 – 125.
92. Макаров, В.Г. Идентификация параметров и токов ротора трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // Изв. вузов: Проблемы энергетики. – Казань: КГЭУ, 2010, № 7-8. С. 101 – 116.
93. Макаров, В. Г. Идентификация параметров трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // Изв. вузов: Проблемы энергетики. – Казань: КГЭУ, 2010, № 3-4. С. 88 – 101.
94. Макаров, В.Г. Оценивание параметров трехфазного асинхронного двигателя / В.Г. Макаров, Ю.А. Яковлев // Вестник Казан. технол. ун-та. – 2010. - № 9. - С. 418 – 425.
95. Макаров, В. Г. Оптимальное управление токами электрических машин / В. Г. Макаров, В. А. Матюшин // Вестник Казан. технол. ун-та. – Казань: КГЭУ, 2010, № 11. С. 186 – 195.
96. Мальчер, М.А. Проблемы внедрения частотного регулирования в горнодобывающей отрасли / М.А. Мальчер, А.С. Аникин // Горное оборудование и электромеханика. – 2011. – №4 – С. 40-46.
97. Москаленко, В. В. Электрический привод / В. В. Москаленко. – М.: Высшая школа, 2000. – 368 с.
98. Наумов, Б.Н. Теория нелинейных систем. – М.: Наука, 1981 – 224 с.
99. Онищенко, Г.Б. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания / Г.Б. Онищенко, И.Л. Локтева. – М.: Энергия, 1979. – 200 с.
100. Панкратов, В.В. Многокритериальная оптимизация систем векторного управления асинхронными электроприводами. / В.В. Панкратов, Е.А. Зима. // Электричество, 2002. - №4. – С. 40-46

101. Панкратов, В.В. Векторное управление асинхронными электроприводами / В.В. Панкратов. – Новосибирск: НГТУ, 1999. – 66 с.

102. Патент на изобретение №2412526 РФ, МПК 6Н02Р23/00 №2010108563/07, заявл. 09.03.2010; опубл. 20.02.2011, Бюл. № 5. «Устройство частотного управления асинхронным электроприводом», авторы: В.Л. Кодкин, А.С. Аникин.

103. Патент на изобретение №2599529 РФ, МПК Н02Р23/02; Н02Р25/02 №2014151549/07, заявл. 17.11.2015; опубл. 10.10.2016, Бюл. №28. «Устройство частотного управления асинхронным электроприводом», авторы: Кодкин В.Л., Шмарин Я.А., Аникин А.С., Балденков А.А.

104. Патент на изобретение №2660460 РФ, МПК Н02Р25/02 №2017121247; заявл. 16.06.2017; опубл. 06.07.2018; «Устройство частотного управления асинхронным электроприводом», авторы: Кодкин В.Л., Аникин А.С., Балденков А.А.

105. Патент на изобретение №2666494 РФ, МПК В66С13/38 №2017134210; заявл. 02.10.2017; опубл. 07.09.2018; «Электропривод механизма подъема башенного крана с параметрическим управлением», авторы: Нестеров А.С., Кодкин В.Л., Балденков А.А., Аникин А.С.

106. Перспективный тяговый электропривод транспортных средств / Под общ. ред. В. А. Винокурова. – М.: МИИТ, 1986.

107. Поздеев, А.Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. – 172 с.

108. Постников И.М. Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин. Учебник для вузов, изд. 2-е.–М.: "Высш. школа", 1975. – 319 с.

109. Потемкин, В. Г. Система инженерных и научных расчетов MATLAB 5.x: В 2-х т. Том 1. - М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 1999. - 366 с.

110. Преобразователи частоты *Altivar71*. Каталог «Telemecanique». – Schneider Electric, 2007.

111. Ребенков, Е.С. Синтез параметров системы автоматического регулирования электропривода с переменной жесткостью упругой связи // Известия вузов. Сер. Электромеханика. - 1989. - № 5.- С.99-106.
112. Реклейтис, Г. Оптимизация в технике: В 2-х кн. Кн. 2. Пер. с англ./ Г. Реклейтис, А. Рейвиндран, К Рэгсдел // – М.: Мир. 1986. – 320с.
113. Рудаков В.В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау.–Л.: Энергоатомиздат, 1987.–136 с.
114. Рудин, У.С. Основы математического анализа / У.С. Рудин. – М.: Мир, 1976. – 288 с.
115. Руководство пользователя ATV32. [Текст] – *Schneider Electric*, 2012.
116. Руководство по программированию ATV630. [Текст] – *Schneider Electric*, 2015.
117. Руководство по программированию TM241. [Текст] – *Schneider Electric*, 2004.
118. Руководство по программированию преобразователя частоты для асинхронных двигателей *Altivar 71*. [Текст] – 2007. – 286с.
119. Руководство по программированию сетей *Modbus*. [Текст] – *Schneider Electric*, 2006.
120. Сабинин Ю.А. Частотно-регулируемые асинхронные электроприводы / Ю.А. Сабинин, В.Л. Грузов – Л.:Энергоатомиздат. 1985. – 128 с.
121. Сандлер А.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. / А.С. Сандлер, Р.С. Сарбатов – М: Энергия, 1974. – 328 с.
122. Сипайлов, Г.А. Математическое моделирование электрических машин. Учебное пособие для студентов ВУЗов / Г.А. Сипайлов, А.В. Лоос – М.: Высш. школа, 1980 – 176 с.

123. Сипайлов, Г.А. Электрические машины (специальный курс): Учеб. для вузов по спец. «Электрические машины» / Г.А. Сипайлов, Е.В. Кононенко, К.А. Хорьков. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1987. – 287 с.

124. Скворцов Б.А., Токарев Л.Н. Особенности частотного управления асинхронного двигателя в тяговом электроприводе троллейбуса без датчика частоты вращения / Б.А. Скворцов, Л.Н. Токарев // Электрофорум. – 2001. – №4 – с. 28-32.

125. Слежановский, О.В. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др.–М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256с.

126. Смилянский Г.Л., Амлинский Л.З., Баранов В.Я. Справочник проектировщика АСУ ТП. – М.: Энергоатомиздат, 1983 – 232 с.

127. Соколов, М. М. Асинхронный электропривод с импульсным управлением в цепи выпрямленного тока ротора / М.М. Соколов, П.Е. Данилов. – М.: Энергия, 1972. – 72 с.

128. Солодунов, А.М. Преобразовательные устройства электропоездов с асинхронными тяговыми двигателями / А.М. Солодунов, Ю.М. Иньков, Г.Н. Коваливкер, В.В. Литовченко – Рига: Зинатие. 1991. – 352с.

129. Соколов, Ю. Г. Проектирование тиристорного преобразователя частоты регулируемого электропривода переменного тока / Ю. Г. Соколов, И. Г. Цвенгер, В. Г. Макаров. – Казань: Казан. гос. технол. ун-т, 2005. – 108 с.

130. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. – М.: «ACADEMIA», 2006 – 267 с.

131. Суптель, А.А. Асинхронный частотно-регулируемый электропривод / А. А. Суптель. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2000. – 164 с.

132. Теория автоматического управления: Учебник для вузов по спец. «Автоматика и телемеханика» / Н.А Бабаков, А.А. Воронов, А.А. Воронова и

др.; Под ред. А.А. Воронова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1986. – 367с.

133. Терёхин В.Б. Моделирование систем электропривода в *Simulink*: Учебное пособие / В.Б. Терёхин. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2008. – 320 с.

134. Терехов, В.М. Системы управления электроприводов / Терехов В.М., Осипов О.И. – М.: «ACADEMIA», 2006 – 177 с.

135. Токарев Б. Ф. Электрические машины. Учеб. пособие для вузов. – М: Энергоатомиздат, 1990: - 642 с.

136. Усольцев, А.А. Векторное управление асинхронными двигателями. Учебное пособие. – Спб.: СПбГИТМО, 2002 – 120 с.

137. Усольцев А.А. Современный асинхронный электропривод оптико-механических комплексов/Уч. пособие. Спб: СПбГУ ИТМО, 2011, –164 с.

138. Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями: Учебное пособие. Спб.: СПбГУ ИТМО, 2006, – 94с.

139. Усольцев А.А. Электрический привод: Учебное пособие. Спб.: НИУ ИТМО, 2012, - 238с

140. Усынин Ю.С. Системы управления электроприводов: Учебное пособие. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2001. – 358с.

141. Фигаро Б.И. Регулируемые электроприводы переменного тока. / Б.И. Фигаро, Л.Б. Павлячик – Минск: Техноперспектива, 2006. – 363 с.

142. Фираго, Б. И. Теория электропривода / Б. И. Фираго, Л. Б. Павлячек. – Минск: Техноперспектива, 2004. – 527 с.

143. Чугреев, Л.И. Динамика конвейеров с цепным тяговым органом. – М.: Недра, 1976. – 160 с.

144. Шрейнер, Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.

145. Шрейнер, Р. Т. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами / Р. Т. Шрейнер, Ю. А. Дмитренко. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 234 с.
146. Шрейнер Р.Т. Системы подчиненного регулирования электроприводов. Учебное пособие/ Р.Т. Шрейнер. Екатеринбург: Изд-во ГОУ ВПО «Рос. гос. проф.-пед. ун-т», 2008. 279с.
147. Шрейнер, Р.Т. Электромеханические и тепловые режимы асинхронных двигателей в системах частотного управления: учеб. пособие / Р.Т. Шрейнер, А.В. Костылев, В.К. Кривовяз, С.И. Шилин. – Екатеринбург: ГОУ ВПО «Рос. гос. проф.-пед. ун-т», 2008. – 361 с.
148. Шубенко, В. А. Тиристорный асинхронный электропривод с фазовым управлением / В. А. Шубенко, И. Я.Браславский. – М.: Энергия, 1972. – 200 с.
149. Щуцкий, В.И. Повышение надежности и безопасности электромеханических систем с преобразователями частоты / В.И. Щуцкий, Г.И. Бабокин, В.А. Ставцев. – М.: Недра, 1996. – 169 с.
150. Электротехника: Учебное пособие для вузов. – В 3-х книгах. Книга 2. Электрические машины. Промышленная электроника. Теория автоматического управления / Под ред. П.А. Бутырина, Р.Х. Гафиятуллина, А.Л. Шестакова. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004. – 711с.
151. Энергосберегающие электроприводы / В.М.Никитин, А.Д.Поздеев, Ф. И. Ковалев, Г. Н. Шестоперов // Электротехника. 1996. № 4. – С. 52-55.
152. Эпштейн, И. И. Автоматизированный электропривод переменного тока / И. И. Эпштейн. – М.: Энергоиздат, 1982. – 192 с.
153. ГОСТ 4598-86 «Плиты древесноволокнистые. Технические условия».

«УТВЕРЖДАЮ»

Директор ООО «Комплекс»

 Жмуцкий В.В.

9 апреля 2018г.



о внедрении результатов диссертационной работы:  
«Структурная линейаризация динамических характеристик асинхронных электроприводов с частотным управлением» аспиранта кафедры «Автоматизированный электропривод» Южно-Уральского Государственного Университета Балденкова Александра Александровича, представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук

Настоящий акт подтверждает, что материалы диссертационной работы Балденкова Александра Александровича на тему: «Структурная линейаризация динамических характеристик асинхронных электроприводов с частотным управлением» использованы для внедрения в систему управления комплексом электроприводов технологической линии по окраске листового материала ООО «Комплекс».

Методика настройки преобразователей частоты с использованием программируемого логического контроллера по алгоритмам, предложенным в работе, обеспечила улучшение работы линии по окраске листового материала. Существенно уменьшена рассинхронизация линейных скоростей валков перемещения листового материала при «перехвате» листа от одной группы валков к другой, в результате чего значительно снижено количество бракованных изделий (с 20% до 3%) и повышена общая производительность линии.

При настройке системы управления приводов технологической линии производилось осциллографирование процессов в статорных токах управляемых двигателей, которое подтвердило эффективность предложенных решений.

Настоящий акт составлен и рассмотрен на техническом совете ООО «Комплекс». Внедрение результатов диссертационной работы производилось в рамках хозяйственного договора ООО «Комплекс» и ООО «РегЭн».

« 9 » апреля 2018г.

Главный инженер ООО «Комплекс»

 А.И. Волков