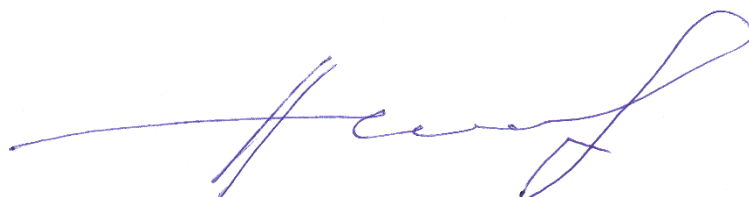


МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

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

На правах рукописи



ПОПОВ Андрей Николаевич

**ПРИКЛАДНАЯ ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ СИНЕРГЕТИЧЕСКОГО
СИНТЕЗА АЛГОРИТМОВ ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩЕГО
УПРАВЛЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫМИ
ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ**

Специальность 2.3.1. Системный анализ, управление и обработка информации,
статистика (технические науки)

Диссертация на соискание учёной степени

доктора технических наук

Научный консультант:
доктор технических наук, доцент
Веселов Геннадий Евгеньевич

Оглавление

ОГЛАВЛЕНИЕ	2
ВВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1 ПРОБЛЕМА ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩЕГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ	24
1.1 Современные электромеханические системы: функциональный состав и типовые структуры	24
1.2 Энергетические свойства электромеханических систем.....	30
1.3 Подходы к энергосбережению в электромеханических системах	35
1.4. Обзор методов энергосберегающего управления электромеханическими системами	38
1.5 Существующие подходы к синтезу алгоритмов управления электромеханическими системами.....	45
1.6 Постановка проблемы синтеза алгоритмов энергосберегающего управления нелинейными электромеханическими системами	61
1.7. Выводы по главе 1	63
ГЛАВА 2 МЕТОДИКА ПОИСКА УСЛОВИЙ МИНИМИЗАЦИИ ПОТЕРЬ ЭНЕРГИИ В УПРАВЛЯЕМЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ...	66
2.1 Математические модели электромеханических систем	67
2.1.1 Математические модели преобразователей электрической энергии и механических преобразователей	67
2.1.2 Математические модели электрических двигателей	69
2.2 Инварианты электромеханических систем	89
2.3 Энергетические инварианты электромеханических систем	95
2.3.1 Методика поиска энергетических инвариантов электромеханических систем	97
2.3.2 Энергетические инварианты электромеханических систем с двигателем постоянного тока	100
2.3.3 Энергетические инварианты электромеханических систем с асинхронными двигателями	110
2.3.4 Энергетические инварианты электромеханических систем с синхронными двигателями	117
2.4 Выводы по главе.....	124
ГЛАВА 3 ПРИКЛАДНАЯ ТЕОРИЯ СИНЕРГЕТИЧЕСКОГО СИНТЕЗА АЛГОРИТМОВ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫМИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ	127
3.1 Особенности синергетического синтеза алгоритмов векторного управления нелинейными электромеханическими системами	128
3.2 Обобщенная процедура синергетического синтеза алгоритмов векторного управления электромеханическими системами	137
3.3 Прикладные методы синергетического синтеза электромеханических осцилляторов.....	151

3.3.1 Метод синергетического синтеза с использованием уравнений эталонного осциллятора на финишном этапе декомпозиции	154
3.3.2 Метод синергетического синтеза с использованием уравнений эталонного осциллятора в уравнениях расширенной системы	165
3.4 Прикладной метод синергетического синтеза следящих электромеханических систем ..	174
3.5 Выводы по главе.....	182
ГЛАВА 4 ПРИКЛАДНЫЕ МЕТОДЫ СИНЕРГЕТИЧЕСКОГО СИНТЕЗА АЛГОРИТМОВ ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩЕГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ	184
4.1 Прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления электромеханических систем с двигателем постоянного тока	186
4.2. Прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления электромеханическими системами с асинхронным двигателем.....	201
4.3 Прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления электромеханическими системами с синхронным двигателем основного исполнения	220
4.3.1 Синергетический синтез алгоритмов энергосберегающего управления для явнополюсных синхронных двигателей	220
4.3.2 Синергетический синтез алгоритмов энергосберегающего управления для неявнополюсных синхронных двигателей	233
4.4 Прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления электромеханическими системами с синхронным двигателем с постоянными магнитами ...	242
4.5. Выводы по главе.....	249
ГЛАВА 5 СИНЕРГЕТИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ.....	251
5.1 Основные неопределенности математических моделей электромеханических систем и их влияние на свойства замкнутых систем.....	253
5.1.1 Момент сопротивления нагрузки	253
5.1.2 Параметры уравнений механического движения	256
5.1.3 Параметры электромагнитных цепей двигателей.....	259
5.2 Прикладные методы синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления электромеханическими системами	268
5.2.1 Основные положения метода синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления с асимптотическими наблюдателями	268
5.2.2 Прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления электромеханическими системами постоянного тока	271
5.2.3 Прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления электромеханическими системами с асинхронными двигателями	279
5.2.4 Прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления электромеханическими системами с синхронными двигателями основного исполнения .	288
5.2.5 Прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления электромеханическими системами с синхронными двигателями с постоянными магнитами	298

5.2.6 Особенности синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления электромеханическими системами для случая нестационарных внешних воздействий	303
5.3 Выводы по главе.....	311
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	314
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	317
ПРИЛОЖЕНИЕ А	343
ПРИЛОЖЕНИЕ Б	344
ПРИЛОЖЕНИЕ В	345
ПРИЛОЖЕНИЕ Г	346
ПРИЛОЖЕНИЕ Д	347
Листинг программы Maple 6 для синергетического синтеза алгоритма векторного управления электромеханической системой постоянного тока	347
ПРИЛОЖЕНИЕ Е	357
Листинг программы Maple 6 для синергетического синтеза электромеханического осциллятора на базе асинхронного двигателя (пример 3.3).....	357
ПРИЛОЖЕНИЕ Ж	360
Листинг программы Maple 6 для синергетического синтеза следящей электромеханической системы на базе асинхронного двигателя (пример 3.5)	360
ПРИЛОЖЕНИЕ И	363
Листинг программы Maple 6 для синергетического синтеза алгоритма энергосберегающего управления электромеханической системой с асинхронным двигателем (оптимизация поперечной составляющей тока статора)	363

Введение

Актуальность темы исследования и степень её разработанности. Комплексы машин, механизмов и устройств, функционирующих согласованно и осуществляющих целенаправленное преобразование электрической энергии в механическое движение, принято выделять в отдельный класс электромеханических систем (ЭМС). Такие системы являются основой большинства промышленных агрегатов, обеспечивают движение транспортных средств на электрической тяге, находят массовое применение в других сферах человеческой деятельности.

Закономерная тенденция к автоматизации основных технологических операций и проектированию «умных» систем привела к развитию ЭМС с автоматическим управлением, в которых функции обеспечения эффективного электромеханического преобразования энергии возложены на автоматические регуляторы. В силу своей значимости и широкого использования ЭМС всегда выступали в роли своеобразного полигона, где апробировались новые теоретические результаты в области автоматического управления и внедрялись передовые инженерные решения.

Существенный вклад в становление и развитие теории ЭМС с автоматическим управлением внесли многие отечественные и зарубежные ученые: Ринкевич С. А., Попов В. К., Голован А. Г. Морозов Д. П., Сабинин Ю. А., Андреев В. П., Чиликин М. Г., Башарин А. В., Сиротин А. А., Грабовецкий Г. В., Сандлер А. С., Ключев В. И., Ковчин С. А., Шубенко В. А., Борцов Ю. А., Соколов М. М., Ильинский Н. Ф., Слежанковский О. В., Юньков М. Г., Шрейнер Р. Т., Блашке Ф. (Blaschke F.), Хасце К. (Hasse K.), Такахашаи И. (Takahashi I.), Ногучи Т. (Noguchi T.), Депендрок М. (Depenbrock M.), Боссе Б. (Bose B. K.), Леонард В. (Leonhard W.), Новотны Д. (Novotny D. W.), Липо Т. (Lipo T. A.), Вас П. (Vas P.), Краузе П. (Krause, P. C.), Мерфи Д. (Murphy, J. M. D.), Ортега Р. (Ortega R.), Болди И. (Voldea, I.) и др.

Ключевой и наиболее важной теоретической задачей, которую приходится решать при проектировании автоматически управляемых ЭМС является задача синтеза алгоритмов управления (задача синтеза регулятора). Она состоит в

определении математической структуры системы автоматического управления как совокупности обратных связей, обеспечивающих желаемый режим функционирования ЭМС.

Анализ существующих подходов к проектированию современных управляемых ЭМС позволил сделать следующие выводы.

1. При синтезе алгоритмов автоматического управления ЭМС в основном используется подход, разработанный почти 70 лет назад (последовательная коррекция и ее вариации) и имеющий строгое математическое обоснование в применении к классу линейных систем с одним каналом управления.

2. Применение методов классической теории автоматического управления для синтеза алгоритмов управления ЭМС приводит к необходимости обоснования и разработки дополнительных методик, позволяющих экстраполировать линейные подходы для управления нелинейными системами. Результатом такой экстраполяции является усложнение методики настройки контуров управления с типовыми регуляторами и введение в структуру системы дополнительных блоков, компенсирующих взаимовлияние каналов управления и естественные обратные связи по ЭДС вращения двигателя.

3. Методики расчета контуров управления в особенности для ЭМС переменного тока содержат дополнительные ограничения и допущения, которые ставят под сомнение математическую строгость и обоснованность такого подхода.

4. Отсутствие аналитических методик расчета приводит к широкому использованию поисковых численных процедур настройки контуров управления, применению методов искусственного интеллекта и других информационных технологий.

ЭМС, являющиеся самыми массовыми средствами генерации механического движения, одновременно являются и самым массовым потребителем электроэнергии. По приближенным оценкам примерно 60-70% всей генерируемой электрической энергии преобразуется в механическое движение в ЭМС различного назначения. В силу указанных причин проблема максимально эффективного электромеханического преобразования энергии актуальна и имеет несомненную практическую значимость. Даже небольшое повышение энергоэффективности работы ЭМС,

учитывая их массовое применение, может оказать существенное влияние на общее потребление электроэнергии.

При поиске путей энергосбережения в ЭМС выделяют следующие основные подходы [1]:

- совершенствование конструкции и модификация преобразователей энергии;
- рациональная организация работы ЭМС в составе конкретной технологической установки;
- разработка стратегий и алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС.

Методы энергосберегающего управления ЭМС в зарубежной литературе называют онлайн (real-time) методами управления с минимизацией потерь энергии – Loss Minimization Techniques (LMT) или Loss Minimization Control (LMC). Суть этих методов заключается в использовании сигналов обратной связи и информации о параметрах силовых элементов для корректировки или формирования управляющих воздействий на ЭМС с целью минимизации потерь энергии в ходе ее эксплуатации.

Обзор существующих методов энергосберегающего управления ЭМС позволяет сделать вывод, что при проектировании систем энергосберегающего управления в основном используется принцип подчиненного регулирования с последовательной коррекцией, который встречает значительные методологические трудности при попытке его экстраполяции на общий класс ЭМС, требует необходимости разработки дополнительных методик, зачастую имеющих эмпирический или эвристический характер, и привлечения численных поисковых процедур.

Таким образом, в настоящее время имеют место существенные противоречия в теории и практике проектирования управляемых ЭМС, суть которых состоит в следующем.

Противоречие в практике определяется снижением надежности и энергетической эффективности ЭМС, использующих традиционные принципы управления и типовые автоматические регуляторы, при расширении диапазона регулирования

скорости, существенной вариации механической нагрузки и действии внешних и параметрических возмущений.

Противоречие в теории состоит в использовании принципов и методов линейной теории автоматического управления при решении задач синтеза алгоритмов управления нелинейными ЭМС, что приводит к существенным допущениям и вызывает необходимость применения численных (поисковых) процедур настройки типовых регуляторов. Такой подход ведет к отходу от строгих математических принципов теории управления в сторону комбинаторики и вычислительных методов.

В этой связи, возникает отдельная научная проблема, связанная с разработкой теоретических основ синтеза алгоритмов управления ЭМС, которые бы были ориентированы на специфику и особенности управляемых объектов, максимально учитывали их естественную динамику и сопутствующие этой динамике физические процессы преобразования энергии.

Проблема синтеза алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС с учетом указанных выше требований может быть сформулирована следующим образом. Необходимо разработать математически обоснованные процедуры, позволяющие получать в аналитическом виде алгоритмы автоматического управления ЭМС, обладающие следующими основными свойствами:

- использование наиболее адекватных математических моделей ЭМС, которые относятся к классу нелинейных и многосвязных динамических систем с несколькими каналами управления;
- реализация режимов с минимальным уровнем потерь энергии при решении заданной технологической задачи управления движением исполнительного органа;
- компенсация действия внешних неконтролируемых возмущений и флуктуации параметров электромагнитных цепей при решении задач минимизации энергетических потерь.

Сложность решения сформулированной научной проблемы с помощью методов классической теории управления и методов оптимального управления обуславливают необходимость использования принципиально новых направлений теории

автоматического управления, к которым относится синергетическая теория управления (СТУ), предложенная профессором Колесниковым А. А. и развиваемая научной школой кафедры синергетики и процессов управления Южного федерального университета.

Объект исследования – электромеханические системы различного типа и назначения.

Целью исследования является повышение энергетической эффективности ЭМС за счет совершенствования процессов управления и использования новых типов алгоритмов автоматического управления.

Предмет исследования – прикладные методы синтеза алгоритмов автоматического управления нелинейными ЭМС различного типа и назначения.

Научная задача диссертационного исследования состоит в разработке прикладной теории и методов синергетического синтеза алгоритмов управления нелинейными ЭМС, обеспечивающих реализацию различных задач генерации механического движения исполнительного органа, минимизацию потерь энергии и адаптацию к изменению параметров и действию внешних возмущений.

Для решения общей научной задачи в работе поставлены и решаются следующие частные задачи исследования:

1. Анализ существующих подходов к энергосбережению в процессах электромеханического преобразования энергии и методов синтеза энергосберегающих регуляторов ЭМС.
2. Обоснование и выбор математических моделей ЭМС различного типа, адекватно описывающих динамику протекающих физических процессов.
3. Разработка методики поиска энергетических инвариантов ЭМС, представляющих собой математические условия, записанные относительно переменных состояния выбранных математических моделей и соответствующие режиму минимальных суммарных потерь энергии в процессе ее электромеханического преобразования.
4. Формирование набора энергетических инвариантов ЭМС с различными типами электродвигателей.

5. Разработка обобщенной процедуры синергетического синтеза алгоритмов векторного управления ЭМС, являющейся универсальным инструментом применения принципов и методов СТУ для решения задач управления ЭМС различного типа и назначения.

6. Разработка прикладных методов синергетического синтеза алгоритмов векторного управления ЭМС, обеспечивающих реализацию типовых режимов движения исполнительного органа: стабилизация угловой скорости, позиционирование, генерация незатухающих колебаний и слежение.

7. Разработка прикладных методов синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС с различными типами электрических двигателей.

8. Проведение сравнительного анализа энергетической эффективности ЭМС с разработанными энергосберегающими и традиционными алгоритмами управления.

9. Анализ основных неопределенностей математических моделей ЭМС и оценка влияния этих неопределенностей на свойства замкнутых систем с разработанными алгоритмами управления.

10. Разработка прикладных методов синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС с различными типами электрических двигателей, осуществляющих текущую оценку внешних и параметрических возмущений и обеспечивающих их парирование.

11. Моделирование и исследование ЭМС с разработанными алгоритмами управления.

Научная новизна представленных в диссертационной работе результатов заключается в следующем:

1. Предложена методика поиска энергетических инвариантов ЭМС, позволяющая в аналитической форме получать условия минимизации потерь энергии в процессе ее электромеханического преобразования при вариации угловой скорости и момента нагрузки электродвигателя. В отличие от существующих подходов

данная методика носит универсальный характер и применима для всех основных типов электрических двигателей (п. 3 паспорта специальности 2.3.1., стр. 97-126).

2. Предложена обобщенная процедура синергетического синтеза алгоритмов векторного управления нелинейными ЭМС, применение которой, в отличие от существующих подходов к синтезу автоматических регуляторов ЭМС, предполагает использование наиболее адекватных нелинейных математических моделей ЭМС, и, следовательно, исключает необходимость введения в структуру системы дополнительных блоков, компенсирующих взаимовлияние каналов управления и естественную обратную связь по ЭДС двигателя, а также делает нецелесообразным использование распространенной в настоящее время практики применения численных методов и итерационных способов настройки типовых регуляторов при изменении режима функционирования ЭМС (п. 9 паспорта специальности 2.3.1., стр. 139-153).

3. Разработан прикладной метод синергетического синтеза электромеханических осцилляторов, который позволяет получать алгоритмы управления ЭМС, обеспечивающие формирование в пространстве состояний управляемой системы аттрактора типа «предельный цикл», что гарантирует асимптотическую устойчивость режимов незатухающих механических колебаний исполнительного органа и, в отличие от существующих аналогов, не требует введения в структуру системы дополнительных механических преобразователей и специальных генераторов гармонического сигнала. (п. 4 паспорта специальности 2.3.1., стр. 154-175).

4. Разработан прикладной метод синергетического синтеза следящих ЭМС, который в отличие от существующих подходов к синтезу следящих ЭМС, позволяет решить задачу в нелинейной постановке, а синтезированный алгоритм управления гарантирует отслеживание любого непрерывного по времени сигнала, темпы изменения которого во времени сопоставимы с собственной динамикой ЭМС и находятся в рамках существующих физических ограничений (п. 4 паспорта специальности 2.3.1., стр. 175-183).

5. Разработаны прикладные методы синергетического синтеза энергосберегающих регуляторов ЭМС, которые, в отличие от существующих методов

модельно-ориентированного энергосберегающего управления ЭМС, позволяют получать алгоритмы энергосберегающего управления на основе нелинейных математических моделей ЭМС, не предполагают проведения дополнительных поисковых процедур по настройке типовых регуляторов при изменении условий эксплуатации, а синтезируемые с помощью этих методов алгоритмы управления обеспечивают существенный энергетический выигрыш по сравнению с традиционной схемой управления, который выражается в увеличении КПД двигателя при изменении угловой скорости и механической нагрузки (п. 9 паспорта специальности 2.3.1., стр. 186-251).

б. Разработаны прикладные методы синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС, которые, в отличие от традиционных подходов, используют нелинейные математические модели ЭМС и позволяют получать алгоритмы адаптивного управления с нелинейными наблюдателями, производящими текущую оценку как изменяющихся во времени параметров ЭМС, так и действующих со стороны технологического процесса возмущений. Это дает возможность преодолеть ограничения существующих модельно-ориентированных методов энергосберегающего управления ЭМС, корректировать энергетический инвариант и соответствующую ему точку оптимума энергетических потерь, а, следовательно, расширять область устойчивости замкнутой системы и гарантировать максимальную энергетическую эффективность управляемых электромеханических процессов в условиях существенных неопределенностей (п. 9 паспорта специальности 2.3.1., стр. 270-313).

Теоретическая значимость результатов исследования заключается в формировании теоретических основ синергетического синтеза алгоритмов управления нелинейными ЭМС и разработке новых прикладных методов синтеза алгоритмов энергосберегающего и адаптивного управления ЭМС различного типа и назначения. Полученные теоретические результаты, опирающиеся на передовые концептуальные подходы современной теории управления, могут послужить основой для разработки принципиально новых алгоритмов автоматического управления ЭМС, учитывающих существенную нелинейность математических моделей и

взаимовлияние каналов управления, обеспечивающих оптимизацию процессов электромеханического преобразования энергии и обладающих свойством инвариантности к действию внешних и параметрических возмущений.

Практическая значимость работы определяется возможностью существенной модернизации алгоритмической базы систем автоматического управления для ЭМС различного типа и назначения с целью повышения надежности, функциональности и энергетической эффективности соответствующих промышленных агрегатов, тяговых установок транспортных средств и другого оборудования с электрическими двигателями.

Методология и методы диссертационного исследования. Для решения поставленных в диссертации задач использовались методы теории автоматического управления, методы теории устойчивости, методы теории дифференциальных уравнений, методы оптимизации, методы нелинейной динамики, методы синергетической теории управления, методы математического моделирования.

Положения, выносимые на защиту:

1. Методика поиска энергетических инвариантов ЭМС позволяет в аналитической форме получать условия минимизации потерь электрической энергии в силовых каналах ЭМС в заданных режимах эксплуатации (п. 3 паспорта специальности 2.3.1.).

2. Обобщенная процедура синергетического синтеза алгоритмов векторного управления нелинейными ЭМС является универсальной стратегией применения принципов и методов СТУ при решении всего спектра задач управления ЭМС и позволяет в строгой математической форме получать алгоритмы автоматического управления нелинейными ЭМС различного типа и назначения (п. 9 паспорта специальности 2.3.1.).

3. Прикладной метод синергетического синтеза электромеханических осцилляторов позволяет создавать на основе ЭМС управляемые системы, генерирующие устойчивые механические колебания заданной амплитуды и частоты (п. 4 паспорта специальности 2.3.1.).

4. Прикладной метод синергетического синтеза следящих ЭМС позволяет получать алгоритмы замкнутого управления нелинейными ЭМС для задачи изменения углового положения исполнительного органа в соответствии с входным сигналом, который является априори неизвестной функцией времени (п. 4 паспорта специальности 2.3.1.).

5. Прикладные методы синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС позволяют получать алгоритмы замкнутого управления, обеспечивающие минимизацию потерь энергии в двигателе при существенной вариации угловой скорости и механической нагрузки (п. 9 паспорта специальности 2.3.1.).

6. Прикладные методы синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС позволяют получать алгоритмы автоматического управления, обеспечивающие реализацию основных задач управления в условиях действия внешних и параметрических возмущений, гарантируя асимптотическую устойчивость управляемой системы (п. 9 паспорта специальности 2.3.1.).

Достоверность и обоснованность полученных теоретических и практических результатов вытекает из корректного использования математических методов теории автоматического управления, методов теории устойчивости, подтверждается результатами компьютерного моделирования.

Реализация и внедрение результатов работы. Результаты диссертационного исследования имеют следующее внедрение:

– учебный процесс кафедры синергетики и процессов управления имени профессора Колесникова А. А. ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет» при подготовке бакалавров и магистров направления подготовки «Системный анализ и управление», аспирантов по научной специальности 2.3.1. Системный анализ, управление и обработка информации, статистика (Приложение А);

– учебный процесс кафедры систем управления и информационных технологий Пятигорского института (филиала) ФГАОУ ВО «Северо-Кавказский федеральный университет» при подготовке бакалавров направления подготовки

«Управление техническими системами» и магистров направления «Информационные системы и технологии» (Приложение Б);

– научная и проектная деятельность ООО «Нарзан-гидроресурсы» (Приложение В);

– научная и проектная деятельность АО «Научно-конструкторское бюро вычислительных систем» (Приложение Г).

Апробация работы. Основные положения и результаты работы докладывались и обсуждались на следующих научных конференциях: Международная конференция «Нелинейные науки на рубеже тысячелетий», Санкт-Петербург, 1999; First International Conference «Control and self-organization in Nonlinear Systems», Bialystok, Poland, 2000; 36th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, Savannah, Georgia, USA, 2001; 5th IFAC Symposium Nonlinear Control Systems (NOLCOS'01), Saint-Petersburg, Russia, 2001; VI Международная научно-техническая конференция «Динамика технологических систем», Ростов-на-Дону, 2001; VII International SAUM Conference on Systems, Automatic Control and Measurements, Vrnjachka Banja, Югославия, 2001; VII Международный семинар «Устойчивость и колебания нелинейных систем управления», Москва, 2002; II Всероссийская научно-практическая конференция «Системы управления электротехническими объектами», Тула, 2002; Всероссийская научная конференция «Управление и информационные технологии», Санкт-Петербург, 2003; 2-я Всероссийская научная конференция «Управление и информационные технологии», Пятигорск, 2004; 3-я Всероссийская научная конференция «Управление и информационные технологии (УИТ-2005)», Санкт-Петербург, 2005; Международная научная конференция «Системный синтез и прикладная синергетика», Пятигорск, 2006; IV Международная научно-техническая конференция «Электроприводы переменного тока», Екатеринбург, 2007; VIII Международная научно-техническая конференция по динамике технологических систем «ДТС-2007», Ростов-на-Дону, 2007; V Международная конференция по автоматизированному электроприводу (АЭП-2007), Санкт-Петербург, 2007; 5-я научная конференция «Управление и информационные технологии (УИТ-2008)», Санкт-Петербург, 2008; Chaotic Modeling and Simulation International

Conference (CHAOS2008), Греция, 2008; Международная научная конференция «Системный синтез и прикладная синергетика», Пятигорск, 2009; 3rd Chaotic Modeling and Simulation International Conference (CHAOS2010), Греция, 2010; X Международный научно-технический форум «Инновация, экология и ресурсосберегающие технологии (ИнЭРТ-2012)», Ростов-на-Дону, 2012; 6th Chaotic Modeling and Simulation International Conference (CHAOS2013), Турция, 2013; 5-я Международная научная конференция «Системный синтез и прикладная синергетика», Пятигорск, 2013; IEEE International Energy Conference «EnergyCon 2014», Dubrovnik, Croatia, 2014; 6th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems (ICUMT-2014), Санкт-Петербург, 2014; 1st IFAC Conference on Modelling, Identification and Control of Nonlinear Systems (MICNON 2015), Санкт-Петербург, 2015; 7-я Всероссийская научная конференция «Системный синтез и прикладная синергетика», Таганрог, 2015; XII международная научно-техническая конференция «Динамика технических систем», Ростов-на-Дону, 2016; 8-я Всероссийская научная конференция «Системный синтез и прикладная синергетика», п. Нижний Архыз, 2017; II Международная научная конференция по проблемам управления в технических системах (ПУТС-2017), Санкт-Петербург, 2017; 9-я Всероссийская научная конференция «Системный синтез и прикладная синергетика», п. Нижний Архыз, 2019; III Международная научная конференция по проблемам управления в технических системах (ПУТС-2019), Санкт-Петербург, 2019; 26th International Workshop on Electric Drives: Improvement in Efficiency of Electric Drives, IWED 2019, Москва, 2019; 10-я Всероссийская научная конференция «Системный синтез и прикладная синергетика», п. Нижний Архыз, 2021; 11-я Всероссийская научная конференция «Системный синтез и прикладная синергетика», п. Нижний Архыз, 2022, V Международная научная конференция по проблемам управления в технических системах (ПУТС-2023), Санкт-Петербург, 2023, 12-я Всероссийская научная конференция «Системный синтез и прикладная синергетика», п. Нижний Архыз, 2024.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 70 печатных работ, в том числе 5 монографий; 17 статей в изданиях, включенных ВАК РФ в перечень

рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени доктора наук, 9 публикаций в научных изданиях, входящих в международные системы индексирования научных работ Scopus и Web of Science.

Личное участие соискателя в получении результатов. Все изложенные в работе результаты получены автором лично.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы, включающего 249 наименований, 8 приложений и изложена на 364 страницах машинописного текста.

Во введении обоснована актуальность темы работы, определены цель, объект и предмет исследования, сформулирована теоретическая и практическая значимость работы, указаны методы исследования, описаны положения, выносимые на защиту, обоснована их научная новизна.

В первой главе рассмотрены вопросы функционального состава и типовых структур ЭМС. Отмечена возрастающая роль информационно-управляющей подсистемы, отражающая общую тенденцию к интеллектуализации силового оборудования с целью расширения спектра решения технических задач, повышения точности и эффективности выполняемых операций.

Обозначена актуальность вопросов поиска энергосберегающих решений как на стадии проектирования ЭМС, так и на стадии их эксплуатации. Рассмотрены энергетические свойства ЭМС, определены основные виды потерь энергии в силовой подсистеме и представлены существующие подходы к энергосбережению, используемые применительно к данному классу технических систем. Выделена отдельная научно-техническая проблема, состоящая в разработке методов энергосберегающего управления ЭМС.

В главе сделан обзор существующих методов энергосберегающего управления ЭМС. Отмечено, что все методы энергосберегающего управления ЭМС условно делятся на два основных класса: методы, основанные на математических моделях двигателей и потерь (методы модельно-ориентированного управления) и

поисковые методы. Рассмотрены особенности этих методов, их достоинства и недостатки.

Анализ существующих методов энергосберегающего управления ЭМС в контексте подходов теории автоматического управления указал на необходимость дальнейшего развития модельно-ориентированных методов, позволяющих получать алгоритмы энергосберегающего управления и проектировать на их основе замкнутые системы автоматического управления.

В главе также описаны основные подходы к синтезу систем автоматического управления, нашедшие наибольшее распространение при проектировании управляемых ЭМС. Проведенный анализ позволил сделать выводы, что в подавляющем большинстве современных управляемых ЭМС постоянного и переменного тока используется принцип подчиненного регулирования с последовательной коррекцией. Рассмотрены аспекты построения систем подчиненного регулирования для двигателей постоянного и переменного тока, отмечаются нюансы процедуры синтеза и возникающие при этом методологические трудности.

Делается вывод о необходимости разработки новых теоретических и методологических основ синтеза алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС, учитывающих нелинейность математического описания электромеханических процессов и взаимовлияние каналов управления.

Вторая глава диссертации посвящена формированию исходных данных для решения основных задач исследования. В частности, выбраны и описаны математические модели основных элементов силового канала ЭМС. Основное внимание уделено математическим моделям электрических двигателей, осуществляющих основную функцию рассматриваемых систем – целенаправленное электромеханическое преобразование энергии. Представленные математические модели составлены на основе общепринятых допущений и нашли широкое применение при разработке алгоритмов автоматического управления ЭМС. Рассматривались исходные модели, полученные на основе известных подходов электромеханики без дополнительных способов их упрощения и аппроксимации. Эти математические модели

представляют собой системы нелинейных обыкновенных дифференциальных уравнений с несколькими каналами управления.

Сформулированы основные задачи управления ЭМС в виде системы инвариантов: технологических, электромагнитных и энергетических. Инварианты задаются в виде соответствующего математических условий относительно переменных состояния математической модели и характеризуют конкретные требования к управляемым процессам. Представлены типовые технологические инварианты, указывающие на конкретную задачу управления механическим движением исполнительного органа ЭМС. К таким задачам относятся задачи стабилизации, позиционирования, генерации заданного динамического режима и слежения.

Описаны характерные электромагнитные инварианты ЭМС, которые отражают идею стабилизации магнитного состояния двигателя, широко применяемую в теории электропривода на основании анализа статических характеристик и нагрузочной способности двигателей при варьировании электрических и магнитных переменных.

Отдельное внимание уделено вопросам определения условий минимизации потерь энергии в электрических двигателях в процессе ее электромеханического преобразования и нахождения энергетических инвариантов ЭМС. Такие энергетические инварианты представляют собой математические условия, записанные относительно переменных состояния выбранных математических моделей, которые соответствуют режиму минимальных суммарных потерь энергии.

Предложена методика формирования энергетических инвариантов ЭМС, на основании которой получены энергетические инварианты для основных типов электрических двигателей постоянного и переменного тока.

В главе приведен расчет КПД различных двигателей при соблюдении энергетических инвариантов, сделанный на основе очевидных аналитических выкладок, который позволяет сделать вывод, что КПД любого из рассмотренных двигателей не зависит от момента сопротивления нагрузки. Следовательно, при фиксированной скорости КПД будет максимальным во всем допустимом диапазоне

механической нагрузки, что, разумеется, открывает очевидные перспективы для решения задач энергосберегающего управления ЭМС.

В третьей главе сформулированы основные положения прикладной теории синергетического синтеза алгоритмов векторного управления нелинейными ЭМС.

Кратко изложены основные принципы и особенности синергетического подхода в теории управления, предложенного профессором А. А. Колесниковым и доказавшим свою эффективность при решении задач синтеза алгоритмов управления для нелинейных многомерных и многосвязных динамических систем, созданы необходимые теоретические и терминологические заделы для проведения дальнейших исследований.

Разработана обобщенная процедура синергетического синтеза алгоритмов векторного управления нелинейными ЭМС, позволяющая применять принципы и методы СТУ для этого класса технических систем. Процедура представлена в виде последовательности этапов, в ходе которых вводятся притягивающие инвариантные многообразия, отвечающие задачам управления ЭМС и отражающие структуру математической модели ЭМС. Рассмотрены основные этапы декомпозиции, даны рекомендации по выбору структуры инвариантных многообразий, основанные на особенностях математических моделей ЭМС. Показаны варианты выбора многообразий на заключительном этапе декомпозиции для решения характерных задач стабилизации угловой скорости и позиционирования. Применение разработанной процедуры продемонстрировано на примере синтеза алгоритма векторного управления для ЭМС постоянного тока с механическим преобразователем в виде 2-массовой механической системы с упругими связями.

Разработаны прикладные методы синергетического синтеза электромеханических осцилляторов, позволяющие формировать на основе ЭМС управляемые системы, генерирующие механические колебания исполнительного органа. Данные методы основаны на идее направленной трансформации пространства состояний ЭМС посредством управляющих воздействий с целью формирования в них аттракторов типа «предельный цикл». Такая трансформация становится возможной при использовании в процедуре синергетического синтеза эталонных осцилляторов –

математических моделей автоколебательных систем. Предложены два варианта реализации этой идеи в процедуре синергетического синтеза алгоритмов векторного управления ЭМС. Первый предполагает использование эталонных осцилляторов на заключительном этапе декомпозиции исходной математической модели. Во втором – уравнения эталонного осциллятора входят в структуру расширенной системы и выступают в качестве генератора заданного временного сигнала. В этом случае существует возможность синтезировать электромеханические осцилляторы с генерацией регулярных механических колебаний заданной амплитуды и частоты. Кроме того, существует возможность синтезировать электромеханические осцилляторы, генерирующие не только регулярные, но и хаотические колебания. Применение разработанных методов продемонстрировано на примерах синтеза электромеханических осцилляторов на базе ЭМС с различными типами электрических двигателей.

Разработан прикладной метод синергетического синтеза следящих ЭМС, в которых движение исполнительного органа происходит согласно входному сигналу, являющемуся априори неизвестной функцией времени. Данный метод использует принцип расширения пространства состояний исходной системы путем включения в структуры системы формирователя опорного сигнала. В качестве опорного сигнала выбрана линейная функция времени с изменяемым коэффициентом наклона аппроксимирующей прямой. Для текущей оценки этого коэффициента синтезирован асимптотический наблюдатель, имеющий универсальную структуру. В примере синергетического синтеза следящей ЭМС на базе асинхронного двигателя продемонстрирована эффективность предложенного метода для случая двухчастотного тестового входного сигнала с изменяемыми параметрами колебаний. Результаты компьютерного моделирования позволяют сделать вывод, что предложенный прикладной метод синтеза может служить теоретической основой для разработки эффективных следящих ЭМС в нелинейной постановке.

Четвертая глава посвящена изложению теоретических основ синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС и разработке соответствующих прикладных методов синтеза для ЭМС с различными типами

электрических двигателей: двигателей постоянного тока, асинхронных двигателей, синхронных двигателей с электромагнитным возбуждением, синхронных двигателей с постоянными магнитами.

Предложены различные варианты проведения процедуры синергетического синтеза для каждого типа двигателя, отличающиеся видом энергетического инварианта и способом его вхождения в структуру формируемых инвариантных многообразий. Разработанные прикладные методы позволяют определять алгоритмы управления ЭМС, обеспечивающие стабилизацию угловой скорости и минимизацию потерь в двигателе при изменении заданной угловой скорости и момента сопротивления нагрузки.

Для всех полученных алгоритмов энергосберегающего управления было проведено компьютерное моделирование, полностью подтвердившее теоретические положения теории синергетического синтеза, продемонстрировавшее асимптотическую устойчивость замкнутых систем относительно заданного технологического режима работы ЭМС и позволившее убедиться в повышении энергетической эффективности управляемых электромеханических процессов.

На основании проведенного анализа энергетической эффективности ЭМС с разработанными и традиционными алгоритмами управления делается вывод, что использование предложенных алгоритмов позволяет повысить КПД двигателя в режимах его работы с варьируемой угловой скоростью и изменяемой нагрузкой. Энергосберегающий эффект, имеющий место при соответствующем управлении ЭМС, зависит от режима ее работы, а именно, от заданной угловой скорости и момента нагрузки. В наибольшей степени он проявляется при недогруженном двигателе и может достигать более 10%.

В *пятой главе* было представлено решение задач синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС, обеспечивающих парирование действующих на систему внешних и параметрических возмущений.

Проведен анализ основных неопределенностей математических моделей ЭМС. В ходе компьютерного моделирования была проведена оценка влияния этих неопределенностей на свойства замкнутых систем с алгоритмами управления,

полученными в главах 3 и 4. В результате проведенных исследований сделан вывод, что к наиболее критичным с точки зрения эффективного функционирования ЭМС факторам следует, прежде всего, отнести действие внешнего возмущающего момента и неконтролируемое изменение активных сопротивлений обмоток двигателя. Игнорирование этих факторов приводит к появлению статической ошибки по угловой скорости и снижению энергетической эффективности электромеханического преобразования энергии.

Разработаны прикладные методы синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС с различными типами электрических двигателей, основанные на методе синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления с асимптотическими наблюдателями. Представлены процедуры синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС, осуществляющих текущую оценку кусочно-постоянных внешних и параметрических возмущений (возмущающего момента и флуктуации активных сопротивлений обмоток) и обеспечивающих их парирование.

При разработке методов синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС была продемонстрирована возможность сочетания свойств энергосбережения и адаптации в одном алгоритме. Получаемые наблюдателем оценки возмущающего момента и активных сопротивлений обмоток двигателя позволяют проводить текущую коррекцию соответствующего энергетического инварианта, а, следовательно, и алгоритма энергосберегающего управления ЭМС. Анализ энергетической эффективности замкнутых систем приводит к тем же выводам, что сделаны в главе 4.

Рассмотрены особенности процедуры синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС в условиях нестационарности возмущающего момента. Продемонстрировано решение задач синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС, которые компенсируют действие возмущающего момента, являющегося линейной или гармонической функцией времени.

В заключении представлены основные научные результаты диссертационной работы.

Глава 1 Проблема энергосберегающего управления электромеханическими системами

1.1 Современные электромеханические системы: функциональный состав и типовые структуры

Технологический прорыв, совершенный человеческой цивилизацией в XIX веке, был в первую очередь обусловлен созданием машин, осуществляющих преобразование природного энергетического потенциала в механическую работу. Эти машины освободили человека от тяжелых и рутинных механических операций, сделали его значительно сильнее, быстрее, а позже и точнее. Современная техносфера – это, прежде всего, мир машин. Причем эти машины становятся не только более мощными, но и более «умными». Они оснащаются дополнительными средствами, повышающими их эффективность, надежность и гибкость.

Машины, преобразующие различные виды энергии в механическое движение принято называть двигателями. Наибольшее распространение в настоящее время получили тепловые и электрические двигатели. Большинство транспортных средств приводится в движение тепловыми двигателями. В промышленных установках механическая работа в основном совершается электрическими двигателями. Электрические двигатели также широко используются на транспорте (трамваи, троллейбусы, электропоезда, электромобили), окружают нас в быту (лифты, пылесосы, стиральные машины, вентиляторы и т.д.).

В современных технических установках электрический двигатель оснащается различными дополнительными устройствами, позволяющими повысить эффективность электромеханического преобразования энергии. Качество процессов электромеханического преобразования энергии в различных современных промышленных, транспортных и бытовых агрегатах определяется не только характеристиками электрических двигателей, которые, собственно, и осуществляют это преобразование, но и составом и возможностями дополнительного силового и информационного оборудования, которое указанные процессы обеспечивает. При этом

отдельные устройства находятся в постоянном энергетическом и информационном взаимодействии, а их работа направлена на решение общих целей, что позволяет классифицировать данный технический конгломерат как систему.

Термин «электромеханическая система» (ЭМС) в последнее время все чаще используется в научной и технической литературе. Такую тенденцию, по всей видимости, можно объяснить существенным усложнением структуры агрегатов, осуществляющих и обеспечивающих электромеханическое преобразование энергии, а также популярностью системного подхода как универсального и формализованного способа анализа процессов самой разнообразной природы.

ЭМС в зависимости от своего функционального назначения, мощности, характера и формы электромагнитных и механических переменных, уровня автоматизации и т. д. может включать в свой состав различные устройства. Тем не менее, любую современную ЭМС можно представить как совокупность двух взаимодействующих подсистем – силовой (СПС) и информационно-управляющей (ИУПС). На рисунке 1.1 представлена обобщенная структура ЭМС.

К силовой подсистеме относятся все устройства, которые отвечают за уровневую и видовую трансформацию энергии, циркулирующей внутри системы. Сюда, помимо ядра всей системы – электрических двигателей (ЭД), входят различные преобразователи электрической энергии (ПЭЭ) и механические преобразователи (МП). Таким образом, энергия, поступающая в систему от источника электрической энергии, проходит три стадии преобразования и в конечном счете превращается в требуемое механическое движение исполнительных органов (ИО), посредством которых система воздействует на обслуживаемый технологический процесс.

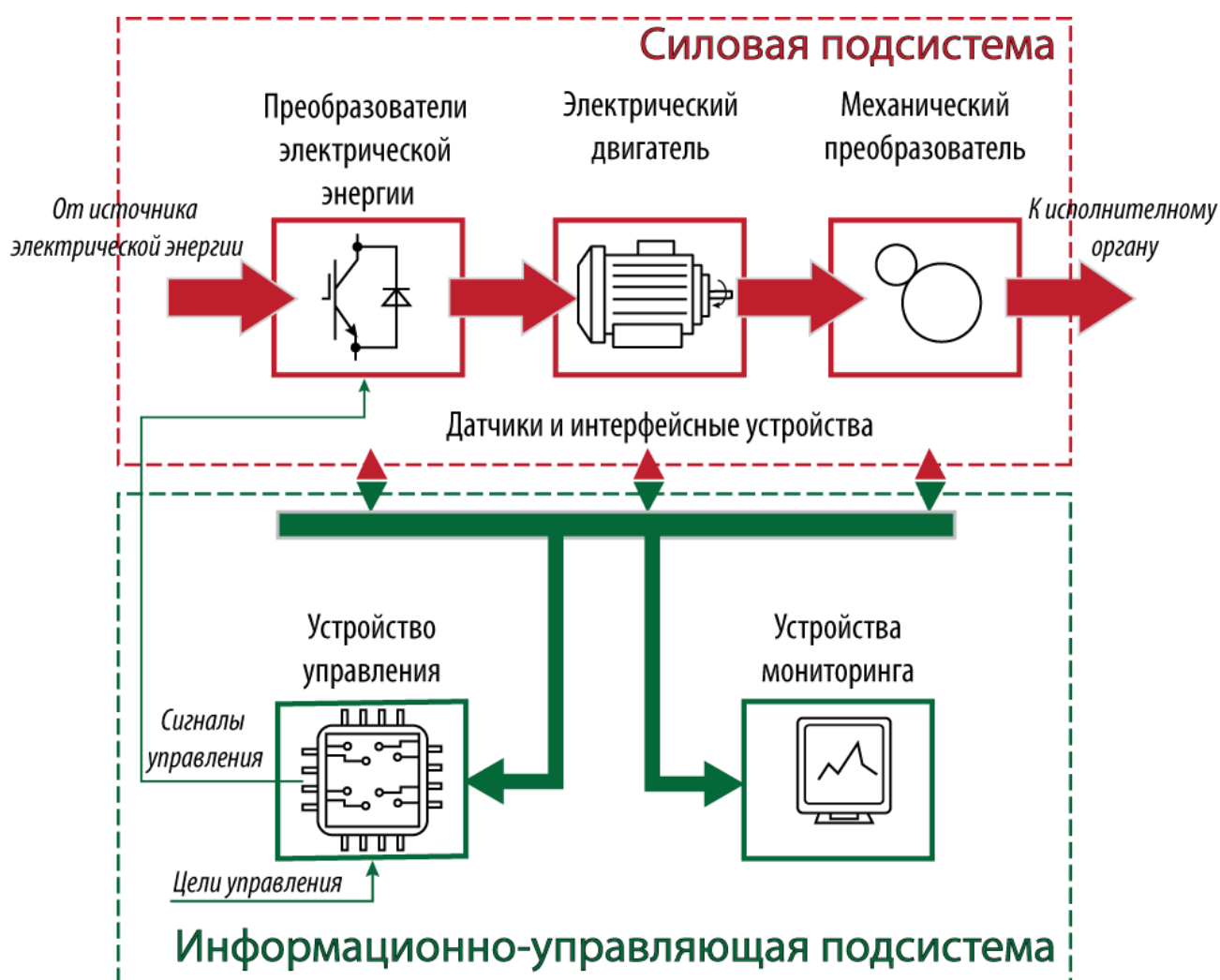


Рисунок 1.1 – Обобщенная структура ЭМС.

Можно отметить следующие особенности отдельных элементов силовой подсистемы современных ЭМС [2].

ПЭЭ выполняются главным образом как полупроводниковые преобразователи в виде неуправляемых и управляемых выпрямителей, автономных инверторов напряжения и тока, инверторов, ведомых сетью, преобразователей частоты с непосредственной связью, фильтрокомпенсирующих устройств. Виды преобразователей и их комбинации определяются типом ЭД и задачами управления, мощностью, диапазоном регулирования, необходимостью рекуперации энергии в сеть, влиянием преобразователей на питающую сеть. Схемотехнические решения преобразователей остаются традиционными в ЭМС постоянного и переменного тока. Учитывая возрастание требований к энергетическим характеристикам ЭМС и их влиянию

на сеть, развитие получают преобразователи, обеспечивающие экономичные способы управления ЭМС. Изменения схем преобразователей главным образом связаны с использованием новых полупроводниковых приборов – мощных полевых транзисторов (MOSFET), биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT), запираемых тиристоры (СТО).

В ЭМС постоянного тока кроме управляемых выпрямителей для получения высокого быстродействия находят применение системы с неуправляемыми выпрямителями и широтно-импульсными преобразователями.

В системах частотного управления ЭМС переменного тока преимущественно используются инверторы напряжения. Если отсутствует необходимость рекуперации энергии в сеть, возможно применение неуправляемого выпрямителя, что приводит к наиболее простой и экономичной схеме преобразователя. Возможность применения полностью управляемых приборов и широтно-импульсная модуляция (ШИМ) делает эту схему одной из широко используемых в большом диапазоне мощностей.

Развитие ЭД происходит в следующих направлениях: конструирование двигателей с учетом их совместной работы с управляемыми полупроводниковыми преобразователями; применение новых магнитных материалов; совершенствование или исключение подвижного электрического контакта; использование интенсивных методов охлаждения машин; развитие работ по высокотемпературной сверхпроводимости.

ЭД постоянного тока совершенствуются за счет применения в щеточно-коллекторном узле металловолоконистых и металлокерамических материалов. Это дает возможность существенно повысить угловую скорость двигателей. Но неизбежность применения щеточно-коллекторного узла в традиционных двигателях постоянного тока приводит к сокращению доли их выпуска по сравнению с двигателями переменного тока.

Безусловную перспективу имеют *вентильные двигатели*, которые, являясь по существу синхронными двигателями, рассматриваются как двигатели постоянного тока в связи с тем, что питание их производится от сети постоянного тока через

автономный инвертор, управляемый сигналами от датчиков положения ротора. Вентильные двигатели с высококоэрцитивными магнитами на роторе имеют минимальную удельную массу по сравнению с любыми другими машинами.

Асинхронные короткозамкнутые ЭД являются конструктивно наиболее простыми и надежными и получают широкое распространение в управляемых ЭМС с автономными инверторами с ШИМ. Совершенствование ЭД происходит за счет использования новых материалов и новых способов интенсивного охлаждения.

Синхронные ЭД традиционно применяются в диапазонах мощностей от сотен киловатт и выше. Их совершенствование происходит за счет исключения контактов путем перехода на вращающиеся выпрямители и применения постоянных магнитов.

Продолжается тенденция к упрощению механических компонентов технологического оборудования и усложнению электротехнических компонентов. При проектировании нового технологического оборудования стремятся к использованию «коротких» механических передач и безредукторных ЭМС. По массогабаритным показателям и КПД безредукторные ЭМС вполне сравнимы с массогабаритными показателями и КПД редукторных ЭМС, если учитываются не только двигатель, но и редуктор. Существенным выигрышем в применении «коротких» передач и безредукторных ЭМС является достижение более высоких качественных показателей систем управления движением ИО машин и технологическими переменными и более высокой надежности механизмов.

Появление в составе современных ЭМС так называемых информационных компонентов обусловлено, прежде всего, общей тенденцией к «интеллектуализации» силового оборудования. Создание «умных» машин, способных адаптироваться к изменению технологической или природной среды, обладающих повышенным функциональным, надежностным и энергетическим резервом, а также отвечающих требованиям экологичности и безопасности, можно отнести к магистральному направлению развития техники.

Повышение уровня интеллекта технических систем напрямую связано с совершенствованием процессов управления и автоматизации основных

технологических операций. Поэтому современную ЭМС следует рассматривать, прежде всего, как автоматически управляемую систему, в которой основную долю функций управления берут на себя специальные управляющие устройства – автоматические регуляторы. В последние годы аналоговые регуляторы, имеющие фактически неизменную структуру, заменяются более гибкими и универсальными цифровыми вычислительными устройствами – микроконтроллерами, что в первую очередь связано с заметным прогрессом в области микропроцессорных технологий и совершенствованием алгоритмических и программных средств.

Помимо регуляторов информационная подсистема должна содержать разнообразные датчики, оценивающие состояние ЭМС и являющиеся средствами чувствования силового оборудования. Крупные ЭМС, входящие в состав технологических комплексов, часто оснащаются дополнительными информационными блоками визуализации и мониторинга, позволяющими получить общую картину изменения электромагнитных, механических, тепловых и др. переменных. Преобразование входных и выходных сигналов информационно-управляющей подсистемы и согласование их с переменными силовой подсистемы осуществляется посредством блоков интерфейса и согласования.

Однокоординатные (однодвигательные) ЭМС являются наиболее массовым типом ЭМС. Тем не менее, в некоторых технологических агрегатах необходимый характер механического движения ИО обеспечивается несколькими однодвигательными электромеханическими модулями, имеющими структуру, подобную однодвигательной ЭМС. Пример: металлургические станы, обрабатывающие станки, оборудование, предназначенное для транспортировки и обработки гибких материалов, конвейеры, рольганги и т. д. В последние десятилетия одним из основных направлений развития технологического оборудования является конструирование машин с пространственным движением исполнительных органов. Яркий пример таких систем – манипуляционные роботы.

Роль информационно-управляющей составляющей в обеспечении эффективного функционирования технологического оборудования становится все более заметной. Посредством маломощных управляющих сигналов, которые, по сути,

являются результатом вычисления алгоритмов управления как формализованной математической процедуры, можно манипулировать значительными энергетическими потоками.

На основании вышесказанного можно дать следующее определение современной ЭМС. *ЭМС – это комплекс аппаратно-технических и программно-алгоритмических средств, находящихся в процессе постоянного энергетического и информационного взаимодействия и направленных на решение общей задачи управляемого электромеханического преобразования энергии.*

1.2 Энергетические свойства электромеханических систем

Существование современного технологического социума предполагает наличие необходимого энергетического ресурса. Обладание энергией не только является неотъемлемым условием стабильности и развития того или иного государства, но и определяет его геополитические перспективы. Сейчас наблюдается явная борьба за энергетическое превосходство, которая может быть расценена, как предвестник наметившегося энергетического кризиса.

Основная доля используемой в настоящее время энергии есть результат сжигания и переработки природных ресурсов, запасы которых совсем не беспредельны. К тому же сами процессы производства и потребления энергии оказывают негативное и порой необратимое влияние на экологическую ситуацию.

В этой связи, в последнее время значительная часть усилий научно-технической общественности – ученых, конструкторов и разработчиков технических систем, направлена на поиск путей экономии энергии и развитие энергосберегающих технологий.

Самым универсальным видом энергии является электрическая энергия, что связано с существованием достаточно эффективных и технологически отработанных способов ее получения, передачи на большие расстояния и преобразования в другие виды энергии.

Электричество в основном вырабатывается из традиционных ресурсов, таких как нефть, природный газ, уголь, ядерное топливо. По приближенным оценкам примерно 60–70% генерируемой электрической энергии преобразуется в механическое движение. Это преобразование осуществляется соответствующими ЭМС, работающими в составе различных промышленных, транспортных и других агрегатов и устройств. Например, в США ЭМС потребляют более 1700 миллиардов кВтч в год [6-8].

В силу указанных причин проблема максимально эффективного электромеханического преобразования энергии актуальна и имеет несомненную практическую значимость. Даже небольшое повышение энергоэффективности работы ЭМС, учитывая их массовое применение, может оказать существенное влияние на общее потребление электроэнергии. Подсчитано, что увеличение эффективности на один процент позволило бы сэкономить более 1 миллиарда долларов в год на энергозатратах, а выброс углекислого газа в атмосферу сократился бы примерно в 15-20 раз. Данная оценка, сделанная Международным энергетическим агентством (International Energy Agency) в 2008 г., предполагает, что повышение эффективности может снизить мировой спрос на электроэнергию примерно на 7 процентов. Прогнозируется, что если все страны начнут принимать наилучшие минимальные стандарты энергоэффективности для ЭМС, используемых в промышленности, то к 2035 году можно сэкономить до 325 тераватт-часов электроэнергии в год. Такой объем энергосбережения сократит выбросы CO₂ на 206 млн тонн [8]. Таким образом, даже минимальное повышение энергоэффективности ЭМС приведет к существенной экономии ресурсов и улучшит экологическую ситуацию.

Электрическая энергия, поступающая в ЭМС от источника, проходит ряд последовательных стадий уровневой и видовой трансформации в ее силовой подсистеме. Эта трансформация осуществляется техническими устройствами – силовыми преобразователями, имеющими определенные конструктивные особенности и реализующими известные физические принципы и конкретные инженерные решения.

Общий расход энергии характеризуется потребляемой мощностью, которая вычисляется как произведение текущих значений напряжения и тока источника

$$P_{\text{потр.}} = u_u i_u .$$

Результатом процессов преобразования энергии в ЭМС является механическое движение ИО. Механическую мощность на выходе ЭМС принято называть полезной мощностью $P_{\text{пол.}}$. Полезная мощность может быть вычислена как сумма произведений силовых и скоростных характеристик поступательного или (и) вращательного движения ИО: $\sum_j F_j v_j$ или (и) $\sum_i M_i \omega_i$.

Общепринятой мерой экономичности процессов преобразования энергии является коэффициент полезного действия (КПД), который вычисляется как отношение полезной и потребляемой мощности:

$$\eta = \frac{P_{\text{пол.}}}{P_{\text{потр.}}} .$$

При последовательном соединении преобразовательных устройств общий КПД ЭМС может быть определен произведением КПД отдельных преобразователей

$$\eta = \prod_{i=1}^n \eta_i .$$

Реальным процессам свойственна диссипация энергии, то есть часть энергии неизбежно рассеивается, полезно не используется, и КПД любого технического устройства меньше единицы. В этой связи рассеиваемую энергию часто называют потерями энергии.

Потери энергии в силовом канале ЭМС обусловлены активным сопротивлением элементов электрических цепей, перемагничиванием магнитной системы электрической машины и наличием трения между взаимно перемещающимися элементами механической части. Поэтому все потери в ЭМС принято разделять на три основные группы [3]:

- электрические потери (потери в меди);
- магнитные потери (потери в стали);

– механические потери.

Мощность электрических потерь определяется произведением активного сопротивления электрической цепи на квадрат тока этой цепи. Тогда суммарная мощность электрических потерь в ЭМС вычисляется как $\Delta P_{\Sigma} = \sum_{j=1}^k R_j i_j^2$, где k – число отдельных электрических контуров. Наиболее значительны электрические потери в обмотках ЭД, поэтому часто электрические потери называют потерями в меди.

Магнитные потери имеют место в основных участках магнитной системы ЭД, где замыкается переменный магнитный поток (зубцах, ярмах магнитопровода, полюсах). Магнитные потери состоят из потерь на гистерезис и потерь на вихревые токи и зависят от марки стали, толщины листов магнитопровода, величины магнитной индукции и частоты перемагничивания [3].

При определении величины магнитных потерь в определенной части магнитопровода пользуются приближенной формулой

$$\Delta P_{Mi} \approx k_{\text{обр}} p_{\text{уд}} (f/50)^{\beta} B_i^2 G_i,$$

где $k_{\text{обр}}$ – коэффициент обработки, зависящий от способа обработки стали (например, для асинхронных двигателей $k_{\text{обр}} = 1,4 - 1,8$); $p_{\text{уд}}$ – удельные потери в стали при частоте перемагничивания 50 Гц и магнитной индукции 1 Тл ($p_{\text{уд}} = 1,6 - 2,6$); f – частота перемагничивания; β – коэффициент, зависящий от марки стали ($\beta = 1,3 - 1,5$); B_i – индукция в части магнитопровода; G_i – масса части магнитопровода.

Общие магнитные потери вычисляют путем суммирования магнитных потерь отдельных частей. В большинстве случаев, когда нет необходимости производить точные оценки магнитных потерь, используют усредненную формулу [4]:

$$\Delta P_{\text{ст.}} = \Delta P_{\text{ст.ном.}} \left(\frac{f}{f_{\text{ном}}} \right)^{\beta} \left(\frac{\Phi}{\Phi_{\text{ном}}} \right)^2,$$

где $\Delta P_{\text{ст.ном.}}$ – номинальные потери в стали, Φ – полный магнитный поток, f – частота перемагничивания, $\Phi_{\text{ном}}$ и $f_{\text{ном}}$ – номинальные значения потока и частоты (обычно $f_{\text{ном}} = 50$ Гц). В двигателях постоянного тока и синхронных двигателях частота перемагничивания пропорциональна частоте вращения, а в асинхронном двигателе – прямо пропорциональна частоте вращения и обратно пропорциональна величине $(1 - s)$, где s – скольжение.

Механические потери состоят из потерь в подшипниках и механических передачах, потерь на трение щеток и вентиляционных потерь. Они зависят от конструктивных особенностей ЭД и элементов механической части ЭМС, а также скорости взаимного перемещения соприкасающихся деталей механизмов.

Помимо рассмотренной «физической» классификации потерь в ЭМС, используют классификацию, связанную с зависимостью того или иного вида потерь от механической нагрузки ЭД [1, 5]. В общем случае мощность потерь энергии можно представить в виде суммы мощности постоянных потерь ΔP_c , не зависящих от нагрузки, и переменных потерь ΔP_v , определяемых нагрузкой:

$$\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_v + \Delta P_c.$$

В постоянные потери входят магнитные потери, механические потери и потери в цепях возбуждения. Переменные потери зависят от нагрузки на валу двигателя и представляют собой электрические потери в меди обмоток.

Представленный анализ потерь энергии в преобразовательных устройствах ЭМС позволяет сделать следующие выводы. Уровень потерь энергии в ПЭЭ и МП определяется в первую очередь их конструктивными особенностями. Это существенно ограничивает возможность энергосбережения в этих элементах во время эксплуатации ЭМС. Потери энергии в ЭД являются нелинейной функцией электромагнитных переменных. В современных ЭМС существует возможность целенаправленно изменять значения этих переменных и, следовательно, влиять на уровень потерь энергии. Очевидно, что это указывает на определенные перспективы с точки зрения экономии энергии в ЭМС. Перечислим основные подходы к

энергосбережению в ЭМС, получившие распространение в современной инженерной практике.

1.3 Подходы к энергосбережению в электромеханических системах

ЭМС являются одним из наиболее массовых и энергоемких классов технических систем. Поэтому поиск путей энергосбережения в ЭМС ведется достаточно давно. Можно выделить следующие основные подходы [1].

1. Совершенствование конструкции и модификация преобразователей энергии. Этот путь достаточно очевиден, так как общая энергетическая эффективность системы определяется эффективностью ее отдельных элементов. Здесь к настоящему времени достигнуты серьезные успехи, а в мировой конструкторской практике накоплен значительный опыт, найдены многие типовые решения и схемы построения и организации процессов преобразования энергии. Следует, однако, подчеркнуть, что конструкторы уже близко подошли к достижению пределов совершенствования. Стоит лишь вспомнить, что КПД большинства преобразователей близок к единице.

Тем не менее, работы по совершенствованию конструкции всех трех основных типов преобразователей продолжают. В зарубежной литературе такого рода мероприятия называют офлайн методами минимизации потерь энергии [6–8].

Основными производителями электрических двигателей (AEG, ABB, Siemens) выпускаются двигатели классов EFF1, EFF2, EFF3, Premium. В таких ЭД за счет увеличения массы активных материалов (железа и меди) повышены номинальные значения КПД и коэффициента мощности. Это, с другой стороны, приводит к существенному увеличению их стоимости.

При изыскании резервов повышения эффективности ПЭЭ следуют путем улучшения электромагнитной совместимости ПЭЭ и двигателей за счет компенсации высших гармонических составляющих и использования принципов ШИМ. В настоящее время наиболее перспективные решения приводят к модификации

топологии силовых преобразователей или алгоритмов ШИМ [9]. Применение многоуровневых схем автономных инвертеров напряжения (АИН) с ШИМ (топология Multi-level) позволяет одновременно с увеличением мощности снизить потери. Форма выходного тока таких АИН наиболее приближена к синусоидальному виду, что благоприятно влияет на электромагнитную совместимость преобразователя с сетью, а также обеспечивает высокое значение коэффициента мощности.

Еще одним способом решения задачи повышения энергоэффективности ПЭЭ является применение корректоров коэффициента мощности (ККМ). На практике это означает, что во входную цепь практически любого импульсного преобразователя (в том числе, и преобразователя частоты) включается специальное устройство, обеспечивающее снижение потребления реактивной мощности и искажения формы тока питающей сети [10].

Кроме этого, наблюдается общая тенденция к упрощению механических компонентов ЭМС, использованию «коротких» и безредукторных механических передач, что позволяет снизить механические потери.

2. Рациональная организация работы ЭМС в составе конкретной промышленной или транспортной установки. В этом случае энергосберегающие мероприятия проводятся на стадии проектирования системы с учетом реальных условий эксплуатации и включают в себя правильный выбор силовых элементов по мощности и их оптимальное согласование. Понятно, что наибольшей энергетической эффективности можно достичь при рациональной загруженности силовых элементов, когда они работают в режимах, близких к номинальным, и в максимальной мере реализуют свой энергетический потенциал. В качестве характерного примера можно привести обычную процедуру выбора двигателя для конкретных установок. В случае выбора заниженной мощности двигатель быстро выходит из строя, а двигатель завышенной мощности преобразует энергию неэффективно (низкий КПД, низкий коэффициент мощности). Исследовательский институт электроэнергетики отмечает [11], что более 60% промышленных двигателей работают ниже 60% их номинальной мощности.

Проблема снижения энергетических показателей двигателя при отклонении нагрузки от номинального значения иногда решается за счет включения между двигателем и сетью дополнительных электронных устройств – регуляторов электрической энергии. Эти устройства выполняют банальную функцию дозирования энергии, то есть перекрывают энергетический тракт при снижении тока нагрузки. Негативным последствием такого технического решения является искажение напряжения и тока, как в двигателе, так и в сети.

3. Разработка стратегий и алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС. Данный подход отражает объективный процесс интеллектуализации технологического оборудования и заключается в переходе от неуправляемых ЭМС к автоматически управляемым ЭМС. В этом случае экономия энергии зачастую достигается не за счет самой ЭМС, а за счет того технологического процесса, который ЭМС обслуживает. Причем эффект в технологической сфере оказывается значительно выше, чем за счет экономии электроэнергии. Наиболее характерный пример – ЭМС турбомеханизмов, когда регулирование подачи жидкости или газа производится не выходной задвижкой, а путем разумного изменения напора за счет соответствующего изменения скорости ИО ЭМС (например, рабочего колеса лопастной машины). Учитывая масштабы применения турбомеханизмов в современных технических системах, можно сказать, что переход на простейшие принципы автоматического регулирования уже приводит к существенному экономическому эффекту.

Кроме этого, «источником» экономии энергии может быть сам закон (алгоритм) автоматического управления. Методы энергосберегающего управления ЭМС в зарубежной литературе называют онлайн (real-time) методами управления с минимизацией потерь энергии – Loss Minimization Techniques (LMT) или Loss Minimization Control (LMC) [6–8, 12]. Суть этих методов заключается в использовании сигналов обратной связи и информации о параметрах силовых элементов для корректировки или формирования управляющих воздействий на ЭМС с целью минимизации потерь энергии в процессе ее эксплуатации.

В дальнейшем будем называть методы этого класса методами энергосберегающего управления. И поскольку основной целью исследования является разработка методов синтеза энергосберегающих регуляторов ЭМС, остановимся на них более подробно.

1.4. Обзор методов энергосберегающего управления электромеханическими системами

Так как возможность изменения уровня потерь энергии в ЭМС в ходе процесса ее работы связана с организацией соответствующего режима работы входящих в ее состав ЭД, все методы энергосберегающего управления ЭМС по сути являются методами управления ЭД. И эти методы в той или иной степени представляют собой определенные стратегии воздействия на ЭД посредством имеющихся каналов управления с целью минимизировать потери энергии в меди и стали ЭД (электромагнитные потери).

Представленный ниже обзор касается ЭМС с ЭД переменного тока, которые повсеместно вытесняют ЭД постоянного тока в промышленных и транспортных применениях. Хотя рассмотренные подходы могут использоваться и для ЭМС постоянного тока.

Существует различная классификация методов энергосберегающего управления ЭМС [6–8, 12]. В дальнейшем мы будем придерживаться классификации, представленной в [6], согласно которой все методы энергосберегающего управления ЭД делятся на три класса:

- 1) методы простого контроля состояния (simple state control);
- 2) методы, основанные на математических моделях двигателей и потерь или методы модельно-ориентированного управления (model-based control);
- 3) поисковые методы (search control).

В ряде исследований [8, 13–15] методы модельно-ориентированного управления и поисковые методы используют совместно. В этом случае говорят о гибридных методах энергосберегающего управления ЭД.

Методы простого контроля состояния исторически появились раньше других и в основном применимы в схемах скалярного частотного управления асинхронным ЭД (АД). При частотном управлении поддерживается заданное соотношение между амплитудой U и частотой f напряжения статора, в простейшем случае – $U/f = \text{const}$. Суть этих методов заключается в том, что в процессе работы ЭД измеряется или оценивается один из параметров, определяющих энергетические характеристики двигателя, и обеспечивается соответствие этого параметра заданному эталонному значению посредством простой обратной связи. В качестве регулируемого параметра выбирается либо коэффициент мощности $\cos \varphi$, либо скольжение s .

Одна из простейших систем управления этого класса представлена в работах [16, 17]. В подобных системах управления задается некоторое эталонное значение $\cos \varphi^*$, которое сравнивается с текущим значением этого параметра, вычисленным на основе информации о токе и напряжении в обмотке статора. Ошибка рассогласования подается на ПИ-регулятор, определяющий величину текущего напряжения статора.

Управление с контролем коэффициента мощности достаточно простое, так как не требует информации о скорости или нагрузке, имеет относительно хорошее быстродействие. Такое управление является хорошим выбором для промышленных ЭМС, не требующих широкого диапазона регулирования скорости и работающих в условиях постоянной нагрузки. Следует отметить, что расчет оптимального коэффициента мощности не формализован и зачастую проводится эмпирическим путем.

В [18] рассматривается отслеживание коэффициента мощности в схеме векторного или полеориентированного управления (ПОУ) АД. Эта схема считается наиболее перспективной схемой управления АД. Отмечается, что наблюдается повышение эффективности при малых нагрузках АД.

Вторым вариантом управления с простым контролем состояния является управление с оптимизацией скольжения АД [19]. Для реализации такой системы

требуется информация, как о скорости, так и о механической нагрузке. В работе [1] представлены выражения для оптимальных скольжений, обеспечивающих минимизацию потерь, потребляемой мощности и тока статора при неизменной частоте напряжения статора. Эти выражения могут использоваться в системах управления АД с постоянной скоростью. Если скорость нужно изменять, то есть изменять и частоту напряжения, используют специальные таблицы. В [20] рассмотрена схема оптимизации скольжения, основанная на интуитивной адаптации хорошо известного алгоритма максимального крутящего момента на ампер – Maximum Torque per Ampere (МТРА). Таким образом, эта система проста, но дает хорошие результаты только для узкого набора условий эксплуатации.

В обзоре [8] дано следующее определение **методов модельно-ориентированного энергосберегающего управления**:

- методы используют математические модели двигателей и математические модели потерь мощности в двигателе;
- параметры электромагнитных цепей (активные и реактивные сопротивления) считаются постоянными;
- не ведется измерение или оценка мощности двигателя, не организуется соответствующая обратная связь;
- используются обратные связи по электромагнитным переменным двигателя, заданные значения этих переменных назначаются исходя из минимума потерь мощности.

Необходимо отметить, что вопросы минимизации потерь энергии на основании известных значений переменных и параметров ЭМС путем соответствующего управления рассматривались в работах ученых Московского энергетического института еще в 1970-80-х годах [1, 5]. В дальнейшем эти идеи получили развитие во многих работах отечественных и зарубежных авторов.

В большинстве случаев [22–26] параметры математических моделей принимаются фиксированными, а их значения – известными. Если происходит изменение параметров двигателя во время работы ЭМС, то это приводит к отклонению от

оптимального в смысле минимума потерь режима функционирования. Поэтому для повышения эффективности этих методов проводится предварительная или текущая идентификация параметров [27–29].

Общей особенностью модельно-ориентированных методов является использование выражения для оптимального в смысле минимума потерь значения одной из переменных двигателя. Согласно этому выражению, проводится расчет уставки для соответствующего регулятора этой переменной в структуре общей системы управления. В обзоре [8] представлена таблица, в которую сведены модели потерь и соответствующие оптимизируемые переменные для систем управления АД.

Так, например, в [21] приведен вывод оптимального тока намагничивания, алгоритм реализован в стандартной схеме ПОУ АД путем соответствующей уставки для контура продольной составляющей тока статора. В [25] выводится выражение для оптимального скольжения в системе ПОУ АД, при этом при синтезе управляющих воздействий производится линеаризация исходной математической модели. Другой алгоритм управления с использованием ПОУ представлен в [23]. Оптимизируемой переменной является продольная составляющая тока статора, при этом предлагаемый алгоритм обеспечивает равенство потерь в железе и меди, то есть режим равенства переменных и постоянных потерь. В ряде исследований, например [30, 31], рассматривается возможность минимизации потерь путем обеспечения оптимального значения потокосцепления ротора.

Следует подчеркнуть, что в подавляющем большинстве случаев используются традиционные схемы управления ЭД с типовыми регуляторами (П, ПИ, ПИД) в контурах регулирования. Так, например, классическая система ПОУ АД представляет собой двухканальную систему управления – канал управления потокосцеплением и канал управления моментом (скоростью). Каждый канал реализует принцип подчиненного регулирования координат и содержит два контура с ПИ-регуляторами. Таким образом, структура системы управления является линейной и неизменной, а синтез сводится к выбору параметров ПИ-регуляторов. При этом расчет контуров регулирования проводится отдельно и используется линеаризованная модель двигателя, адекватная в малой окрестности рабочей точки. В

системах энергосберегающего управления, использующих рассматриваемые модельно-ориентированные методы, используется подобная структура системы управления, но уставки для канала управления потокосцеплением ротора или одной из проекций тока статора вычисляются исходя из условия минимума потерь мощности.

Поисковые методы используют электромеханические и математические принципы для вариации управляющих воздействий на ЭД с целью минимизации мощности потерь при постоянных скорости и моменте нагрузки. Их применение не требует предварительной информации о номинальных данных и параметрах двигателя [8].

В процессе управления варьируют управляющую переменную, чтобы оценить минимальные потери мощности или входную мощность. Подобные методы, представляющие собой итерационные процедуры поиска, реализуют принцип «возмущай и наблюдай» *perturb-and-observe* (P&O) и широко используются при решении различных оптимизационных задач, в том числе и задач энергосберегающего управления ЭМС.

Например, процедура, описанная в [32], возмущает отношение U/f до тех пор, пока не будут достигнуты минимальные потери мощности. Система управления начинает работу с номинального напряжения и частоты, затем снижает напряжение и увеличивает частоту для работы при уменьшенном потоке.

Аналогичный метод P&O представлен в [33], где входной переменной является намагничивающий поток. Другой алгоритм P&O предложен в [34], где система поиска возмущает напряжение в звене постоянного тока и частоту напряжения статора для управления напряжением и скоростью соответственно. Результатом является переменное отношение U/f , обеспечивающее оптимальную входную мощность привода.

В последнее время для решения задач энергосберегающего управления широко применяются так называемые *методы искусственного интеллекта*, такие как

искусственная нейронная сеть (ИНС), нечеткая логика (fuzzy logic), биоинспирированные алгоритмы, генетические алгоритмы и др.

Например, нечеткая логика используется в [35] для вычисления оптимального значения продольной составляющей тока статора, минимизирующей входную мощность. В работе [36] нейро-нечеткий регулятор изменяет напряжение статора с целью минимизации входной мощности. Функции принадлежности этого регулятора динамически обновляются с использованием обратного распространения, а нейронная сеть обучается путем изменения входной мощности.

В работах [37, 38] ИНС обучается оценивать оптимальный поток ротора на основе модели потерь двигателя АД в координатной системе d-q. Входы в ИНС – крутящий момент, скорость и сопротивление ротора, выход – поток ротора. Авторы используют алгоритм обучения Левенберга-Марквардта, нейросеть обучается по автономной схеме. Нейронный контроллер состоит из трех слоев, трех нейронов во входном слое, а выходной слой является текущим эталоном потока. Авторы [39] предлагают нейроконтроллер, который адаптивно регулирует скольжение АД для работы с минимальными потерями на основе измеренной входной мощности.

В [40, 41] ИНС реализует метод роя частиц (particle swarm optimization – PSO) для оптимизации энергетических процессов в АД. В этих статьях предлагаются четыре стратегии управления скоростью АД. Эти четыре стратегии основаны на PSO и называются стратегией максимальной эффективности, стратегией минимального тока статора, стратегией максимального коэффициента мощности и стратегией максимальной взвешенной стоимости. Они имеют простую структуру и максимизируют КПД асинхронного двигателя при заданном крутящем моменте нагрузки.

В обзоре [8] в отдельный класс выделены **гибридные методы**, сочетающие в себе черты как модельно-ориентированных, так и поисковых методов. Гибридные методы требуют информацию о модели двигателя или модели потерь мощности, которая в дальнейшем используется в процедурах поисковой оптимизации.

Например, в [42] в ходе поисковой процедуры изменяется поток ротора для текущей оценки сопротивления ротора. Далее, эта оценка используется в алгоритме поиска Фибоначчи для нахождения оптимального потока ротора. Два гибридных

метода, представленные в [43], рассчитывают по модели оптимальную частоту статора, используя оптимальное значение скольжения и заданное значение скорости, далее варьируют напряжение для достижения минимальной мощности в ходе процедуры поиска. Гибридная схема, представленная в [44], использует нечеткую логику для поиска оптимальной точки на основе модели путем корректировки коэффициента мощности. Оптимум коэффициента мощности сначала рассчитывается с использованием модели двигателя, затем нечеткая логика использует обратную связь по скорости для его обеспечения.

В обзоре [8] приведен сравнительный анализ методов энергосберегающего управления ЭМС. Представим его основные выводы.

Многие поисковые методы работают медленнее, чем модельно-ориентированные методы. Это связано с тем, что при численном поиске необходимо время, чтобы оценить установившиеся потери мощности или входную мощность для следующей вариации управляющей переменной. Для ЭМС с двигателями мощностью более 10 кВт общее время поиска может составлять несколько минут. Если в ходе поиска меняются условия эксплуатации, например, момент сопротивления нагрузки, то процедуру необходимо «запускать» заново. Помимо этого, для поисковых методов характерны колебания возле точки оптимума, которые стараются погасить, уменьшая шаг вариации управляющей переменной. В качестве основного преимущества поисковых методов, разумеется, выделяют их независимость от значений параметров и номинальных данных двигателя.

Модельно-ориентированные методы энергосберегающего управления обеспечивают (в пределах определенного допуска) оптимизацию энергетических процессов в ЭМС в установившемся режиме и при отсутствии возмущений. Возмущающие воздействия на систему, не учтенные в ее модели, и флуктуация или неточное определение параметров этой модели будут, естественно, приводить к отклонению системы от точки оптимума. Зависимость успешной оптимизации от точности оценки параметров двигателя указывается как основной недостаток методов этого класса. В этой связи, для эффективного применения модельно-ориентированных методов, помимо задач оптимизации, нужно решать задачи идентификации

параметров и адаптации системы к их изменению, а также действию внешних возмущений.

Гибридные методы требуют небольшого количества параметров двигателя и быстро сходятся. По мнению авторов [8] гибридные методы энергосберегающего управления ЭМС сочетают в себе лучшие характеристики методов, основанных на моделях и поисковых методов. В качестве недостатка указывается сложность их технической реализации.

Если рассматривать существующие методы энергосберегающего управления ЭМС в контексте подходов теории автоматического управления (ТАУ), то интерес, в первую очередь, представляют методы модельно-ориентированного управления. Поисковые методы – это все же больше о том, как быстрее посчитать, чем о том, как лучше управлять. Поэтому в дальнейшем наше внимание будет сконцентрировано на решение задач энергосберегающего управления путем построения соответствующих систем замкнутого управления ЭМС с опорой на имеющиеся математические модели и методы синтеза регуляторов.

1.5 Существующие подходы к синтезу алгоритмов управления электромеханическими системами

Ключевой и наиболее сложной научной задачей, которую приходится решать при проектировании замкнутых систем автоматического управления, вне всякого сомнения, является задача синтеза алгоритма управления. Существуют различные формулировки этой задачи [45–54], и эта разница определяется выбранным принципом управления, целями управления, особенностями математического описания объекта управления, требованиями к стационарным и переходным режимам функционирования замкнутой системы и другими факторами.

В общем случае задача синтеза может быть сформулирована следующим образом.

Пусть динамика объекта управления описывается следующей математической моделью в переменных состояния:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{m}), \quad (1.1)$$

где $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_n)$ – вектор состояния, $\dot{\mathbf{x}} = (\dot{x}_1, \dots, \dot{x}_n)$ – вектор производных переменных состояния по времени, $\mathbf{u} = (u_1, \dots, u_m)$ – вектор управляющих воздействий, $\mathbf{m} = (m_1, \dots, m_l)$ – вектор возмущающих воздействий.

Требуется определить вектор управления как функцию координат состояния $\mathbf{u} = \mathbf{u}(\mathbf{x})$, который обеспечивает перевод системы из начального состояния $\mathbf{x}^0 = \mathbf{x}(t_0)$ в момент времени t_0 в желаемое состояние $\mathbf{x}^*(t)$, соответствующее целям управления системы.

Цели управления, как правило, формируются относительно ряда переменных состояния, которые называют управляемыми переменными или выходами системы. Если в желаемом состоянии эти переменные должны принимать заданное численное значение, то синтезированный алгоритм управления будет решать задачу стабилизации. Если в желаемом состоянии управляемые переменные должны изменяться во времени согласно некоторой эталонной функции времени, то получим вариант программного управления, который в свою очередь принципиально отличается от классических систем программного управления, так как управление формируется как функция координат состояния, а не как заданная функция времени. Если же в желаемом состоянии управляемые переменные должны изменяться во времени согласно некоторому априори неизвестному временному сигналу, мы имеем вариант следящей системы.

В классической ТАУ к переходному процессу из \mathbf{x}^0 в $\mathbf{x}^*(t)$ предъявляются дополнительные требования в виде набора так называемых прямых показателей качества (время регулирования, перерегулирование, демпфирование и др.). В теории оптимального управления в переходном процессе должно выполняться условие экстремальности заданного интегрального критерия (критерия оптимальности).

Функция $\mathbf{u} = \mathbf{u}(\mathbf{x})$ фактически устанавливает однозначную математическую связь между текущими значениями переменных состояния и текущими значениями управляющих воздействий, тем самым определяя структуру и состав обратных

связей, реализующих принцип замкнутого управления. Эту функцию принято называть *законом управления* или *алгоритмом управления*. Процедура поиска функции $\mathbf{u} = \mathbf{u}(\mathbf{x})$ называется *процедурой синтеза алгоритма управления*.

Развитие классической ТАУ, основанной на линейном представлении управляемых процессов, использующей аппарат передаточных функций и реализующей принцип одноконтурного управления по ошибке (отклонения управляемой переменной от желаемого значения), привело к появлению понятия « типовые законы управления » или « типовые регуляторы ». К типовым законам управления обычно относят пропорциональный закон (П-регулятор), пропорционально-интегральный закон (ПИ-регулятор), пропорционально-дифференциальный закон (ПД-регулятор) пропорционально-интегрально-дифференциальный закон (ПИД-регулятор) [46, 49].

Благодаря простоте своей технической реализации даже на аналоговой технике, типовые регуляторы нашли чрезвычайно широкое распространение в системах промышленной автоматизации. Действительно, в простых одноконтурных системах стабилизации, работающих в области малых отклонений от стационарного состояния, когда объект управления допустимо описывать передаточной функцией, применение типовых регуляторов обосновано корректным математическим расчетом и имеет строгие методологические основы. При выборе типового регулятора, то есть регулятора заданной структуры, процедура синтеза фактически сводится к настройке его параметров.

Подобная типизация и унификация сыграла, на наш взгляд, негативную роль, когда типовые регуляторы начали использовать для решения более сложных задач управления, например задач управления сложными, многосвязными и нелинейными объектами. В этих случаях математический аппарат, разработанный классической ТАУ, оказался неэффективен, строгая аналитическая методика расчета параметров типовых регуляторов фактически отсутствует. Тем не менее, заданная полвека назад практика использования типовых регуляторов для решения любых задач управления любыми объектами остается доминирующей. Отсутствие аналитических методик синтеза компенсируют различными эвристическими и

эмпирическими методами, максимально используя современные средства вычислительной техники, численные методы и т.п. В инженерной практике утвердилось понятие «тюнинг ПИД-регулятора», то есть численный расчет параметров этого регулятора под конкретный объект и конкретный стационарный режим.

В силу своего широкого использования в промышленных и транспортных установках ЭМС выступили в роли своеобразного полигона, где апробировались новые теоретические результаты по синтезу систем автоматического управления и внедрялись новые технические решения.

Исторически первым классом ЭМС, для которых получены теоретически обоснованные методики синтеза законов управления, являются системы «управляемый преобразователь – двигатель постоянного тока независимого возбуждения». Это в первую очередь связано с тем, что данную систему при постоянстве магнитного потока, создаваемого независимой обмоткой возбуждения, легко представить в виде структурной схемы, состоящей из типовых динамических звеньев с соответствующими передаточными функциями. При постоянстве магнитного потока двигателя постоянного тока независимого возбуждения (ДПТ НВ) его математическая модель становится линейной. Происходит ее «естественная линеаризация», а линейное математическое описание электромеханических процессов остается адекватным в широком диапазоне изменения переменных ЭМС. Такое представление весьма удобно для реализации принципа управления по отклонению, развитого в классической ТАУ, и применения различных методов синтеза линейных алгоритмов управления.

В настоящее время классической схемой управления ЭМС **«управляемый преобразователь – ДПТ НВ»** стала так называемая система подчиненного регулирования [3, 4, 55–57]. Теоретической основой построения таких систем является принцип последовательной коррекции с подчиненным регулированием координат, предложенный К. Кесслером в середине 1950-х годов. Применение этого принципа предполагает, что управляемый объект состоит из последовательно соединенных линейных динамических звеньев. Принцип последовательной коррекции основан на том, что передаточные функции двух последовательных звеньев перемножаются

и, если перед объектом управления поставить звено со специально подобранной передаточной функцией (регулятор) и охватить два звена отрицательной обратной связью, то можно получить замкнутый контур, обладающий необходимыми статическими и динамическими характеристиками. Таким образом, регулятор выбирают так, чтобы передаточная функция замкнутого контура соответствовала некоторой эталонной (желаемой) передаточной функции.

Специфика систем подчиненного регулирования применительно к ЭМС может быть сформулирована в следующих положениях.

1. ЭМС представляется в виде совокупности последовательно соединенных динамических звеньев с соответствующими передаточными функциями. Выходными переменными звеньев являются электрические, магнитные и механические переменные.

2. Для управления каждой переменной используется свой регулятор. Такой регулятор, который с помощью обратной связи, заведенной с объекта, образует с частью объекта замкнутый контур управления. Соответственно, число контуров равно числу последовательно соединенных звеньев объекта управления.

3. Регуляторы соединяются последовательно, так что выход одного является входом другого. Контуры образуют каскадную замкнутую систему, в которой имеется внутренний контур управления, состоящий из регулятора и одного из звеньев, первый внешний контур, включающий в себя внутренний контур, следующее звено и второй регулятор, второй внешний контур, включающий в себя первый внешний контур, следующее звено и третий регулятор и т.д. Тогда выходной сигнал каждого внешнего контура является задающим для последующего, заключенного внутри него контура. Таким образом, каждый внутренний контур регулирования подчинен соответствующему внешнему.

Пример трехконтурной системы подчиненного регулирования приведен на рисунке 1.2.

Метод подчиненного регулирования применим при линейном или линеаризованном описании динамики системы и возможности представления самой системы в виде структуры подобной структуре на рисунке 1.2.

Основным достоинством метода является возможность использования типовых регуляторов (П, ПИ, ПИД) и независимая последовательная настройка контуров управления (каскадов) по стандартным методикам.

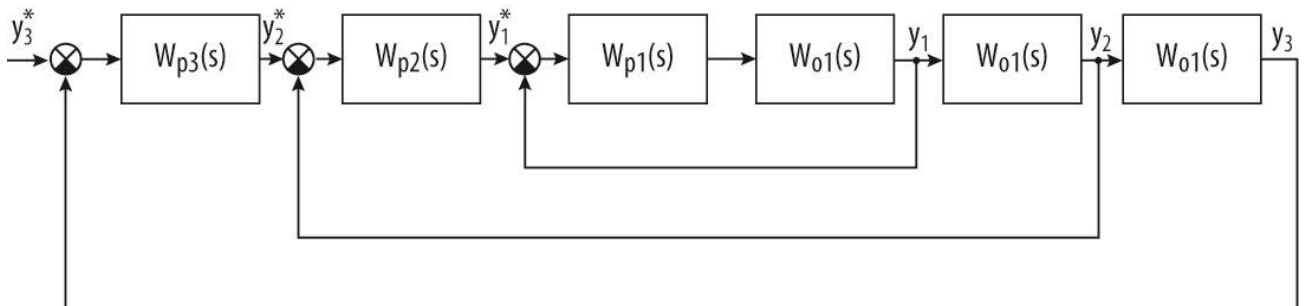


Рисунок 1.2 – Трехконтурная система подчиненного регулирования

Задание требуемых динамических свойств замкнутого контура в виде желаемой передаточной функции в методе подчиненного регулирования принято называть настройкой контура на оптимум. В основном используют два варианта выбора желаемой передаточной функции управляемого контура.

1. Настройка на технический оптимум (оптимум по модулю, Weitrage-optimum). Желаемая передаточная функция замкнутого контура:

$$W_3^*(s) = \frac{1}{1 + 2T_\mu s + 2T_\mu^2 s^2}. \quad (1.2)$$

Это передаточная функция колебательного звена с коэффициентом демпфирования $1/\sqrt{2}$ и единичным коэффициентом усиления. Переходная характеристика имеет перерегулирование 4,3 %, достижение первого максимума происходит через $4,6T_\mu$. Колебательное звено (1.2) образуется охватыванием единичной отрицательной обратной связью звена с передаточной функцией:

$$W_p^*(s) = \frac{1}{2sT_\mu(1 + sT_\mu)}. \quad (1.3)$$

Таким образом, при настройке на технический оптимум нужно выбрать такой регулятор, чтобы передаточная функция разомкнутого контура соответствовала (1.3).

2. Настройка на симметричный оптимум. В этом случае желаемая передаточная функция замкнутого контура:

$$W_z^*(s) = \frac{1 + 4T_\mu^* s}{1 + 4T_\mu^* s + 8(T_\mu^*)^2 s^2 + 8(T_\mu^*)^3 s^3}. \quad (1.3)$$

Передаточная функция разомкнутого контура:

$$W_p^*(s) = \frac{1 + 4T_\mu^* s}{4T_\mu^* s \cdot 2T_\mu^* s(1 + T_\mu^* s)}. \quad (1.4)$$

При настройке на симметричный оптимум, замкнутый контур обладает астатизмом первого порядка. То есть по сравнению с настройкой на технический оптимум, улучшается точность управления. Однако, переходная характеристика имеет значительное перерегулирование – 55%.

Замкнутая система состоит из вложенных друг в друга контуров и предлагается методика расчета регуляторов каждого контура с настройкой на модальный или симметричный оптимум. Суть этой методики состоит в следующем.

Выбор числа контуров производится исходя из количества стабилизируемых переменных и возможности использования стандартных регуляторов (П, ПИ, ПИД). Обычно контуров не больше трех. Синтез начинается с внутреннего контура. Постоянная времени замкнутого контура $T_{\mu 1}$ выбирается равной некомпенсированной малой постоянной времени объекта T_μ . В качестве последней, как правило, выбирается наименьшая из постоянных времени звеньев, из которых состоит объект. Регулятор внутреннего контура ищется из условия соответствия передаточной функции разомкнутого контура (1.3) или (1.4) в зависимости от выбранного типа настройки. При переходе к следующему (внешнему) контуру передаточную функцию подчиненного контура упрощают, аппроксимируя контур инерционным звеном первого порядка с удвоенной постоянной времени $W(s) = 1/(1 + 2T_{\mu 1}s)$.

Процедура повторяется до тех пор, пока не будут получены передаточные функции для всех регуляторов контуров. При этом постоянные времени оптимизируемых контуров выбираются по правилу $T_{\mu(i+1)} = 2T_{\mu(i)}$, то есть в два раза больше, чем у предыдущего подчиненного ему контура.

Наибольшее распространение в ЭМС с ДПТ НВ получила система подчиненного регулирования, выполняющая функцию стабилизации угловой скорости двигателя ω в заданном значении ω^* . Она представляет собой двухконтурную систему с внутренним контуром тока и внешним контуром скорости. Структурная схема такой системы представлена на рисунке 1.3. ПЭЭ рассматривается как апериодическое звено с коэффициентом усиления k_{Π} и постоянной времени T_{Π} , якорная цепь – апериодическим звеном с коэффициентом усиления $1/R_{я}$ и постоянной времени $T_{я} = R_{я}/L_{я}$; Φ – магнитный поток одного полюса, c – конструктивная постоянная, J – момент инерции ротора.

Контур тока, как правило, настраивается на технический оптимум, а регулятор тока (РТ) является ПИ-регулятором. При настройке внешнего контура скорости на технический оптимум регулятор скорости (РС) является П-регулятором. В этом случае появляется статическая ошибка по скорости, вызванная действием момента сопротивления нагрузки M_c , который в этой системе рассматривается как внешнее возмущение. Для придания замкнутой системе свойства астатизма 1-го порядка контур скорости настраивают на симметричный оптимум, либо добавляют в регулятор скорости, настроенный на технический оптимум, интегральную составляющую.

Как было указано ранее, ЭМС с ДПТ НВ является удобным объектом для применения методики последовательной коррекции. Тем не менее, при расчете контуров игнорируется естественная обратная связь по ЭДС двигателя (обозначена пунктиром на рисунке 1.3). В этой связи возникает так называемая «ошибка по ускорению», а переходная характеристика тока якоря не соответствует желаемой. Для устранения этой ошибки на вход РТ подают дополнительную положительную обратную связь по скорости.

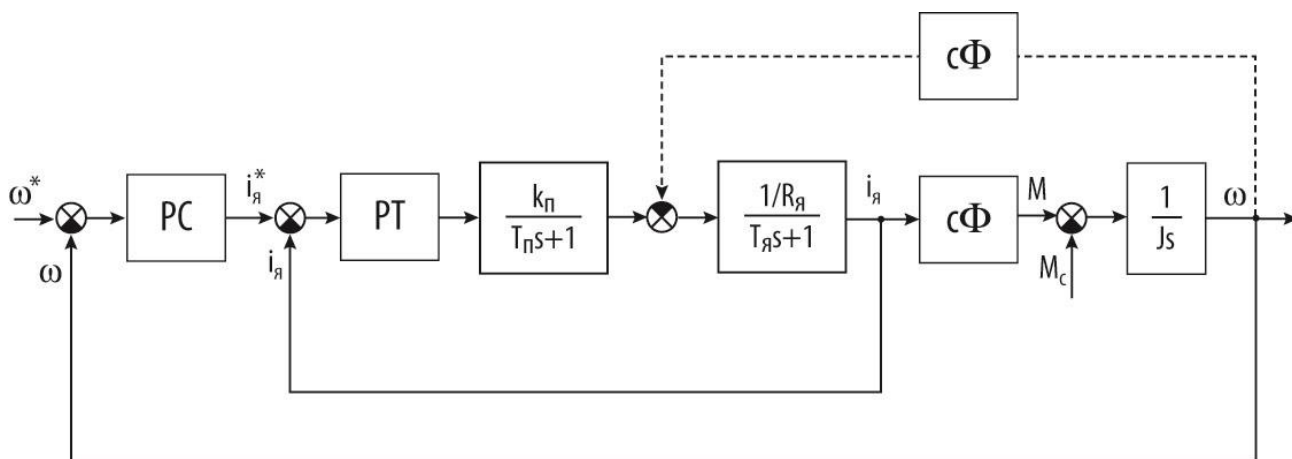


Рисунок 1.3 – Структурная схема системы подчиненного регулирования скорости ЭМС с ДПТ НВ

Следует подчеркнуть, что теоретически обоснованная и широко используемая методика синтеза систем подчиненного регулирования скорости ЭМС с ДПТ НВ с управлением напряжением якоря в принципе не предполагает минимизацию потерь энергии. Как будет показано в главе 3, минимизация потерь в ДПТ НВ возможна только при целенаправленном изменении магнитного потока посредством управления напряжением на обмотке возбуждения. Таким образом, энергосберегающее управление ЭМС с ДПТ НВ предполагает двухканальное управление при одновременном изменении напряжений на обмотках якоря и возбуждения.

В практике проектирования управляемых ЭМС с ДПТ НВ используются схемы двухканального управления, получившие название «системы двухзонного регулирования» [4, 57, 59]. В таких системах обмотка возбуждения также как и обмотка якоря двигателя подключается к источнику через управляемый преобразователь напряжения. Это позволяет плавно управлять магнитным потоком двигателя. Системы двухзонного регулирования используются для расширения диапазона регулирования скорости, которая ограничена номинальным значением напряжения якоря. Ослабление поля приводит к увеличению скорости двигателя при заданном напряжении якоря. Таким образом, в этой системе используются два канала управления, но они работают попеременно. Для одновременного и согласованного

управления по каналам якоря и возбуждения необходимо рассматривать нелинейную модель ЭМС, что делает рассмотренные методики синтеза регуляторов фактически бесполезными.

ЭМС с двигателями переменного тока (асинхронными и синхронными) долгое время использовались как нерегулируемые по скорости вращения. Это было обусловлено, во-первых, отсутствием эффективных ПЭЭ, во-вторых, сложностью математического описания процессов электромеханического преобразования энергии в электрических машинах переменного тока. Последнее связано с тем, что уравнения электрического и механического равновесия двигателей переменного тока содержат переменные и параметры, периодически изменяющиеся во времени.

Поскольку скорость вращения асинхронных и синхронных двигателей напрямую зависит от скорости вращающегося магнитного поля, а, следовательно, частоты напряжения обмотки статора, основным способ регулирования скорости является изменение частоты напряжения статора. Это изменение осуществляется с помощью управляемого АИН, расположенного между источником трехфазного переменного напряжения и обмоткой статора двигателя. В этой связи, основной схемой управления в ЭМС переменного тока является схема «*АИН – двигатель переменного тока*». В такой схеме существует возможность независимо изменять действующее значение напряжения статора U и его частоту f .

В 1925 г. М.П. Костенко был предложен так называемый *закон частотного регулирования скорости*, который определяет соотношение между напряжением, частотой и моментом, обеспечивающее максимальную нагрузочную способность двигателя. Этот закон имеет следующий вид:

$$\frac{U}{U_{\text{ном}}} = \frac{f}{f_{\text{ном}}} \sqrt{\frac{M}{M_{\text{ном}}}}.$$

То есть, при всех значениях частоты и нагрузки необходимо изменять относительное напряжение двигателя пропорционально произведению относительной частоты на корень квадратный из относительного момента. При постоянстве момента нагрузки этот закон имеет очень простой вид:

$$\frac{U}{f} = \text{const} . \quad (1.5)$$

Закон частотного регулирования нашел свое воплощение в первых системах управления двигателями переменного тока. В нашей литературе эти системы обычно называют системами частотного регулирования или системами скалярного управления, в зарубежной литературе такое управление обозначается как VVVF (variable-voltage variable-frequency).

В случае разомкнутого управления к двигателю прикладывается напряжение определенной частоты, а амплитуда этого напряжения рассчитывается согласно закону частотного регулирования. Задание по скорости поступает на задатчик интенсивности, который ограничивает изменение выходной частоты инвертора, чтобы избежать сильных переходных процессов при смене задания.

В замкнутых системах скалярного управления (системах стабилизации скорости и момента) предусматривают три типа обратной связи: отрицательную по скорости, положительную по моменту и отрицательную по моменту [57]. В простейшем случае такие системы представляют собой одноконтурные системы с ПИ-регулятором скорости [58].

Основной недостаток скалярного управления заключается в малом быстродействии. Это объясняется тем, что законы частотного управления записаны для стационарного режима работы двигателя, а переходные процессы определяются собственной динамикой двигателя и фактически неуправляемы.

Существенный прогресс в области разработки алгоритмов замкнутого управления ЭМС переменного тока был достигнут в 1970-х годах с развитием принципов так называемого векторного управления двигателями переменного тока. Принципы векторного управления основаны на понятии «обобщенная электрическая машина», представлении величин, периодически изменяющихся во времени, в виде векторов в декартовой системе координат и использовании математических формул координатных преобразований.

Значительный вклад в развитие теории векторного управления двигателями переменного тока был сделан фирмой Siemens при создании системы Transvector,

реализующей принцип полеориентированного управления (ПОУ), предложенный F. Blaschke в 1971 г. [4, 55–60]. В зарубежной литературе такое управление называется FOC (field-oriented control).

В системах ПОУ используется математическая модель асинхронного двигателя в системе координат, вращающейся синхронно с магнитным полем и ориентированной по вектору потокосцепления ротора. В такой системе координат проекции токов, напряжений и потокосцеплений становятся величинами постоянными, а взаимная индуктивность обмоток не зависит от углового положения ротора. Кроме того, такая математическая модель позволяет использовать подходы к синтезу системы управления, успешно применяемые при управлении ЭМС с ДПТ НВ. Управление ведется по двум ортогональным проекциям тока статора i_x и i_y . Первая отвечает за формирование заданного потокосцепления ротора (аналог тока возбуждения ДПТ НВ), вторая – за формирование электромагнитного момента (аналог тока якоря ДПТ НВ). Работа системы ПОУ основана на определении модуля и углового положения вектора потокосцепления ротора. Эти величины либо измеряются с помощью датчиков Холла, либо оцениваются косвенно по измеренным значениям фазных токов, фазных напряжений и угловой скорости ротора.

На рисунке 1.4 представлена функциональная схема классической системы ПОУ АД. Она представляет собой двухканальную систему управления – канал управления потокосцеплением и канал управления моментом (скоростью).

Статорная обмотка АД получает питание от управляемого АИН, преобразующего постоянное напряжение источника U_{DC} в трехфазное напряжение заданной частоты и амплитуды. Измерительная система включает в себя датчики фазных токов i_a и i_b , датчики Холла, измеряющие потокосцепления $\psi_{\mu a}$ и $\psi_{\mu b}$, и датчик угловой скорости ω (ДС). Блок фазного преобразования БФП₁ осуществляет трехфазно-двухфазное преобразование фазных токов в их проекции i_α и i_β на оси неподвижной системы координат, жестко связанной со статором. Блок фазного преобразования БФП₂ формирует проекции опорного вектора потокосцепления ротора $\psi_{r\alpha}$ и $\psi_{r\beta}$ в этой же системе координат. Блок векторного фильтра вычисляет значения модуля

опорного вектора $|\psi_r|$ и его текущее угловое положение θ_{ψ_r} . Блок координатного преобразования БКП₁ формирует i_x и i_y – проекции тока статора на систему координат, ориентированную по направлению опорного вектора ψ_r и вращающуюся синхронно с ним.

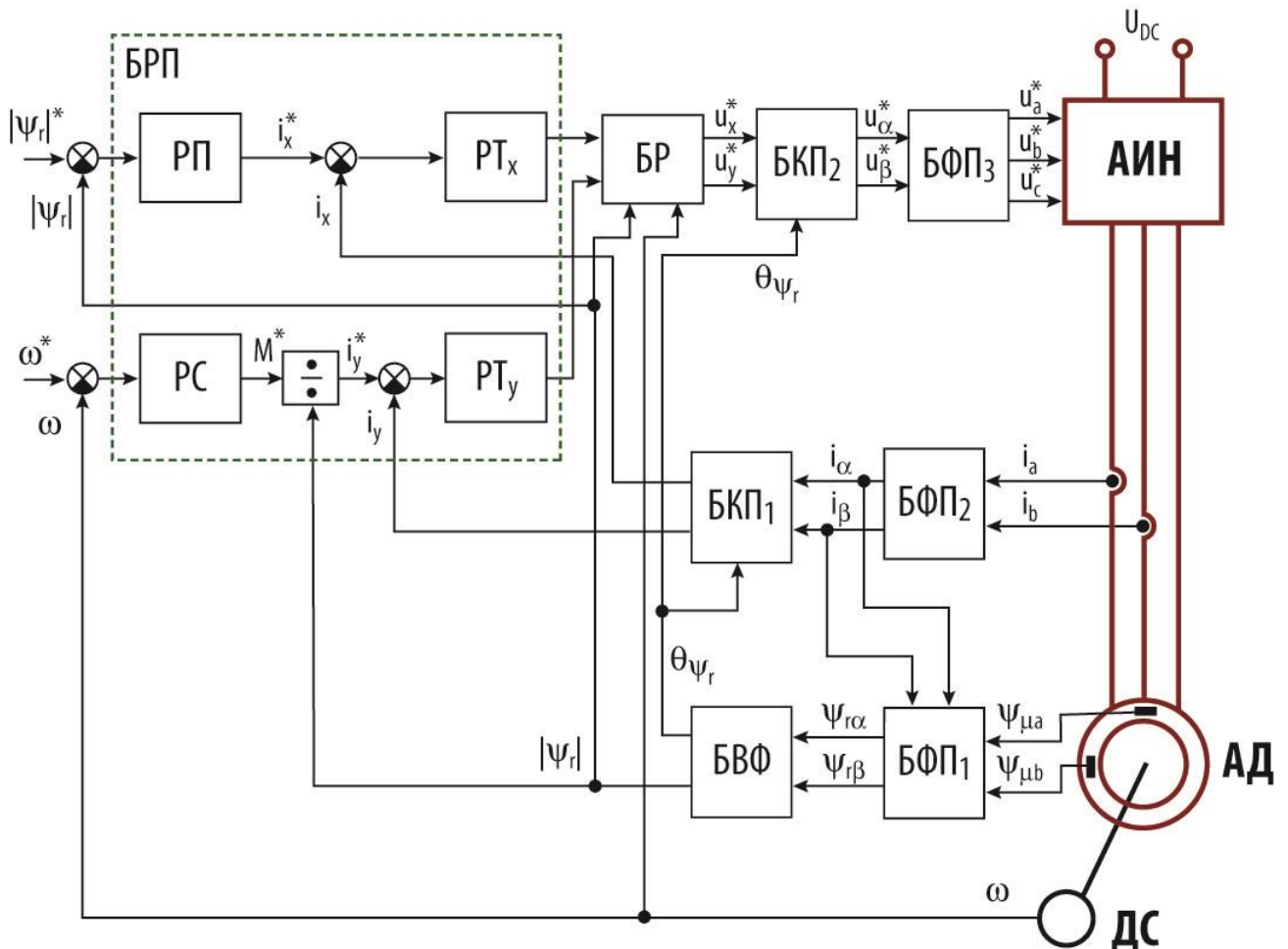


Рисунок 1.4 – Функциональная схема системы ПОУ АД типа «Transvector».

Информационные сигналы i_x , i_y , $|\psi_r|$ и ω поступают в блок регуляторов переменных БРП, содержащий два отдельных канала управления – канал стабилизации угловой скорости в значении ω^* и канал стабилизации модуля потокосцепления ротор в значении $|\psi_r|^*$. Каждый канал реализует принцип подчиненного регулирования координат и содержит два контура. Канал стабилизации скорости включает в себя внешний контур с регулятором скорости (РС) и подчиненный контур с

регулятором поперечной проекции тока статора PT_y . В канал стабилизации потокосцепления входит внешний контур с регулятором потокосцепления и подчиненный контур с регулятором продольной проекции тока статора PT_x . БРП формируют сигналы, которые поступают на вход блока развязки (БР). БР вычисляет заданные значения проекций напряжения статора u_x^* и u_y^* , которые затем проходят стадии координатного и двухфазно-трехфазного преобразования в БКП₂ и БФП₃. В результате этих преобразований формируются заданные значения фазных напряжений u_a^* , u_b^* и u_c^* , поступающих в АИН.

В настоящее время существуют различные модификации классической системы «Transvector», но принцип и первая модель, предложенная F. Blaschke, по-прежнему доминируют в технических реализациях.

При расчете контуров регулирования системы векторного управления фактически используются те же подходы, что и для ЭМС с ДПТ НВ. Каналы управления считаются независимыми, а процедура синтеза регуляторов сводится к настройке контуров с типовыми регуляторами на технический или симметричный оптимум.

Следует, однако, заметить, что в отличие от ДПТ НВ, в котором каналы управления являются физически независимыми, в системах ПОУ двигателями переменного тока эти каналы являются связанными. АД является существенно нелинейным и многосвязным объектом управления. Разделение и независимое рассмотрение каналов управления, по всей видимости, обусловлено желанием разработчиков применить апробированные подходы и типовые регуляторы. В этой связи, в структуру систем ПОУ вводятся дополнительные блоки развязки каналов управления и разрабатываются разнообразные, порой весьма изощренные, методики расчета параметров ПИ-регуляторов, компенсирующих взаимовлияние каналов управления и естественную обратную связь по ЭДС двигателя [5], [60–69]. Естественно, это не может не сказываться на точности и эффективности системы управления и ограничивает область ее устойчивости. Поэтому в стандартных системах ПОУ в последнее время используют различные итерационные техники настройки регуляторов.

ПОУ изначально разрабатывалась как система автоматического управления АД. В дальнейшем принципы ПОУ нашли свое применение при проектировании ЭМС с синхронными двигателями основного исполнения (СД) и синхронными двигателями с постоянными магнитами (СДМП) [57, 58, 61–65]. При этом используются математические модели двигателей в системе координат, жестко связанной с ротором, но подходы к синтезу регуляторов остаются неизменными: подчиненное регулирование, использование типовых линейных регуляторов, компенсация взаимовлияния каналов управления и ЭДС вращения.

Как следует из обзора методов энергосберегающего управления ЭМС, представленного в предыдущем разделе, для организации энергосберегающего управления используется типовая схема скалярного или векторного управления двигателем переменного тока. Энергосберегающий эффект достигается путем расчета уставок для регуляторов потока или проекций тока статора из условий минимума электромагнитных потерь энергии. Структура блока регуляторов остается неизменной, и в основном исследуются вопросы влияния изменения условий эксплуатации и режимов работы двигателя на свойства замкнутой системы. Таким образом, *задача синтеза энергосберегающих регуляторов как задача генерации обратных связей в строгой математической постановке фактически не решается.*

Анализ существующих подходов к проектированию современных управляемых ЭМС позволили сделать следующие выводы.

1. При синтезе автоматических регуляторов ЭМС в основном используется подход, разработанный почти 70 лет назад (последовательная коррекция и ее вариации) и имеющий строгое математическое обоснование в применении к классу линейных систем с одним каналом управления.

2. Применение методов классической ТАУ для синтеза регуляторов ЭМС приводит к необходимости обоснования и разработки дополнительных методик, позволяющих экстраполировать линейные подходы для управления нелинейными системами. Результатом такой экстраполяции является усложнение методики настройки контуров управления с типовыми регуляторами, введением в структуру

системы дополнительных блоков, компенсирующих взаимовлияние каналов управления и естественные обратные связи по ЭДС вращения ЭД.

3. Методики расчета контуров регулирования в особенности для ЭМС переменного тока содержат дополнительные ограничения и допущения, которые ставят под сомнение математическую строгость и обоснованность такого подхода.

4. Отсутствие аналитических методик расчета приводит к широкому использованию поисковых численных процедур настройки контуров регулирования, применению методов искусственного интеллекта и других информационных технологий.

5. Задача синтеза алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС в математической постановке, сформулированной в начале этого раздела, фактически не решается.

Описанная ситуация в области синтеза алгоритмов управления ЭМС невольно вызывает следующую аналогию. Можно провести тюнинг автомобиля 50-х годов выпуска: покрасить, установить кондиционер, стереосистему, обтекатели и пр. Быстрее он от этого не поедет, меньше топлива потреблять не станет, безопасность движения практически не изменится. Вы можете применять самый современный инструментарий из области искусственного интеллекта, но, если у вас остаются принципы управления, которым уже почти 70 лет, возможность построения эффективных методов энергосберегающего управления ЭМС будет вызывать обоснованные сомнения.

Апробированные универсальные рецепты в виде типовых законов управления (П, ПИ, ПИД) оказываются неэффективными, поскольку не учитывают реальной динамики системы, которая описывается существенно нелинейными математическими моделями, и в принципе не предназначены для использования в задачах многосвязного управления.

На основании выше сказанного можно сформулировать **противоречие в практике**, которое определяется снижением надежности и энергетической эффективности ЭМС, использующих традиционные принципы управления и типовые автоматические регуляторы, при расширении диапазона регулирования скорости,

существенной вариации механической нагрузки, действии внешних и параметрических возмущений.

Поэтому для решения задач синтеза эффективных алгоритмов управления ЭМС необходимо переходить на другие концептуальные основы и разрабатывать новые прикладные методы синтеза алгоритмов управления ЭМС, лишенные указанных недостатков.

1.6 Постановка проблемы синтеза алгоритмов энергосберегающего управления нелинейными электромеханическими системами

В настоящем разделе будет сформулирована научная проблема, на решение которой направлено данное исследование, а также будут указаны сопутствующие этому решению отдельные теоретические и прикладные задачи.

Обозначенные выше особенности подхода к синтезу алгоритмов управления, который получил повсеместное применение при проектировании ЭМС с автоматическим управлением, позволяют сделать вывод, что разработчики систем управления предпочитают следовать принципу «метод синтеза регулятора превыше объекта управления». Если объект управления не «подходит» для использования метода, нужно «подстроить» его под метод: ввести компенсирующие звенья и дополнительные обратные связи. Если при этом теряется математическая обоснованность самого метода, нужно разрабатывать дополнительные методики, это учитывающие. Если и это не дает результата, можно использовать численные процедуры поиска.

Данные обстоятельства позволяют сформулировать **противоречие в теории**, заключающееся в том, что использование принципов и методов линейной ТАУ при решении задач синтеза алгоритмов управления нелинейными ЭМС приводит к существенным допущениям и вызывает необходимость применения численных (поисковых) процедур настройки типовых регуляторов.

На наш взгляд, такой подход ведет к отходу от строгих математических принципов ТАУ в сторону эвристики, комбинаторики и вычислительных методов. В

этой связи, требуется разработка теоретических основ синтеза алгоритмов управления ЭМС, которые бы были ориентированы на специфику и особенности управляемых объектов, максимально учитывали их естественную динамику и сопутствующие этой динамике физические процессы преобразования энергии. В этом случае не будет возникать необходимости подстраивать объект под метод синтеза алгоритма управления. Напротив, процедура синтеза будет учитывать особенности управляемого объекта, а получаемые в ходе этой процедуры алгоритмы управления отражать реальную динамику объекта и решаемые задачи управления.

Проблема синтеза алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС с учетом указанных выше требований может быть сформулирована следующим образом. Необходимо разработать математически обоснованные процедуры синтеза алгоритмов управления ЭМС, которые бы обладали следующими свойствами.

1. Использовали наиболее адекватные математические модели ЭМС. С точки зрения математического описания ЭМС представляют собой нелинейные и многосвязные динамические системы с несколькими каналами управления. В этом случае отпадает необходимость компенсации естественных обратных связей и взаимовлияния каналов управления. Структура алгоритма управления будет все это предусматривать.

2. Использовали векторный принцип управления. Организация энергосберегающего управления невозможна при скалярном управлении.

3. Предполагали применение для ЭМС с различными типами ЭД и МП.

4. Предусматривали реализацию режимов с минимальным уровнем потерь энергии в ЭД при решении заданной технологической задачи управления движением ИО. При этом условия минимизации потерь энергии, выраженные в виде однозначного математического условия, должны входить в структуру синтезируемых законов управления.

5. Предусматривали компенсацию действия внешних неконтролируемых возмущений и флуктуации параметров электромагнитных цепей. Поскольку разрабатываемые методы относятся к модельно-ориентированным методам, адаптационные свойства законов управления приобретают особое значение.

Поставленная проблема определяет необходимость решения следующих теоретических и прикладных задач.

1. Выбор и обоснование математических моделей, адекватно описывающих динамику процессов преобразования энергии в ЭМС.

2. Вывод условий минимизации потерь энергии для основных типов ЭД в виде однозначных математических функций электромагнитных и механических переменных.

3. Разработка прикладных методов синтеза алгоритмов энергосберегающего управления нелинейными ЭМС с различными типами ЭД.

4. Разработка прикладных методов синтеза алгоритмов адаптивного управления нелинейными ЭМС, компенсирующих параметрическую неопределенность математических моделей ЭМС, действие внешних возмущений и отсутствие средств измерения отдельных переменных.

Сложность решения сформулированной выше научной проблемы с помощью методов классической теории управления и методов оптимального управления обуславливают необходимость использования принципиально новых направлений теории управления, к которым относится синергетическая теория управления, предложенная профессором Колесниковым А. А. и развиваемая научной школой кафедры синергетики и процессов управления Южного федерального университета [70–75].

1.7. Выводы по главе 1

ЭМС, осуществляющие целенаправленное преобразование электрической энергии в механическую работу, являются неотъемлемой частью современных промышленных и транспортных установок. В главе рассмотрены вопросы функционального состава и типовых структур ЭМС, представлена обобщенная функциональная схема ЭМС, выделяющая силовую и информационно-управляющую подсистемы. Отмечена возрастающая роль информационно-управляющей

подсистемы, отражающая общую тенденцию интеллектуализации силового оборудования с целью расширения спектра решения технических задач, повышения точности и эффективности выполняемых операций.

В то же время ЭМС являются основными потребителями электрической энергии, а, следовательно, проблема менее энергоемкого электромеханического преобразования имеет несомненную актуальность и обуславливает поиск энергосберегающих решений как на стадии проектирования ЭМС, так и на стадии их эксплуатации.

В главе рассмотрены энергетические свойства ЭМС, определены основные виды потерь энергии в силовой подсистеме и представлены существующие подходы к энергосбережению, используемые применительно к данному классу технических систем.

Возможность изменения уровня потерь энергии в ЭМС в ходе процесса ее эксплуатации непосредственно связана с вопросами управления входящими в ее состав ЭД, и отдельной научно-технической проблемой является разработка методов энергосберегающего управления ЭД.

В главе сделан обзор существующих методов энергосберегающего управления ЭМС. Отмечено, что все методы энергосберегающего управления ЭМС условно делятся на два основных класса: методы, основанные на математических моделях двигателей и потерь или методы модельно-ориентированного управления (model-based control) и поисковые методы (search control). Рассмотрены особенности этих методов, их достоинства и недостатки.

Анализ существующих методов энергосберегающего управления ЭМС в контексте подходов ТАУ указал на необходимость дальнейшего развития модельно-ориентированных методов, позволяющих определять структуру и параметры энергосберегающих автоматических регуляторов и проектировать на их основы системы замкнутого управления.

Отдельное внимание уделено подходам к синтезу алгоритмов автоматического управления, нашедших наибольшее распространение при проектировании управляемых ЭМС. Проведенный анализ позволил сделать выводы, что в

подавляющем большинстве современных систем управления ЭД постоянного и переменного тока используется принцип подчиненного регулирования с последовательной коррекцией, предложенный в середине 50-х годов прошлого столетия и математически обоснованный для линейных динамических систем с одним каналом управления. В главе рассмотрены аспекты построения систем подчиненного регулирования для двигателей постоянного и переменного тока, отмечаются нюансы процедуры синтеза и возникающие при этом методологические трудности. На основании чего было выявлено **противоречие в практике**, которое определяется снижением надежности и энергетической эффективности ЭМС, использующих традиционные принципы управления и типовые автоматические регуляторы, при расширении диапазона регулирования скорости, существенной вариации механической нагрузки, действии внешних и параметрических возмущений. При этом **противоречие в теории** заключается в том, что использование принципов и методов линейной теории автоматического управления при решении задач синтеза алгоритмов управления нелинейными ЭМС приводит к существенным допущениям и вызывает необходимость применения численных (поисковых) процедур настройки типовых регуляторов.

Указанные противоречия обосновывают необходимость перехода от парадигмы проектирования линейных регуляторов по отдельным каналам управления к парадигме проектирования векторных взаимосвязанных систем управления, базирующейся на использовании нелинейных математических моделей управляемых процессов, учете требований по гарантированию максимальной области асимптотической устойчивости этих систем, их инвариантности к действию параметрических и внешних возмущающих воздействий. Именно такие системы смогут обеспечить выполнение основных технологических задач ЭМС с максимально эффективным использованием энергии в процессе ее электромеханического преобразования. На основании этого в заключении главы сформулирована основная научная проблема, на решение которой ориентировано данное исследование, и определен перечень основных задач в рамках этого решения.

Глава 2 Методика поиска условий минимизации потерь энергии в управляемых электромеханических системах

При решении задач синтеза алгоритмов управления всегда формируется набор исходных данных, необходимых для применения соответствующих математических методов, определяющих основные цели управления, указывающих на существующие ограничения и описывающих влияние внешней среды.

К таким исходным данным, прежде всего, следует отнести:

- математическую модель управляемого объекта или системы, адекватно описывающую соответствующие физические процессы;
- набор критериев управления в виде формализованных условий, отражающих ключевые требования к статическим и динамическим режимам функционирования синтезируемой замкнутой системы «объект-алгоритм управления»;
- допустимый диапазон изменения переменных состояния и управляющих воздействий;
- существующие параметрические неопределенности математической модели объекта и действующие на него внешние возмущения, которые оказывают значимое влияние на ход протекающих процессов.

Поэтому для решения основных задач исследований, обозначенных в главе 1, необходимо в первую очередь сформировать такой набор исходных данных в контексте поставленной научной проблемы энергосберегающего управления ЭМС. В настоящей главе основное внимание будет уделено вопросам математического описания физических процессов в ЭМС и поиску математических условий минимизации потерь энергии, которые имеют место при ее электромеханическом преобразовании.

2.1 Математические модели электромеханических систем

В дальнейшем рассматриваются однодвигательные (однокоординатные) ЭМС с вращательным движением исполнительного органа. В этом случае силовой канал ЭМС представляет собой последовательно соединенные ПЭЭ, ЭД и МП (рисунок 1.1). В общем случае математическая модель ЭМС является совокупностью взаимосвязанных моделей этих основных элементов силовой подсистемы. Математическая связь моделей осуществляется через переменные взаимодействия: токи и напряжения обмоток ЭД, угловое перемещение, угловую скорость вала ЭД и прикладываемые к нему моменты.

2.1.1 Математические модели преобразователей электрической энергии и механических преобразователей

ПЭЭ представляют собой электронные приборы с силовыми ключами – транзисторами или тиристорами, а динамика процессов имеет прерывный (дискретный) характер с быстрым переключением ветвей электрической схемы. Поэтому для описания этих процессов используются так называемые усредненные за период математические модели, основанные на законах электротехники. Ввиду того, что скорость протекания процессов в ПЭЭ значительно выше скорости процессов в ЭД и МП, при разработке систем управления их динамикой либо пренебрегают, либо представляют эту динамику апериодическим звеном с малой постоянной времени.

При синтезе алгоритмов управления ЭМС переменного тока динамикой ПЭЭ как правило пренебрегают. При синтезе систем подчиненного регулирования ЭМС с ДПТ ПЭЭ представляется апериодическим звеном, а при расчете контуров постоянная времени преобразователя считается некомпенсируемой постоянной времени. В этом случае модель ПЭЭ может быть представлена в виде:

$$T_n \frac{du_{\text{вых}}}{dt} + u_{\text{вых}} = u_y U_u, \quad (2.1)$$

где U_u – напряжение на входе преобразователя; $u_{вых}$ – выходное напряжение преобразователя, u_y – управляющее напряжение преобразователя, T_n – его постоянная времени. В данном случае U_u можно интерпретировать как максимум выпрямленного напряжения, а u_y как коэффициент усиления ($-1 < u_y < 1$).

В состав МП ЭМС могут входить самые разнообразные виды механизмов и механических передач. Это разнообразие определяется широким спектром задач организации механического движения в современных технологических установках и, соответственно, разнообразием агрегатов и машин, которые это движение обеспечивают. В настоящее время, при проектировании технологического оборудования стремятся к использованию «коротких» механических передач и безредукторных ЭМС. В этом случае МП считается абсолютно жестким механизмом, а его динамикой можно пренебречь.

В тех случаях, когда используются «длинные» механические передачи и возможны упругие деформации, то МП рассматривается как многомассовая механическая система с упругими связями. Суть такого подхода состоит в следующем. В МП выделяются наиболее массивные (инерционные) элементы, которые считаются абсолютно жесткими, то есть не подверженными деформации, и наиболее податливые (упругие) элементы, которые считаются безынерционными (невесомыми). Инерционные элементы описываются инерционными характеристиками – массой m_i или моментом инерции J_i . Упругие элементы описываются упругими и диссипативными характеристиками – коэффициентом жесткости c_i и коэффициентом диссипации β_i . При деформации упругих звеньев имеет место рассеивание механической энергии, обусловленное силами внутреннего трения (диссипативными силами), которые пропорциональны разности скорости деформации. Таким образом, расчетная схема представляет собой совокупность инерционных элементов, соединенных упругими элементами, которые обычно называют упругими связями. В расчетной схеме в отличие от кинематической схемы все инерционные элементы осуществляют один вид движения – либо поступательное, либо вращательное.

Математическая модель МП строится на основании приведенной кинематической схемы и использовании уравнений Лагранжа 2-го рода. В большинстве случаев допустимо описывать МП как двухмассовую механическую систему с упругой связью. Тогда математическая модель МП с вращательным движением ИО представляется следующими дифференциальными уравнениями:

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_1}{dt} &= \omega_1; \\ \frac{d\theta_2}{dt} &= \omega_2; \\ J_1 \frac{d\omega_1}{dt} &= M_{\text{де}} - c_{12}(\theta_1 - i\theta_2) - \beta_{12}(\omega_1 - i\omega_2) - k_1\omega_1; \\ J_2 \frac{d\omega_2}{dt} &= c_{12}(\theta_1/i - \theta_2) + \beta_{12}(\omega_1/i - \omega_2) - k_2\omega_2 - M_c, \end{aligned} \quad (2.2)$$

где θ_1 и θ_2 – угловые положения валов ЭД и ИО; ω_1 и ω_2 – угловые скорости ЭД и ИО; J_1, J_2 – моменты инерции; c_{12}, β_{12} – коэффициенты жесткости и диссипации упругой связи; k_1, k_2 – коэффициенты вязкого трения; $M_{\text{де}}$ – электромагнитный момент ЭД; M_c – момент сопротивления нагрузки, создаваемый приводимым механизмом; i – передаточное отношение.

2.1.2 Математические модели электрических двигателей

ЭД являются ключевыми элементами любой ЭМС, поскольку именно они осуществляют целенаправленное электромеханическое преобразование энергии. В этой связи, адекватное математическое описание динамики ЭД имеет ключевое значение при решении теоретических задач синтеза алгоритмов автоматического управления ЭМС.

Общие вопросы построения динамических моделей ЭД. История развития электромеханики свидетельствует о существовании двух разных подходов к математическому описанию процессов электромеханического преобразования энергии в ЭД: на базе теории поля (уравнений Максвелла) и теории цепей (уравнений

Кирхгофа). Наиболее универсальным является комбинированный подход, объединяющий теорию поля и теорию цепей [76]. Этот подход состоит в следующем. Исходя из картины магнитного поля в воздушном зазоре ЭД, записывают уравнения напряжений для контуров обмоток, а через токи или потокосцепления выражается электромагнитный момент. К полученным уравнениям добавляется уравнение механического движения подвижной части ЭД – ротора.

В общем случае при наличии n магнитосвязанных контуров уравнения Кирхгофа можно записать в виде

$$u_i = r_i i_i + \frac{d\psi_i}{dt}, i = 1..n \quad (2.3)$$

или, выразив потокосцепления контуров как произведение индуктивностей и взаимных индуктивностей и токов, в виде:

$$u_i = r_i i_i + \sum_{j=1}^n \frac{d}{dt} L_{ij} i_j, i = 1..n, \quad (2.4)$$

здесь u_i , i_i и ψ_i – мгновенные значения напряжений, токов и потокосцеплений; r_i – активные сопротивления обмоток; L_{ij} – индуктивности и взаимные индуктивности обмоток. Таким образом, напряжение, подаваемое на каждый контур, уравновешивается падением напряжения на активном сопротивлении и ЭДС индукции, которые возникают в результате движения проводников в магнитном поле или изменения поля относительно проводника. Различают два вида ЭДС индукции: ЭДС трансформации ($L_{ij} = \text{const}, i_i = \text{var}$) и ЭДС вращения ($L_{ij} = \text{var}, i_i = \text{const}$). Необходимым условием электромеханического преобразования энергии является возникновение ЭДС вращения. В модели любого ЭД в выражение для каждой ЭДС вращения входят две мультипликативных переменных, одна из которых – угловая скорость вращения ротора, вторая – ток или потокосцепление.

Уравнение движения ротора ЭД записывается на основании второго закона механики для вращательного движения:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c, \quad (2.5)$$

где ω – угловая скорость вращения ротора; M – электромагнитный вращающий момент, M_c – момент сопротивления движению; J – момент инерции ротора. Электромагнитный момент возникает в результате взаимодействия магнитных полей статора и ротора и является источником движения. Суммарный электромагнитный момент ЭД определяется как комбинация произведений электрических или магнитных переменных контуров статора на электрические или магнитные переменные контуров ротора. Это может быть произведения токов, произведения токов на потокосцепления (потоки) или произведения потокосцеплений (потоков).

Таким образом, математическую модель любого ЭД можно представить как совокупность взаимодействующих электромагнитных и механических подмоделей. Указанное взаимодействие, которое, по сути, характеризует электромеханическое преобразование энергии в ЭД, выражается в присутствии в электромагнитной подмодели ЭДС вращения, а в механической подмодели – электромагнитного момента.

Приведенный подход к математическому описанию процесса электромеханического преобразования энергии достаточно универсален. Тем не менее, используемые в современных ЭМС двигатели имеют различные конструкции и способы питания. Например, обмотки ЭД могут иметь то или иное количество фаз, пар полюсов и подключаться к источникам как переменного, так и постоянного тока; магнитопровод может быть явнополюсным или неявнополюсным и т.д. Поэтому вполне понятно стремление электромехаников обобщить конструктивные и типовые вариации ЭД и тем самым получить наиболее универсальное математическое описание имеющих место физических явлений. Квинтэссенцией такой универсализации является введение понятия обобщенной электрической машины (ЭМ).

Обобщенная ЭМ – двухполюсная двухфазная симметричная ЭМ с гладким воздушным зазором, нулевым магнитным сопротивлением стали сердечников, синусоидальным распределением МДС (магнитодвижущей силы), которая имеет на

роторе и статоре по две обмотки, сдвинутые в пространстве на 90° . Схема обобщенной ЭМ приведена на рисунке 2.1. Здесь $w_{1\alpha}, w_{1\beta}$ – число витков обмотки статора по осям α и β ; w_{2d}, w_{2q} – число витков обмотки ротора по осям d и q ; $u_{1\alpha}, u_{1\beta}$ – напряжения статора, приложенные к фазам α и β ; u_{2d}, u_{2q} – напряжения ротора, приложенные к фазам d и q .

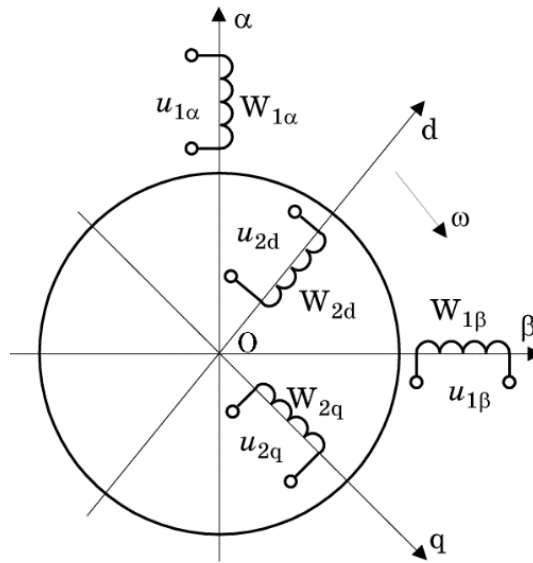


Рисунок 2.1 – Обобщенная электрическая машина

С осями обмоток совпадают оси ортогональных систем координат: $0\alpha, 0\beta, 0d, 0q$. Таким образом, со статором жестко связана ортогональная система координат $\alpha 0\beta$, а с ротором – система координат $d 0q$. Часто используют термины: координатная система $(\alpha\beta)$ и координатная система (dq) .

Обобщенная машина является упрощенной моделью реальной машины. Действительно, в реальной машине обмотки укладываются в пазы или наматываются на явно выраженные полюса, и как следствие воздушный зазор неравномерен, МДС обмоток несинусоидальны и в зазоре присутствуют высшие пространственные гармоники магнитного поля. Кроме того, при анализе динамических процессов в обобщенной ЭМ принимается, что магнитная система ненасыщенна и имеет бесконечную магнитную проницаемость. Иными словами, предполагается, что вся энергия магнитного поля сосредоточена в воздушном зазоре.

С учетом сделанных выше допущений, математическую модель обобщенной ЭМ можно описать четырьмя уравнениями электрического равновесия в цепях ее обмоток и уравнением механического движения. Уравнения Кирхгофа для контуров обмоток обобщенной ЭМ имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} u_{1\alpha} &= r_1 i_{1\alpha} + \frac{d\psi_{1\alpha}}{dt}; & u_{1\beta} &= r_1 i_{1\beta} + \frac{d\psi_{1\beta}}{dt}; \\ u_{2d} &= r_2 i_{2d} + \frac{d\psi_{2d}}{dt}; & u_{2q} &= r_2 i_{2q} + \frac{d\psi_{2q}}{dt}, \end{aligned} \quad (2.6)$$

где $u_{1\alpha}, u_{1\beta}, i_{1\alpha}, i_{1\beta}, \psi_{1\alpha}, \psi_{1\beta}$ – напряжения, токи и потокосцепления статора в фазах α и β ; $u_{2d}, u_{2q}, i_{2d}, i_{2q}, \psi_{2d}, \psi_{2q}$ – напряжения, токи и потокосцепления ротора в фазах d и q .

Потокосцепление каждой обмотки зависит от токов во всех обмотках:

$$\psi_i = \sum_j L_{ij} i_j, \quad (2.7)$$

где L_{ij} – собственные и взаимные индуктивности обмоток: $i = 1\alpha, 1\beta, 2d, 2q$ показывает, в какой обмотке наводится ЭДС, а $j = 1\alpha, 1\beta, 2d, 2q$ – током какой обмотки создается вызвавшее возникновение этого ЭДС магнитное поле. При этом если $i = j$, то L_{ij} – собственная индуктивность обмотки i , а если $i \neq j$, то L_{ij} – взаимная индуктивность между обмоткой i и обмоткой j .

Так как при вращении ротора взаимное положение обмоток статора и ротора изменяется, собственные и взаимные индуктивности обмоток в общем случае зависят от угла поворота ротора относительно статора – θ . В симметричной ЭМ с гладким зазором собственные индуктивности обмоток статора и ротора не зависят от положения ротора: $L_{1\alpha,1\alpha} = L_{1\beta,1\beta} = L_1$, $L_{2d,2d} = L_{2q,2q} = L_2$. Взаимные индуктивности между обмотками ротора или обмотками статора равны нулю, поскольку обмотки сдвинуты в пространстве на угол 90° . $L_{1\alpha,1\beta} = L_{1\beta,1\alpha} = L_{2d,2q} = L_{2q,2d} = 0$. Взаимные индуктивности между обмотками статора и ротора являются периодическими функциями углового положения ротора:

$$\begin{aligned}
L_{1\alpha,2d} &= L_{2d,1\alpha} = L_{12} \cos \theta; \\
L_{1\alpha,2q} &= L_{2q,1\alpha} = -L_{12} \sin \theta; \\
L_{1\beta,2d} &= L_{2d,1\beta} = L_{12} \sin \theta; \\
L_{1\beta,2q} &= L_{2q,1\beta} = L_{12} \cos \theta,
\end{aligned} \tag{2.8}$$

где $\theta = \alpha t$ – мгновенное значение электрического угла между осями ортогональных систем координат ротора и статора, L_{12} – максимальное значение взаимной индуктивности между обмотками статора и ротора.

Результатом взаимодействия токов, протекающих в обмотках обобщенной ЭМ (магнитных полей статора и ротора), является возникновение электромагнитного момента. Выражение для электромагнитного момента можно получить как частную производную энергии магнитного поля, сконцентрированного в воздушном зазоре, по углу поворота ротора:

$$M = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta} \sum_{i=1}^{2q} i_i \psi_i = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{2q} i_i \frac{\partial \psi_i}{\partial \theta} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{2q} i_i \sum_{j=1}^{2q} \frac{\partial L_{i,j}}{\partial \theta} i_j. \tag{2.9}$$

Уравнения (2.6) – (2.9), дополненные уравнением движения ротора (2.5), представляют адекватное математическое описание процесса электромеханического преобразования энергии в обобщенной ЭМ. Таким образом, математической моделью обобщенной ЭМ является нелинейная (произведение координат) нестационарная (изменение взаимных индуктивностей между обмотками ротора и статора) система дифференциальных уравнений 5-го порядка. Эта модель, прежде всего из-за наличия в ней параметров, зависящих от времени, не совсем удобна при решении различных задач анализа физических явлений в ЭМ, а также задач синтеза алгоритмов управления. Поэтому в практике построения динамических моделей ЭД (прежде всего ЭД переменного тока) широко используются определенные математические приемы, к основным из которых относятся линейные преобразования координатных систем.

Преобразования координатных систем в электрических машинах. При рассмотрении обобщенной ЭМ были введены ортогональные системы координат (α, β) и (d, q) . Система координат (α, β) неподвижна, и ее оси совпадают с фазами

статора. Система координат (d, q) вращается со скоростью, равной скорости вращения ротора ω , а ее оси совпадают с фазами ротора (рисунок 2.1). Уравнения Кирхгоффа (2.6), записанные для контуров обмоток, – уравнения в реальных физических переменных. Физические переменные (токи, потокосцепления, напряжения) обмоток ротора и статора изменяются в соответствующей системе координат и жестко с ней связаны. В общем случае по обмоткам обобщенной ЭМ может протекать переменный ток, и мгновенные значения физических переменных обмоток изменяются по гармоническому закону. Тогда весьма удобно представлять каждую переменную в виде вектора, направление которого совпадает с соответствующей осью системы координат, а модуль изменяется во времени.

Выбор систем координат, жестко связанных со статором и ротором, вполне понятен, так как он сделан из физических соображений. Но он неудобен с точки зрения использования соответствующего этим координатным системам математического описания. И это, прежде всего, связано с присутствием в дифференциальных уравнениях (2.6) нестационарных коэффициентов – взаимных индуктивностей обмоток статора и ротора.

Указанная проблема решается путем использования единых координатных осей для роторных и статорных переменных и линейного преобразования исходной системы уравнений. При таком преобразовании, осуществляемом исходя из условия адекватности математического описания, происходит замена действительных переменных новыми переменными. Критерий адекватности обычно формулируется в виде инвариантности мощности при преобразовании уравнений [4, 76].

При использовании произвольной ортогональной системы координат (u, v) , вращающейся со скоростью ω_k , уравнения (2.6) преобразуются к виду:

$$\begin{aligned} u_{1u} &= r_1 i_{1u} + \frac{d\psi_{1u}}{dt} - \omega_k \psi_{1v}; & u_{1v} &= r_1 i_{1v} + \frac{d\psi_{1v}}{dt} + \omega_k \psi_{1u}; \\ u_{2u} &= r_2 i_{2u} + \frac{d\psi_{2u}}{dt} - (\omega_k - \omega) \psi_{2v}; & u_{2v} &= r_2 i_{2v} + \frac{d\psi_{2v}}{dt} + (\omega_k - \omega) \psi_{2u}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Проекция потокосцеплений обмоток можно выразить через проекции токов:

$$\begin{aligned}\psi_{1u} &= L_1 i_{1u} + L_{12} i_{2u}; \quad \psi_{1v} = L_1 i_{1v} + L_{12} i_{2v}; \\ \psi_{2u} &= L_2 i_{2u} + L_{12} i_{1u}; \quad \psi_{2v} = L_2 i_{2v} + L_{12} i_{1v}.\end{aligned}$$

и, подставив их в (2.10), получить преобразованные уравнения, записанные относительно только электрических переменных – токов и напряжений:

$$\begin{aligned}u_{1u} &= r_1 i_{1u} + L_1 \frac{di_{1u}}{dt} + L_{12} \frac{di_{2u}}{dt} - L_1 \omega_k i_{1v} - L_{12} \omega_k i_{2v}; \\ u_{1v} &= r_1 i_{1v} + L_1 \frac{di_{1v}}{dt} + L_{12} \frac{di_{2v}}{dt} + L_1 \omega_k i_{1u} + L_{12} \omega_k i_{2u}; \\ u_{2u} &= r_2 i_{2u} + L_2 \frac{di_{2u}}{dt} + L_{12} \frac{di_{1u}}{dt} - L_{12} (\omega_k - \omega) i_{1v} - L_2 (\omega_k - \omega) i_{2v}; \\ u_{2v} &= r_2 i_{2v} + L_2 \frac{di_{2v}}{dt} + L_{12} \frac{di_{1v}}{dt} + L_{12} (\omega_k - \omega) i_{1u} + L_2 (\omega_k - \omega) i_{2u}.\end{aligned}\tag{2.11}$$

Электромагнитный момент ЭМ в преобразованной системе координат может быть записан различным образом:

$$\begin{aligned}M &= p L_{12} (i_{1v} i_{2u} - i_{1u} i_{2v}), \\ M &= p (\psi_{1u} i_{1v} - \psi_{1v} i_{1u}), \\ M &= p (\psi_{2v} i_{2u} - \psi_{2u} i_{2v}), \\ M &= \frac{p L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} (\psi_{1v} \psi_{2u} - \psi_{1u} \psi_{2v}),\end{aligned}\tag{2.12}$$

где p – число пар полюсов.

Анализируя полученные уравнения, можно убедиться, что преобразование координат и переход к модели с взаимно неподвижными обмотками статора и ротора существенно упрощает математическое описание процесса электромеханического преобразования энергии. Коэффициенты взаимной индукции и потокосцепления становятся независимыми от углового перемещения ротора, а движение реальных обмоток и вращение координатных осей учитываются в уравнениях электрического равновесия введением дополнительных ЭДС вращения.

Уравнения электромеханического преобразования энергии в обобщенной ЭМ получены для системы координат, вращающейся с произвольной скоростью. В таком виде уравнения применяются редко. На практике наиболее широко

используются уравнения, записанные в системах координат, в которых угловая скорость ω_k имеет конкретное значение. Рассмотрим основные варианты выбора скорости вращающейся системы координат.

Вариант 1 ($\omega_k = 0$ – система (α, β)). Если задать $\omega_k = 0$, то система координат (u, v) преобразуется в систему координат, жестко связанную со статором ЭМ. При таком преобразовании напряжения и токи обмоток в общем случае остаются переменными, но имеют одинаковую частоту, равную частоте тока статора.

Вариант 2 ($\omega_k = \omega$ – система (d, q)). При $\omega_k = \omega$ система координат (u, v) трансформируется в координатную систему (d, q) , жестко связанную с ротором ЭМ. В этом случае напряжения и токи также являются переменными с частотой, равной частоте тока ротора.

Вариант 3 ($\omega_k = \omega_0$ – система (x, y)). Если выбрать скорость вращения координатной системы равной синхронной скорости, то есть угловой скорости вращающегося магнитного поля, многие синусоидально изменяющиеся реальные величины становятся постоянными. Часто при исследовании динамики ЭМ переменного тока такой переход существенно облегчает решение задач анализа и задач синтеза алгоритмов управления.

Рассмотренные координатные преобразования широко используются при построении математических моделей ЭМ переменного тока. Выбор той или системы координат зависит от типа ЭМ. Так, например, системы координат (α, β) и (x, y) обычно используются при анализе динамики асинхронных двигателей, а система координат (d, q) – синхронных.

Представленные ранее математические модели обобщенной ЭМ непосредственно применимы к двухфазным машинам. Большинство же ЭМ переменного тока, использующихся в современных ЭМС, являются трехфазными или многофазными. Пример – АД с короткозамкнутым ротором. С физической точки зрения явления в двухфазных и многофазных ЭМ идентичны и связаны с образованием в воздушном зазоре машины вращающегося магнитного поля. Поэтому динамика любой симметричной многофазной ЭМ, имеющей в общем случае m фаз статора

и n фаз ротора, может быть путем замены переменных описана системой уравнений эквивалентной двухфазной машины. Использование в качестве обобщенной модели двухфазной машины позволяет избежать математических трудностей, связанных с увеличением числа переменных и параметров машины, а, следовательно, повышения размерности системы дифференциальных уравнений.

Многофазно-двухфазное преобразование переменных, как и рассмотренные координатные преобразования в двухфазной ЭМ, представляет собой формальную процедуру, проводимую исходя из условия инвариантности мощности.

Формулы трехфазно-двухфазного преобразования:

$$\begin{aligned}
 x_{1u} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(x_A \cos \theta_k + x_B \cos \left(\theta_k - \frac{2\pi}{3} \right) + x_C \cos \left(\theta_k + \frac{2\pi}{3} \right) \right); \\
 x_{1v} &= -\sqrt{\frac{2}{3}} \left(x_A \sin \theta_k + x_B \sin \left(\theta_k - \frac{2\pi}{3} \right) + x_C \sin \left(\theta_k + \frac{2\pi}{3} \right) \right); \\
 x_{2u} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(x_a \cos(\theta_k - \theta) + x_b \cos \left(\theta_k - \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + x_c \cos \left(\theta_k - \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right); \\
 x_{2v} &= -\sqrt{\frac{2}{3}} \left(x_a \sin(\theta_k - \theta) + x_b \sin \left(\theta_k - \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + x_c \sin \left(\theta_k - \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right).
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

Формулы обратного преобразования:

$$\begin{aligned}
 x_A &= x_{1u} \cos \theta_k - x_{1v} \sin \theta_k; \\
 x_B &= x_{1u} \cos \left(\theta_k - \frac{2\pi}{3} \right) - x_{1v} \sin \left(\theta_k - \frac{2\pi}{3} \right); \\
 x_C &= x_{1u} \cos \left(\theta_k + \frac{2\pi}{3} \right) - x_{1v} \sin \left(\theta_k + \frac{2\pi}{3} \right); \\
 x_a &= x_{2u} \cos(\theta_k - \theta) - x_{2v} \sin(\theta_k - \theta); \\
 x_b &= x_{2u} \cos \left(\theta_k - \theta - \frac{2\pi}{3} \right) - x_{2v} \sin \left(\theta_k - \theta - \frac{2\pi}{3} \right); \\
 x_c &= x_{2u} \cos \left(\theta_k - \theta + \frac{2\pi}{3} \right) - x_{2v} \sin \left(\theta_k - \theta + \frac{2\pi}{3} \right).
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

Здесь прописные буквы A, B, C в индексах указывают на принадлежность переменной к соответствующей фазе статора, а строчные a, b, c – соответствующей фазе ротора.

Введение понятия обобщенной ЭМ и использование принципов эквивалентного координатного преобразования позволили получить гибкий и универсальный математический аппарат для построения моделей, достаточно адекватно описывающих динамику физических явлений в ЭД различного типа. В современной теории и практике управляемых ЭМС обобщенное представление процесса электромеханического преобразования энергии является не только действенным инструментом исследования динамики ЭМ, но и служит основой построения эффективных систем управления.

Математические модели двигателей постоянного тока. ЭМ постоянного тока называется ЭМ с механическим преобразователем частоты – коллектором, у которой все обмотки подключаются к источникам постоянного напряжения. Обмотку, расположенную на роторе, принято называть обмоткой якоря, а обмотки, расположенные на статоре и создающие основное магнитное поле, – обмотками возбуждения.

Чтобы получить математическую модель ДПТ, необходимо иметь представление о данном типе ДПТ (какие обмотки имеются, как они соединяются и как подключаются к источнику), знать выражения для электромагнитного момента: $M = c i_{\text{я}} \Phi$ и ЭДС вращения: $e = c \omega \Phi$ и уметь применять второе правило Кирхгоффа. В приведенных выражениях для момента и ЭДС: $i_{\text{я}}$ – ток в обмотке якоря; Φ – магнитный поток одного полюса; $c = \frac{pN}{2\pi a}$ – конструктивная постоянная двигателя, зависящая от числа пар полюсов обмотки возбуждения p , числа активных проводников N и числа параллельных ветвей a в обмотке якоря.

В зависимости от количества обмоток возбуждения, способов их соединения и питания принята классификация ДПТ по способу возбуждения.

ДПТ независимого возбуждения (ДПТ НВ) является в настоящее время основным типом ДПТ, используемым в ЭМС, прежде всего благодаря своим хорошим регулировочным свойствам.

Модели ДПТ НВ соответствует включение обмоток обобщенной ЭМ по схеме, представленной на рисунке 2.2. Здесь обмотка статора по оси β включена на постоянное напряжение u_β , а обмотка по оси α не используется. Обмотки фаз $2d$ и $2q$ питаются переменными токами от ПЧ, осуществляющего коммутацию токов с частотой $\omega_{эл} = p\omega$.

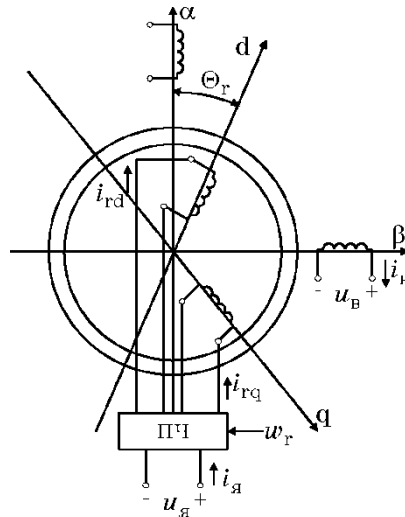


Рисунок 2.2 – Схема подключения обмоток обобщенной ЭМ для ДПТ НВ

При непрерывном электромеханическом преобразовании энергии магнитные поля, создаваемые токами в обмотках статора и ротора, должны быть относительно неподвижны. Так как постоянный ток в обмотке 1β создает поле, неподвижное относительно статора, то в обмотках ротора должны протекать токи, изменяющиеся по следующему закону: $i_{2d} = i_\alpha \cos \theta_{эл}$; $i_{2q} = -i_\alpha \sin \theta_{эл}$. Осуществив преобразование этих токов к осям (α, β) , можно получить следующие соотношения:

$$i_{2\alpha} = i_\alpha \cos^2 \omega_{эл} t + i_\alpha \sin^2 \omega_{эл} t = i_\alpha;$$

$$i_{2\beta} = i_\alpha \cos \omega_{эл} t \sin \omega_{эл} t - i_\alpha \sin \omega_{эл} t \cos \omega_{эл} t = 0.$$

Таким образом, в системе координат (α, β) действительным переменным токам обмотки ротора эквивалентна одна якорная обмотка, обтекаемая постоянным током i_α , и создающее поле, неподвижное в пространстве и направленное по оси α .

Формальное преобразование токов i_{2d} и i_{2q} к осям (α, β) в физическом отношении аналогично преобразованию этих токов коллектором в постоянный ток. Поэтому для получения уравнений модели ДПТ можно воспользоваться уравнениями обобщенной машины в системе координат (α, β) .

Обозначив: $u_{1\beta} = u_e$ и $u_{1\alpha} = u_y$ – напряжения на обмотке возбуждения и обмотке якоря; $i_{1\beta} = i_e$ и $i_{1\alpha} = i_y$ – токи в обмотках; $L_1 = L_e$; $L_2 = L_y$; $r_1 = r_e$; $r_2 = r_y$ – индуктивности и активные сопротивления и учитывая, что $u_{1\alpha} = u_{2\beta} = i_{1\alpha} = i_{2\beta} = 0$, можно на основании обобщенного математического описания (2.11) получить искомую математическую модель ДПТ НВ в виде

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega; \\ J \frac{d\omega}{dt} &= pL_{12}i_e i_y - M_c; \\ u_y &= i_y r_y + L_y \frac{di_y}{dt} + pL_{12}\omega i_e; \\ u_e &= i_e r_e + L_e \frac{di_e}{dt}. \end{aligned} \tag{2.15}$$

Данная модель справедлива при следующих допущениях:

- магнитная система машины не насыщена;
- реакция якоря скомпенсирована;
- падением напряжения на щетках можно пренебречь.

Часто более удобно пользоваться математической моделью, где вместо тока возбуждения присутствует полезный магнитный поток одного полюса Φ :

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega; \\ J \frac{d\omega}{dt} &= c\Phi i_y - M_c; \\ u_y &= i_y r_y + L_y \frac{di_y}{dt} + c\omega\Phi; \\ u_e &= f_1(\Phi)r_e + 2pw_e \frac{d\Phi}{dt}. \end{aligned} \tag{2.16}$$

Заметим, что в (2.16) w_g – число витков на полюс обмотки возбуждения, а функция $f_1(\Phi)$, является обратной известной функции намагничивания $\Phi = f(i_g)$ и учитывает возможность насыщения магнитной системы ЭМ. Функцию $f_1(\Phi)$ в модели (2.16) можно аппроксимировать полиномиальной функцией или в простейшем случае – линейной функцией потока $k_\Phi \Phi$.

В двигателе постоянного тока смешанного возбуждения (ДПТ СВ) магнитное поле создается двумя обмотками возбуждения (см. рисунок 2.3), одна из которых включена последовательно в цепь якоря (ОВП), а вторая получает питание от независимого источника напряжения (ОВН). В цепь якоря также включены компенсационная обмотка (КО) и обмотка дополнительных полюсов (ДП)

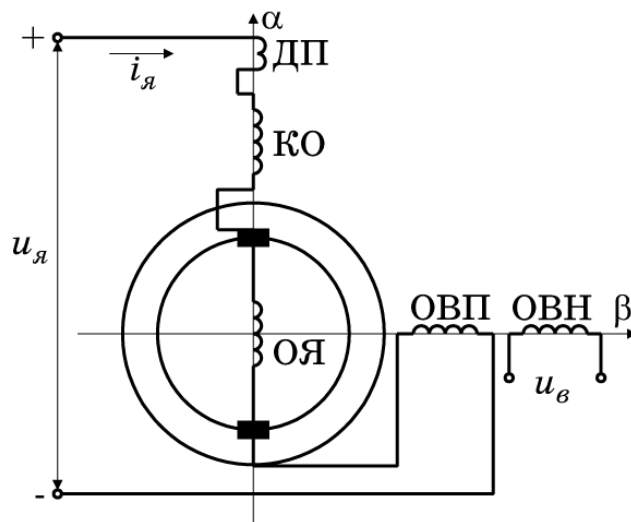


Рисунок 2.3 – Схема подключения ДПТ СВ

В этом случае уравнения электрического равновесия, записанные для цепей якоря и возбуждения, принимают следующий вид:

$$u_{я} = i_{я} r_{я\Sigma} + L_{я\Sigma} \frac{di_{я}}{dt} + c\omega\Phi + 2pw_{n.в} \frac{d\Phi}{dt};$$

$$u_{в} = r_{в} i_{в} + 2pw_{n.в} \frac{d\Phi}{dt},$$

где $r_{я\Sigma} = r_{я} + r_{n.в.} + r_{\partial n} + r_{ко}$, $L_{я\Sigma} = L_{я} + L_{n.в.} + L_{\partial n} + L_{ко}$.

Ток возбуждения можно определить через магнитный поток и ток якоря: $i_{н.в.} = (f_1(\Phi) - w_{н.в.} i_{я}) / w_{н.в.}$. Тогда, выразив производную потока из второго уравнения и подставив в первое, можно получить модель ДПТ СВ:

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega; \\ \frac{d\omega}{dt} &= (ci_{я}\Phi - M_c) \frac{1}{J}; \\ \frac{di_{я}}{dt} &= \left(u_{я} - \frac{w_{н.в.}}{w_{н.в.}} u_{\epsilon} - (r_{я\Sigma} + \frac{r_{н.в.} w_{н.в.}^2}{w_{н.в.}^2}) i_{я} + \frac{w_{н.в.} r_{e1}}{w_{н.в.}^2} f_1(\Phi) - c\omega\Phi \right) \frac{1}{L_{я\Sigma}}; \\ \frac{d\Phi}{dt} &= \left(u_{\epsilon} - \frac{r_{н.в.}}{w_{н.в.}} f_1(\Phi) + \frac{r_{н.в.} w_{н.в.}}{w_{н.в.}} i_{я} \right) \frac{1}{2pw_{н.в.}}. \end{aligned} \quad (2.17)$$

В данной модели независимыми переменными являются ток в обмотке якоря, поток полюса, угловое перемещение и скорость ротора, а управляющими воздействиями – напряжения на обмотках. Нетрудно получить модель, где вместо потока присутствует ток независимой обмотки возбуждения.

Математические модели асинхронных двигателей. Асинхронной ЭМ называется двухобмоточная ЭМ переменного тока, одна из обмоток которой подключается к многофазной сети переменного тока, а вторая замыкается накоротко или на дополнительные сопротивления. Необходимо отметить, что асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором (АД) благодаря простоте конструкции и надежности считаются наиболее перспективным типом электрических двигателей. При построении математических моделей ЭМ переменного тока, и, в частности, АД, в полной мере используются уравнения обобщенной ЭМ и принципы эквивалентных координатных преобразований, которые были рассмотрены ранее.

Уравнения АД получаются из уравнений обобщенной ЭМ, если проекции напряжения ротора на оси соответствующей системы координат положить равными нулю (рисунок 2.4).

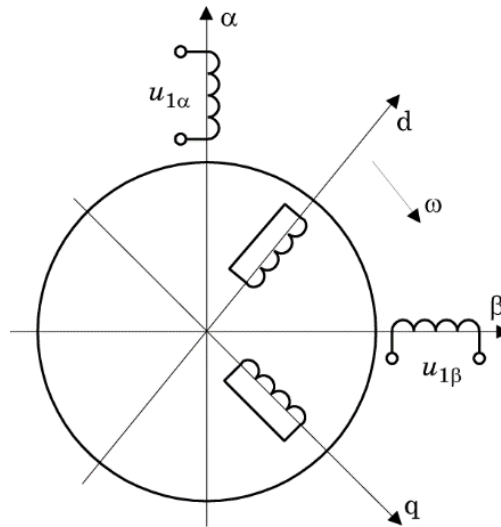


Рисунок 2.4 – Схема подключения обмоток обобщенной ЭМ для получения АД

Тогда во вращающейся системе координат (u, v) динамика АД описывается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned}
 u_{1u} &= r_1 i_{1u} + L_1 \frac{di_{1u}}{dt} + L_{12} \frac{di_{2u}}{dt} - \omega_k (L_1 i_{1v} + L_{12} i_{2v}); \\
 u_{1v} &= r_1 i_{1v} + L_1 \frac{di_{1v}}{dt} + L_{12} \frac{di_{2v}}{dt} + \omega_k (L_1 i_{1u} + L_{12} i_{2u}); \\
 0 &= r_2 i_{2u} + L_2 \frac{di_{2u}}{dt} + L_{12} \frac{di_{1u}}{dt} - (\omega_k - \omega) (L_2 i_{2v} + L_{12} i_{1v}); \\
 0 &= r_2 i_{2v} + L_2 \frac{di_{2v}}{dt} + L_{12} \frac{di_{1v}}{dt} + (\omega_k - \omega) (L_2 i_{2u} + L_{12} i_{1u}); \\
 M &= p L_{12} (i_{1v} i_{2u} - i_{1u} i_{2v}),
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

где L_1, L_2, L_{12} – собственные и взаимная индуктивности обмоток, а r_1, r_2 – их активные сопротивления

Здесь базовыми переменными являются проекции токов. Можно записать уравнения, где вместо токов присутствуют проекции потокосцеплений обмоток. Таким образом, существует четыре варианта выбора комплекта базовых электромагнитных переменных: проекции токов; проекции потокосцеплений; проекции тока статора и проекции потокосцепления ротора; проекции тока ротора и проекции потокосцепления статора.

Традиционно используется система координат (α, β) , неподвижная относительно статора или система координат (x, y) , вращающаяся с синхронной скоростью $\omega_k = \omega_0$. Кроме того, чтобы еще уменьшить порядок модели, часто помимо задания скорости вращения координатной системы производят ориентацию самой системы координат по вектору какой-либо электромагнитной величины. В этом случае одна из проекции становится равной нулю, и, как следствие, описывающее динамику этой проекции дифференциальное уравнение становится алгебраическим уравнением. Например, при ориентации координатной системы по направлению вектора потокосцепления ротора система координат (u, v) преобразуется в систему координат (x, y) :

$$\psi_{2y} = 0; \frac{d\psi_{2y}}{dt} = 0; \psi_{2x} = |\Psi_2| = \psi_r; \omega_k = \omega_0.$$

Тогда модель АД в системе координат (x, y) запишется следующим образом:

$$\begin{aligned} \frac{di_{1x}}{dt} &= -\frac{r_2 L_{12}^2 + r_1 L_2^2}{L_2 (L_1 L_2 - L_{12}^2)} i_{1x} + \omega_0 i_{1y} + \frac{L_{12} r_2}{L_2 (L_1 L_2 - L_{12}^2)} \psi_r + \frac{L_2}{L_1 L_2 - L_{12}^2} u_{1x}; \\ \frac{di_{1y}}{dt} &= -\frac{r_2 L_{12}^2 + r_1 L_2^2}{L_2 (L_1 L_2 - L_{12}^2)} i_{1y} - \omega_0 i_{1x} - \frac{L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} p \omega \psi_r + \frac{L_2}{L_1 L_2 - L_{12}^2} u_{1y}; \\ \frac{d\psi_r}{dt} &= \frac{r_2 L_{12}}{L_2} i_{1x} - \frac{r_2}{L_2} \psi_r; \\ 0 &= \frac{r_2 L_{12}}{L_2} i_{1y} - (\omega_0 - p \omega) \psi_r; \\ M &= \frac{p L_{12}}{2 L_2} \psi_r i_{1y}. \end{aligned} \tag{2.19}$$

Выразив из четвертого уравнения системы (2.19) частоту вращения системы координат ω_0 , подставим ее в остальные уравнения системы. Тогда математическая модель АД во вращающейся системе координат, ориентированной по направлению вектора потокосцепления ротора, с учетом уравнения движения принимает вид:

$$\begin{aligned}
\frac{d\theta}{dt} &= \omega; \\
J \frac{d\omega}{dt} &= \frac{3pL_{12}}{2L_2} \psi_r i_{1y} - M_c; \\
\frac{di_{1x}}{dt} &= -\frac{r_2 L_{12}^2 + r_1 L_2^2}{L_2 L} i_{1x} + p\omega i_{1y} + \frac{r_2 L_{12}}{L_2} \dot{i}_{1y}^2 + \frac{L_{12} r_2}{L_2 L} \psi_r + \frac{L_2}{L} u_{1x}; \\
\frac{di_{1y}}{dt} &= -\frac{r_2 L_{12}^2 + r_1 L_2^2}{L_2 L} i_{1y} - p\omega i_{1x} - \frac{r_2 L_{12}}{L_2} \frac{i_{1x} i_{1y}}{\psi_r} - \frac{L_{12}}{L} p\omega \psi_r + \frac{L_2}{L} u_{1y}; \\
\frac{d\psi_r}{dt} &= \frac{r_2 L_{12}}{L_2} i_{1x} - \frac{r_2}{L_2} \psi_r,
\end{aligned} \tag{2.20}$$

где $L = L_1 L_2 - L_{12}^2$.

В модели (2.20) пять независимых переменных и два канала управления – проекции напряжения статора.

Математические модели синхронных двигателей. Синхронные двигатели основного исполнения (СД) имеют две обмотки, одна из которых (якорная) расположена на статоре и подключается к многофазной электрической сети, а вторая (индукторная или обмотка возбуждения) получает питание от источника постоянного напряжения. Вместо обмотки возбуждения иногда используется блок постоянных магнитов. На рисунке 2.5 показана схема эквивалентного двухфазного СД в реальных координатных системах (α, β) – для статорных величин и (d, q) – для роторных). Обмотка возбуждения размещена на оси d .

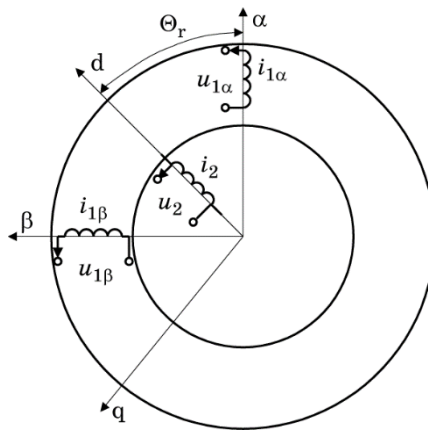


Рисунок 2.5 – Схема подключения обмоток обобщенной ЭМ для получения СД

В непреобразованных переменных уравнения электрического равновесия имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} u_{1\alpha} &= r_1 i_{1\alpha} + \frac{d\psi_{1\alpha}}{dt}; \\ u_{1\beta} &= r_1 i_{1\beta} + \frac{d\psi_{1\beta}}{dt}; \\ u_2 &= r_2 i_2 + \frac{d\psi_2}{dt}, \end{aligned} \quad (2.21)$$

Так как скорость поля и скорость ротора в СД в установившемся режиме равны, и для наблюдателя, находящегося на роторе поле в воздушном зазоре неподвижно, уравнения электрического равновесия для обмоток СД традиционно принято записывать в системе координат (d, q) , вращающейся синхронно с ротором, то есть $\omega_k = \omega$:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= r_1 i_{1d} + \frac{d\psi_{1d}}{dt} - p\omega\psi_{1q}; \\ u_{1q} &= r_1 i_{1q} + \frac{d\psi_{1q}}{dt} + p\omega\psi_{1d}; \\ u_2 &= r_2 i_2 + \frac{d\psi_2}{dt}; \\ M &= \frac{3p}{2}(\psi_{1d}i_{1q} - \psi_{1q}i_{1d}). \end{aligned} \quad (2.22)$$

Различают явнополюсные и неявнополюсные СД. Хотя явнополюсные СД имеют различные индуктивности и взаимные индуктивности по осям d и q $L_{1d} \neq L_{1q}, L_{12d} \neq L_{12q}$, с точки зрения процессов электромеханического преобразования энергии это симметричные машины, в них также возможно существование кругового поля, и справедливы все приемы, применяемые для неявнополюсных машин. Так, для явнополюсного СД выражения для потокосцеплений записываются как

$$\begin{aligned} \psi_{1d} &= L_{1d}i_{1d} + L_{12d}i_2; \\ \psi_{1q} &= L_{1q}i_{1q}; \\ \psi_2 &= L_2i_2 + L_{12d}i_{1d}. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Подставив (2.23) в (2.22), можно получить динамическую модель явнополюсного СД:

$$\begin{aligned}
\frac{d\theta}{dt} &= \omega; \\
\frac{d\omega}{dt} &= \left(\frac{3p}{2} (L_{12d} i_2 i_{1q} + (L_{1d} - L_{1q}) i_{1d} i_{1q}) - M_c \right) \frac{1}{J}; \\
\frac{di_2}{dt} &= \left(-L_{1q} L_{12d} i_{1q} p\omega - r_2 L_{1d} i_2 + r_1 L_{12d} i_{1d} + L_{1d} u_2 - L_{12d} u_{1d} \right) \frac{1}{L}; \\
\frac{di_{1d}}{dt} &= \left(L_{1q} L_2 i_{1q} p\omega - r_1 L_2 i_{1d} + r_2 L_{12d} i_2 + L_2 u_{1d} - L_{12d} u_2 \right) \frac{1}{L}; \\
\frac{di_{1q}}{dt} &= \left(-L_{1d} i_{1d} p\omega - L_{12d} i_2 p\omega - r_1 i_{1q} + u_{1q} \right) \frac{1}{L_{1q}},
\end{aligned} \tag{2.24}$$

где $L = L_{1d} L_2 - L_{12d}^2$. Из этой модели легко получить модель неявнополюсного СД, положив $L_{1d} = L_{1q} = L_1$ и $L_{12d} = L_{12q} = L_{12}$.

Таким образом, динамика СД с электромагнитным возбуждением описывается системой дифференциальных уравнений пятого порядка, а сам двигатель имеет три потенциальных канала управления.

Основным недостатком СД с обмоткой возбуждения на роторе является наличие скользящих контактов. В системах возбуждения СД в последнее время широко применяются постоянные магниты. Магнитные свойства стабилизированных магнитов характеризуются магнитной проводимостью Q_m и фиктивной МДС магнита F_{m0} . Тогда магниты можно представить эквивалентной обмоткой возбуждения, подключенной к источнику тока и имеющей потокосцепление $\psi_f = \text{const}$. Это позволяет записать уравнения электрического равновесия для обмоток СД с постоянными магнитами (СДПМ) аналогично уравнениям обычного СД:

$$\begin{aligned}
u_{1d} &= \frac{d\psi_{1d}}{dt} - p\omega_r \psi_{1q} + r_1 i_{1d}; \\
u_{1q} &= \frac{d\psi_{1q}}{dt} + p\omega_r \psi_{1d} + r_1 i_{1q}; \\
\psi_{1d} &= L_{1d} i_{1d} + \psi_f; \\
\psi_{1q} &= L_{1q} i_{1q},
\end{aligned} \tag{2.25}$$

а электромагнитный момент СДПМ определяется из формулы

$$M = \frac{3p}{2}(\psi_{1d}i_{1q} - \psi_{1q}i_{1d}) = \frac{3p}{2}((\psi_f i_{1q} + (L_{1d} - L_{1q})\dot{i}_{1d}i_{1q})).$$

Тогда модель явнополюсного СДПМ имеет вид:

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \left(\frac{3p}{2}(\psi_f i_{1q} + (L_{1d} - L_{1q})\dot{i}_{1d}i_{1q}) - M_c \right) \frac{1}{J}; \\ \frac{di_{1d}}{dt} &= (L_{1q}i_{1q}p\omega - r_1i_{1d} + u_{1d}) \frac{1}{L_{1d}}; \\ \frac{di_{1q}}{dt} &= (-L_{1d}i_{1d}p\omega - p\psi_f\omega - r_1i_{1q} + u_{1q}) \frac{1}{L_{1q}}. \end{aligned} \tag{2.26}$$

Модель неявнополюсного СДПМ можно получить из модели (2.26), положив $L_{1d} = L_{1q} = L_1$.

2.2 Инварианты электромеханических систем

Наряду с выбором адекватной математической модели управляемого объектов при постановке задачи синтеза алгоритмов управления необходимо указать набор критериев управления в виде формализованных условий, отражающих ключевые требования к статическим и динамическим режимам функционирования синтезируемой замкнутой системы.

В классической теории управления обычно используются прямые (инженерные) показатели качества, предложенные В. В. Солодовниковым в 1940-х годах: статическая ошибка, перерегулирование, время регулирования и др. Прямые показатели качества вполне очевидны и интуитивно понятны с инженерной точки зрения. С другой стороны, они отражают общую «линейную идеологию», характерную для классической теории автоматического регулирования и развиваемых этой теорией частотных методах синтеза регуляторов. Поэтому использование прямых

показателей качества теоретически обосновано именно для линейных объектов в задачах стабилизации переменных.

С развитием теории оптимального управления было введено понятие оптимизирующих функционалов – интегральных критериев качества. С математической точки зрения оптимизирующий функционал – есть строгое требование к динамическому режиму поведения объекта. Функционал постулируется, то есть задается априори как некоторый формальный индекс совершенства системы. На начальном этапе развития теории оптимального управления считалось, что выбор критерия оптимальности находится вне ее рамок и должен быть осуществлен проектировщиком. В дальнейшем преобладающее применение получили критерии быстроедействия (минимум времени переходного процесса) и минимума затрат энергии и топлива, а также квадратичные критерии, которые были положены в основу теории аналитического конструирования оптимальных регуляторов (АКОР). Если первые два критерия имеют определенный физический смысл, то квадратичный критерий является достаточно абстрактным. Кроме того, квадратичная форма критериев качества соответствует математической структуре линейных объектов, так как оптимальные по квадратичному критерию законы управления такими объектами также являются линейными. Таким образом, квадратичные критерии часто оказываются неадекватными напряженным режимам работы систем, когда адекватной является исключительно нелинейная модель объекта. Кроме того, существует проблема выбора структуры и весовых коэффициентов квадратичных критериев, которая до сих пор не получила приемлемого решения с инженерной точки зрения. Очевидно, что эта проблема должна решаться с учетом свойств управляемого объекта, а структура и коэффициенты функционала должны назначаться на основании структуры и параметров математической модели объекта.

В СТУ совокупность целей управления выражается в виде набора *инвариантов*, которые отражают основные требования (желания), предъявляемые проектировщиком. В отличие от прямых показателей качества и постулируемых оптимизирующих функционалов, инварианты имеют определенное физическое, химическое, техническое и др. содержание, в полной мере характеризующее специфику и

природу управляемых процессов. С одной стороны, эти инварианты достаточно очевидны и формируются исходя из соображений здравого смысла и максимальной эффективности управляемой системы. В то же время, инварианты для систем различной природы специфичны и должны конкретизироваться в терминах и понятиях той области науки и техники, к которой данная система относится. Таким образом, *инвариант системы – цель управления системой, сформулированная в виде математического условия относительно ее переменных состояния и характеризующая конкретные требования к протекающим в этой системе физическим (химическим, биологическим и др.) процессам.*

Применительно к ЭМС можно выделить три основные группы инвариантов: *технологические, энергетические и электромагнитные* [73, 77–80].

Вид **технологического инварианта** определяется конкретной задачей, решаемой ЭМС. Так как основная задача любой ЭМС – производство требуемого механического движения ИО, то технологические инварианты соответствуют желаемому статическому или динамическому состоянию механических переменных: угловых или линейные перемещений, скоростей и ускорений, моментов и сил. Для многодвигательных взаимосвязанных ЭМС характерны групповые технологические инварианты. Групповой технологический инвариант устанавливает связи между механическими переменными входящих в состав ЭМС двигателей. Примеры ЭМС с групповыми инвариантами: прокатные станы, конвейеры, манипуляционные и мобильные роботы.

Разнообразие технологических инвариантов определяется широким спектром задач, которые решаются ЭМС в современных промышленных, транспортных и сервисных установках. Для однодвигательных ЭМС с вращательным движением ИО можно выделить следующие типовые технологические инварианты.

1. $\omega = \omega^*$ – *задача стабилизации*: удержание угловой скорости движения ИО в заданном значении ω^* .

2. $\theta = \theta^*$ – *задача позиционирования*: перемещение ИО в заданное угловое положение θ^* .

3. $\theta = f_1(t)$ – задача генерации желаемого динамического режима: изменение углового положения ИО по некоторому заданному временному закону.

4. $\theta = g_1(t)$ – задача слежения: изменение углового положения ИО по некоторому априори неизвестному временному закону.

Энергетические инварианты представляют собой математические соотношения между переменными состояниями математической модели ЭМС, которые характеризуют наиболее выгодные в энергетическом плане режимы ее работы (минимум потерь энергии, минимум потребляемой мощности, максимальный коэффициент мощности $\cos \varphi$ и др.). Энергетические инварианты ЭМС представляют особый интерес с точки зрения задач исследований, поэтому будут рассмотрены более подробно в следующем разделе данной главы.

Использование **электромагнитных инвариантов** ЭМС обусловлено тем, что процесс электромеханического преобразования энергии связан с образованием в воздушном зазоре ЭМ магнитного поля и имеет в своей основе явления электромагнитной индукции и магнитомеханического взаимодействия.

Практически все электромагнитные инварианты отражают идею стабилизации магнитного состояния ЭМ. Эта идея сформировалась в рамках теории электропривода на основании анализа статических характеристик и нагрузочной способности двигателей при варьировании электрических и магнитных переменных.

Поскольку величиной, характеризующей магнитное поле в моделях ДПТ, является магнитный поток одного полюса, то очевидным электромагнитным инвариантом ЭМС с таким двигателями является выражение $\Phi = \Phi^*$ – стабилизация магнитного потока в заданном значении Φ^* .

Работа двигателей переменного тока основана на идее создания в воздушном вращающемся магнитного поля. В этой связи, двигатели переменного тока с математической точки зрения представляют собой более сложные объекты управления, чем ДПТ, а величин, характеризующих магнитное поле несколько. Идея стабилизации магнитного состояния также широко используется и при управлении ЭМС с двигателями переменного тока.

Управление АД осуществляется путем целенаправленного изменения амплитуды и частоты напряжения обмотки статора. В работе [81], положившей начало частотному управлению АД, академик М. П. Костенко установил следующий закон изменения действующего значения напряжения в зависимости от частоты:

$$\frac{U_1}{U_{1\text{ном}}} = \frac{f_1}{f_{1\text{ном}}} \sqrt{\frac{M}{M_{\text{ном}}}}, \quad (2.27)$$

то есть для обеспечения постоянной статической перегружаемости $M_{\text{пнх}}/M_{\text{ном}}$ при всех значениях частоты и нагрузки, относительное напряжение двигателя необходимо изменять пропорционально произведению относительной частоты на корень квадратный из относительного момента двигателя.

При выполнении условия (2.27) магнитный поток в воздушном зазоре изменяется в соответствии с соотношением:

$$\frac{\Phi}{\Phi_{\text{ном}}} = \sqrt{\frac{M}{M_{\text{ном}}}}.$$

Таким образом, уменьшение потока с уменьшением нагрузки при том же запасе устойчивости дает уменьшение потерь в стали двигателя и повышает экономичность АД с частотным управлением. Так как закон (2.27) получен при пренебрежении падением напряжения в активных сопротивлениях статора и насыщением магнитной цепи, он имеет ограниченный диапазон регулирования скорости [82, 83]. При пониженных частотах удельный вес активного сопротивления обмотки статора по отношению к остальным сопротивлениям схемы замещения увеличивается. В этом случае использование закона (2.27) приводит к неблагоприятному влиянию на магнитное состояние АД со стороны нагрузки на его валу.

В этой связи, в теории частотного регулирования АД получили широкое распространение идеи стабилизации магнитного состояния при изменении частоты и нагрузки путем компенсации падений напряжения на активном сопротивлении статора, а также других элементах схемы замещения.

Обычно выделяют три основных способа стабилизации магнитного состояния АД:

- стабилизация потокосцепления статорной обмотки $\psi_1 = \psi_1^* = \text{const}$;
- стабилизация главного магнитного потока $\Phi = \Phi^* = \text{const}$;
- стабилизация потокосцепления обмотки ротора $\psi_2 = \psi_2^* = \text{const}$.

Обеспечение указанных условий стабилизаций магнитных переменных, которые можно считать электромагнитными инвариантами АД, увеличивает максимальный момент АД и расширяет диапазон регулирования его скорости. На рисунке 2.6 показаны статические механические характеристики АД при различных вариантах частотного регулирования.

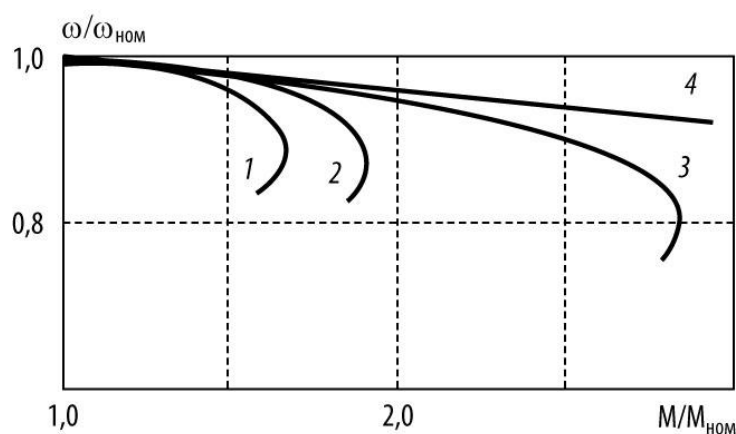


Рисунок 2.6 – Механические характеристики АД при различных вариантах частотного регулирования: 1 – $U_1/f_1 = \text{const}$, 2 – $\psi_1 = \text{const}$, 3 – $\Phi = \text{const}$, 4 – $\psi_2 = \text{const}$

Отметим, что наиболее жесткие механические характеристики АД, аналогичные характеристикам ДПТ НВ, имеют место при поддержании постоянного потокосцепления ротора.

При управлении СД основного исполнения стараются стабилизировать поток, создаваемый роторной обмоткой возбуждения и, следовательно, ток возбуждения. Соответственно, электромагнитный инвариант СД – $i_2 = i_2^* = \text{const}$.

Величина тока возбуждения влияет на величину активной составляющей тока статора, активную мощность и момент двигателя.

При фиксированном моменте ток в обмотке статора СД будет минимальным при равенстве нулю его продольной составляющей $i_{1d} = 0$. Такой же электромагнитный инвариант используется при организации векторного управления СДПМ.

2.3 Энергетические инварианты электромеханических систем

В главе 1 рассмотрены существующие подходы к наиболее эффективному использованию энергии при ее электромеханическом преобразовании.

Работа ЭМС будет наиболее выгодна в энергетическом плане, если при заданном (фиксированном) уровне полезной энергии будет достигаться минимум энергопотребления. Последнее условие эквивалентно минимуму энергетических потерь. Таким образом, любые мероприятия по энергосбережению в ЭМС, прежде всего, направлены на снижение потерь энергии при выполнении системы своих основных (технологических) функций.

Если считать, что структура и элементный состав ЭМС остаются неизменными в ходе ее эксплуатации, то энергетическая эффективность системы в целом будет определяться:

- энергетической эффективностью отдельных элементов;
- энергетической эффективностью внутрисистемных взаимодействий.

В этой связи, первоочередную важность при решении задач энергосбережения в ЭМС приобретает выявление условий, при которых возможно достижение минимального уровня потерь энергии в каждом функциональном элементе, а также оптимальное распределение энергии внутри системы.

Для любой ЭМС, как правило, можно выделить конечный набор переменных, которые характеризуют текущее состояние системы, и эти переменные (переменные состояния) могут менять свои значения с течением времени. Поэтому, любую ЭМС необходимо рассматривать как динамическую систему. Кроме того, каждая

ЭМС реализует совокупность конкретных целей, и должна существовать возможность целенаправленного воздействия на систему, то есть возможность управления системой.

Резюмируя вышесказанное, можно отметить следующее. Во-первых, для достижения максимальной эффективности энергетических процессов в ЭМС необходимо управлять системой соответствующим образом. Во-вторых, управление ЭМС допустимо называть энергосберегающим, если оно позволяет снизить, а в идеальном случае минимизировать уровень энергетических потерь в системе. В-третьих, для организации энергосберегающего управления той или иной ЭМС следует выявить условия снижения (минимизации) потерь энергии и выразить эти условия в виде конкретных задач управления системой в стационарных и нестационарных режимах.

Очевидно, что определение условий максимальной энергетической эффективности процессов в ЭМС является чрезвычайно важной задачей, которая должна решаться в первую очередь при организации энергосберегающего управления. Данные условия, которые можно назвать **энергетическими инвариантами**, должны с одной стороны отражать специфику данной ЭМС, а с другой – должны быть описаны формальным образом, а, следовательно, должны иметь вид математического выражения, записанного относительно переменных состояния системы.

Общей особенностью модельно-ориентированных методов энергосберегающего управления ЭМС, рассмотренных в главе 1, является использование выражения для оптимального в смысле минимума потерь значения одной из переменных двигателя [13, 14, 17, 83–85]. На основе этого выражения рассчитывается уставка для соответствующего регулятора этой переменной в структуре общей системы управления. Следует также отметить, что полученные условия минимизации потерь в двигателе ориентированы на их использования в типовых системах управления, прежде всего в системах частотного и полеориентированного управления двигателями переменного тока.

В этом разделе будут рассмотрены вопросы поиска энергетических инвариантов ЭМС с учетом их дальнейшего использования при решении проблемы синтеза алгоритмов энергосберегающего управления нелинейными ЭМС.

2.3.1 Методика поиска энергетических инвариантов электромеханических систем

Энергетические инварианты – математические соотношения, связывающие переменные состояния системы (явные или неявные функции переменных состояния) и соответствующие условию минимума потерь энергии. Представляется очевидным, что данные соотношения следует искать из условия $\Delta P_{\Sigma} \rightarrow \min$, где ΔP_{Σ} – мощность, соответствующая суммарным потерям энергии в ЭМС или в ее отдельном элементе. Таким образом, задача поиска энергетических инвариантов сводится к представлению мощности суммарных потерь в виде функции переменных состояния системы $\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{\Sigma}(\mathbf{x})$ и выполнении математической процедуры поиска локального минимума этой функции.

Следует заметить, что данная методика опирается на априорные знания о природе физических процессов в ЭМС и известные законы сохранения. Именно на основе этих знаний записывается функция $\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{\Sigma}(\mathbf{x})$. При этом можно указать два способа ее формирования.

Первый способ предполагает владение информацией об основных видах потерь энергии в данной ЭМС. То есть априори известно, в каких элементах системы и в результате каких физических явлений происходит диссипация энергии, а также имеются соответствующие математические выражения, ее описывающие. Тогда мощность суммарных потерь равна сумме мощностей частных потерь $\Delta P_{\Sigma} = \sum_{i=1}^k \Delta P_i$. Как правило, выражения для мощностей частных потерь известны и получены на основе известных физических закономерностей и эмпирических данных.

В тех случаях, когда трудно произвести видовую дифференциация потерь энергии в ЭМС или математически интерпретировать частные потери, можно

использовать второй способ. В этом случае предполагается, что известны выражения для потребляемой $P_{\text{потр.}}$ и полезной $P_{\text{пол.}}$ мощностей. Тогда очевидно, что мощность суммарных потерь вычисляется как $\Delta P_{\Sigma} = P_{\text{потр.}} - P_{\text{пол.}}$.

На следующем этапе необходимо представить полученное выражение для мощности суммарных потерь в виде функции переменных состояния системы. Здесь используются уравнения стационарного состояния системы и известные формулы для используемых физических величин. В результате получаем функцию $\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{\Sigma}(\mathbf{x})$ и находим ее локальный минимум.

Функция $\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{\Sigma}(\mathbf{x})$ в общем случае является функцией нескольких переменных. Напомним, что необходимым условием экстремума функции нескольких переменных является равенство нулю всех частных производных этой функции по своим аргументам: $\frac{\partial \Delta P_{\Sigma}(x_i)}{\partial x_i} = 0, \quad i = 1, \dots, n$. Достаточные условия экстремума по-

лучают на основе анализа частных производных второго порядка этой функции в данной точке. Искомые энергетические инварианты находятся из системы алгебраических уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \Delta P_{\Sigma}(x_1)}{\partial x_1} = 0, \\ \frac{\partial \Delta P_{\Sigma}(x_2)}{\partial x_2} = 0, \\ \vdots \\ \frac{\partial \Delta P_{\Sigma}(x_n)}{\partial x_n} = 0. \end{array} \right. \quad (2.28)$$

Зачастую для упрощения процедуры удобно представить мощности суммарных потерь в виде функции одной из переменных состояния. Тогда поиск локального минимума этой функции дает выражение для оптимального в смысле минимума потерь энергии значения этой переменной, то есть искомый энергетический инвариант.

Несколько слов о выборе оптимизируемой переменной. Все переменные ЭМС, согласно известным физическим законам, находятся в процессе динамического взаимодействия, которое отражено в соответствующей математической модели. Часть из этих переменных являются управляемыми в смысле решаемых системой технологических задач. В случае ЭМС такими переменными являются механические величины, определяющие желаемый режим движения ИО. Тогда понятно, что *оптимизируемую переменную* для энергетического инварианта следует выбирать из числа электрических и магнитных величин – токов, потоков, потокосцеплений и их проекций на оси координатной системы математической модели ЭД.

Исключение из рассмотрения механических переменных приведет к уменьшению порядка системы (2.28). Решение данной системы позволит получить ряд энергетических инвариантов, представляющих собой выражения для оптимальных значений электромагнитных переменных.

При этом должна существовать возможность целенаправленно воздействовать на уровень оптимизируемой переменной, то есть должен быть предусмотрен независимый канал управления. Из приведенных рассуждений следует важный вывод: энергосберегающее управление может быть реализовано в ЭМС, имеющих несколько каналов управления.

Количество эффективных каналов управления и их физическое содержание определяется конструкцией ЭД. Так, например, у ДПТ НВ и ДПТ СВ имеется два основных канала управления: напряжение на обмотке якоря и напряжение на обмотке возбуждения. На динамику АД и СДПМ можно воздействовать, изменяя амплитуду и частоту напряжения статорной обмотки. У СД основного исполнения имеется еще один дополнительный канал управления – напряжение на обмотке ротора. Очевидно, что конструктивные особенности этих ЭД предоставляют возможность управления уровнем электромагнитных переменных.

Энергетические свойства ЭМС были подробно рассмотрены в разделе 1.2, приведены выражения для видовых потерь энергии и сделан вывод, что уровень потерь энергии в ПЭЭ и МП определяется в первую очередь их конструктивными особенностями, а потери энергии в ЭД являются нелинейной функцией

электромагнитных переменных. Поэтому имеется возможность целенаправленно изменять уровень потерь энергии в процессе эксплуатации ЭМС, а энергетические инварианты следует записывать относительно электромагнитных переменных математической модели соответствующего ЭД. Рассмотрим применение описанной методики для получения энергетических инвариантов основных классов ЭД.

2.3.2 Энергетические инварианты электромеханических систем с двигателем постоянного тока

Суммарные потери энергии в ЭМ постоянного тока складываются из потерь в стали сердечников $\Delta P_{ст}$, потерь в меди обмоток ΔP_{Ω} , механических потерь и дополнительных потерь. Согласно принятому выше правилу выбора оптимизируемых переменных, энергосберегающее управление заключается в целенаправленном изменении электромагнитных переменных. Тогда механические и дополнительные потери не будут учитываться в ходе дальнейших рассуждений.

Запишем выражение для суммарных потерь в электрических и магнитных цепях ДПТ НВ:

$$\Delta P_{ЭМ} = \Delta P_{\Omega} + \Delta P_{ст} = i_{я}^2 r_{я} + i_{\epsilon}^2 r_{\epsilon} + \Delta P_{ст.ном} \left(\frac{f}{50} \right)^{\beta} \left(\frac{\Phi}{\Phi_{ном}} \right)^2, \quad (2.29)$$

где $\Delta P_{ст.ном}$ – номинальные потери в стали сердечников, f – частота перемагничивания стали; β – коэффициент, зависящий от марки стали ($\beta = 1,3-1,5$), i_{ϵ} – ток в обмотке возбуждения; $\Phi_{ном}$ – номинальное значение магнитного потока.

В дальнейшем будем считать, что магнитная система ненасыщенна и $i_{\epsilon} = k_{\Phi} \Phi$. Частота перемагничивания магнитной системы в ДПТ НВ пропорциональна угловой скорости ротора. Тогда мощность суммарных электромагнитных потерь можно представить в виде функции переменных состояния математической модели (2.16):

$$\Delta P_{\text{ЭМ}}(\omega, i_{\text{я}}, \Phi) = i_{\text{я}}^2 r_{\text{я}} + k_{\Phi}^2 \Phi^2 r_{\Phi} + \Delta P_{\text{ст.ном}} \left(\frac{p\omega}{314} \right)^{\beta} \left(\frac{\Phi}{\Phi_{\text{ном}}} \right)^2 \quad (2.30)$$

При фиксированном значении угловой скорости функция (2.30) является функцией двух переменных, а ее график представляет собой двухмерную поверхность (рисунок 2.7). При построении графика на рисунке 2.4 использовались параметры и технические данные двигателя ПН-290, представленные в таблице 2.1.

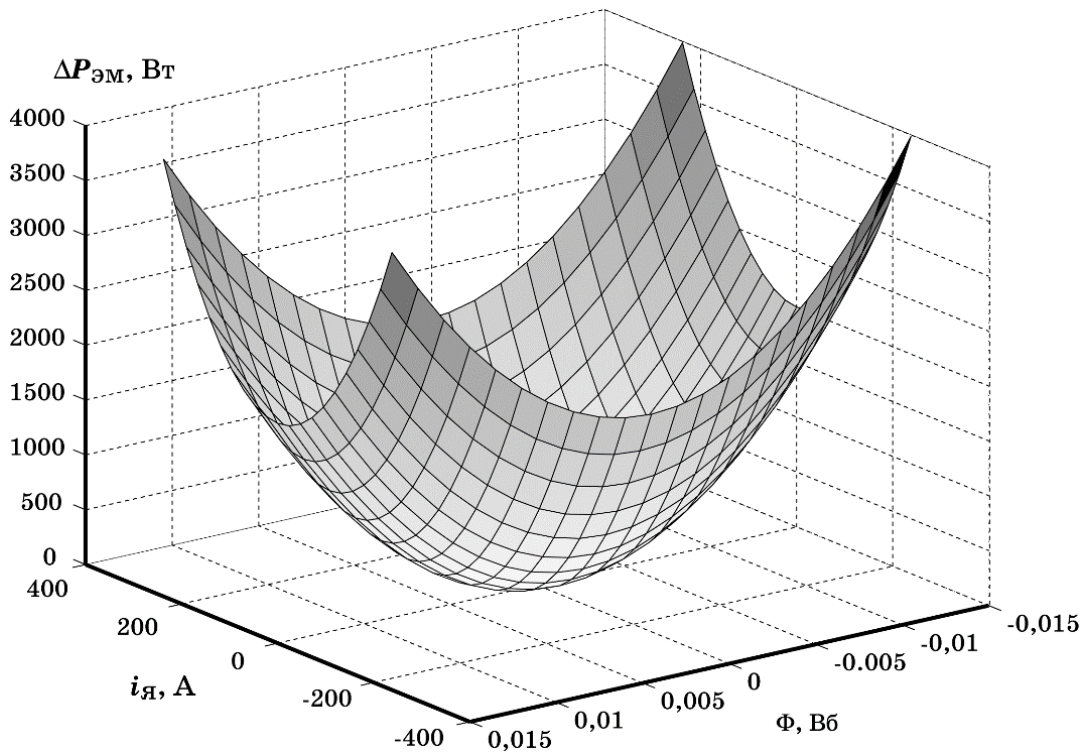


Рисунок 2.7 – График функции $\Delta P_{\text{ЭМ}} = \Delta P_{\text{ЭМ}}(\omega, i_{\text{я}}, \Phi)$ при $\omega = \omega_{\text{ном}}$

Таблица 2.1. Параметры и номинальные данные двигателя ПН-290

Название	Обозначение	Значение
Мощность, кВт	$P_{2\text{ном}}$	46,5
Напряжение якоря, В	$u_{я\text{ном}}$	220
Напряжение возбуждения, В	$u_{б\text{ном}}$	220
Ток якоря, А	$i_{я\text{ном}}$	238
Ток в обмотке возбуждения, А	$i_{б\text{ном}}$	3
Сопротивление обмотки якоря, Ом	$r_я$	0,035
Сопротивление обмотки возбуждения, Ом	$r_б$	59
Индуктивность обмотки якоря, Гн	$L_я$	0,0017
Конструктивная постоянная двигателя	c	88,49
Поток полюса, мВб	$\Phi_{\text{ном}}$	15
Число витков на полюс обмотки возбуждения	w	1250
Статический коэффициент, А/Вб	k_Φ	248,59
Частота вращения, рад/с	$\omega_{\text{ном}}$	159,47
Момент, Н м	$M_{\text{ном}}$	315,91
Момент инерции ротора, кг м ²	J	1,2
Число пар полюсов	p	2

Применение процедуры поиска экстремума функции (2.30) дает вырожденное решение $\omega = \Phi = i_я = 0$, что формально верно и объяснимо с физической точки зрения (двигатель отключен и потерь энергии нет), но не имеет практического смысла. Кроме того, функция (2.30) не зависит от момента на валу двигателя, который является важной энергетической характеристикой и одной из компонент полезной мощности $P_2 = M_c \omega$. В этой связи, целесообразно преобразовать функцию (2.30) в функцию одной из переменных и провести поиск локального экстремума с целью нахождения оптимального значения этой переменной.

Поскольку угловая скорость и момент двигателя являются величинами, «технологически навязываемыми» двигателю, то есть зависят от характеристик приводимого механизма и задач генерации требуемого механического движения, в качестве оптимизируемой переменной можно взять одну из электромагнитных величин – ток якоря или магнитный поток. К тому же, конструкция ДПТ НВ предусматривает возможность их независимого регулирования этих величин путем изменения напряжений на обмотках якоря и возбуждения.

Пусть оптимизируемой переменной является магнитный поток одного полюса. Представим выражение (2.30) как функцию оптимизируемой переменной. В статическом режиме ток якоря можно выразить через момент сопротивления

нагрузки и магнитный поток: $i_{я} = \frac{M_c}{c\Phi}$. Тогда

$$\Delta P_{ЭМ}(\Phi) = \frac{M_c^2 r_{я}}{c^2 \Phi^2} + k_{\Phi}^2 \Phi^2 r_{\delta} + \Delta P_{ст.ном} \left(\frac{p\omega}{314} \right)^{\beta} \left(\frac{\Phi}{\Phi_{ном}} \right)^2. \quad (2.31)$$

Найдем экстремум этой функции:

$$\frac{\partial \Delta P_{ЭМ}}{\partial \Phi} = 0 \Leftrightarrow -\frac{M_c^2 r_{я}}{c^2 \Phi^3} + k_{\Phi}^2 \Phi r_{\delta} + \frac{\Delta P_{ст.ном} \omega^{\beta}}{(p314)^{\beta} \Phi_{ном}^2} \Phi = 0.$$

После элементарных математических преобразований нетрудно получить выражение, определяющее оптимальное с точки зрения минимума потерь энергии значение магнитного потока:

$$\Phi_{опт} = M_c^{0,5} \left(\frac{k_1}{k_2 + k_3 \omega^{\beta}} \right)^{0,25}. \quad (2.32)$$

Значения коэффициентов k_i , $i = 1, \dots, 3$ в выражении (2.32) зависят от номинальных данных двигателя и параметров его электромагнитных цепей:

$$k_1 = \frac{r_{я}}{c^2}; k_2 = r_{\delta} k_{\Phi}^2; k_3 = \frac{\Delta P_{ст.ном.}}{(p314)^{\beta} \Phi_{ном}^2}. \quad (2.33)$$

Энергетический инвариант (2.32) представляет собой статическое соотношение между магнитным потоком, частотой вращения ротора и моментом на валу двигателя. Тогда энергосберегающее управление ДПТ НВ будет фактически заключаться в целенаправленном изменении магнитного потока, исходя из текущих значений момента и угловой скорости двигателя, в соответствии с выражением (2.32).

На рисунке 2.8. показан график функции (2.32) для ДПТ типа ПН-290 при изменении ее аргументов от минус номинального значения до плюс номинального значения: $\omega \in [-\omega_{ном}, \omega_{ном}]$ и $M_c \in [-M_{ном}, M_{ном}]$.

При построении поверхности, изображенной на рисунке 2.8, в функции (2.32) вместо скорости и момента были взяты их абсолютные значения. Это допустимо с физической точки зрения, так как знак скорости и момента указывает на направление движения и не определяет его энергетические характеристики.

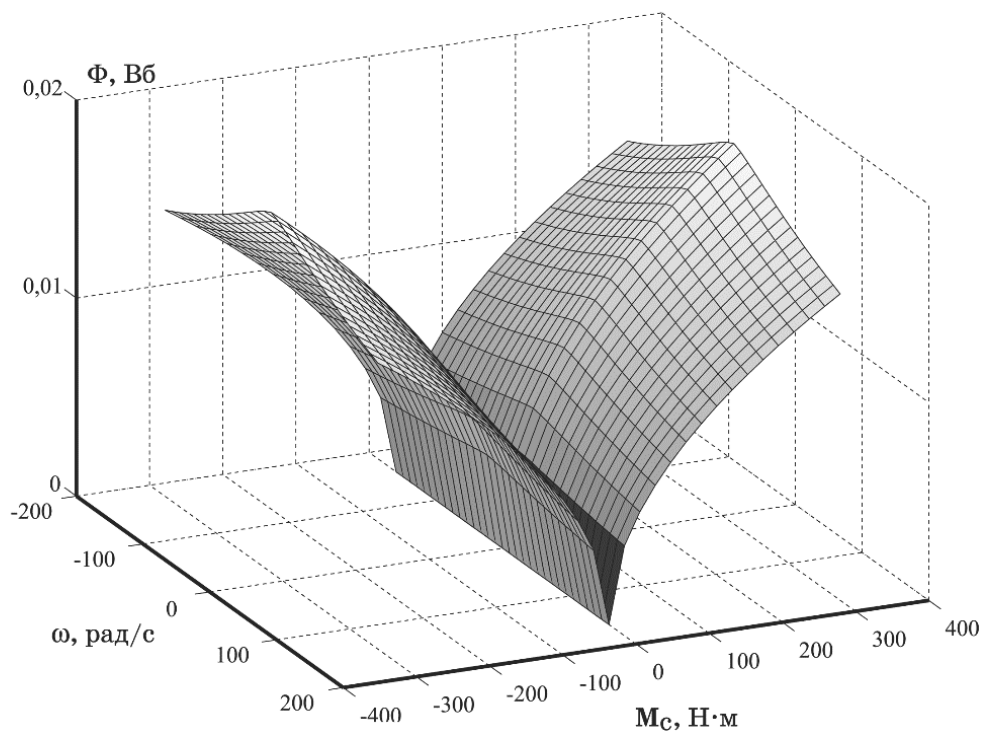


Рисунок 2.8 – График функции оптимального магнитного потока

На рисунках 2.9–2.10 показаны семейства графиков функции электромагнитных потерь (2.31), соответствующие различным режимам работы двигателя.

Теперь, исследуя стационарный режим, можно оценить эффективность процессов электромеханического преобразования энергии в ДПТ при выполнении условия (2.32). В стационарном режиме справедливы уравнения равновесия, записанные для электрических цепей обмоток и уравнение баланса электромагнитного и тормозящего моментов на валу двигателя:

$$\begin{aligned} c\Phi i_{\text{я}} &= M_c; \\ u_{\text{я}} &= i_{\text{я}} r_{\text{я}} + c\omega\Phi; \\ u_{\text{в}} &= k_{\Phi} r_{\text{в}} \Phi. \end{aligned} \quad (2.34)$$

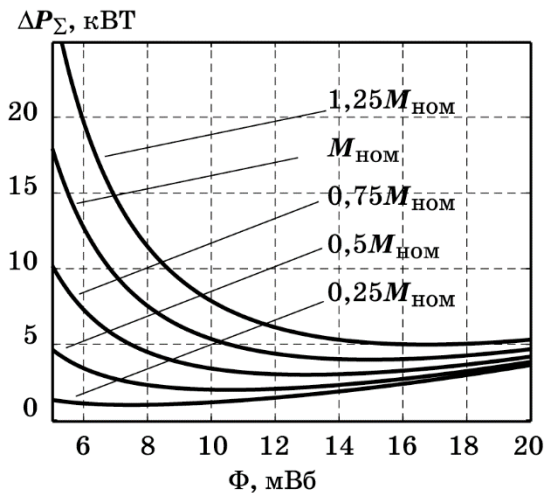


Рисунок 2.9 – Зависимость электромагнитных потерь в ДПТ от магнитного потока при $\omega = \omega_{\text{НОМ}}$ и $M_c = \text{var}$

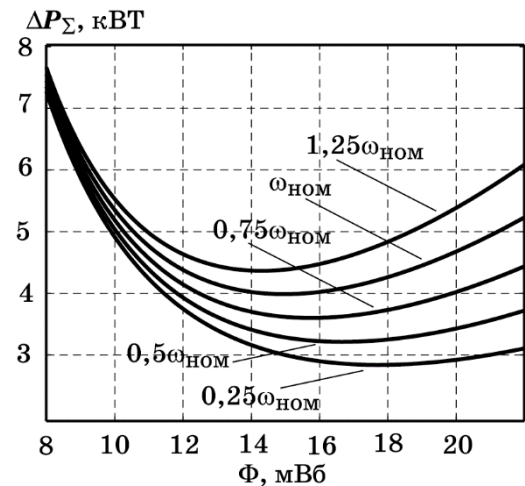


Рисунок 2.10 – Зависимость электромагнитных потерь в ДПТ от магнитного потока при $M_c = M_{\text{НОМ}}$ и $\omega = \text{var}$

Определим выражение для КПД двигателя в стационарном режиме. В соответствии с (2.32) из первого уравнения системы (2.34) получаем

$$i_{\text{я}} = \frac{M_c^{0,5}}{c} \left(\frac{k_1}{k_2 + k_3 \omega^\beta} \right)^{-0,25}.$$

Тогда из второго уравнения (2.34) напряжение на обмотке якоря определяется выражением:

$$u_{\text{я}} = \frac{M_c^{0,5} r_{\text{я}}}{c} \left(\frac{k_1}{k_2 + k_3 \omega^\beta} \right)^{-0,25} + c M_c^{0,5} \omega \left(\frac{k_1}{k_2 + k_3 \omega^\beta} \right)^{0,25}.$$

Ток и напряжение возбуждения вычисляются как

$$i_{\text{в}} = k_{\Phi} M_c^{0,5} \left(\frac{k_1}{k_2 + k_3 \omega^\beta} \right)^{0,25},$$

$$u_{\text{в}} = k_{\Phi} r_{\text{в}} M_c^{0,5} \left(\frac{k_1}{k_2 + k_3 \omega^\beta} \right)^{0,25}.$$

Подставляя полученные выражения для токов и напряжений обмоток в формулу для КПД двигателя

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{M_c \omega}{u_{\text{я}} i_{\text{я}} + u_{\text{в}} i_{\text{в}}},$$

получим, что КПД ДПТ при выполнении условия (2.32) является функцией угловой скорости и не зависит от значения механического момента:

$$\eta(\omega) = \frac{\omega}{k_1 \left(\frac{k_1}{k_2 + k_3 \omega^\beta} \right)^{-0,5} + k_2 \left(\frac{k_1}{k_2 + k_3 \omega^\beta} \right)^{0,5} + \omega}. \quad (2.35)$$

Аналогичный вывод КПД при постоянном номинальном значении магнитного потока дает выражение:

$$\eta = \frac{\omega}{k_1 \frac{M_c}{\Phi_{\text{ном}}^2} + k_2 \frac{\Phi_{\text{ном}}^2}{M_c} + \omega}. \quad (2.36)$$

Анализируя выражение (2.36), можно сделать вывод, что при уменьшении механической нагрузки КПД двигателя будет уменьшаться. Это в принципе и наблюдается при реализации традиционных способах управления ДПТ. На рисунках 2.11 и 2.12 показаны графики зависимости КПД двигателя ПН-290 от момента

сопротивления нагрузки при разных значениях угловой скорости, соответствующие функциям (2.35) и (2.36).

На основании полученных графиков можно сделать вывод, что при регулировании магнитного потока согласно выражению (2.32) КПД двигателя будет оставаться постоянным при варьировании механической нагрузки и соответствовать своему максимальному значению для заданной установившейся скорости вращения ротора.

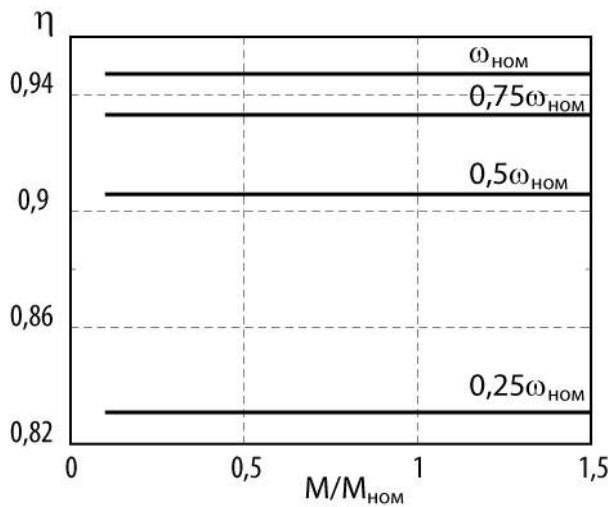


Рисунок 2.11 – Зависимость КПД ДПТ от момента при оптимальном потоке

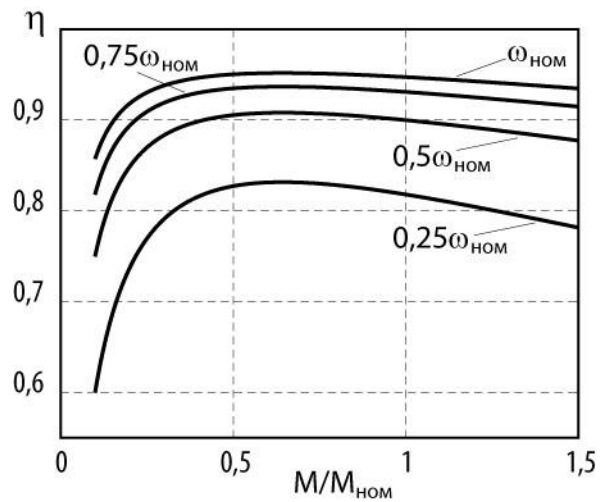


Рисунок 2.12 – Зависимость КПД ДПТ от момента при номинальном потоке

В качестве оптимизируемой переменной можно также взять вторую электромагнитную переменную ДПТ – ток якоря. Из выражения для суммарных электромагнитных потерь путем замены $\Phi = \frac{M_c}{c i_y}$ можно получить функцию тока якоря, характеризующую суммарные электромагнитные потери:

$$\Delta P_{ЭМ}(i_y) = i_y^2 r_y + \frac{k_{\Phi}^2 r_6 M_c^2}{c^2 i_y^2} + \Delta P_{ст.НОМ} \left(\frac{\omega}{p314} \right)^{\beta} \left(\frac{M_c}{c i_y \Phi_{НОМ}} \right)^2. \quad (2.37)$$

Минимум этой функции можно рассматривать как энергетический инвариант:

$$i_{я\text{опт}} = \frac{M_c^{0,5}}{c} \left(\frac{k_1}{k_2 + k_3 \omega^\beta} \right)^{-0,25}, \quad (2.38)$$

определяющий оптимальное в смысле минимума потерь энергии значение тока якоря ДПТ НВ в статическом режиме. Этому инварианту соответствует двухмерная поверхность в пространстве переменных $\omega, M_c, i_{я}$, представленная на рисунке 2.13.

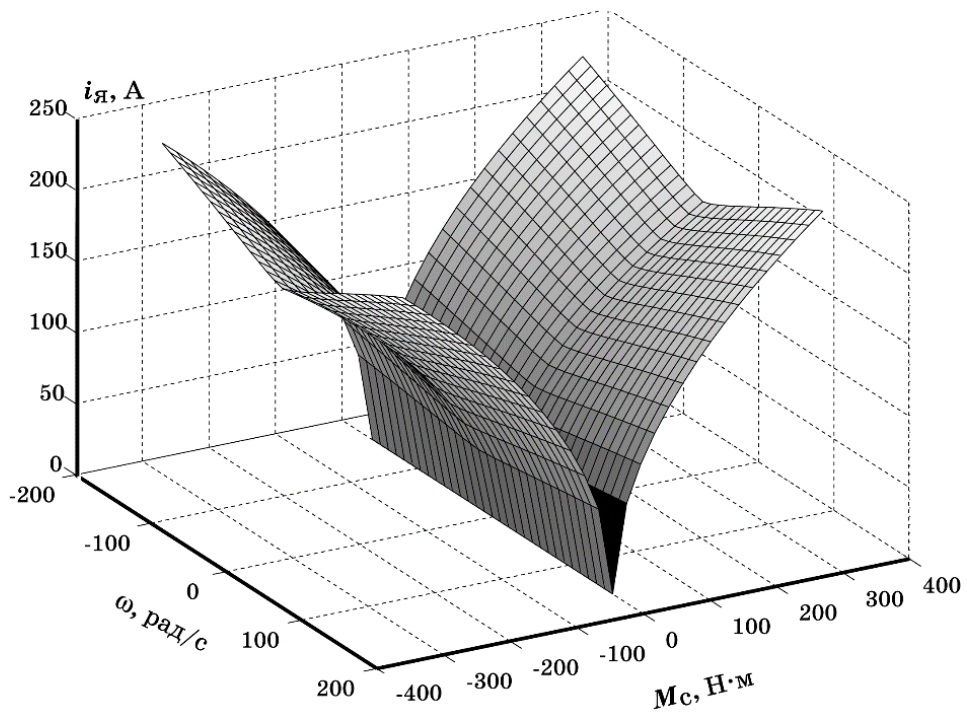


Рисунок 2.13 – Поверхность оптимального тока якоря

Легко показать, что КПД двигателя в статическом режиме при выполнении условия (2.38) также как и при использовании инварианта (2.32) не зависит от момента сопротивления нагрузки и определяется формулой (2.35).

При выводе энергетических инвариантов (2.32) и (2.38) использовалась информация о различных видах потерь в ДПТ и известные в электромеханике формулы, позволяющие записать выражение для суммарных потерь (2.30). Если предположить, что такой информации нет, то выражение для суммарных потерь может

быть сформировано на основе выражений для полезной и потребляемой мощностей.

Потребляемая мощность двигателя есть мощность его электрических цепей:

$$P_1 = u_{\text{я}} i_{\text{я}} + u_{\text{в}} i_{\text{в}},$$

а полезная мощность – механическая мощность генерируемого движения ротора двигателя:

$$P_2 = M_c \omega.$$

Тогда суммарные потери мощности в ДПТ НВ можно записать как

$$\Delta P_{\Sigma} = P_1 - P_2 = u_{\text{я}} i_{\text{я}} + u_{\text{в}} i_{\text{в}} - M_c \omega. \quad (2.39)$$

Подставив в уравнение (2.39) выражения, определяющие значения напряжений на обмотках якоря и возбуждения в установившемся режиме из (2.34), после некоторых преобразований получим

$$\Delta P_{\Sigma}(\Phi) = \frac{M_c^2 r_{\text{я}}}{c^2 \Phi^2} + k_{\Phi}^2 \Phi^2 r_{\text{в}}$$

или

$$\Delta P_{\Sigma}(i_{\text{я}}) = i_{\text{я}}^2 r_{\text{я}} + \frac{k_{\Phi}^2 r_{\text{в}} M_c^2}{c^2 i_{\text{я}}^2}$$

Применив к этим функциям процедуру поиска экстремума, можно найти следующие энергетические инварианты ДПТ:

$$\Phi_{\text{опт}} = M_c^{0,5} \left(\frac{k_1}{k_2} \right)^{0,25}, \quad (2.40)$$

$$i_{\text{яопт}} = \frac{M_c^{0,5}}{c} \left(\frac{k_1}{k_2} \right)^{-0,25} \quad (2.41)$$

Заметим, что инварианты (2.40) и (2.41) не зависят от угловой скорости и являются частным случаем инвариантов (2.32) и (2.38). Имеющееся отличие связано с тем, что при выводе использовалась модель двигателя, которая не учитывает

явления перемагничивания магнитной системы, а, следовательно, и существующих потерь в стали сердечников.

КПД двигателя при выполнении условий (2.40) и (2.41) также как и прежде не зависит от нагрузки:

$$\eta(\omega) = \frac{\omega}{2\sqrt{k_1 k_2 + \omega}}.$$

2.3.3 Энергетические инварианты электромеханических систем с асинхронными двигателями

Рассмотрим процедуру получения энергетического инварианта АД, основанную на описанном выше подходе и учитывающую специфику выбранной математической модели (2.20).

Потери в электрических цепях АД вычисляются по известной формуле:

$$\Delta P_{\text{э}} = 3I_1^2 r_1 + 3I_2^2 r_2,$$

где I_1 и I_2 – действующие значения тока статора и приведенного к статору тока ротора. Это выражение можно записать относительно проекций токов на оси координатной системы [83]:

$$\Delta P_{\text{э}} = \frac{3}{2}(i_{1x}^2 + i_{1y}^2)r_1 + \frac{3}{2}(i_{2x}^2 + i_{2y}^2)r_2.$$

Проекции потокосцепления обмотки ротора в выбранной координатной системе определяются как [4,76]

$$\begin{aligned}\psi_{2x} &= L_2 i_{2x} + L_{12} i_{1x} = \psi_r; \\ \psi_{2y} &= L_2 i_{2y} + L_{12} i_{1y} = 0.\end{aligned}$$

Тогда проекции тока в обмотке ротора можно выразить через переменные модели (2.20):

$$i_{2x} = \frac{\psi_r - L_{12}i_{1x}}{L_2}, i_{2y} = -\frac{L_{12}}{L_2}i_{1y}.$$

Мощность потери в стали сердечников АД определяются по формуле:

$$\Delta P_{\text{ст}} = \Delta P_{\text{ст.ном}} \left(\frac{f}{50} \right)^\beta \left(\frac{\psi_r}{\psi_{r\text{ном}}} \right)^2.$$

Частота перемагничивания f пропорциональна скорости ротора и обратно пропорциональна величине $1-s$ и потери в стали можно вычислять, зная текущие значения угловой скорости ротора, скольжения и потокосцепления обмотки ротора:

$$\Delta P_{\text{ст}} = \Delta P_{\text{ст.ном}} \left(\frac{p\omega}{314(1-s)} \right)^\beta \left(\frac{\psi_r}{\psi_{r\text{ном}}} \right)^2.$$

Для области малых скольжений $1-s \approx 1$ мощность магнитных потерь равна

$$\Delta P_{\text{ст}} = \Delta P_{\text{ст.ном}} \left(\frac{p\omega}{314} \right)^\beta \left(\frac{\psi_r}{\psi_{r\text{ном}}} \right)^2.$$

Приведенные выше выкладки и принятые допущения позволяют получить выражение для суммарных электромагнитных потерь в АД, записанное относительно переменных выбранной динамической модели (2.20):

$$\Delta P_{\text{ЭМ}} = \frac{3}{2}(i_{1x}^2 + i_{1y}^2)r_1 + \frac{3}{2} \left(\left(\frac{\psi_r - L_{12}i_{1x}}{L_2} \right)^2 + \frac{L_{12}^2}{L_2^2}i_{1y}^2 \right) r_2 + \Delta P_{\text{ст.ном}} \left(\frac{p\omega}{314} \right)^\beta \left(\frac{\psi_r}{\psi_{r\text{ном}}} \right)^2. \quad (2.42)$$

На основании этого выражения и модели (2.20) можно получить систему энергетических инвариантов АД. Каждый из этих инвариантов будет определять оптимальное в смысле минимума потерь значение одной из электромагнитных переменных для текущего скоростного и нагрузочного режима двигателя.

Сначала выберем в качестве оптимизируемой переменной потокосцепление обмотки ротора. Заметим, что в традиционных системах векторного управления АД потокосцепление обмотки ротора также является управляемой переменной.

Из первого и второго уравнений модели (2.20) следует, что в стационарном режиме:

$$i_{1x} = \frac{\psi_r}{L_{12}}, i_{1y} = \frac{2L_2}{3pL_{12}} \frac{M_c}{\psi_r}.$$

Тогда суммарные электромагнитные потери в АД можно представить в виде функции модуля вектора потокосцепления обмотки ротора:

$$\Delta P_{\text{ЭМ}}(\psi_r) = \frac{3}{2} \left(\frac{\psi_r^2}{L_{12}^2} + \frac{4L_2^2}{9p^2L_{12}^2} \frac{M_c^2}{\psi_r^2} \right) r_1 + \frac{2r_2}{3p^2} \frac{M_c^2}{\psi_r^2} + \Delta P_{\text{ст.ном}} \left(\frac{p\omega}{314} \right)^\beta \left(\frac{\psi_r}{\psi_{r\text{ном}}} \right)^2. \quad (2.43)$$

Проведя поиск экстремума этой функции, и совершив некоторые преобразования, можно получить энергетический инвариант АД:

$$\psi_{r\text{опт}} = M_c^{0,5} \left(\frac{k_4}{k_5 + k_6\omega^\beta} \right)^{0,25}, \quad (2.44)$$

где

$$k_4 = \frac{2(r_1L_2^2 + r_2L_{12}^2)}{3p^2L_{12}^2}; k_5 = \frac{3r_1}{2L_{12}^2}; k_6 = \frac{\Delta P_{\text{ст.ном}}}{p^\beta 314^\beta \psi_{r\text{ном}}^2}. \quad (2.45)$$

На рисунке 2.14 показана двумерная поверхность в пространстве координат ω, M_c, ψ_r , соответствующая оптимальному значению потокосцепления ротора. При получении графика на рисунке 2.14 использовались технические данные АД типа 4А200L4, приведенные в таблице 2.2.

Теперь можно провести анализ энергетической эффективности процессов электромеханического преобразования в АД при выполнении условия (2.44). В статическом режиме справедливы следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \frac{3pL_m}{2L_2} \psi_r i_{1y} &= M_c; \\ u_{1x} &= \frac{r_2 L_{12}^2 + r_1 L_2^2}{L_2^2} i_{1x} - \frac{L}{L_2} p \omega i_{1y} - \frac{r_2 L_{12} L}{L_2^2} i_{1y}^2 - \frac{L_{12} r_2}{L_2^2} \psi_r; \\ u_{1y} &= \frac{r_2 L_{12}^2 + r_1 L_2^2}{L_2^2} i_{1y} + \frac{L}{L_2} p \omega i_{1x} + \frac{r_2 L_{12} L}{L_2^2} i_{1x} i_{1y} + \frac{L_{12}}{L_2} p \omega \psi_r; \\ L_{12} i_{1x} &= \psi_r. \end{aligned} \quad (2.46)$$

Из (2.44) и (2.46) следует, что проекции токов статора вычисляются как

$$i_{1y} = \frac{2L_2}{3pL_{12}} M_c^{0.5} \left(\frac{k_4}{k_5 + k_6 \omega^\beta} \right)^{-0.25}; \quad i_{1x} = \frac{1}{L_{12}} M_c^{0.5} \left(\frac{k_4}{k_5 + k_6 \omega^\beta} \right)^{0.25}.$$

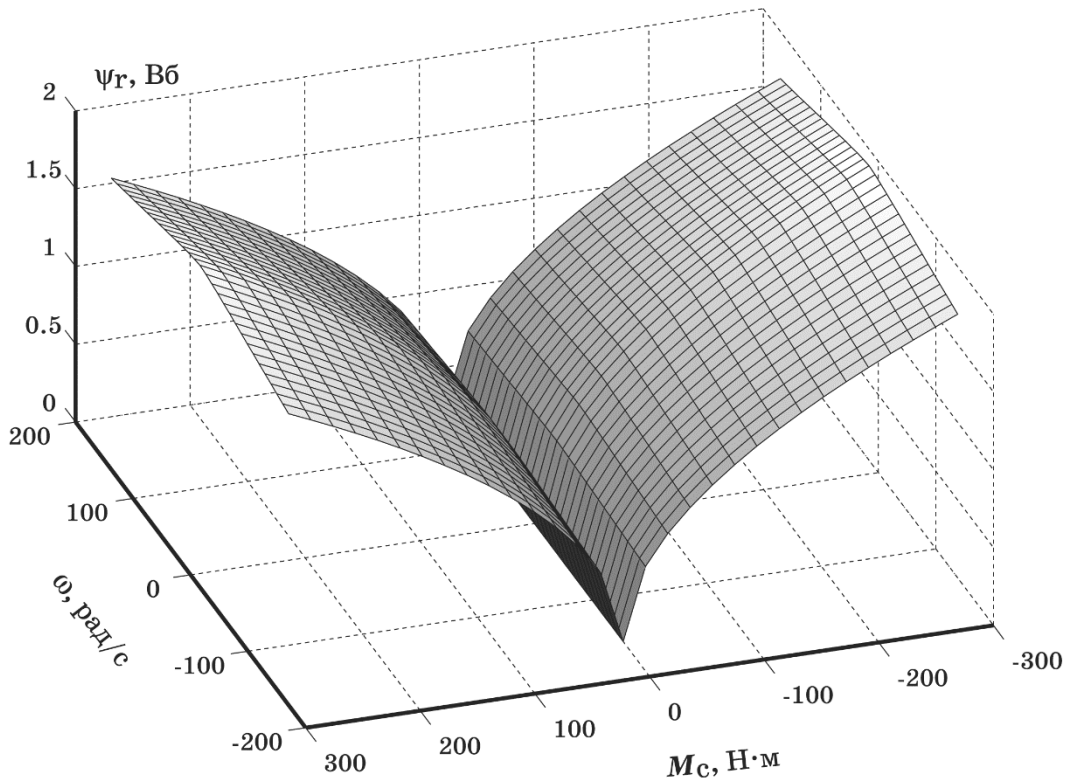


Рисунок 2.14 – Поверхность оптимального потокоцепления ротора АД

Подставляя эти токи и потокоцепление из (2.44) в уравнения электрического равновесия обмотки статора (2.46), можно получить соответствующие выражения для проекций напряжения и после ряда преобразований записать выражение для потребляемой активной электрической мощности.

$$P_1 = \frac{3}{2}(u_{1x}i_{1x} + u_{1y}i_{1y}) =$$

$$= \frac{3r_s}{2L_{12}^2} M_c \left(\frac{k_4}{k_5 + k_6 \omega^\beta} \right)^{0,5} + \frac{2(r_2 L_{12}^2 + r_1 L_2^2)}{3p^2 m L_{12}^2} M_c \left(\frac{k_4}{k_5 + k_6 \omega^\beta} \right)^{-0,5} + \omega M_c$$

Тогда КПД АД в статическом режиме определяется как

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\omega}{k_5 \left(\frac{k_4}{k_5 + k_6 \omega^\beta} \right)^{0,5} + k_4 \left(\frac{k_4}{k_5 + k_6 \omega^\beta} \right)^{-0,5} + \omega} \quad (2.47)$$

и также как и в случае ДПТ не зависит от нагрузочного режима работы двигателя.

Таблица 2.2. Параметры и номинальные данные двигателя 4A200L4

Название	Обозначение	Значение
Мощность, кВт	$P_{2\text{ном}}$	45
Ток фазы статора, А	$I_{1\text{ном}}$	81,36
Сопротивление обмотки статора, Ом	r_1	0,091
Сопротивление обмотки ротора, Ом	r_2	0,045
Индуктивность обмотки статора, Гн	L_1	0,033
Индуктивность обмотки ротора, Гн	L_2	0,0334
Взаимная индуктивность, Гн	L_{12}	0,0332
Частота вращения, рад/с	$\omega_{\text{ном}}$	154
Потокосцепление ротора, Вб	$\psi_{r\text{ном}}$	4,54
Момент, Н·м	$M_{\text{ном}}$	291
Скольжение	$s_{\text{ном}}$	0,015
Момент инерции ротора, кг·м ²	J	0,434
Число пар полюсов	p	2

В традиционных системах управления АД (например, в системах типа «Трансвектор») принято поддерживать потокосцепление ротора в номинальном

значении. Можно показать, что в этом случае КПД АД будет зависеть от момента сопротивления нагрузки:

$$\eta = \frac{\omega}{k_4 \frac{M_c}{\psi_r^2} + k_5 \frac{\psi_r^2}{M_c} + \omega}.$$

На рисунках 2.15 и 2.16 представлены графики зависимости КПД АД типа 4А200L4 от скорости и момента нагрузки при оптимальном и номинальном значениях потокосцепления ротора.

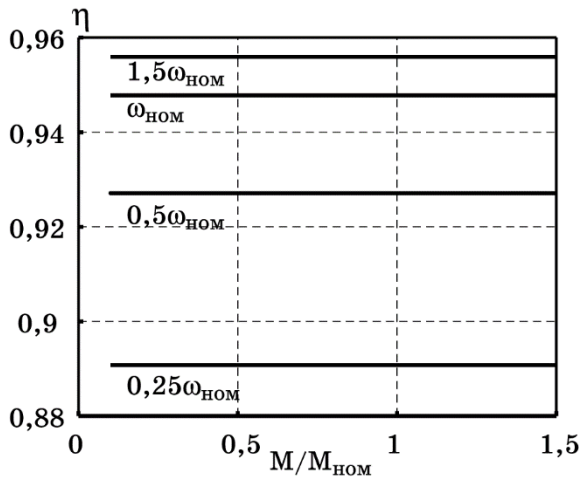


Рисунок 2.15 – КПД АД при

$$\psi_r = \psi_{r\text{опт}}$$

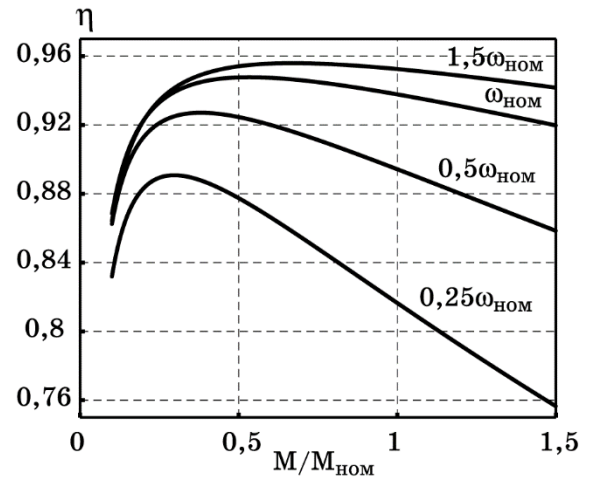


Рисунок 2.16 – КПД АД при

$$\psi_r = \psi_{r\text{ном}}$$

Из графиков на рисунках 2.15 и 2.16 видно, что выполнение условия (2.44) позволяет достичь того же эффекта, который наблюдался при анализе энергетических режимов ДПТ.

В качестве оптимизируемой переменной может быть выбрана одна из проекций тока статора. Соответствующие энергетические инварианты, полученные из выражений для проекций тока статора в статическом режиме при выполнении условия (2.44), имеют вид:

$$i_{1x\text{опт}} = \frac{1}{L_{12}} M_c^{0,5} \left(\frac{k_4}{k_5 + k_6 \omega^\beta} \right)^{0,25}; \quad (2.48)$$

$$i_{1y\text{опт}} = \frac{2L_2}{3pL_{12}} M_c^{0,5} \left(\frac{k_4}{k_5 + k_6 \omega^\beta} \right)^{-0,25}. \quad (2.49)$$

Заметим, что при выполнении условия (2.48) или (2.49) КПД АД также не зависит от момента сопротивления нагрузки и определяется выражением (2.47).

Энергетические инварианты можно также получить, формируя функцию суммарных потерь как разность потребляемой и полезной мощности:

$$\Delta P_\Sigma = P_1 - P_2 = \frac{3}{2} (u_{1x} i_{1x} + u_{1y} i_{1y}) - M_c \omega. \quad (2.50)$$

Проекции тока и напряжения статора можно исключить из функции потерь, используя уравнения статического равновесия. Из (2.46) следует

$$\begin{aligned} i_{1x} &= \frac{\psi_r}{L_{12}}; \\ i_{1y} &= M_c \frac{2L_2}{3pL_{12}\psi_r}; \\ u_{1x} &= \frac{r_1 L_2^2}{L_{12}^2} \psi_r - \frac{2L}{3L_m} \frac{M_c \omega}{\psi_r} - \frac{4r_2 L}{3p^2 L_{12}} \frac{M_c^2}{\psi_r^3}; \\ u_{1y} &= \frac{2(r_2 L_{12}^2 + r_1 L_2^2 + r_2 L)}{3pL_2 L_{12}} \frac{M_c}{\psi_r} + \frac{L + L_{12}^2}{L_{12} L_2} p \omega \psi_r; \end{aligned}$$

Подстановка этих выражений в (2.50) позволяет представить суммарные потери в АД в виде функции одной из электромагнитных переменных – потокосцепления ротора:

$$\Delta P_\Sigma(\psi_r) = \frac{3r_s}{2L_{12}^2} \psi_r^2 + \frac{2(r_2 L_{12}^2 + r_1 L_2^2)}{3p^2 L_{12}^2} \frac{M_c^2}{\psi_r^2}. \quad (2.51)$$

Минимум этой функции соответствует энергетическому инварианту:

$$\psi_{r\text{опт}} = M_c^{0,5} \left(\frac{k_4}{k_5} \right)^{0,25}, \quad (2.52)$$

где коэффициенты k_4 и k_5 определяются из (2.45).

Используя ту же методику, можно получить энергетические инварианты, записанные относительно проекций тока статора:

$$i_{1x\text{опт}} = \frac{1}{L_{12}} M_c^{0,5} \left(\frac{k_4}{k_5} \right)^{0,25}; \quad (2.53)$$

$$i_{1y\text{опт}} = \frac{2L_2}{3pL_{12}} M_c^{0,5} \left(\frac{k_4}{k_5} \right)^{-0,25}. \quad (2.54)$$

Очевидно, что инварианты (2.52) – (2.54) являются частным случаем инвариантов (2.44), (2.48) и (2.49).

2.3.4 Энергетические инварианты электромеханических систем с синхронными двигателями

Синхронные двигатели с электромагнитным возбуждением. СД, как правило, находят применение в мощных электроприводах (свыше 100 кВт), работающих длительно и не требующих регулирования скорости: приводы насосов и компрессоров, вентиляторов, мельниц, дробилок, буровых установок и т.п. Целесообразность использования СД именно в нерегулируемом ЭП большой мощности обусловлена тем, что в этом случае в наибольшей степени проявляются высокие энергетические показатели СД, а недостатки (сложный пуск, трудность регулирования скорости) отступают на второй план. Поскольку СД представляют собой машины большой мощности, вопрос энергосбережения приобретает особую актуальность. Здесь даже незначительный процент сбереженной энергии выльется в существенный экономический выигрыш.

Так как ротор СД движется синхронно с вращающимся магнитным полем, создаваемым многофазной системой токов обмотки статора, при анализе процессов в СД традиционно используются математические модели в системе координат dq , жестко связанной с ротором (2.24), (2.26).

Электрические потери в обмотках СД с электромагнитным возбуждением определяются выражением:

$$\Delta P_3 = \frac{3}{2} (i_{1d}^2 + i_{1q}^2) r_1 + i_2^2 r_2. \quad (2.55)$$

Частота перемагничивания сердечников СД пропорциональна скорости вращения ротора, а магнитный поток можно выразить через потокосцепление роторной обмотки в силу равенства $\psi_2 = w_2 \Phi$, где w_2 – число витков обмотки ротора. В свою очередь потокосцепление обмотки ротора зависит от токов статора и ротора: $\psi_2 = L_2 i_2 + L_{12} i_{1d}$.

Поэтому выражение, определяющее мощность потерь в стали СД, может быть записано следующим образом:

$$\Delta P_{ст} = \Delta P_{ст. ном} \left(\frac{p\omega}{314} \right)^\beta \left(\frac{L_2 i_2 + L_{12} i_{1d}}{\psi_{2 ном}} \right)^2. \quad (2.56)$$

В соответствии с (2.55) и (2.56) суммарные потери в электромагнитной системе СД можно представить как

$$\Delta P_{ЭМ} = \frac{3}{2} (i_{1d}^2 + i_{1q}^2) r_1 + i_2^2 r_2 + \Delta P_{ст. ном} \left(\frac{p\omega}{314} \right)^\beta \left(\frac{L_2 i_2 + L_{12} i_{1d}}{\psi_{2 ном}} \right)^2. \quad (2.57)$$

Согласно второму уравнению модели (2.24), значение q-проекции тока статора в стационарном режиме можно вычислять по формулам:

$$i_{1q} = \frac{2M_c}{3p((L_{1d} - L_{1q})i_{1d} + L_{12d}i_2)} \quad \text{— для явнополюсного СД;}$$

$$i_{1q} = \frac{2M_c}{3pL_{12}i_2} \quad \text{— для неявнополюсного СД.}$$

Тогда электромагнитные потери для явнополюсного и неявнополюсного СД описываются следующими функциями тока ротора i_2 и продольной составляющей тока статора i_{1d} :

$$\Delta P_{\text{ЭМ}}(i_{1d}, i_2) = \frac{3}{2} \left(i_{1d}^2 + \frac{4M_c^2}{9p^2((L_{1d} - L_{1q})i_{1d} + L_{12d}i_2)^2} \right) r_1 + i_2^2 r_2 + \Delta P_{\text{ст. ном}} \left(\frac{p\omega}{314} \right)^\beta \left(\frac{L_2 i_2 + L_{12d} i_{1d}}{\psi_{2 \text{ ном}}} \right)^2 \quad (2.58)$$

$$\Delta P_{\text{ЭМ}}(i_{1d}, i_2) = \frac{3}{2} \left(i_{1d}^2 + \frac{4M_c^2}{9p^2 L_{12d}^2 i_2^2} \right) r_1 + i_2^2 r_2 + \Delta P_{\text{ст. ном}} \left(\frac{p\omega}{314} \right)^\beta \left(\frac{L_2 i_2 + L_{12d} i_{1d}}{\psi_{2 \text{ ном}}} \right)^2 \quad (2.59)$$

Исследование функции потерь **явнополюсного СД** (2.58) как функции двух переменных на экстремум не дает аналитического решения. Поэтому при выводе энергетических инвариантов можно зафиксировать одну из переменных i_{1d} или i_2 .

Если СД не потребляет из сети реактивную мощность, то d-проекция тока статора равна нулю: $i_{1d} = 0$. Тогда $\psi_2 = L_2 i_2$ и суммарные электромагнитные потери в СД представляются в виде функции тока обмотки ротора:

$$\Delta P_{\text{ЭМ}}(i_2) = \frac{2r_1 M_c^2}{3p^2 L_{12d}^2 i_2^2} + i_2^2 r_2 + \Delta P_{\text{ст. ном}} \left(\frac{p\omega}{314} \right)^\beta \left(\frac{i_2}{i_{2 \text{ ном}}} \right)^2. \quad (2.60)$$

Поиск экстремума функции (2.60) дает энергетический инвариант, определяющий оптимальное с точки зрения потерь энергии значение тока в обмотке ротора:

$$i_{2 \text{ опт}} = M_c^{0,5} \left(\frac{k_7}{k_8 + k_9 \omega^\beta} \right)^{0,25}, \quad (2.61)$$

где

$$k_7 = \frac{2r_1}{3p^2 L_{12d}^2}; k_8 = r_2; k_9 = \frac{\Delta P_{\text{ст. н.}}}{p^\beta 314^\beta i_{2 \text{ ном}}^2}.$$

Заметим, что аналогичный поиск оптимального значения продольной проекции тока статора i_{1d} при номинальном токе ротора $i_2 = i_{2 \text{ ном}}$ в функции (2.58) аналитического решения не дает.

Выведем выражение для КПД СД при выполнении условий (2.61) и $i_{1d} = 0$. Стационарному режиму работы двигателя соответствуют уравнения электрического равновесия обмоток, записанные с учетом выбранной координатной системы:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= r_1 i_{1d} - p L_{1q} i_{1q} \omega; & u_{1d} &= -p L_{1q} i_{1q} \omega; \\ u_{1q} &= r_1 i_{1q} + p \omega (L_{1d} i_{1d} + L_{12d} i_2); & \Rightarrow & u_{1q} = r_1 i_{1q} + p L_{12d} i_2 \omega; \\ u_2 &= r_2 i_2. & & u_2 = r_2 i_2. \end{aligned} \quad (2.62)$$

Из условия механического равновесия на валу СД (второе уравнение модели (2.24)) следует, что q-проекция тока статора вычисляется как

$$i_{1q} = \frac{2M_c}{3pL_{12d}i_2} = \frac{2M_c^{0.5}}{3pL_{12d}} \left(\frac{k_7}{k_8 + k_9 \omega^\beta} \right)^{-0.25}. \quad (2.63)$$

Подставляя в выражение для потребляемой мощности

$$P_1 = \frac{3}{2} (u_{1d} i_{1d} + u_{1q} i_{1q}) + u_2 i_2,$$

проекции тока и напряжения статора, а также ток и напряжение ротора из (2.61), (2.62), (2.63), можно установить, что значение КПД СД определяется функцией:

$$\eta = \frac{\omega}{k_8 \left(\frac{k_7}{k_8 + k_9 \omega^\beta} \right)^{0.5} + k_7 \left(\frac{k_7}{k_8 + k_9 \omega^\beta} \right)^{-0.5} + \omega}. \quad (2.64)$$

Легко заметить, что формула (2.64) структурно идентична формулам (2.36) и (2.47), определяющих КПД ДПТ НВ и АД при выполнении энергетических инвариантов (2.32) и (2.44). Следовательно, при оптимизации тока в обмотке ротора согласно (2.61) КПД двигателя не будет зависеть от механической нагрузки и будет принимать свое максимальное значение для заданной угловой скорости.

Аналогичный вывод КПД при номинальном токе в обмотке ротора $i_2 = i_{2\text{ном}}$ и $i_{1d} = 0$ дает следующее выражение:

$$\eta = \frac{M_c \omega}{r_s \frac{2M_c^2}{3p^2 L_{md}^2 i_{2\text{НОМ}}^2} + \frac{2}{3} M_c \omega + r_2 i_{2\text{НОМ}}^2}. \quad (2.65)$$

Используя уравнения стационарного режима, можно получить энергетический инвариант СД, соответствующий оптимальному значению q-проекции тока статора:

$$i_{1q\text{опт}} = \frac{2M_c^{0,5}}{3pL_{12d}} \left(\frac{k_7}{k_8 + k_9 \omega^\beta} \right)^{-0,25}. \quad (2.66)$$

Таким образом, энергосберегающее управление СД будет заключаться в целенаправленном изменении i_2 или i_{1q} , исходя из заданных значений скорости двигателя и момента сопротивления приводимого механизма.

При формировании функции суммарных потерь в виде разности потребляемой и полезной мощностей получаются упрощенные структуры инвариантов (2.61) и (2.66):

$$i_{2\text{опт}} = M_c^{0,5} \left(\frac{k_7}{k_8} \right)^{0,25}, \quad (2.67)$$

$$i_{1q\text{опт}} = \frac{2M_c^{0,5}}{3pL_{12d}} \left(\frac{k_7}{k_8} \right)^{-0,25}. \quad (2.68)$$

В случае **неявнополюсного** СД поиск экстремума функции потерь (2.59) дает аналитическое решение

$$i_{2\text{опт}} = \pm \left(\frac{4r_1}{\left(6p^2 L_{12}^2 L_2^2 \lambda_2 \omega^\beta + 6p^2 L_{12}^2 r_2 - \frac{12p^2 \lambda_2^2 \omega^{2\beta} L_2^2 L_{12}^4}{3r_1 + \lambda_2 \omega^\beta 2L_{12}^2} \right)} \right)^{0,25} M_c^{0,5},$$

$$i_{1d \text{ опт}} = \mp \frac{2\lambda_2 \omega^\beta L_2 L_{12}}{3r_1 + 2\lambda_2 \omega^\beta L_{12}^2} \left(\frac{4r_1}{\left(6p^2 L_{12}^2 L_2^2 \lambda_2 \omega^\beta + 6p^2 L_{12}^2 r_2 - \frac{12p^2 \lambda_2^2 \omega^{2\beta} L_2^2 L_{12}^4}{3r_1 + 2\lambda_2 \omega^\beta L_{12}^2} \right)} \right)^{0,25} M_c^{0,5},$$

$$\text{где } \lambda_2 = \frac{\Delta P_{\text{ст. ном}} p^\beta}{\psi_{2 \text{ ном}}^2 314^\beta}.$$

Ввиду сложности этих выражений целесообразно провести поиск локального экстремума в предположении, что одна из переменных стабилизирована в некотором постоянном значении.

Если продольная составляющая тока статора $i_{1d} = 0$, функция (2.59) имеет такой же вид, что и в случае явнополюсного СД, а, следовательно, энергетический инвариант аналогичен выражению (2.61).

Аналогичным образом можно зафиксировать ток в обмотке ротора, например, в номинальном значении ($i_2 = i_{2 \text{ ном}}$), и провести поиск оптимального значения продольной проекции тока статора i_{1d} . Тогда функция потерь принимает вид:

$$\Delta P_{\text{ЭМ}}(i_{1d}) = \frac{3}{2} \left(i_{1d}^2 + \frac{4M_c^2}{9p^2 L_{12}^2 i_{2 \text{ ном}}^2} \right) r_1 + i_{2 \text{ ном}}^2 r_2 + \Delta P_{\text{ст. ном}} \left(\frac{p\omega}{314} \right)^\beta \left(\frac{L_2 i_{2 \text{ ном}} + L_{12} i_{1d}}{\psi_{2 \text{ ном}}} \right)^2.$$

Применив процедуру поиска локального экстремума, можно определить

$$i_{1d \text{ опт}} = - \frac{k_{10} \omega^\beta}{k_{11} + k_{12} \omega^\beta}, \quad (2.69)$$

$$\text{где } k_{10} = 2\Delta P_{\text{ст. ном}} p^\beta L_2 L_{12} i_{2 \text{ ном}}, \quad k_{11} = 3r_1 314^\beta \psi_{2 \text{ ном}}^2, \quad k_{12} = 2\Delta P_{\text{ст. ном}} p^\beta L_{12}^2.$$

Анализируя (2.69), можно установить, что минимизация потерь энергии в неявнополюсном СД достигается при отрицательном значении продольной составляющей тока статора. Кроме того, оптимальное значение i_{1d} зависит от угловой скорости, но не зависит от внешнего момента.

Синхронные двигатели с постоянными магнитами. Поскольку в СДМП нет возможности изменять магнитный поток, создаваемый ротором, возможность

минимизации потерь энергии необходимо искать, определяя оптимальные значения проекций тока статора. В дальнейшем рассматривается СДПМ с неявнополюсным ротором, у которого электромагнитный момент, а, следовательно, и угловая скорость ротора может изменяться путем вариации значения поперечной проекции i_{1q} . Таким образом, остается только одна переменная модели (2.26), которую можно использовать при поиске энергетического инварианта – продольная проекция i_{1d} . В большинстве систем векторного управления СДПМ продольную проекцию тока обнуляют, обеспечивая минимум омических потерь.

Электромагнитные потери СДМП определяются выражением:

$$\Delta P_{\text{ЭМ}} = \frac{3}{2} (i_{1d}^2 + i_{1q}^2) r_1 + \Delta P_{\text{ст.ном}} \left(\frac{p\omega}{314} \right)^\beta \left(\frac{\psi_1}{\psi_{1\text{ном}}} \right)^2. \quad (2.70)$$

где ψ_1 – потокосцепление обмотки статора, $\psi_{1\text{ном}}$ – его значение в номинальном режиме.

Потокосцепление обмотки статора можно выразить через его проекции на оси координатной системы:

$$\psi_1 = \sqrt{\psi_{1d}^2 + \psi_{1q}^2}, \quad (2.71)$$

которые, в свою очередь, можно определить по проекциям токов и потокосцеплению постоянных магнитов:

$$\begin{aligned} \psi_{1d} &= L_1 i_{1d} + \psi_f, \\ \psi_{1q} &= L_1 i_{1q}. \end{aligned} \quad (2.72)$$

Из условия равновесия второго уравнения модели (2.26) можно получить выражение для значения поперечной проекции тока статора в установившемся режиме:

$$i_{1q} = \frac{2}{3p} \frac{M_c}{\psi_f}. \quad (2.73)$$

На основании полученных соотношений (2.70) – (2.73) можно представить выражение, определяющее суммарные электромагнитные потери, как функцию продольной проекции тока статора:

$$\Delta P_{\text{ЭМ}}(i_{1d}) = \frac{p^\beta \Delta P_{\text{ст.ном}}}{314^\beta \psi_{1\text{ном}}^2} \omega^\beta \left((L_1 i_{1d} + \psi_f)^2 + \left(L_1 \frac{2}{3p} \frac{M_c}{\psi_f} \right)^2 \right) + \frac{3}{2} r_1 \left(i_{1d}^2 + \left(\frac{2}{3p} \frac{M_c}{\psi_f} \right)^2 \right) \quad (2.74)$$

Решив задачу поиска локального минимума функции (2.74), можно найти оптимальное в смысле минимума потерь значение продольной проекции тока статора:

$$i_{1d\text{опт}} = - \frac{b_1 \omega^\beta \psi_f}{b_1 L_1 \omega^\beta + 3r_1}, \quad (2.75)$$

где $b_1 = \frac{2p^\beta \Delta P_{\text{ст.ном}}}{314^\beta \psi_{1\text{ном}}^2} L_1$.

Заметим, что полученный энергетический инвариант СДПМ структурно подобен энергетическому инварианту неявнополюсного СД с электромагнитным возбуждением (2.69).

2.4 Выводы по главе

Данная глава была посвящена формированию следующих исходных данных для решения основных задач диссертационного исследования.

1. Выбраны и описаны математические модели основных элементов силового канала ЭМС. Основное внимание было уделено математическим моделям ЭД, осуществляющих основную функцию рассматриваемых систем – целенаправленное электромеханическое преобразование энергии. Представленные математические модели ЭД составлены на основе общепринятых допущений и нашли широкое применение при разработке алгоритмов автоматического управления ЭМС. Рассматривались исходные модели, полученные на основе известных подходов электромеханики без дополнительных способов их упрощения и других аппроксимаций. Эти

математические модели представляют собой системы нелинейных обыкновенных дифференциальных уравнений с несколькими каналами управления.

2. Сформулированы основные задачи управления ЭМС в виде системы инвариантов: технологических, электромагнитных и энергетических. Инварианты задаются в виде соответствующего математического условия относительно переменных состояния и характеризуют конкретные требования к управляемым процессам.

Представлены типовые технологические инварианты, указывающие на конкретную задачу управления механическим движением ИО ЭМС. К таким задачам относятся задачи стабилизации, позиционирования, генерации заданного динамического режима и слежения.

Описаны характерные электромагнитные инварианты ЭМС, которые отражают идею стабилизации магнитного состояния ЭД, широко применяемую в теории электропривода на основании анализа статических характеристик и нагрузочной способности двигателей при варьировании электрических и магнитных переменных.

3. Основное внимание уделено вопросам определения условий минимизации потерь энергии в ЭД в процессе ее электромеханического преобразования и нахождения энергетических инвариантов ЭМС. Такие энергетические инварианты представляют собой математические условия, записанные относительно переменных состояния выбранных математических моделей, которые соответствуют режиму минимальных суммарных потерь энергии.

Предложена методика формирования энергетических инвариантов ЭМС, на основании которой получены энергетические инварианты для основных типов ЭД.

Анализируя результаты применения этой методики, следует отметить следующее. Несмотря на существующие различия в конструкции, принципе действия и математических моделях ДПТ, АД и СД, обнаруживается *удивительное структурное подобие полученных энергетических инвариантов*. Выражения (2.32), (2.44), (2.61), равно как и выражения (2.38), (2.49), (2.63) математически идентичны. Обнаруженное структурное сходство энергетических инвариантов ЭМС, по всей видимости, обусловленное единой природой физических процессов в основных

типовых вариациях ЭД, косвенно указывает на работоспособность используемой методики их формирования.

Кроме того, вывод КПД различных двигателей при поддержании энергетических инвариантов, проводимый на основе очевидных аналитических выкладок, приводит к единому результату (см. формулы (2.35), (2.47) и (2.64)) и позволяет сделать вывод, что КПД любого из рассмотренных двигателей не зависит от момента сопротивления нагрузки. Следовательно, при фиксированной скорости КПД будет максимальным во всем допустимом диапазоне механической нагрузки, что, разумеется, открывает очевидные перспективы для решения задач энергосберегающего управления ЭМС.

Глава 3 Прикладная теория синергетического синтеза алгоритмов векторного управления нелинейными электромеханическими системами

Анализ математических моделей ЭМС, проведенный в главе 2, позволяет сделать вывод, что ЭМС относятся к классу нелинейных динамических систем с несколькими каналами управления. Полученные в этой же главе энергетические инварианты для основных типов ЭМС представляют собой нелинейные функции, связывающие электромагнитные и механические переменные. В этой связи, использование методов классической теории управления и типовых автоматических регуляторов для решаемой в работе проблемы синтеза алгоритмов управления нелинейных ЭМС не представляется возможным. На наш взгляд, необходим переход на новые концептуальные основы и применение современных методов синтеза нелинейных многосвязных систем управления, которые бы учитывали указанные особенности математических моделей ЭМС и возможности минимизации потерь энергии в процессе ее электромеханического преобразования.

В качестве концептуальной основы для синтеза алгоритмов векторного управления нелинейными ЭМС в работе используется СТУ, предложенная профессором А. А. Колесниковым [70–75, 86–93]. Методы СТУ продемонстрировали свою высокую эффективность при решении прикладных задач синтеза алгоритмов управления для различных классов технических объектов и систем: механических, электроэнергетических, электротехнических, теплоэнергетических и др. [73, 80, 94–108]. При этом значительная часть прикладных исследований в рамках СТУ была направлена на решение задач синтеза алгоритмов векторного управления нелинейными ЭМС [64, 68–71, 109–135].

В настоящей главе будут изложены основные положения прикладной теории синергетического синтеза алгоритмов векторного управления ЭМС, обобщающей и систематизирующей результаты этих многолетних исследований.

3.1 Особенности синергетического синтеза алгоритмов векторного управления нелинейными электромеханическими системами

В начале 1990-х годов профессором Анатолием Аркадьевичем Колесниковым предложен синергетический подход в теории управления, использующий понятия и методы нелинейной динамики и синергетики и, в первую очередь, направленный на решение фундаментальной проблемы синтеза алгоритмов управления нелинейными многосвязными и многомерными динамическими объектами и системами.

В статье [136] представлены результаты анализа публикационной активности российских и зарубежных ученых в области синергетического управления в наиболее крупных библиометрических системах – Scopus, Web of Science, eLibrary.ru (РИНЦ). Поиск публикаций осуществлялся по запросу «синергетическое управление» или «синергетический подход к управлению» в названии публикации или ключевых словах.

В Scopus по запросу выводится 373 публикации за период с 1989 г. по настоящее время, из которых 52% это статьи в журналах, 45% доклады на конференциях и 3 книги (главы в книгах) на английском языке. При этом количество публикаций ежегодно увеличивается.

Работы по синергетическому управлению в Scopus представлены авторами из 46 стран, а наиболее представлены авторы из Китая, России, Алжира, США. Авторы этих публикаций аффилированы с 161 организацией.

В Web of Science по запросу выводится 284 публикации за период с 1989 г. по настоящее время, из которых 59% это статьи в журналах, 39% доклады на конференциях. Публикации принадлежат авторам из 50 стран и аффилированы с 354 организациями.

В Scopus и Web of Science наиболее часто встречаются публикации, в которых объектом управления выступает DC/DC конвертор, электропривод постоянного или переменного тока, объект энергосистемы (синхронный генератор,

ветрогенератор и др.), подвижный объект (электромобиль, мобильный робот, летательный аппарат различной компоновки и др.).

В eLibrary.ru (РИНЦ) по запросу выводится 1588 публикаций за период с 1992 по 2021 гг. Из этих публикаций самая цитируемая – это монография 1994 г. «Синергетическая теория управления», имеющая 620 цитирований.

Таким образом, к настоящему времени синергетический подход оформился в отдельное направление современной ТАУ, получившее признание в России и за рубежом, методы СТУ широко используются исследователями различных стран для решения различных прикладных задач синтеза алгоритмов автоматического управления.

СТУ широко использует понятия и подходы относительно новых научных направлений – синергетики и нелинейной динамики и представляет собой своего рода симбиоз идей кибернетики и синергетики.

Термин «Кибернетика» в его современном понимании, то есть как науки об общих закономерностях процессов управления и передачи информации, был введен Норбертом Винером в одноименной монографии 1949 г. [137].

Основателем научного направления «синергетика» считается немецкий физик Герман Хакен [138]. По Хакену, синергетика занимается изучением систем, состоящих из большого (очень большого, «огромного») числа частей, компонент или подсистем, одним словом, деталей, сложным образом взаимодействующих между собой. Слово «синергетика» и означает «совместное действие», подчеркивая согласованность функционирования частей, отражающуюся в поведении системы как целого. Фактически синергетика Хакена является одним из подходов к изучению процессов самоорганизации – процессов самопроизвольного (спонтанного) возникновения и развития упорядоченных временных и пространственных структур в сложных неравновесных системах различной природы.

Г. Хакен утверждает, что «и кибернетика, и синергетика придают первостепенное значение понятию управления, но при этом преследуют совершенно различные цели. Кибернетика занимается разработкой алгоритмов и методов, позволяющих управлять системой для того, чтобы та функционировала заранее

заданным образом. В синергетике мы изменяем управляющие параметры более или менее непредсказуемым образом и изучаем самоорганизацию системы, то есть различные состояния, в которые она переходит под воздействием «внутренних рычагов управления» [71, 72].

Кибернетика изучает в основном процессы гомеостаза, то есть процессы поддержания равновесия в технических, биологических и социальных системах посредством механизмов обратной связи. В синергетике же исследуются системы, находящиеся вдали от состояний равновесия, существенно нелинейные процессы эволюции систем, такие процессы, когда при определенных условиях внутренние или внешние флуктуации могут привести систему к направленным изменениям, к возникновению различных новых относительно устойчивых структур, а не просто к прежнему состоянию равновесия.

В СТУ кибернетическое начало отражено в доминировании принципов направленного воздействия на динамическую систему или объект управления с целью организации необходимых режимов функционирования, то есть опорой на идеологию управления. Синергетическое начало заключается в учете естественных нелинейных свойств динамических систем и опорой на идеи самоорганизации. Профессором А. А. Колесниковым введено понятие «направленная самоорганизация управляемых систем».

«Синергетическая теория управления позволяет по-новому поставить и затем эффективно решить многие трудные проблемы управления, которые либо не поддавались известным методам существующей теории управления, либо и вовсе не ставились в силу их особой сложности. Синергетический подход позволил принципиально расширить саму постановку проблемы управления и качественно изменить ее содержание как в отношении включения естественных свойств управляемых процессов в контекст задачи управления, так и в отношении охвата макрообластей фазового пространства конструируемых систем...» [91, с. 17].

Для понимания основных научных результатов исследования необходимо создать определенный терминологический и методологический базис. Поэтому в

данном разделе будут введены основные понятия и принципы СТУ и кратко рассмотрены особенности применения методов синергетического синтеза систем.

Чтобы понять основные идеи, подходы и методы СТУ, потребуются некоторые базовые понятия из динамики систем. Динамику системы удобно оценивать в пространстве состояний – геометрическом пространстве в прямоугольном базисе переменных состояния. Мгновенному состоянию динамической системы (ДС), то есть состоянию в отдельный момент времени, соответствует точка в ее пространстве состояний, которую принято называть *изображающей точкой (ИТ)*. В ДС переменные состояния изменяются во времени, а, следовательно ИТ совершает движение в пространстве состояний. Линию в пространстве состояний, которая связывает начальное состояние ДС со всеми ее состояниями в последующие моменты времени («след» движущейся ИТ) принято называть *фазовой траекторией*. Совокупность фазовых траекторий, построенных при различных начальных условиях – фазовый портрет ДС.

По характеру фазовых траекторий и их направленности можно однозначно оценить свойства системы. Если система стремится с течением времени в некоторое стабильное состояние (стационарный режим), то этому состоянию соответствует ограниченная область в пространстве ее состояний, в нелинейной динамике называемое *аттрактором*. Таким образом, аттрактор является асимптотическим пределом фазовых траекторий, которые, стартуя из некоторой области начальных состояний (бассейна притяжения), неизбежно стягиваются к аттрактору.

В зависимости от типа стационарного режима аттрактор имеет определенную геометрию. Очевидно, что если стационарный режим – режим равновесия, то аттрактор имеет геометрию «точка», если стационарный режим – незатухающие колебания, аттрактор представляет собой замкнутую линию – аттрактор типа «предельный цикл».

Любая устойчивая система, в том числе управляемая, имеет в своем пространстве состояний хотя бы один аттрактор. При управлении системой с обратными связями в ее пространстве состояний всегда формируется заданный целевой аттрактор. Нахождение таких обратных связей составляет предмет задачи синтеза

алгоритма управления, которая является ключевой задачей ТАУ и была сформулирована в главе 1.

Ключевая идея СТУ может быть изложена в терминах динамики систем достаточно просто: управление ДС должно быть организовано так, чтобы в ее пространстве состояний образовывались притягивающие предельные множества – аттракторы, отвечающие основным целям функционирования (существования) данной системы и, следовательно, обеспечивающие желаемое для нас ее поведение. Если управление формируется как некоторая функция переменных состояния, то есть как совокупность обратных связей, то оно фактически деформирует пространство состояния замкнутой системы. В результате такой деформации и образуются целевые аттракторы.

Здесь, разумеется, сразу возникает естественный вопрос: каким образом искать закон управления, который бы обеспечивал рождение необходимых аттракторов, если система многомерная, нелинейная, многосвязная и имеет несколько каналов управления? Исчерпывающий ответ на этот вопрос дают методы синергетического синтеза алгоритмов управления.

Можно выделить следующие принципиальные особенности методов синергетического синтеза.

1. Использование наиболее адекватных нелинейных математических моделей управляемых объектов и систем (нелинейность).
2. Мобилизация все предусмотренных конструкцией каналов эффективного управления (многосвязность, векторный принцип управления).
3. Возможность решать задачи синтеза для высокоразмерных систем (многомерность).
4. Использование аналитических методов, дающих строгое математическое решение. Отсутствие необходимости в численных и приближенных процедурах.

Для решения проблемы синтеза алгоритмов управления нелинейными, многомерными и многосвязными системами в СТУ используется характерная особенность самоорганизующихся систем – кооперативное поведение множества переменных и выделение малого числа параметров порядка. Эти параметры порядка

определяют базовую динамику системы, остальные переменные под них подстраиваются. В синергетике владение информацией о законе изменения параметров порядка идентично знанию о поведении системы в целом. Таким образом, задача анализа динамики системы значительно упрощается.

В СТУ роль параметров порядка выполняют так называемые *агрегированные макропеременные* $\psi(\mathbf{x})$. Только в отличие от параметров порядка синергетики агрегированные переменные не ищутся, а задаются.

Каждой агрегированной макропеременной соответствует некоторое многообразие в пространстве состояния замкнутой системы $\psi(\mathbf{x}) = 0$ – некоторая гиперповерхность в пространстве состояний ДС. Многообразие, обладающее свойством притягивать все траектории ДС, начинающиеся в его окрестности, называются *притягивающими*. Если при этом многообразие остается неизменным во время эволюции ДС, то его принято называть *инвариантным*. Характерной особенностью любого регулярного аттрактора (точки, предельного цикла, тора) является то, что он является многообразием или принадлежит многообразию.

Все методы СТУ основаны на идее введения *притягивающих инвариантных многообразий* (ИМ), которые представляют собой определенные соотношения между переменными системы – динамические связи, характеризующие кооперативное движение в желаемое состояние. ИМ $\psi(x_1, \dots, x_n) = 0$ могут быть также интерпретированы как задаваемые целевые множества, к которым неизбежно должна притягиваться ИТ замкнутой системы из произвольного начального состояния, а затем двигаться вдоль них.

Введение притягивающих ИМ обеспечивает *сжатие фазового объема* и, что немаловажно, позволяет осуществить *динамическую декомпозицию* исходной математической модели. Динамическая декомпозиция обусловлена установлением связей между переменными системы на ИМ, а, следовательно, динамика системы на ИМ описывается меньшим числом независимых переменных. Систему дифференциальных или разностных уравнений, описывающую динамику ИТ на ИМ в

СТУ принято называть *декомпозированной системой* или моделью декомпозированной системы.

Методологическим ядром СТУ и основой для ее формирования, вне всякого сомнения, является метод аналитического конструирования агрегированных регуляторов (АКАР), разработанный профессором А. А. Колесниковым в 80-х годах прошлого столетия.

Проблема АКАР для n -мерной ДС с m каналами управления в более общем виде может быть сформулирована следующим образом. Требуется найти закон управления $\mathbf{u}(\mathbf{x})$, который обеспечивает перевод ИТ замкнутой системы из произвольного начального состояния \mathbf{x}_0 сначала в окрестность пересечения ИМ $\Psi_j(x_1, \dots, x_n) = 0, j = 1 \dots m$, а затем дальнейшее движение ИТ вдоль этого пересечения в желаемое состояние системы \mathbf{x}^* или $\mathbf{x}^*(t)$.

Для обеспечения попадания ИТ замкнутой системы «объект-регулятор» на инвариантные многообразия $\Psi_s(\mathbf{x}) = 0$ необходимо, чтобы ее движение удовлетворяло некоторой системе устойчивых дифференциальных уравнений, записанной относительно агрегированных макропеременных $\Psi_s(\mathbf{x})$. Такие уравнения в СТУ принято называть *основными функциональными уравнениями*.

Наиболее часто в методе АКАР используются основные функциональные уравнения следующего вида:

$$T_s \dot{\Psi}_s + \Psi_s = 0. \quad (3.1)$$

Уравнения данного типа, очевидно, обладают свойством асимптотической устойчивости относительно $\Psi_s = 0$ при $T_s > 0$. Основные функциональные уравнения определяют характер движения ИТ к инвариантным многообразиям. Очевидно также, что в случае использования основного функционального уравнения вида (3.1), параметр T_s определяет время движения ИТ к ИМ.

Исходными данными для применения процедуры метода АКАР является математическая модель управляемого объекта и совокупность целей управления в

виде соответствующих инвариантов. Сама процедура в общем случае состоит из следующих основных этапов.

1. Вводится совокупность ИМ, отвечающих основным целям управления объектом и требованиям к установившимся режимам его функционирования. Число ИМ равно числу каналов управления.

2. Записывается система основных функциональных уравнений, обладающих свойством асимптотической устойчивости относительно ИМ и определяющих характер динамического режима функционирования объекта на этапе движения ИТ к пересечению ИМ. При этом вместо производных переменных состояния объекта по времени подставляются правые части соответствующих дифференциальных уравнений математической модели.

3. Вектор управления ищется как решение системы основных функциональных уравнений.

Ключевым моментом всей процедуры является задание ИМ. Априорное задание ИМ в СТУ используется обычно для малоразмерных и простых объектов. Как правило, ИМ *конструируются* на основе целей управления в процессе применения процедуры синергетического синтеза.

В случае объектов высокого порядка используется *идея поэтапной динамической декомпозиции*, целью которой является формирование движения на самих ИМ. Суть поэтапной декомпозиции состоит в следующем. Многообразия задаются в не полностью определенном виде, в их структуру входят некоторые пока неизвестные функции переменных состояния. Затем рассматривается декомпозированная модель, в структуру которой входят эти неизвестные функции. Эта модель описывает движение на ИМ. Тогда можно, «забыв» про исходную модель, ставить задачу синтеза агрегированных регуляторов уже для декомпозированной системы, имеющую меньшую размерность по сравнению с исходной, считая, что искомыми управляющими воздействиями (фиктивными «внутренними» управлениями) являются те неизвестные функции, которые входят в структуру первых («внешних») ИМ. То есть снова задаются «внутренние» ИМ и синтезируется закон управления, только уже для декомпозированной системы. И так далее, пока мы не

декомпозируем систему до такой степени, что динамика управляемых переменных будет сформирована нужным образом, либо все инварианты системы будут заданы в виде соответствующих ИМ.

Представленный на рисунке 3.1 фазовый портрет замкнутой системы иллюстрирует идею поэтапной динамической декомпозиции. На начальном этапе фазовые траектории притягиваются к «внешнему» ИМ $\psi_1 = 0$, представляющему собой двухмерную поверхность в трехмерном пространстве состояний. Затем происходит движение по этой поверхности к «внутреннему» ИМ $\psi_2 = 0$, являющемуся линией на этой поверхности. И на финишном этапе наблюдается движение по линии $\psi_2 = 0$ в точку равновесия, соответствующую заданному равновесному режиму.

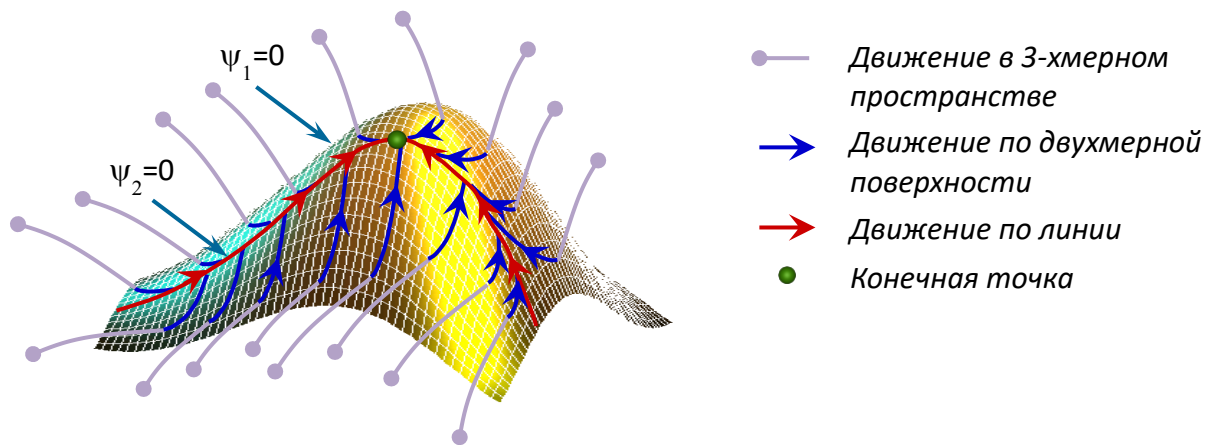


Рисунок 3.1 – Иллюстрация поэтапной динамической декомпозиции системы на инвариантных многообразиях

В классической постановке АКАР не учитывается действие внешних и параметрических возмущений, а основная задача управления – задача стабилизации переменных. Для решения задач адаптации, реализации желаемых динамических режимов, слежения, ограничения управлений и переменных используется идея расширение пространства состояний управляемой системы.

В исходной постановке стандартной задачи управления модель объекта описывается дифференциальными уравнениями, содержащими управляющие воздействия \mathbf{u} , задающие воздействия \mathbf{g} , возмущающие воздействия \mathbf{m} и параметры \mathbf{a} :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{F}(\mathbf{a}, \mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{g}, \mathbf{m}). \quad (3.2)$$

Для учета внешних и параметрических возмущений, а также изменяющихся во времени задающих воздействий в СТУ предлагается совершить переход от описанной выше системы «объект – внешние силы» к *расширенной системе*, в которой внешние силы и изменяемые параметры оказались бы внутренними переменными:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{z}); \\ \dot{\mathbf{z}} &= \mathbf{G}(\mathbf{x}, \mathbf{z}), \end{aligned} \quad (3.3)$$

где \mathbf{z} – вектор переменных информационной модели неопределенных возмущений, параметров и задающих воздействий.

Формально говоря, в исходной модели объекта все неопределенные величины заменяются новыми переменными, а сама модель дополняется дифференциальными уравнениями, описывающими предполагаемую динамику этих переменных.

Вопросы формирования модели расширенной системы, также называемой моделью синтеза, будут рассмотрены в последующих разделах и главах работы при решении конкретных задач управления ЭМС.

3.2 Обобщенная процедура синергетического синтеза алгоритмов векторного управления электромеханическими системами

Исходными данными для проведения процедуры синергетического синтеза алгоритмов управления являются математическая модель управляемой системы, цели управления в виде соответствующих инвариантов, а также существующие неопределенности и ограничения. Вопросы математического описания физических процессов в ЭМС были подробно рассмотрены в главе 2. Там же представлена типизация инвариантов ЭМС и разделение их на технологические, электромагнитные и энергетические.

Математическая модель любой ЭМС в общем случае представляет собой совокупность взаимосвязанных моделей основных элементов силовой подсистемы

(ПЭЭ, ЭД и МП). Структура математических моделей ЭМС и типовые инварианты позволяют построить обобщенную процедуру синергетического синтеза алгоритмов векторного управления ЭМС [134, 135]. Такая процедура может служить основой для синергетического синтеза алгоритмов управления ЭМС конкретного типа и различного назначения, определяемого необходимым характером механического движения ИО.

Прежде чем перейти к ее изложению, сформулируем саму задачу. Требуется найти алгоритм управления как функцию координат состояния ЭМС, обеспечивающий реализацию целей управления в виде совокупности инвариантов. При этом все траектории движения ИТ замкнутой системы должны быть устойчивы в целом относительно ИМ, формируемых в пространстве состояния системы и отражающих желаемые стационарные режимы ее работы.

Также введем ряд понятий, которые будем использовать при дальнейшем изложении обобщенной процедуры.

Управляемая переменная – переменная математической модели, относительно которой записан один из инвариантов системы. Синтезируемый алгоритм управления должен обеспечивать желаемый характер поведения управляемых переменных. Так, например, если решается задача стабилизация угловой скорости ИО ЭМС (технологический инвариант $\omega = \omega^*$), то угловая скорости является управляемой переменной. Если решаются задачи позиционирования, генерации динамического режима или слежения, то управляемой переменной является угловое положение ИО. Каждый электромагнитный инвариант ЭМС, представленный в главе 2, является условием стабилизации одной из электромагнитных переменных. Следовательно, эта переменная является управляемой. Все энергетические инварианты, полученные в этой же главе, являются явными функциями одной из электромагнитных переменных. Соответствующая переменная также является управляемой.

Переменная математической модели будет считаться **управляющей переменной**, если в соответствующем дифференциальном уравнении присутствует управляющее воздействие. Например, для моделей ДПТ (2.15) и (2.17)

управляющими переменными являются ток в обмотке якоря и магнитный поток одного полюса, для модели АД (2.20) и модели СДПМ (2.26) – проекции тока статора, для модели СД (2.24) – проекции тока статора и ток в обмотке ротора.

Заметим, что управляемые переменные остаются таковыми по ходу всей процедуры синтеза. А вот статус управляющей переменной может быть переназначен в ходе поэтапной динамической декомпозиции системы. При поэтапной декомпозиции в ходе процедуры метода АКАР в модели появляются «внутренние» управления. Их количество может отличаться от количества каналов управления в исходной системе. Переменные декомпозированной системы, в дифференциальных уравнениях которых присутствуют «внутренние» управления становятся управляющими для декомпозированной системы. Таким образом, для каждого уровня декомпозиции определяется свой набор управляющих переменных.

Обобщенная процедура синергетического синтеза алгоритмов векторного управления ЭМС представляет собой ряд последовательных этапов, во время которых осуществляется каскадная декомпозиция системы дифференциальных уравнений исходной математической модели. Такая декомпозиция происходит в результате введения на каждом этапе параллельно-последовательной совокупности ИМ («внешних» и «внутренних») и нахождения вектора управления («внешнего» или «внутреннего») как решения основных функциональных уравнений метода АКАР. На определенных этапах процедуры явным образом задаются инварианты системы: электромагнитные, энергетические и технологические.

Структура силовой подсистемы ЭМС и специфика ее математического описания определяют следующие этапы обобщенной процедуры синергетического синтеза.

Этап 0. Построение модели синтеза. Этот этап включается в процедуру при необходимости компенсации внешних и параметрических возмущений, построения наблюдателей переменных, а также в случае изменяющихся во времени задающих воздействий. Модель синтеза представляет собой уравнения расширенной системы вида (3.3). Аспекты построения моделей синтеза для конкретных задач синергетического синтеза алгоритмов векторного управления ЭМС будут изложены

в следующих разделах и главах работы. Пока же рассмотрим весьма распространенный вариант расширения пространства состояния управляемой системы, использующийся для компенсации внешних возмущений класса степенных функций времени и получивший свое применение в методе синергетического синтеза с интегральной адаптацией на ИМ [75, 80, 114, 115, 139–141]. Суть этого метода заключается во введении в структуру синергетического закона управления каскада из $k + 1$ интеграторов по ошибке управляемой переменной для компенсации возмущения вида $m(t) = m_0 + m_1 t + m_2 t^2 + \dots + m_k t^k$. Модель синтеза в случае одного возмущения получается из модели исходной системы заменой возмущения $m(t)$ переменной z_1 и добавлением $l = k + 1$ интеграторов:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, z_1); \\ \dot{z}_1 &= k_1 z_2; \\ \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, m(t)) &\Rightarrow \dot{z}_2 = k_2 z_3; \\ &\vdots \\ \dot{z}_l &= k_l (x_y - x_y^*), \end{aligned}$$

где x_y – управляемая переменная, а x_y^* – ее заданное значение.

Этап I. Декомпозиция до уровня «ЭД – МП». Этот этап включается в процедуру синтеза в тех редких случаях, когда необходимо учитывать динамики ПЭЭ. Тогда соответствующие дифференциальные уравнения математической модели ЭМС устанавливают связь между управляющими сигналами ПЭЭ, напряжением источника, напряжениями и токами нагрузки. Понятно, что нагрузкой ПЭЭ в ЭМС будут являться обмотки ЭД.

Согласно стандартной процедуре метода АКАР вводится параллельная совокупность ИМ. Это – «внешние» многообразия. Все остальные многообразия, вводимые на последующих этапах – «внутренние», они топологически принадлежат «внешним» многообразиям (смотри рисунок 3.1). Число «внешних» многообразий всегда равно числу физических каналов управления.

Управляющими переменными модели являются напряжения на обмотках двигателя или их проекции на оси выбранной координатной системы (для

двигателей переменного тока). Как уже отмечалось ранее, в большинстве случаев в процедуре метода АКАР используются основные функциональные уравнения первого порядка вида (3.1). Тогда «внешние» многообразия всегда должны содержать управляющие переменные. Например, для ЭМС с ДПТ НВ совокупность «внешних» многообразий задается в виде:

$$\begin{aligned}\psi_1^{(t)} &= u_y - \varphi_1^{(t)} = 0; \\ \psi_2^{(t)} &= u_g - \varphi_2^{(t)} = 0.\end{aligned}\tag{3.4}$$

Здесь и далее верхний индекс в виде римской цифры в скобках указывает на номер этапа обобщенной процедуры, к которому относятся соответствующие переменные. Функции $\varphi_1^{(t)}$ и $\varphi_2^{(t)}$ пока неизвестны и будут определяться на следующих этапах процедуры. В модели декомпозированной системы, описывающей динамику на пересечении «внешних» ИМ, эти функции рассматриваются как «внутренние» управления.

Этап II. Декомпозиция до уровня МП. Декомпозированная система представляет собой систему дифференциальных уравнений, описывающую динамику подсистемы «ЭД-МП». В этих уравнениях вместо напряжений на обмотках ЭД или их проекций присутствуют «внутренние» управления $\varphi_i^{(t)}$. Как правило, «внутренние» управления определяют динамику электромагнитных переменных: токов или их проекций, потока или потокосцепления. Поэтому указанные переменные на этом этапе процедуры становятся управляющими переменными. Далее вводятся ИМ этапа II, содержащие управляющие переменные декомпозированной системы этого этапа. Если управляющие переменные являются одновременно и управляемыми переменными, то соответствующее ИМ совпадает с одним из инвариантов системы. Таим образом, на этом этапе в виде ИМ вводятся энергетические и электромагнитные инварианты. Например, если инвариантом ЭМС с ДПТ является стабилизация магнитного потока $\Phi = \Phi^*$, то соответствующее ИМ формируется как $\psi_1^{(II)} = \Phi - \Phi^* = 0$. А если необходимо минимизировать потери энергии, то ИМ задается в виде соответствующего энергетического инварианта. Например, для АД

таким инвариантом может быть выражение (2.48). Тогда соответствующее ИМ

$$\text{имеет вид } \psi_1^{(m)} = i_{1x} - \frac{1}{L_{12}} M_c^{0,5} \left(\frac{k_4}{k_5 + k_6 \omega^\beta} \right)^{0,25} = 0.$$

Этап II продолжается до тех пор, пока в виде ИМ не будет задан характер изменения всех переменных, являющихся мультипликативными составляющими электромагнитного момента ЭД в рамках конкретной математической модели. Остальные переменные соответствуют заданным электромагнитным или энергетическим инвариантам.

Итогом данного этапа является декомпозиция системы до уравнений механического движения вала ЭД и связанного с ним МП. В этой системе обычно остается одно «внутреннее» управление $\varphi_1^{(n)}$, которое будет определено на следующем этапе процедуры.

Этап III. Декомпозиция до уровня технологической задачи. Синтез «внутреннего» управления $\varphi_1^{(n)}$ производится в рамках той же идеологии исходя из требований технологической задачи. То есть формируется ИМ, соответствующее технологическому инварианту системы. Если МП можно представить жестким механизмом, то динамика механической части описывается системой ОДУ, которая характеризует изменение углового положения и угловой скорости ИО:

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega; \\ \frac{d\omega}{dt} &= (k\varphi_1^{(n)} - M_c) / J. \end{aligned} \tag{3.5}$$

В этом случае для реализации задачи стабилизации угловой скорости на этапе процедуры задается ИМ в виде соответствующего технологического инварианта:

$$\psi_1^{(m)} = \omega - \omega^* = 0. \tag{3.6}$$

Если же необходимо позиционировать вал ИО в заданное угловое положение θ^* , то можно сформировать финишное ИМ как

$$\psi_1^{(III)} = \omega - \beta(\theta - \theta^*) = 0. \quad (3.7)$$

Очевидно, что на ИМ $\psi_1^{(III)} = 0$ динамика углового положения ИО описывается дифференциальным уравнением

$$\frac{d\theta}{dt} = \beta(\theta - \theta^*),$$

которое при $\beta < 0$ обладает свойством асимптотической устойчивости относительно состояния $\theta = \theta^*$

При формировании ИМ (3.7) использовалась идея использования дифференциальных уравнений эталонной динамики в процедуре синтеза. Для любой задачи стабилизации переменной x в заданном значении x^* простейшим видом такого уравнения является линейной дифференциальное уравнение 1-го порядка $\dot{x} = \beta(x - x^*)$. Заметим, что использование уравнения эталонной динамики позволяет не вводить ИМ для задачи стабилизации скорости, а искать «внутренне» управление $\varphi_1^{(II)}$, приравняв правые части второго уравнения (3.5) и соответствующего уравнения эталонной динамики:

$$(k\varphi_1^{(II)} - M_c)/J = \beta(\omega - \omega^*) \rightarrow \varphi_1^{(II)} = \frac{\beta(\omega - \omega^*) + M_c}{k}.$$

Для реализации стационарных режимов, отличных от режима равновесия, используются другие уравнения эталонной динамики. Эти задачи управления ЭМС будут рассмотрены в отдельных разделах этой главы.

При необходимости учета упругих деформации модель МП обычно представляется в виде 2-хмассовой механической системы, которая описывается моделью (2.2). С точки зрения процедуры синергетического синтеза принципиально ничего не меняется, то есть для задачи стабилизации угловой скорости ИО вводится ИМ вида (3.6), а для задачи позиционирования – ИМ вида (3.7).

Если после проведения всех этапов декомпозиции у системы имеется «остаточная» динамика, то есть остаются дифференциальные уравнения, описывающие

динамику на финишном ИМ, необходимо проводить анализ асимптотической устойчивости.

Этап IV. Поиск «внутренних» и «внешних» управлений. На заключительном этапе процедуры осуществляется поиск управляющих воздействий для каждой декомпозированной системы, начиная с последней. Этот поиск состоит в решении основных функциональных уравнений метода АКАР, записанных относительно соответствующих макропеременных в силу уравнений декомпозированной системы этого этапа.

То есть, сначала из уравнения типа (3.1) $T_1^{(III)}\dot{\psi}_1^{(III)} + \psi_1^{(III)} = 0$ находится «внутреннее» управление $\varphi_1^{(II)}$. После этого конкретизированы все ИМ этапа II $\psi_i^{(II)} = 0$. Затем решается система уравнений $T_i^{(II)}\dot{\psi}_i^{(II)} + \psi_i^{(II)} = 0$ в силу уравнений декомпозированной системы этапа II, и определяются «внутренние» управления $\varphi_i^{(I)}$. После этого все «внешние» ИМ $\psi_i^{(I)} = 0$ принимают конкретный вид. Искомый вектор управления ищется как решение основных функциональных уравнений $T_i^{(I)}\dot{\psi}_i^{(I)} + \psi_i^{(I)} = 0$ в силу уравнений исходной модели синтеза.

Продемонстрируем применение изложенной выше процедуры на конкретном примере, позволяющем продемонстрировать все ее этапы.

Рассматривается ЭМС постоянного тока в составе двух управляемых выпрямителей, ДПТ НВ и МП в виде 2-хмассовой механической системы. Функциональная схема этой ЭМС представлена на рисунке 3.2.

Напряжения на обмотках якоря и возбуждения формируется с помощью управляемых выпрямителей. Уровень этих напряжений определяется значениями управляющих сигналов u_1 и u_2 . Генерируемое механическое движение передается к ИО через МП, который считается 2-хмассовой механической системой. Момент сопротивления со стороны нагрузки M_c считается линейной функцией угловой скорости ИО, причем до конца не определенной. Поэтому будем считать, что со стороны нагрузки на ЭМС действует кусочно-постоянный возмущающий момент M_d .

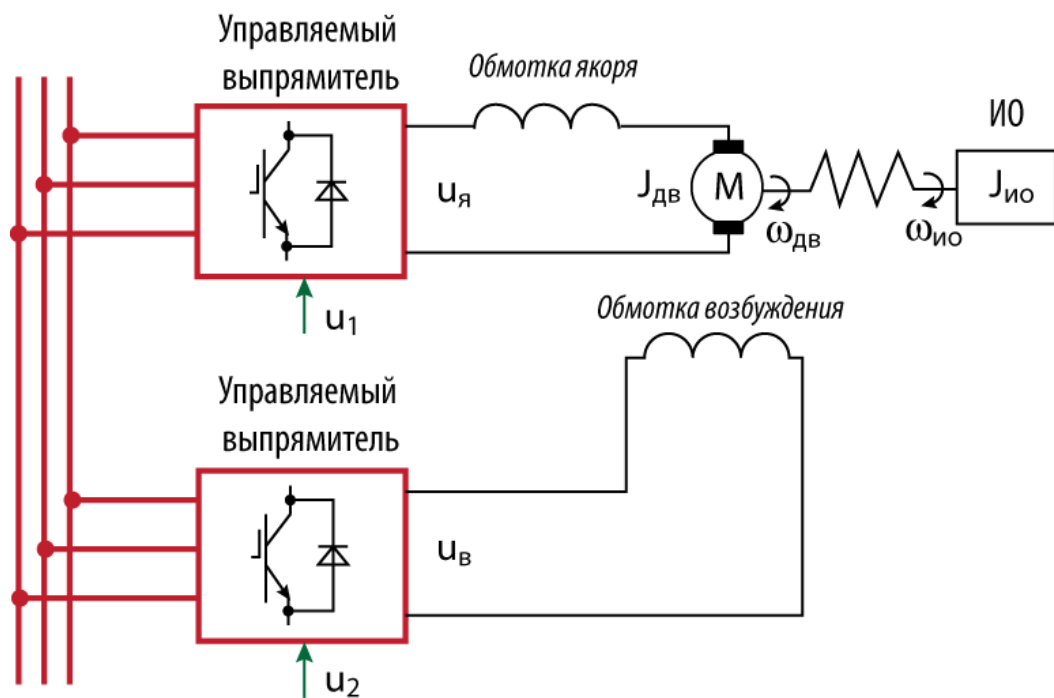


Рисунок 3.2 – Функциональная схема ЭМС постоянного тока

Поставим задачу синтезировать алгоритм векторного управления, обеспечивающий стабилизацию угловой скорости ИО в заданном значении (технологический инвариант), стабилизацию магнитного потока двигателя в номинальном значении (электромагнитный инвариант) и компенсацию действия неизвестного кусочно-постоянного возмущения.

Этап 0. Составление модели синтеза. Математическая модель рассматриваемой ЭМС формируется путем объединения модели ПЭЭ вида (2.1), модели ДПТ НВ (2.16) и модели 2-хмассовой механической системы (2.2). Для обеспечения инвариантности к действию кусочно-постоянного возмущения к модели ЭМС добавляется один интеграл по ошибке угловой скорости. В результате получаем следующую модель рассматриваемой ЭМС в переменных состояния:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= x_2; \\
\dot{x}_2 &= (a_1(x_1 - x_3) + a_2(x_2 - x_4) - M_c + z_1)a_3; \\
\dot{x}_3 &= x_4; \\
\dot{x}_4 &= (a_5x_5x_6 - a_1(x_1 - x_3) - a_2(x_2 - x_4))a_4; \\
\dot{x}_5 &= (x_7 - a_5x_4x_6 - a_6x_5)a_7; \\
\dot{x}_6 &= (x_8 - a_8x_6)a_9; \\
\dot{x}_7 &= (a_{10}u_1 - x_7)a_{11}; \\
\dot{x}_8 &= (a_{10}u_2 - x_8)a_{12}; \\
\dot{z}_1 &= k_1(x_2 - x_2^*).
\end{aligned} \tag{3.8}$$

Здесь: $x_1 = \theta_{uo}$, $x_3 = \theta_{oe}$, $x_2 = \omega_{uo}$, $x_4 = \omega_{oe}$ – угловые положения и скорости двигателя и исполнительного органа; $x_5 = i_y$, $x_7 = u_y$ – ток и напряжение на обмотке якоря; $x_6 = \Phi$, $x_8 = u_e$ – магнитный поток и напряжение на обмотке возбуждения; $u_1 = u_{y1}$ и $u_2 = u_{y2}$ – управляющие напряжения преобразователей; $a_3 = J_{uo}$, $a_4 = J_{oe}$, $a_1 = c_{12}$, $a_2 = \beta_{12}$ – приведенные к валу двигателя значения моментов инерции, коэффициентов жесткости и диссипации упругой связи; $a_5 = c$ – конструктивная постоянная двигателя, $a_6 = R_y$, $a_7 = L_y$ – активное сопротивление и индуктивность цепи якоря; $a_8 = R_e k_\Phi$ – произведение сопротивления обмотки возбуждения на коэффициент, отражающий связь потока и тока возбуждения в номинальном режиме; $a_9 = 1/(2pw)$ – коэффициент, зависящий от числа пар полюсов p и числа витков на полюс обмотки возбуждения w ; $a_{10} = U_u$ – напряжение источника; $a_{11} = T_{n1}$, $a_{12} = T_{n2}$ – постоянные времени управляемых выпрямителей; M_c – момент сопротивления движения, действующий на ИО со стороны технологической среды. Из последнего уравнения (3.8) следует, что $z_1 = \int (x_2 - x_2^*) dt + C$ представляет собой интеграл отклонения угловой скорости ИО x_2 от ее заданного значения x_2^* . В установившемся режиме z_1 можно рассматривать как оценку внешнего возмущения M_d .

Поставим задачу синтеза векторного закона управления $\mathbf{u}(\mathbf{x}, z_1)$, обеспечивающего выполнение инвариантов $x_2 = x_2^*$ и $x_6 = x_6^*$.

Этап I. Декомпозиция до уровня «ЭД – МП». Управляемыми переменными согласно заданным инвариантам системы являются скорость ИО и магнитный поток, то есть переменные x_2 и x_6 модели (3.8). Управляющими переменными исходной системы являются переменные x_7 и x_8 , поскольку в правых частях 7-го и 8-го уравнений (3.8) находятся управляющие воздействия u_1 и u_2 .

Наличие двух независимых каналов управления обуславливает введение параллельной совокупности двух ИМ относительно управляющих переменных системы (3.8):

$$\begin{aligned}\psi_1^{(t)} &= x_7 - \varphi_1^{(t)}(x_1, \dots, x_6, z_1) = 0; \\ \psi_2^{(t)} &= x_8 - \varphi_2^{(t)}(x_1, \dots, x_6, z_1) = 0.\end{aligned}\tag{3.9}$$

В структуру «внешних» ИМ (3.9) входят пока неизвестные функции $\varphi_1^{(t)}$ и $\varphi_2^{(t)}$.

На пересечении ИМ (3.9) устанавливается однозначная функциональная связь между переменными x_7 , x_8 и остальными переменными состояния: $x_7 = \varphi_1^{(t)}(x_1, \dots, x_6, z_1)$ и $x_8 = \varphi_2^{(t)}(x_1, \dots, x_6, z_1)$. Таким образом, введение ИМ (3.9) позволяет осуществить управляемую редукцию избыточных степеней свободы динамической системы и в дальнейшем рассматривать декомпозированную систему:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= (a_1(x_1 - x_3) + a_2(x_2 - x_4) - M_c + z_1)a_3; \\ \dot{x}_3 &= x_4; \\ \dot{x}_4 &= (a_5x_5x_6 - a_1(x_1 - x_3) - a_2(x_2 - x_4))a_4; \\ \dot{x}_5 &= (\varphi_1^{(t)} - a_5x_4x_6 - a_6x_5)a_7; \\ \dot{x}_6 &= (\varphi_2^{(t)} - a_8x_6)a_4; \\ \dot{z}_1 &= k_1(x_2 - x_2^*).\end{aligned}\tag{3.10}$$

Функции $\varphi_1^{(t)}$ и $\varphi_2^{(t)}$ можно рассматривать как «внутренние» управления для системы (3.10), и ставить задачу синергетического синтеза уже для нее.

Этап II. Декомпозиция до уровня МП. В системе (3.10) остаются два канала управления, а управляющими переменными являются переменные x_5 и x_6 .

Заметим, что управляющая переменная x_6 является одновременно и управляемой. Поэтому одно из ИМ должно совпадать с электромагнитным инвариантом системы $x_6 = x_6^*$.

На этом этапе вводится следующая совокупность ИМ:

$$\begin{aligned}\psi_1^{(II)} &= x_5 - \varphi_1^{(II)}(x_1, \dots, x_4, z_1) = 0; \\ \psi_2^{(II)} &= x_6 - x_6^* = 0.\end{aligned}\quad (3.11)$$

Очевидно, что введением ИМ $\psi_2^{(II)} = 0$ обеспечивается выполнение одной из задач управления.

Движение ИТ замкнутой системы на пересечении ИМ (3.11) описывается декомпозированной системой:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= (a_1(x_1 - x_3) + a_2(x_2 - x_4) - M_c + z_1)a_3; \\ \dot{x}_3 &= x_4; \\ \dot{x}_4 &= (a_5\varphi_1^{(II)}x_6^* - a_1(x_1 - x_3) - a_2(x_2 - x_4))a_4; \\ \dot{z}_1 &= k_1(x_2 - x_2^*).\end{aligned}\quad (3.12)$$

Этап III. Декомпозиция до уровня технологической задачи.

Очевидно, что модель (3.12) содержит уравнения механического движения вала двигателя и ИО и имеет одно «внутреннее» управление $\varphi_1^{(II)}$. Управляющая переменная этой системы – переменная x_4 . Можно декомпозировать систему и дальше, последовательно введя ИМ $\psi_1^{(III)} = x_4 - \varphi_1^{(III)}(x_1, \dots, x_3, z_1) = 0$ и $\psi_2^{(III)} = x_2 - x_2^* = 0$. Но можно упростить задачу, используя рассмотренное выше понятие уравнений эталонной динамики.

Например, если ввести ИМ

$$\psi_1^{(III)} = (a_1(x_1 - x_3) + a_2(x_2 - x_4) - M_c + z_1)a_3 - \beta(x_2 - x_2^*) = 0, \quad (3.13)$$

то динамика управляемой переменной x_2 (угловой скорости ИО) на $\psi_1^{(III)} = 0$ будет описываться дифференциальным уравнением $\dot{x}_2 = \beta(x_2 - x_2^*)$, которое при $\beta < 0$ обладает свойством асимптотической устойчивости относительно состояния

$x_2 = x_2^*$. Следовательно, введением ИМ (3.13) обеспечивается выполнение второго инварианта системы, а процедура декомпозиции считается завершенной.

Этап IV. Поиск «внутренних» и «внешних» управлений. На заключительном этапе процедуры проводится поиск управлений для всех этапов декомпозиции, рассмотренных выше, начиная с заключительного.

Сначала записывается основное функциональное уравнение относительно агрегированной макропеременной $\psi_1^{(III)}$:

$$T_1^{(III)}\dot{\psi}_1^{(III)} + \psi_1^{(III)} = 0.$$

Продифференцировав $\psi_1^{(III)}$ по времени по правилу дифференцирования сложной функции, учитывая, что $M_c = a_m x_2$, получим:

$$\begin{aligned} T_1^{(III)} \left(\frac{\partial \psi_1^{(III)}}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \psi_1^{(III)}}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial \psi_1^{(III)}}{\partial x_3} \dot{x}_3 + \frac{\partial \psi_1^{(III)}}{\partial x_4} \dot{x}_4 + \frac{\partial \psi_1^{(III)}}{\partial z_1} \dot{z}_1 \right) + \psi_1^{(III)} = 0 \rightarrow \\ \rightarrow T_1^{(III)} (a_1 a_3 \dot{x}_1 + (a_2 a_3 - \beta - a_m) \dot{x}_2 - a_1 a_3 \dot{x}_3 - a_2 a_3 \dot{x}_4 + a_3 \dot{z}_1) + \psi_1^{(III)} = 0 \end{aligned} \quad (3.14)$$

Подставив в (3.14) вместо производных переменных по времени правые части соответствующих дифференциальных уравнений декомпозированной системы (3.12), получим алгебраическое уравнение, разрешаемое относительно «внутреннего» управления $\varphi_1^{(II)}$.

После нахождения $\varphi_1^{(II)}$ структура ИМ $\psi_1^{(II)} = 0$ становится определенной, затем решается система функциональных уравнений вида

$$\begin{aligned} T_1^{(II)}\dot{\psi}_1^{(II)} + \psi_1^{(II)} &= 0, \\ T_2^{(II)}\dot{\psi}_2^{(II)} + \psi_2^{(II)} &= 0 \end{aligned}$$

в силу уравнений декомпозированной системы (3.10), и находятся «внутренние» управления $\varphi_1^{(I)}$ и $\varphi_2^{(I)}$. В итоге структура «внешних» ИМ $\psi_1^{(I)} = 0$ и $\psi_2^{(I)} = 0$, отвечающих целям управления, становится известной.

На заключительном шаге, решая систему функциональных уравнений метода АКАР

$$T_1^{(t)} \dot{\psi}_1^{(t)} + \psi_1^{(t)} = 0,$$

$$T_2^{(t)} \dot{\psi}_2^{(t)} + \psi_2^{(t)} = 0$$

в силу исходной математической модели (3.8), можно найти искомый закон векторного управления ЭМС. Аналитический расчет рассмотренной процедуры проводился с помощью пакета Maple. Текст программы и полученный векторный регулятор приведены в Приложении Д.

Корректность теоретических расчетов была подтверждена в ходе компьютерного моделирования замкнутой системы. На рисунках 3.3 – 3.6 представлены графики переходных процессов переменных состояния системы (3.8). Моделировался режим пуска двигателя в ход до заданной скорости без возмущающего момента. Затем, на 20 и 40 сек. имитировалось действие возмущающего момента величиной 50 Н·м и минус 50 Н·м соответственно.

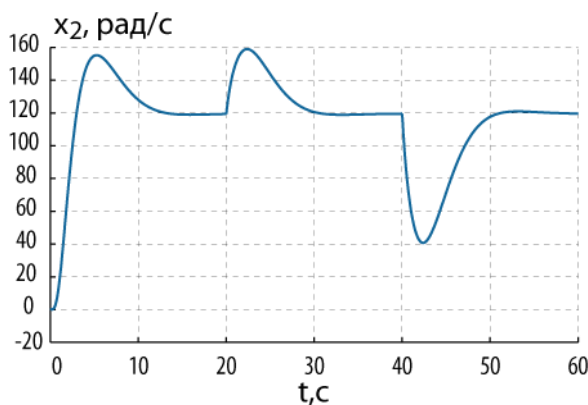


Рисунок 3.3 – Угловая скорость ИО

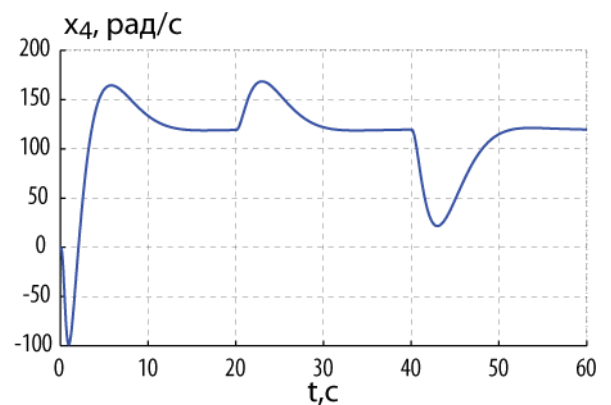


Рисунок 3.4 – Угловая скорость двигателя

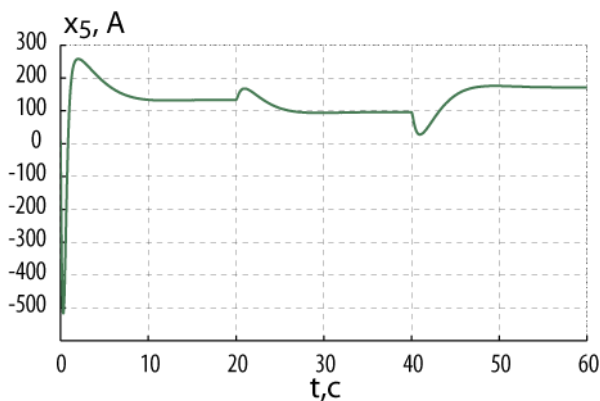


Рисунок 3.5 – Ток якоря

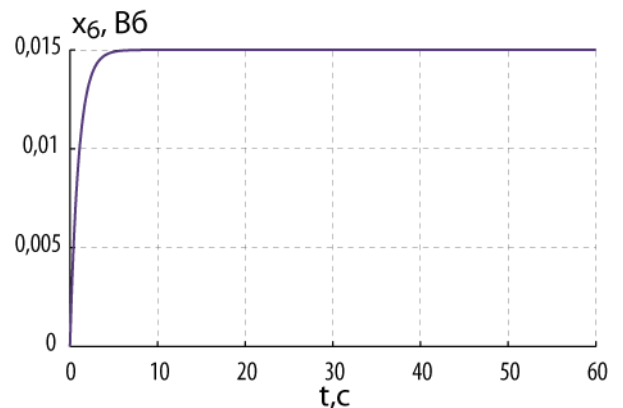


Рисунок 3.6 – Магнитный поток

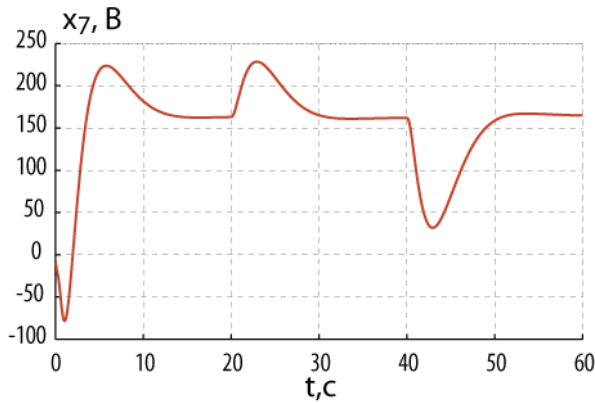


Рисунок 3.7 – Напряжение якоря

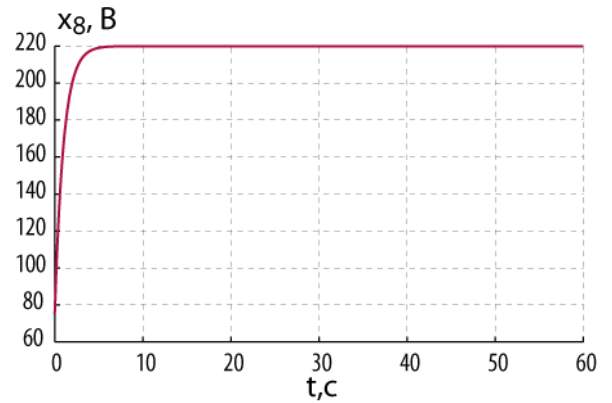


Рисунок 3.8 – Напряжение возбуждения

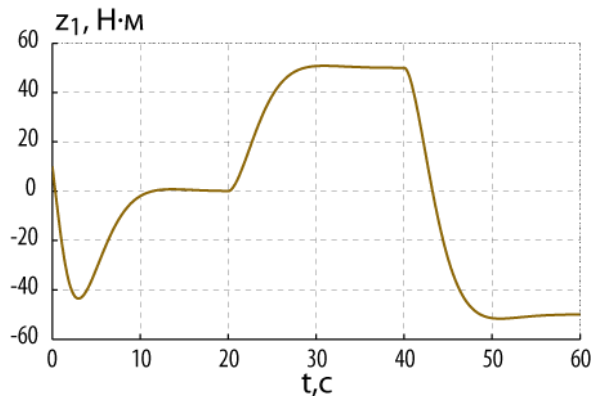


Рисунок 3.9 – Оценка возмущающего момента

Как видно из представленных графиков система с синтезированным алгоритмом управления обладает свойством асимптотической устойчивости относительно требуемого состояния, заданные инварианты выполняются, внешний возмущающий момент парируется.

3.3 Прикладные методы синергетического синтеза электромеханических осцилляторов

При описании инвариантов ЭМС, изложении обобщенной процедуры синергетического синтеза алгоритмов векторного управления ЭМС и в представленном примере задача управления заключалась в приведение системы в желаемое равновесное состояние. Что вполне естественно, поскольку подавляющее большинство автоматических регуляторов, используемых в современных технических системах, решают задачу удержания управляемых переменных в заданном значении, то есть

задачу стабилизации. Эта задача решается путем конструирования соответствующих компенсирующих обратных связей.

Состояние равновесия является далеко не единственным вариантом устойчивого стационарного режима ДС. Широкое распространение имеют динамические процессы, отмеченные определенной повторяемостью во времени. Такие процессы принято называть колебательными.

Колебательные системы или осцилляторы находят многочисленное приложение в механике, электротехнике, акустике и в промышленную эпоху становятся одним из основных компонентов многих созданных человеком машин и устройств. Существует целый ряд технических задач, требующих организации циклического или псевдоциклического изменения переменных во времени (радиотехнические и акустические системы, грохота, абсорбирующие агрегаты и т.д.). Ярким примером подобного рода технических осцилляторов являются вибромеханические установки, в которых частота колебаний приближается к частоте резонанса. Под действием вибрации – быстрых движений в таких нелинейных колебательных системах возникают новые эффекты: вибрационное перемещение; изменение физико-механических свойств тел; стабилизация или, наоборот, дестабилизация положения равновесия; вибрационное поддержание вращения и самосинхронизация неуравновешенных роторов, имеющая аналогию в поведении небесных тел, и т.д. В последнее время также разрабатываются *виброреологические* установки, служащие для оценки изменения реологических характеристик тел под действием вибрации. К таким характеристикам относятся эффекты псевдосжижения, изменение коэффициентов вязкости материалов, виброползучесть, возникновение виброкипящего слоя и т.д. Таким образом, проблема построения эффективных генераторов колебаний является актуальной для многих областей техники и технологии.

Реализация механических колебательных процессов, как правило, обеспечивается соответствующей ЭМС. При этом основную роль в организации колебательного режима играет обычно механическая часть ЭМС, что, естественно, отражается на габаритах и стоимости оборудования, а также сопровождается дополнительными потерями энергии. Кроме этого, конструируются специальные типы ЭД –

дебалансные вибродвигатели, использующиеся в виброустановках различного назначения. В этой связи, наиболее перспективным направлением решения задачи генерации механических колебаний, на наш взгляд, является проектирование таких управляемых ЭМС, в которых колебательный характер механического движения обеспечивался бы исключительно самим двигателем за счет соответствующего управления.

Вопросы синергетического синтеза алгоритмов управления, обеспечивающих генерацию режимов регулярных и хаотических колебаний, рассмотрены в работах [77, 80, 109, 142–150]. В них развивается идея использования уравнений эталонной динамики в процедуре синергетического синтеза, изложенная выше. Но, в отличие от задач стабилизации, такие дифференциальные уравнения должны обеспечивать не асимптотически устойчивое движение в заданное состояние равновесия, а описывать стационарный режим незатухающих колебаний переменных. Причем такой стационарный режим также должен быть устойчив. Указанным требованиям отвечают ДС, которые в нелинейной динамике принято называть автоколебательными.

Автоколебательные системы – нелинейные автономные ДС с аттрактором типа «предельный цикл» в их пространстве состояний [151–154]. На рисунке 3.10 показан фазовый портрет системы Пуанкаре

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= (\mu_1 - x_1^2 - x_2^2)x_1 - \mu_2 x_2; \\ \dot{x}_2 &= (\mu_1 - x_1^2 - x_2^2)x_2 + \mu_2 x_1,\end{aligned}\tag{3.15}$$

имеющей предельный цикл в виде идеальной окружности. Параметр μ_1 в (3.15) определяет радиус предельного цикла (амплитуду колебаний), а параметр μ_2 – скорость движения ИТ по предельному циклу (частоту колебаний).

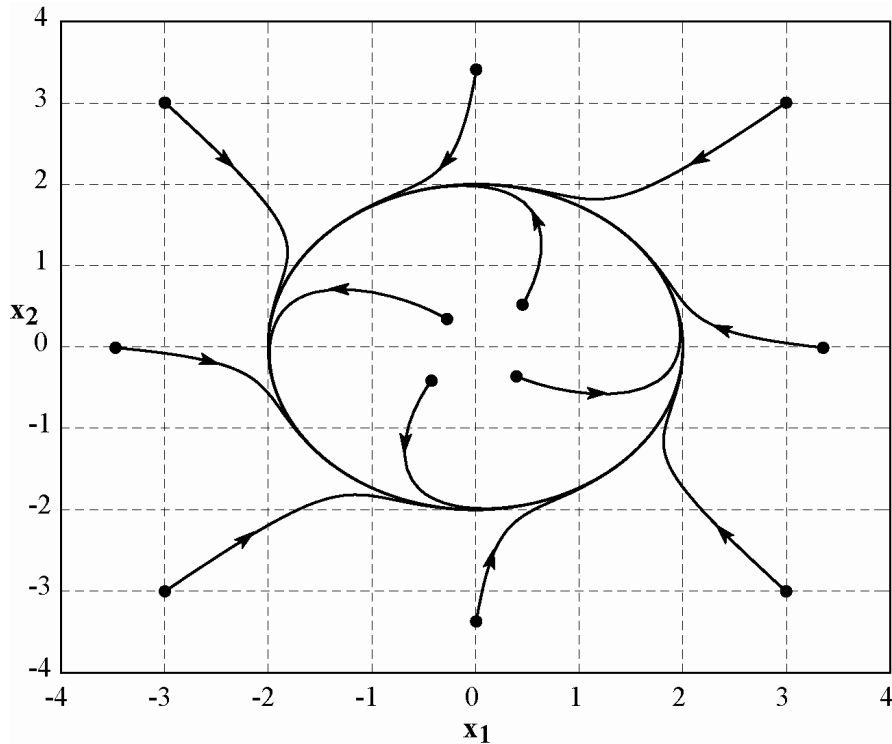


Рисунок 3.10 – Предельный цикл в пространстве состояний системы Пуанкаре

В настоящем разделе будут рассмотрены прикладные методы синергетического синтеза электромеханических осцилляторов, использующие описанный подход к формированию желаемых режимов незатухающих колебаний ИО ЭМС и реализующие различные сценарии проведения процедуры синергетического синтеза алгоритмов управления.

3.3.1 Метод синергетического синтеза с использованием уравнений эталонного осциллятора на финишном этапе декомпозиции

Дальнейшее изложение будет основано на предположении, что МП является абсолютно жестким механизмом. Тем не менее, полученные результаты могут быть легко и без потери общности применены и для случая МП с упругими связями.

На финишном этапе обобщенной процедуры синергетического синтеза алгоритмов векторного управления нелинейными ЭМС декомпозированная система представляет собой уравнения механического движения ИО, в которых присутствует «внутреннее» управление $\varphi_1^{(n)}$:

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega; \\ \dot{\omega} &= (k\varphi_1^{(III)} - M_c)/J.\end{aligned}\tag{3.16}$$

При решении задачи позиционирования в заданное угловое положение θ^* финишное ИМ задавалось таким образом, чтобы уравнение динамики угла поворота соответствовало уравнению эталонной динамики $\dot{\theta} = \beta(\theta - \theta^*)$. В этом случае при $\beta < 0$ гарантировалось асимптотически устойчивое движение в состояние $\theta = \theta^*$.

Для реализации режима незатухающих колебание необходимо выбрать функцию $\varphi_1^{(III)}$ так, чтобы в пространстве состояний декомпозированной системы (3.16) рождался аттрактор типа «предельный цикл». Этой цели можно достигнуть, если путем выбора функции $\varphi_1^{(III)}$ преобразовать систему (3.16) в систему, описывающую динамику одной из известных автоколебательных систем 2-го порядка. Такая система может рассматриваться как *эталонный осциллятор*, а динамика углового положения и угловой скорости ИО будет полностью совпадать с динамикой переменных этой автоколебательной системы.

Анализируя структуру (3.16) можно сделать вывод, что в качестве эталонных осцилляторов могут использовать нормальные системы дифференциальных уравнений, приводимые к одному дифференциальному уравнению 2-го порядка. То есть системы вида:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= f(x_1, x_2).\end{aligned}\tag{3.17}$$

Таким требованиям отвечает известный осциллятор Ван дер Поля:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= (\mu_1 - x_1^2)x_2 - \mu_2 x_1.\end{aligned}\tag{3.18}$$

Рассмотрим свойства ДС (3.18). При $\mu_1 = 0$ в системе происходит мягкая бифуркация Андронова-Хопфа, а возникший предельный цикл существует при $\mu_1 > 0$. Значение параметра μ_1 влияет на амплитуду и форму колебаний. При

увеличении μ_1 амплитуда растет, а колебания становятся релаксационными. На рисунках 3.11–3.14 представлены фазовые портреты и графики изменения переменной x_1 системы (3.18) во времени при различных значениях управляющего параметра μ_1 и $\mu_2 = 1$. Из графиков видно, что увеличение μ_1 также приводит к уменьшению частоты колебаний.

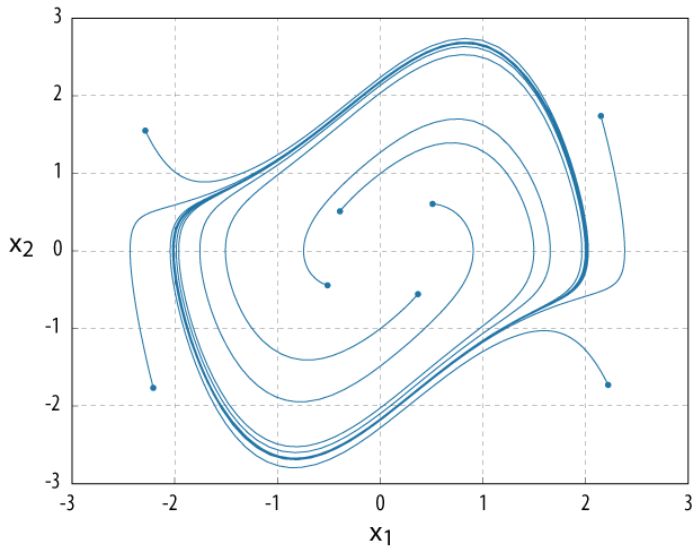


Рисунок 3.11 – Фазовый портрет системы (3.18) при $\mu_1 = 1$

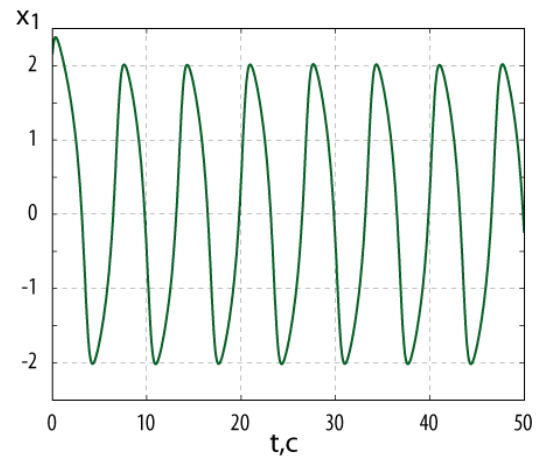


Рисунок 3.12 – Колебания в системе (3.18) при $\mu_1 = 1$

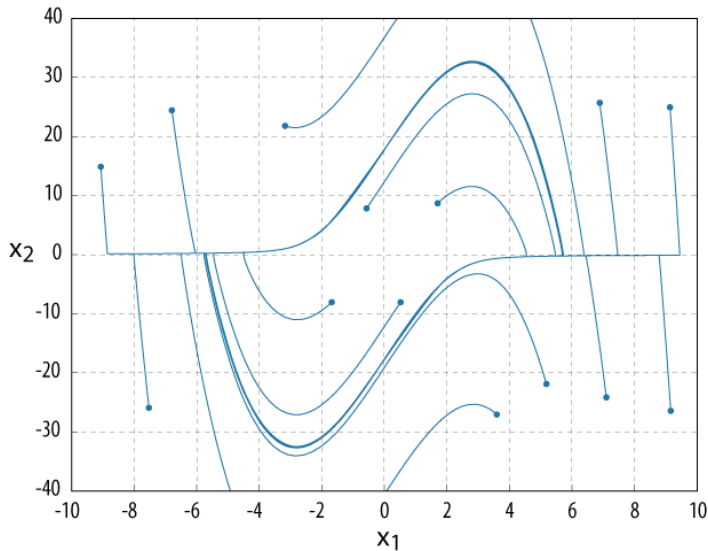


Рисунок 3.13 – Фазовый портрет системы (3.18) при $\mu_1 = 8$.

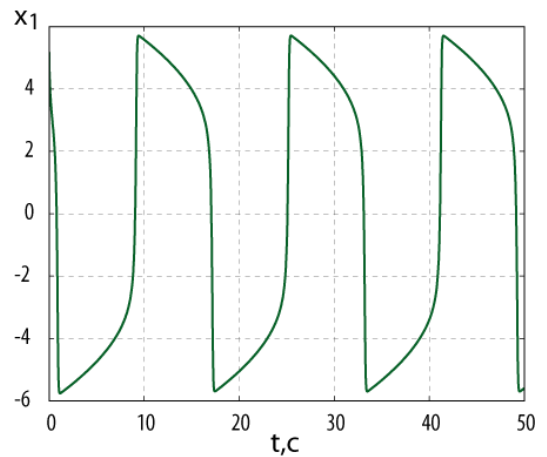


Рисунок 3.14 – Колебания в системе (3.18) при $\mu_1 = 8$

С помощью параметра μ_2 можно изменять частоту колебаний при их фиксированной амплитуде. На рисунке 3.15 представлен график изменения во времени x_1 при $\mu_1 = 1$ и $\mu_2 = 10$. Сравнивая этот график с графиком на рис. 3.12, можно заметить, что частота колебаний возросла примерно втрое.

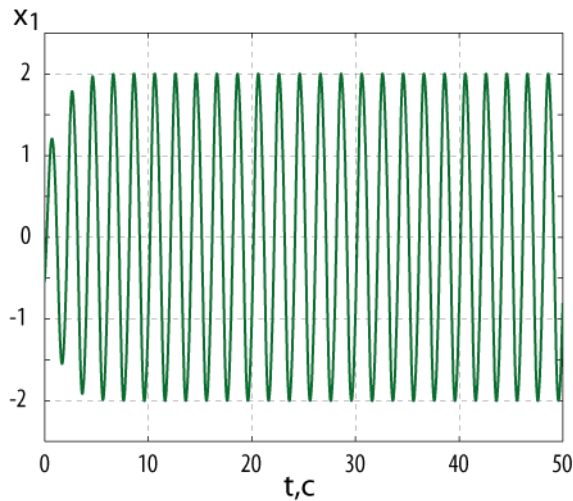


Рисунок 3.15 – Колебания в системе (3.18) при $\mu_1 = 1$ и $\mu_2 = 10$

Таким образом, используя систему Ван дер Поля в качестве эталонного осциллятора, можно обеспечить генерацию колебаний различной амплитуды, частоты и формы. Недостатком этого эталонного осциллятора является отсутствие аналитической зависимости частоты и амплитуды колебаний от значений параметров системы (3.18).

Другим примером осциллятора, который может быть представлен в виде (3.17) и использоваться в рассматриваемой методике синтеза, является осциллятор Рэля:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= \mu_1(1 - x_2^2)x_2 - \mu_2 x_1. \end{aligned} \quad (3.19)$$

При увеличении параметра μ_1 , который должен быть положительным, растет амплитуда колебаний, а форма колебаний приближается к треугольной. Увеличение μ_2 приводит к увеличению частоты колебаний. Но, в отличие от осциллятора

Ван дер Поля, уменьшается и их амплитуда. На рисунках 3.16–3.17 представлены фазовый портрет и график $x_1(t)$ при $\mu_1 = 10$.

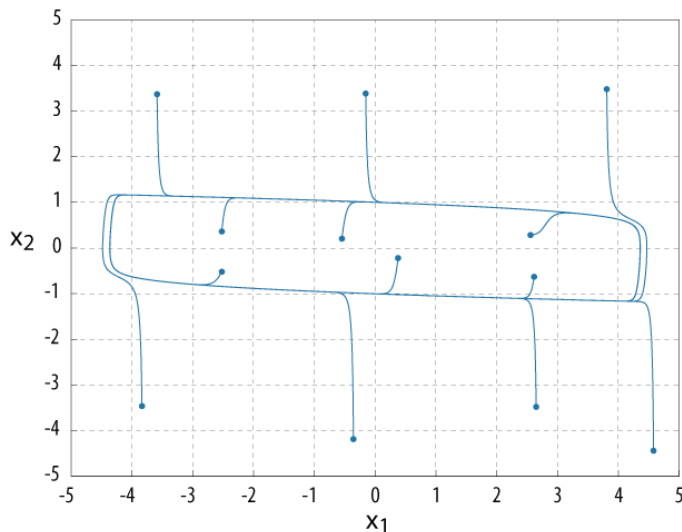


Рисунок 3.16 – Фазовый портрет системы (3.19)

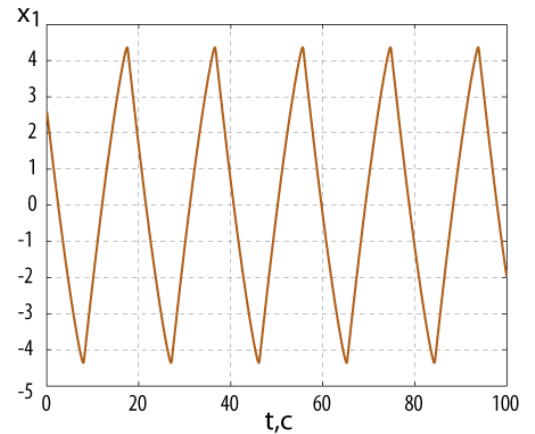


Рисунок 3.17 – Треугольные колебания в системе (3.19)

Продemonстрируем применение описанной методики синергетического синтеза электромеханических осцилляторов на конкретных примерах.

Пример 3.1. Электромеханический осциллятор Ван дер Поля на базе ДПТ НВ.

Математическая модель ДПТ НВ в переменных состояниях:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= (a_5 x_3 x_4 - M_c) a_4; \\ \dot{x}_3 &= (u_1 - a_5 x_2 x_4 - a_6 x_3) a_7; \\ \dot{x}_4 &= (u_2 - a_8 x_4) a_9. \end{aligned} \quad (3.20)$$

В этой модели: x_1 и x_2 – угловое положение и угловая скорость ротора двигателя, x_3 – ток в обмотке якоря, x_4 – магнитный поток одного полюса, u_1 и u_2 – напряжения на обмотках якоря и возбуждения, M_c – момент сопротивления нагрузки со стороны приводимой машины. Описание параметров совпадает с описанием параметров модели (3.8).

Поставим задачу синтезировать алгоритм векторного управления $\mathbf{u}(\mathbf{x})$, обеспечивающий стабилизацию магнитного потока двигателя $x_4 = x_4^*$ и генерацию режима незатухающих периодических колебаний угла поворота вала ЭД.

Введение параллельной совокупности ИМ

$$\begin{aligned}\psi_1 &= x_3 - \varphi_1(x_1, x_2) = 0, \\ \psi_2 &= x_4 - x_4^* = 0\end{aligned}\quad (3.21)$$

гарантирует выполнение электромагнитного инварианта $x_4 = x_4^*$ и приводит к декомпозиции системы.

На пересечении ИМ (3.21) получаем декомпозированную систему:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= (a_5 \varphi_1 x_4^* - M_c) a_4.\end{aligned}\quad (3.22)$$

При

$$\varphi_1 = \frac{((\mu_1 - x_1^2)x_2 - \mu_2 x_1) / a_4 + M_c}{a_5 x_4^*}$$

система (3.22) совпадает с системой Ван дер Поля (3.18), а, следовательно, динамика изменения угла и угловой скорости будет аналогична динамике переменных этого эталонного осциллятора.

Искомый алгоритм управления ищется как решение системы основных функциональных уравнений метода АКАР

$$\begin{aligned}T_1 \dot{\psi}_1 + \psi_1 &= 0, \\ T_2 \dot{\psi}_2 + \psi_2 &= 0\end{aligned}$$

в силу исходной математической модели (3.20) и имеет следующий вид:

$$\begin{aligned}
u_1 &= a_5 x_2 x_4 + a_6 x_3 + \frac{1}{a_4 a_5 a_7 x_4^*} \left(\left((\mu_1 - x_1^2) + a_4 \frac{\partial M_c}{\partial x_2} \right) (a_5 x_3 x_4 - M_c) a_4 + \right. \\
&\quad \left. (2x_1 x_2 + \mu_2) x_2 \right) - \\
&\quad - \frac{1}{a_7 T_1} \left(x_3 - \frac{((\mu_1 - x_1^2) x_2 - \mu_2 x_1) / a_4 + M_c}{a_5 x_4^*} \right); \\
u_2 &= a_8 x_4 - \frac{1}{a_9 T_2} (x_4 - x_4^*).
\end{aligned} \tag{3.23}$$

На рисунках 3.18–3.24 представлены результаты компьютерного моделирования замкнутой системы (3.20), (3.23). При моделировании использовались параметры двигателя ПН-290 (таблица 2.1), а параметры регулятора задавались как $T_1 = 0,1$, $T_2 = 1$, $\mu_1 = 2$, $\mu_2 = 1$.

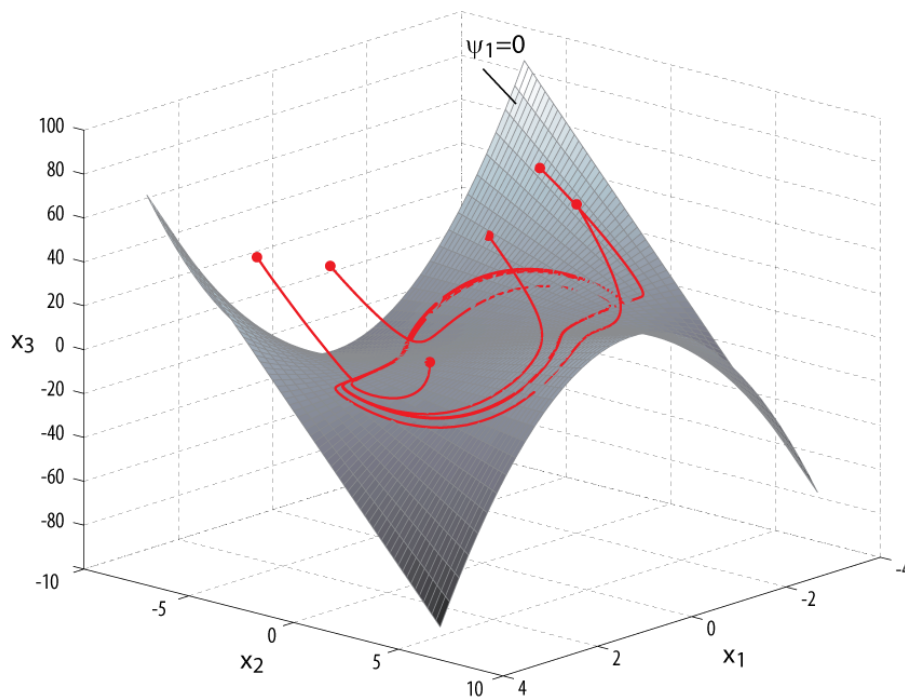


Рисунок 3.18 – Фазовый портрет замкнутой системы (3.20), (3.23)

На фазовом портрете (в проекции на пространство $x_1 x_2 x_3$) отчетливо видно стягивание траекторий к предельному циклу, возникшему на ИМ $\psi_1 = 0$.

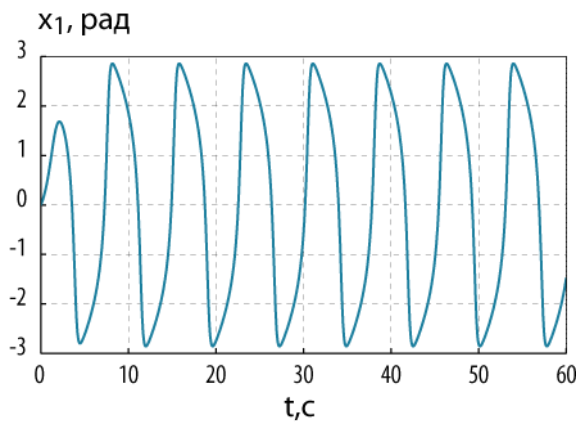


Рисунок 3.19 – Угловое положение

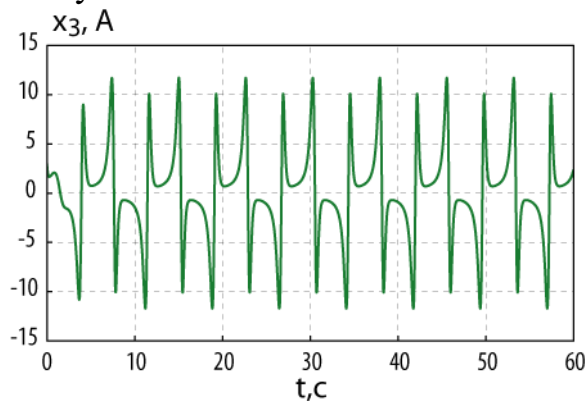


Рисунок 3.21 – Ток якоря

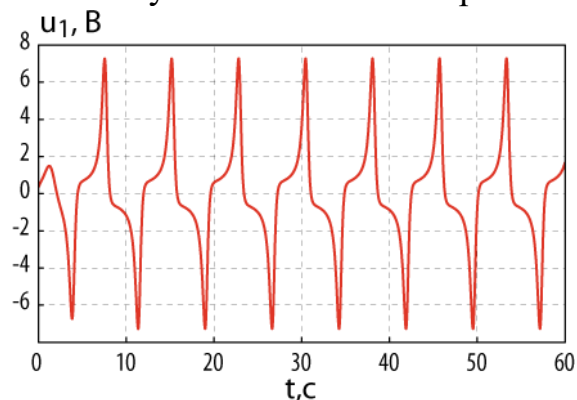


Рисунок 3.23 – Напряжение якоря

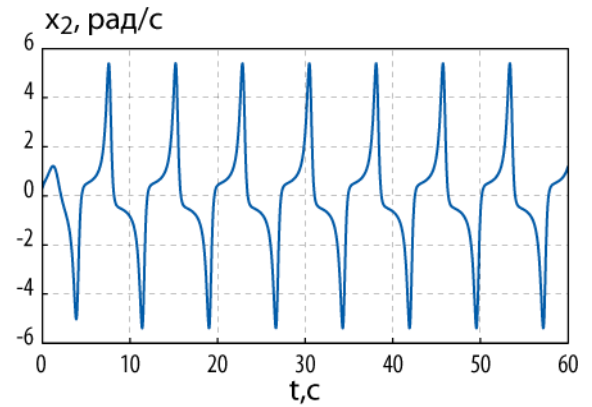


Рисунок 3.20 – Угловая скорость

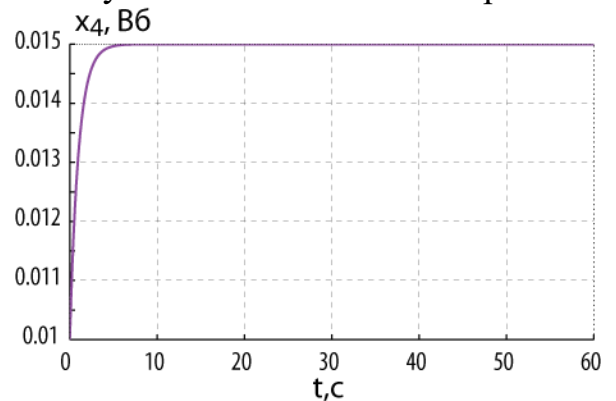


Рисунок 3.22 – Магнитный поток

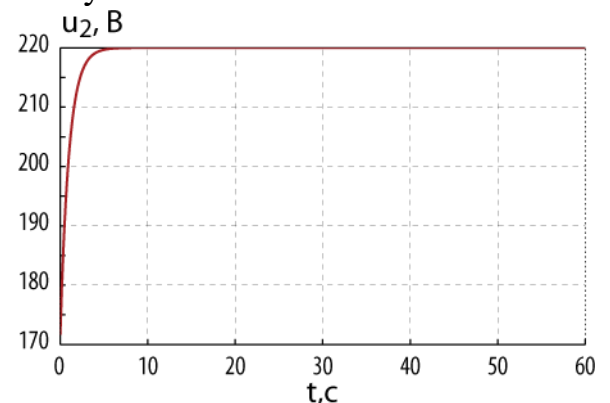


Рисунок 3.24 – Напряжение возбуждения

По результатам моделирования можно сделать вывод, что синтезированный алгоритм управления обеспечивает стабилизацию магнитного потока и генерацию колебаний углового положения вала двигателя с амплитудой примерно 3 рад (половину оборота) и частотой 0,9 рад/с.

Пример 3.2. Электромеханический осциллятор Рэля на базе СДМП

При синтезе алгоритма управления используется следующая математическая модель неявнополюсного СДМП в переменных состояния, записанная

относительно проекций токов и напряжений статора на оси координатной системы dOq , которая вращается синхронно с магнитным полем:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= (1,5a_1x_4 - M_c)a_2; \\ \dot{x}_3 &= (u_1 - a_3x_3 + a_4x_4x_2)a_5; \\ \dot{x}_4 &= (u_2 - a_3x_4 - a_4x_3x_2 - a_1x_2)a_5,\end{aligned}\tag{3.24}$$

где $x_1 = \theta$ и $x_2 = \omega$ – угловое положение и угловая скорость ротора; $x_3 = i_{1d}$, $x_4 = i_{1q}$ – проекции тока статора на оси координатной системы; $u_1 = u_{1d}$, $u_2 = u_{1q}$ – проекции напряжения статора на оси координатной системы; M_c – момент сопротивления нагрузки, создаваемый приводимым механизмом. Параметры модели выражаются через параметры двигателя: $a_1 = p\psi_f$, $a_2 = 1/J$, $a_3 = r_1$, $a_4 = pL_1$, $a_5 = 1/L_1$, где ψ_f – потокосцепление постоянных магнитов; p – число пар полюсов; r_1 – активное сопротивление обмотки статора; L_1 – индуктивность обмотки статора; J – момент инерции ротора.

Синтезируем алгоритм векторного управления $\mathbf{u}(\mathbf{x})$, обеспечивающий обнуление продольной составляющей тока статора $x_3 = 0$ и генерацию режима незатухающих периодических колебаний ротора, аналогичных колебаниям в системе Рэлея.

На первом этапе вводится следующая параллельная совокупность ИМ:

$$\begin{aligned}\psi_1 &= x_3 = 0, \\ \psi_2 &= x_4 - \varphi_1(x_1, x_2) = 0.\end{aligned}\tag{3.25}$$

Очевидно, что на ИМ $\psi_1 = 0$ будет обеспечено выполнение электромагнитного инварианта $x_3 = 0$.

Декомпозированная система на пересечении (3.25) принимает вид:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2; \\ \dot{x}_2 &= (1,5a_1\varphi_1 - M_c)a_2.\end{aligned}\tag{3.26}$$

«Внутреннее» управление φ_1 выбирается из условия равенства правых частей вторых уравнений систем (3.26) и (3.19):

$$\varphi_1 = \frac{2}{3a_1} \left((\mu_1(1-x_2^2)x_2 - \mu_2x_1) / a_2 + M_c \right).$$

Алгоритм управления ищется из решения системы основных функциональных уравнений метода АКАР

$$T_1\dot{\psi}_1 + \psi_1 = 0,$$

$$T_2\dot{\psi}_2 + \psi_2 = 0$$

в силу математической модели (3.24).

Синтезированный алгоритм управления имеет структуру:

$$\begin{aligned} u_1 &= a_3x_3 - a_4x_4x_2 - \frac{1}{a_5T_1}x_3, \\ u_2 &= a_3x_4 + a_4x_3x_2 + a_1x_2 + \\ &+ \frac{2}{3a_1a_5} \left(\left(\mu_1(1-3x_2^2) + \frac{a_2\partial M_c}{\partial x_2} - \mu_2x_1 \right) (1,5a_1x_4 - M_c) - \frac{\mu_2x_2}{a_2} \right) - \\ &- \frac{1}{a_5T_2} \left(x_4 - \frac{2}{3a_1} \left((\mu_1(1-x_2^2)x_2 - \mu_2x_1) / a_2 + M_c \right) \right). \end{aligned} \quad (3.27)$$

На рисунках 3.25–3.31 представлены результаты компьютерного моделирования замкнутой системы (3.24), (3.27). Использовались параметры СДПМ [155]: $\psi_f = 0,89$ Вб, $p = 4$, $r_1 = 0,02$ Ом, $L_1 = 0,001$ Гн, $J = 1,57$ кг·м². В ходе моделирования путем варьирования параметров μ_1 и μ_2 изменялись амплитуда и частота генерируемых колебаний углового положения ротора двигателя.

На рисунке 3.31 можно наблюдать аттрактор типа «предельный цикл», возникающий на многообразии $\psi_2 = 0$ и аналогичный предельному циклу в системе Рэлея на рисунке 3.16.

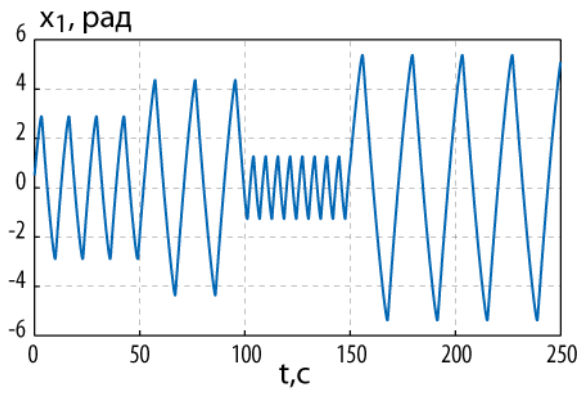


Рисунок 3.25 – Угловое положение x_3 , А

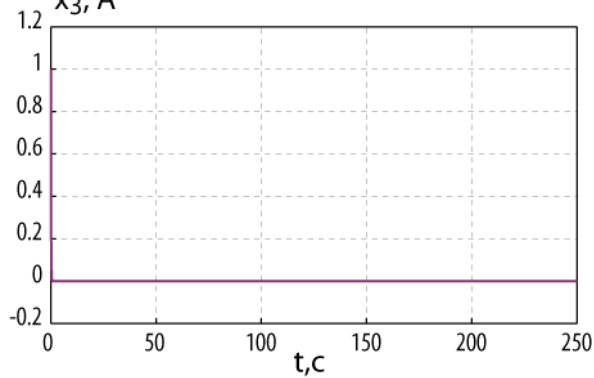


Рисунок 3.27 – d-проекция тока статора

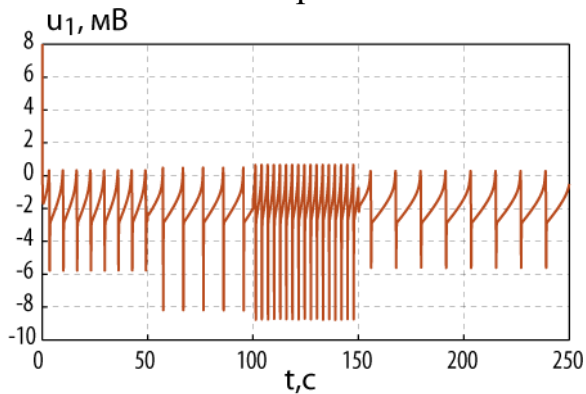


Рисунок 3.29 – d-проекция напряжения статора

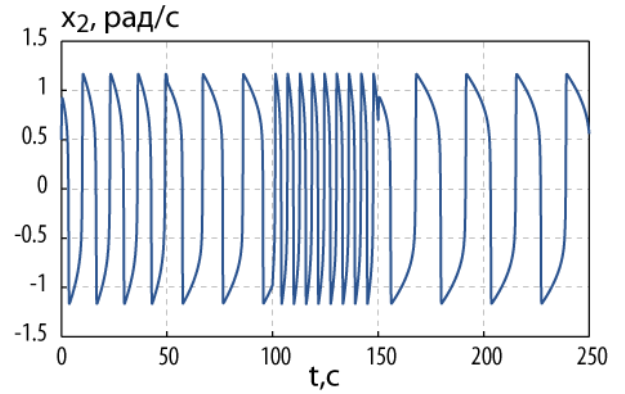


Рисунок 3.26 – Угловая скорость x_4 , А

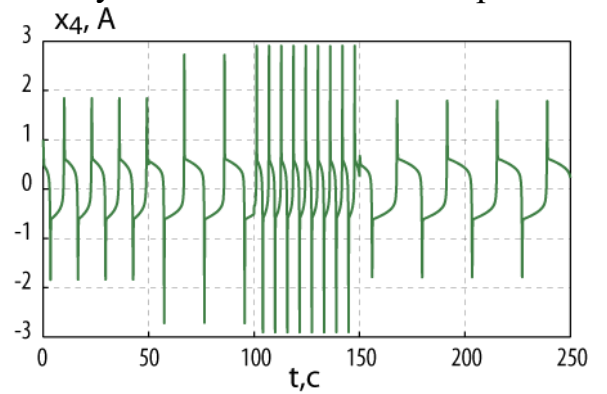


Рисунок 3.28 – q-проекция тока статора

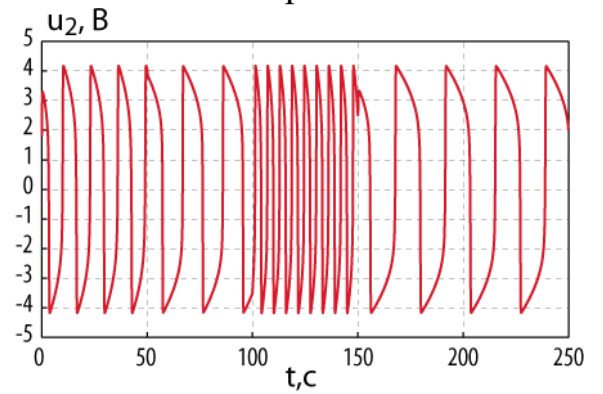


Рисунок 3.30 – q-проекция напряжения статора

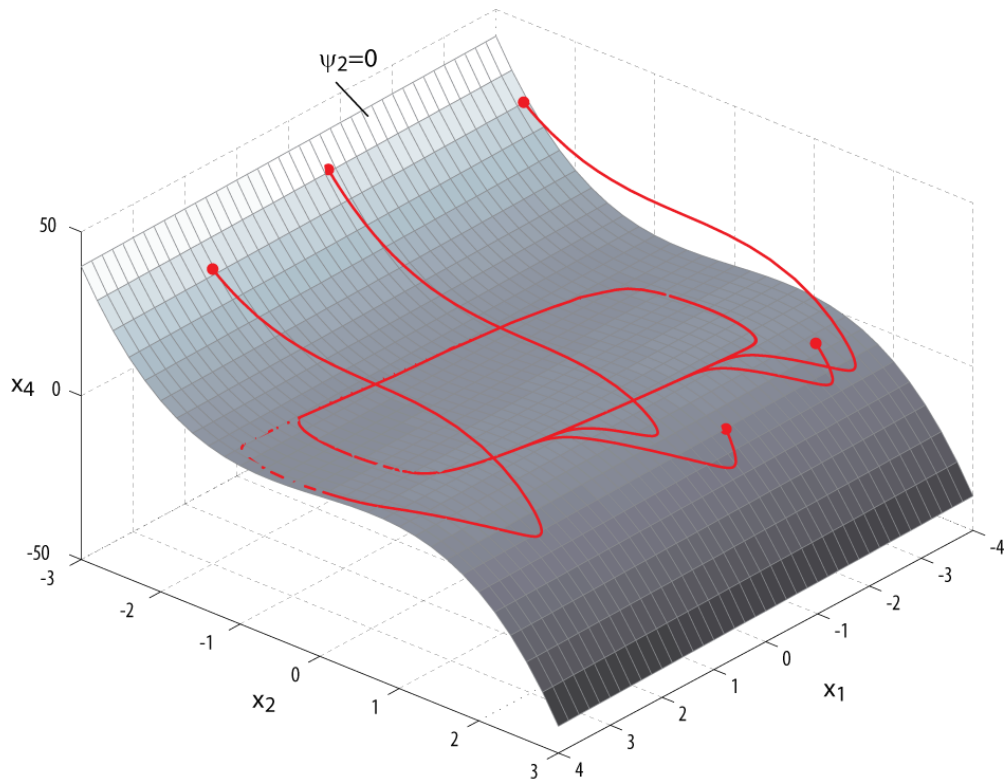


Рисунок 3.31 – Фазовый портрет замкнутой системы (3.20), (3.23)

Применение описанной методики синергетического синтеза электромеханических осцилляторов имеет ограничения, связанные со структурой уравнений механического движения и возможностью использования уравнений эталонных осцилляторов вида (3.17). Это не позволяет генерировать точные синусоидальные колебания с независимой настройкой частоты и амплитуды. Осцилляторы Ван дер Поля и Рэля не дают такой возможности. Поэтому был разработан метод синергетического синтеза электромеханических осцилляторов, лишенный указанных недостатков.

3.3.2 Метод синергетического синтеза с использованием уравнений эталонного осциллятора в уравнениях расширенной системы

Указанные выше трудности с генерацией синусоидальных колебаний заданной амплитуды и частоты могут быть успешно преодолены при включении в структуру системы дополнительного генератора колебаний и использовании основного

принципа СТУ – принципа расширения-сжатия пространства состояний управляемых систем.

В этом случае при синтезе законов управления используется математическая модель расширенной системы вида (3.3), состоящая из уравнений самой динамической системы и уравнений эталонного осциллятора:

В качестве модели эталонного осциллятора лучше всего использовать систему Пуанкаре (3.15), имеющей аттрактор типа «предельный цикл» в виде идеальной окружности в своем пространстве состояний (рисунок 3.10). В этом случае незатухающие колебания, возникающие при $\mu_1 > 0$, будут иметь синусоидальный характер.

Модель (3.15), записанную в декартовых координатах, можно преобразовать в модель в полярных координатах:

$$\begin{aligned}\dot{\phi} &= \mu_2; \\ \dot{r} &= \mu_1 r - r^3,\end{aligned}\tag{3.28}$$

где r – амплитуда радиус-вектора, а ϕ – угол поворота этого вектора.

Очевидно, что уравнения в этой системе являются независимыми. Первое из них описывает изменение угла поворота радиус-вектора, второе – его модуля. При $\mu_2 > 0$ угол ϕ линейно возрастает во времени с постоянной скоростью, а при $\mu_2 < 0$ – линейно убывает. Тогда становится ясным физический смысл этого параметра: μ_2 – частота колебаний (угловая скорость движения ИТ на траектории предельного цикла). Соответственно знак μ_2 указывает направление вращения ИТ на предельном цикле. Анализируя второе уравнение, можно заметить его сходство с модельным уравнением бифуркации типа «вилка». При положительном параметре μ_1 радиус предельного цикла, в свою очередь определяющий амплитуду колебаний, будет стремиться к значению $r = \sqrt{\mu_1}$.

Первым шагом процедуры синтеза является запись модели расширенной системы, состоящей из модели ЭМС и модели эталонного осциллятора (уравнений системы Пуанкаре):

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}); \\ \dot{z}_1 &= (\mu_1 - z_1^2 - z_2^2)z_1 + \mu_2 z_2; \\ \dot{z}_2 &= (\mu_1 - z_1^2 - z_2^2)z_2 - \mu_2 z_1,\end{aligned}\tag{3.29}$$

где \mathbf{x} – вектор состояния системы, \mathbf{u} – вектор управляющих воздействий, \mathbf{z} – вектор переменных эталонного осциллятора.

Переменная модели эталонного осциллятора z_1 рассматривается как эталонная переменная, которая изменяется во времени желаемым образом. В то же время угол поворота ИО является управляемой переменной с точки зрения решаемой задачи управления – генерации регулярных колебаний.

Тогда задача синтеза может быть сформулирована следующим образом: требуется найти закон управления $\mathbf{u}(\mathbf{x}, \mathbf{z})$ как функцию координат состояния расширенной системы (3.29), обеспечивающий асимптотическое схождение управляемой и эталонной переменных: $\theta_{ИО} \rightarrow z_1$.

Эта задача решается в соответствии с описанной выше обобщенной процедурой синергетического синтеза алгоритмов векторного управления ЭМС. При этом на заключительном этапе либо прямо вводится ИМ $\psi_1^{(III)} = \theta_{ИО} - z_1 = 0$, совпадающее с задачей управления, либо посредством вводимого многообразия дифференциальное уравнение углового положения преобразуется в уравнение эталонной динамики вида $\dot{\theta}_{ИО} = \beta(\theta_{ИО} - z_1)$, $\beta < 0$. В любом случае будет обеспечиваться асимптотическое схождение управляемой и эталонной переменных, а в замкнутой системе возникнет стационарный режим незатухающих синусоидальных колебаний углового положения ИО с амплитудой $A_m = \sqrt{\mu_1}$ и частотой $\omega_0 = \mu_2$.

Продемонстрируем применение разработанной методики на примерах.

Пример 3.3. Электромеханический осциллятор на базе АД

Модель в переменных состояния, используемая в процедуре синтеза, строится на основе модели АД (2.20) и системы Пуанкаре:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= x_2; \\
\dot{x}_2 &= (a_1 x_3 x_5 - M_c) a_2; \\
\dot{x}_3 &= -a_3 x_3 + a_4 x_4; \\
\dot{x}_4 &= -a_5 x_4 + a_6 x_2 x_5 + a_4 \frac{x_5^2}{x_3} + a_7 x_3 + a_9 u_1; \\
\dot{x}_5 &= -a_5 x_5 - a_6 x_2 x_4 - a_4 \frac{x_4 x_5}{x_3} - a_8 x_2 x_3 + a_9 u_2; \\
\dot{z}_1 &= (\mu_1 - z_1^2 - z_2^2) z_1 + \mu_2 z_2; \\
\dot{z}_2 &= (\mu_1 - z_1^2 - z_2^2) z_2 - \mu_2 z_1.
\end{aligned} \tag{3.30}$$

В модели (3.30) используются следующие переменные состояния, управляющие воздействия и параметры:

$$\begin{aligned}
x_1 &= \theta, \quad x_2 = \omega, \quad x_3 = \psi_r, \quad x_4 = i_{1x}, \quad x_5 = i_{1y}, \quad u_1 = u_{1x}, \quad u_2 = u_{1y}, \\
a_1 &= \frac{3pL_{12}}{2L_2}, \quad a_2 = \frac{1}{J}, \quad a_3 = \frac{r_2}{L_2}, \quad a_4 = \frac{r_2 L_{12}}{L_2}, \quad a_5 = \frac{r_2 L_{12}^2 + r_1 L_2^2}{L_2(L_1 L_2 - L_{12}^2)}, \quad a_6 = p, \\
a_7 &= \frac{L_{12} r_2}{L_2(L_1 L_2 - L_{12}^2)}, \quad a_8 = \frac{p L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2}, \quad a_9 = \frac{L_2}{L_1 L_2 - L_{12}^2}.
\end{aligned}$$

Поставим задачу синтезировать алгоритм векторного управления, обеспечивающий стабилизацию потокосцепления ротора в заданном значении (электромагнитный инвариант $x_3 = x_3^*$) и генерацию гармонических колебаний углового положения ротора с заданными частотой и амплитудой.

На первом этапе вводятся ИМ:

$$\begin{aligned}
\psi_1 &= x_4 - \varphi_1 = 0, \\
\psi_2 &= x_5 - \varphi_2 = 0.
\end{aligned} \tag{3.31}$$

На пересечении ИМ (3.31) имеем декомпозированную систему:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= x_2; \\
\dot{x}_2 &= (a_1 x_3 \varphi_2 - M_c) a_2; \\
\dot{x}_3 &= -a_3 x_3 + a_4 \varphi_1; \\
\dot{z}_1 &= (\mu_1 - z_1^2 - z_2^2) z_1 + \mu_2 z_2; \\
\dot{z}_2 &= (\mu_1 - z_1^2 - z_2^2) z_2 - \mu_2 z_1.
\end{aligned} \tag{3.32}$$

В (3.32) φ_1 и φ_2 можно рассматривать как «внутренние» управления и продолжить процедуру поэтапной декомпозиции, введя ИМ:

$$\begin{aligned}\psi_3 &= x_3 - x_3^* = 0, \\ \psi_4 &= x_2 - \beta(x_1 - z_1) = 0.\end{aligned}\tag{3.33}$$

На ИМ $\psi_3 = 0$ обеспечивается выполнение электромагнитного инварианта $x_3 = x_3^*$, а при введении ИМ $\psi_4 = 0$ дифференциальное уравнение относительно угла поворота принимает вид $\dot{x}_1 = \beta(x_1 - z_1)$. Очевидно, что при $\beta < 0$ $x_1 \rightarrow z_1$.

«Внутренние» управления, полученные из решения системы основных функциональных уравнений

$$\begin{aligned}T_3\dot{\psi}_3 + \psi_3 &= 0, \\ T_4\dot{\psi}_4 + \psi_4 &= 0\end{aligned}$$

в силу модели (3.32):

$$\begin{aligned}\varphi_1 &= \frac{1}{a_4} \left(a_3 x_3 - \frac{1}{T_3} (x_3 - x_3^*) \right), \\ \varphi_2 &= \frac{1}{a_1 x_3} \left(M_c + \frac{1}{a_2} \left(\beta x_2 - \beta ((\mu_1 - z_1^2 - z_2^2) z_1 + \mu_2 z_2) - \frac{1}{T_4} (x_2 - \beta(x_1 - z_1)) \right) \right)\end{aligned}\tag{3.34}$$

Теперь, определив структуру «внешних» ИМ (3.31), можно найти искомый закон управления из решения

$$\begin{aligned}T_1\dot{\psi}_1 + \psi_1 &= 0, \\ T_2\dot{\psi}_2 + \psi_2 &= 0\end{aligned}$$

в силу исходной модели (3.30).

Аналитический расчет процедуры синтеза проводился с помощью пакета Maple. Текст программы и полученный алгоритм векторного управления приведены в Приложении Е.

На рисунках 3.32 – 3.38 представлены результаты моделирования замкнутой системы с синтезированным регулятором. При моделировании использовались параметры АД типа 4А112М4: $r_1 = 1,32 \text{ Ом}$, $r_2 = 0,922 \text{ Ом}$, $L_1 = 0,169 \text{ Гн}$,

$L_2 = 0,1715 \text{ Гн}$, $L_{12} = 0,164 \text{ Гн}$, $J = 0,0206 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, $p = 2$. Заданные параметры алгоритма управления: $T_1 = T_2 = 0,01$, $T_3 = 1$, $T_4 = 0,1$, $\beta = -10$.

В ходе моделирования имитировалось изменение заданных амплитуды и частоты колебаний. Для этих целей параметры эталонного осциллятора задавались следующим образом:

$$0 < t \leq 30 \text{ с}, \mu_1 = 1, \mu_2 = 1;$$

$$30 < t \leq 60 \text{ с}, \mu_1 = 9, \mu_2 = 1;$$

$$60 < t \leq 90 \text{ с}, \mu_1 = 9, \mu_2 = 2;$$

$$90 < t \leq 120 \text{ с}, \mu_1 = 9, \mu_2 = 0,5;$$

$$120 < t \leq 150 \text{ с}, \mu_1 = 1, \mu_2 = 3.$$

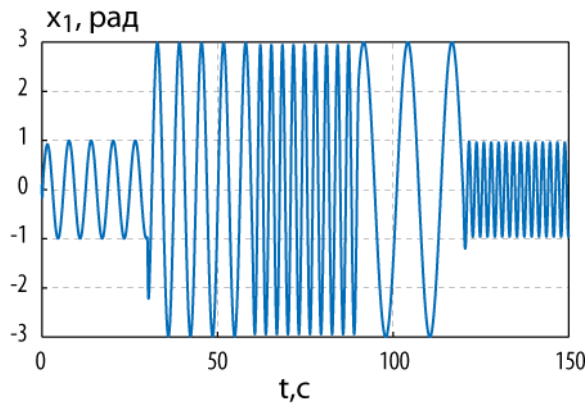


Рисунок 3.32 – Угловое положение

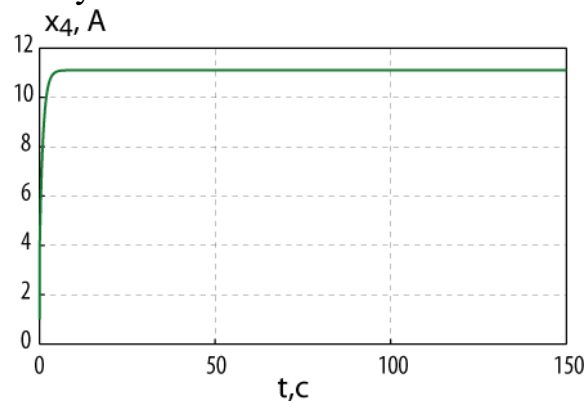


Рисунок 3.34 – x-проекция тока статора

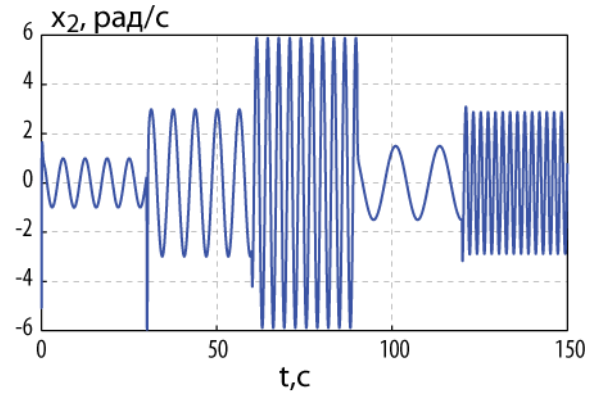


Рисунок 3.33 – Угловая скорость

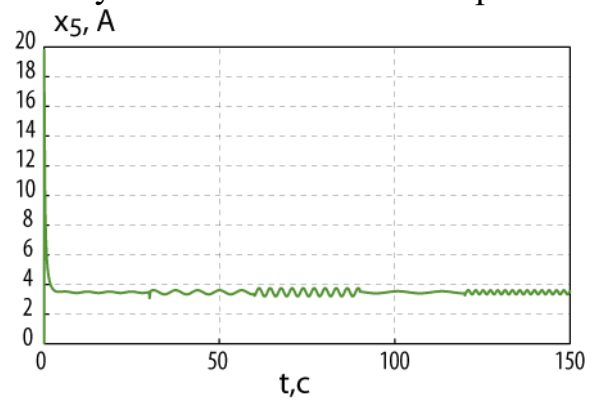


Рисунок 3.35 – y-проекция тока статора

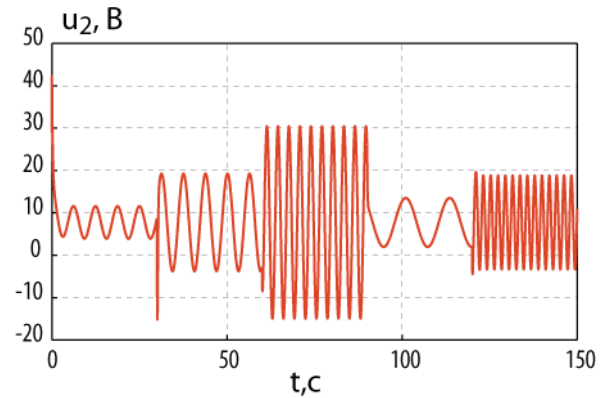
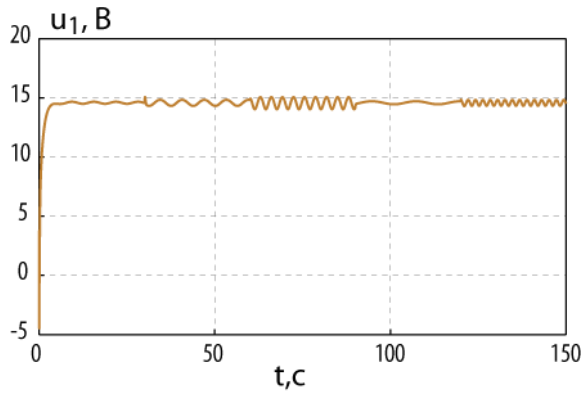


Рисунок 3.36 – x-проекция напряжения Рисунок 3.37 – y-проекция напряжения

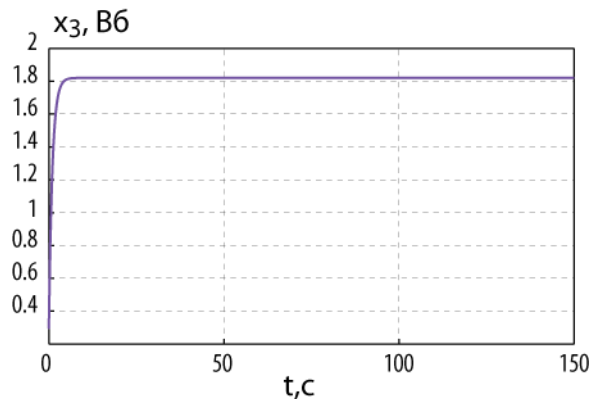


Рисунок 3.38 – Модуль потокосцепления ротора

Результаты компьютерного моделирования подтверждают обоснованность теоретических положений и позволяют сказать, что данный метод эффективен для синтеза электромеханических осцилляторов с независимой настройкой частоты и амплитуды колебаний.

Примечательно, что данный метод может использоваться не только для синтеза осцилляторов с регулярной формой колебаний, но и для синтеза хаотических генераторов.

Для этого в качестве уравнений эталонного осциллятора нужно использовать одну из моделей систем с детерминированным хаосом [151, 152, 156, 157].

Пример 3.4. Электромеханический хаотический генератор на базе АД

В качестве модели эталонного осциллятора используется наиболее известная система с детерминированным хаосом, предложенная Э. Лоренцом:

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 &= \sigma(z_2 - z_1); \\
 \dot{z}_2 &= -z_1 z_3 + \rho z_1 - z_2; \\
 \dot{z}_3 &= z_1 z_2 - b z_3.
 \end{aligned}
 \tag{3.35}$$

Ход процедуры синергетического синтеза такой же, как и в примере 3.3. Изменяется функция φ_2 , так как используется другой эталонный осциллятор. В данном случае она имеет следующий вид:

$$\varphi_2 = \frac{1}{a_1 x_3} \left(M_c + \frac{1}{a_2} \left(\beta x_2 - \beta \sigma(z_2 - z_1) - \frac{1}{T_4} (x_2 - \beta(x_1 - z_1)) \right) \right)$$

На рисунках 3.39 – 3.46 представлены результаты моделирования замкнутой системы. Использовались параметры АД 4А112М4, параметры регулятора аналогичны примеру 3, параметры хаотического осциллятора: $\rho = 27$, $b = 8/3$, $\sigma = 10$.

На рисунке 3.46 можно наблюдать странный аттрактор в проекции на пространство $x_1 x_2 x_3$, аналогичный аттрактору в системе Лоренца и соответствующий стационарному режиму с апериодическими колебаниями.

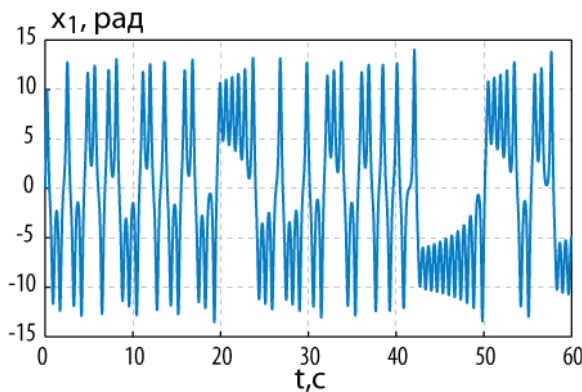


Рисунок 3.39 – Угловое положение

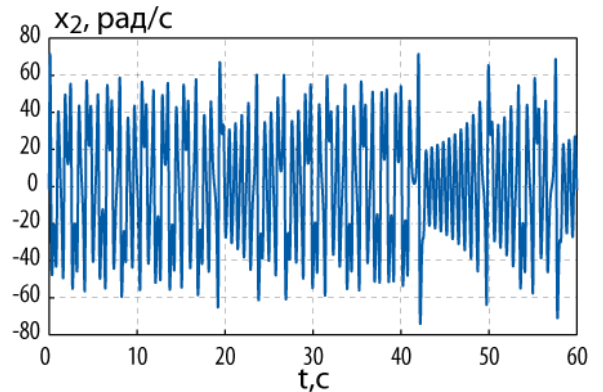


Рисунок 3.40 – Угловая скорость

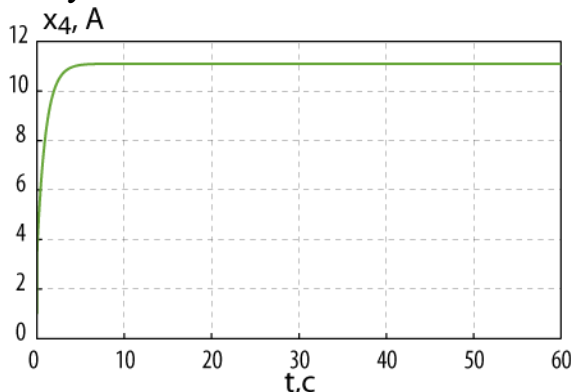


Рисунок 3.41 – x-проекция тока статора

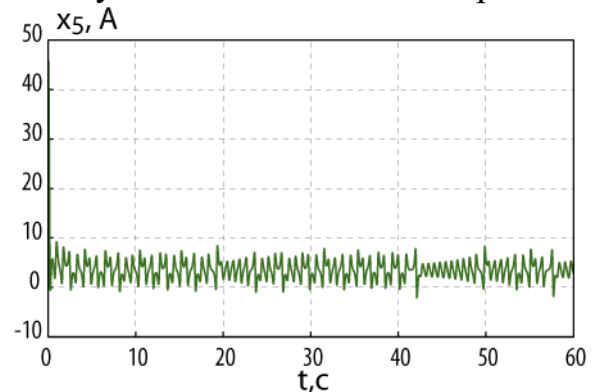


Рисунок 3.42 – y-проекция тока статора

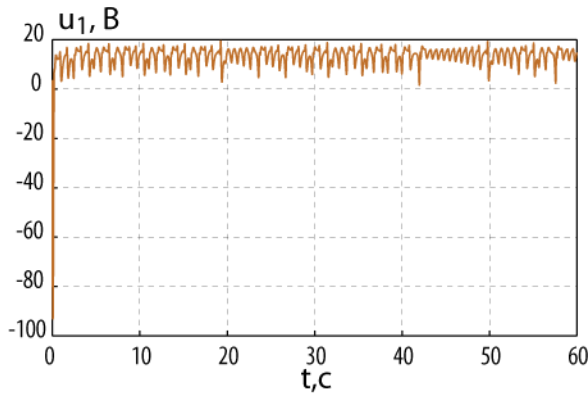


Рисунок 3.43 – x-проекция напряжения

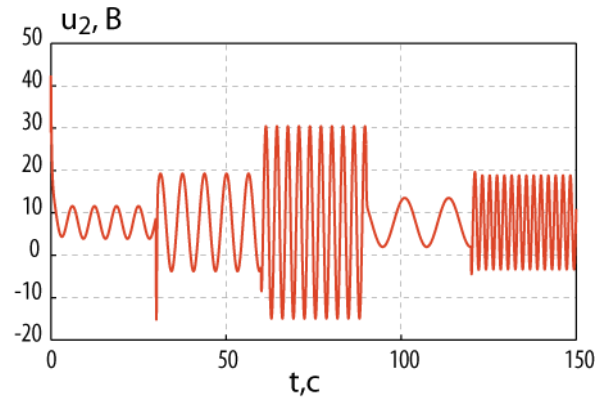


Рисунок 3.44 – y-проекция напряжения

Результаты компьютерного моделирования дают основания предположить, что разработанные прикладные методы синергетического синтеза электромеханических осцилляторов могут послужить теоретической основой для проектирования ЭМС различного назначения, в которых требуется реализовывать режим незатухающих колебаний ИО.

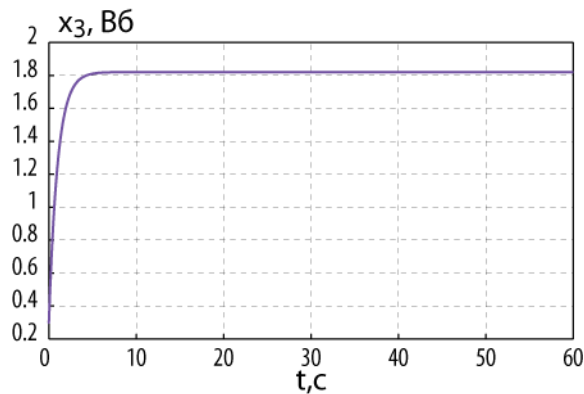
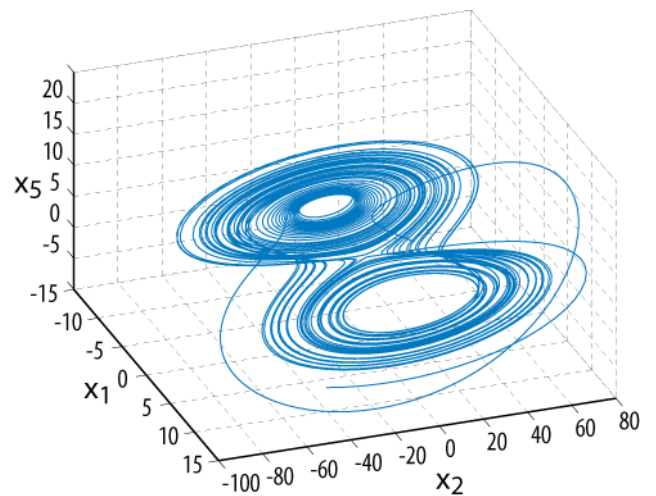


Рисунок 3.45 – Модуль потокосцепления ротора

Рисунок 3.46 – Странный аттрактор в пространстве x_1, x_2, x_5 замкнутой системы

3.4 Прикладной метод синергетического синтеза следящих электромеханических систем

Следящие системы принято выделять в отдельный класс систем автоматического управления. В отличие от наиболее распространенных систем стабилизации, выполняющих задачу удержания управляемых переменных в заданном постоянном значении, следящие системы должны обеспечивать изменение управляемой переменной $x^{(уп)}$ в соответствии с некоторым временным сигналом $g(t)$, поступающим на вход системы. Это входной сигнал рассматривается как задающее воздействие, являющееся априори неизвестной функцией времени. Задача следящей системы состоит в воспроизведении входного сигнала с заданной точностью: $|g(t) - x^{(уп)}| \leq \varepsilon$.

В настоящее время при проектировании следящих систем в основном используются подходы классической ТАУ, использующие линейное или линеаризованное математическое описание управляемых процессов [158–164]. Применение «частотных» методов анализа и синтеза позволяет решать задачу слежения при заданном порядке астатизма системы по входному воздействию. Однако такой подход встречает серьезные методологические затруднения в тех случаях, когда динамика управляемого объекта является существенно нелинейной. Необходимость повысить эффективность линейных следящих регуляторов обуславливает использование различных направлений современной теории управления: нечеткую логику [165–168], адаптивные регуляторы [169, 170], робастные регуляторы [171, 172], управление H_∞ [173] и др. Но общая «линейная» идеология остается доминирующей.

Общий подход к синтезу алгоритмов следящего управления для нелинейных систем, основанный на принципах и методах СТУ представлен в работах [174–176]. Суть этого подхода состоит в следующем.

На вход следящей системы поступает задающий сигнал, которые в общем случае может быть представлен как некоторая неизвестная функция времени. Любая непрерывная функция с достаточной степенью точностью может быть

аппроксимирована полиномом. Если степень этого полинома равна единице, имеет место линейная аппроксимация, нашедшая широкое применение на практике.

Задающий сигнал в следящей системе, являющийся неизвестной функцией времени, тоже можно рассматривать как линейный сигнал с переменным коэффициентом наклона аппроксимирующей прямой. Данные рассуждения легли в основу предлагаемого подхода, использующего идею расширения пространства состояний исходной системы и метод синтеза асимптотического наблюдателя.

Если некоторая величина $g(t)$ изменяется линейно во времени: $g(t) = g_1 t$, то динамика этого изменения описывается дифференциальным уравнением $\dot{g} = g_1$. Тогда модель расширенной системы (модель синтеза) принимает следующий вид:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{u}), \\ \dot{z}_1 &= z_2, \\ \dot{z}_2 &= 0,\end{aligned}\tag{3.36}$$

где z_1 – переменная модели опорного сигнала, z_2 – переменная, характеризующая текущее значение коэффициента наклона аппроксимирующей прямой. Из последнего уравнения (3.36) следует, что z_2 – кусочно-постоянная величина, а, следовательно, z_1 является кусочно-линейной функцией времени.

Процедура синтеза включает в себя два этапа. На первом этапе проводится синтез алгоритма управления в предположении, что все переменные модели (3.36) являются наблюдаемыми. На втором – проводится синтез асимптотического наблюдателя, проводящего оценку текущего значения z_2 . После этого оценка \hat{z}_2 подставляется в синтезированный закон управления.

Процедура синергетического синтеза алгоритма управления строится таким образом, чтобы обеспечить асимптотическое схождение управляемой переменной к переменной опорного сигнала: $x_1 \rightarrow z_1$.

Для синтеза наблюдателя используется методика синергетического синтеза асимптотических наблюдателей [72, 177]. Модель расширенной системы представляется в векторно-матричной форме:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{g}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}) + \mathbf{G}_1(\mathbf{x})\mathbf{z}; \\ \dot{\mathbf{z}} &= \mathbf{h}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}) + \mathbf{H}_1(\mathbf{x})\mathbf{z},\end{aligned}\quad (3.37)$$

где \mathbf{x} – вектор наблюдаемых переменных ($\dim \mathbf{x} = l$), \mathbf{z} – вектор ненаблюдаемых переменных ($\dim \mathbf{z} = k$); $\mathbf{g}_0(\cdot)$ и $\mathbf{h}_0(\cdot)$ – непрерывные нелинейные вектор-функции ($\dim \mathbf{g}_0 = (l \times 1)$ и $\dim \mathbf{h}_0 = (k \times 1)$), $\mathbf{G}_1(\mathbf{x})$ – функциональная матрица размерности $l \times k$, $\mathbf{H}_1(\mathbf{x})$ – функциональная матрица размерности $k \times k$.

Уравнения наблюдателя находится из выражения

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{y}} &= \mathbf{L}\mathbf{y} - \mathbf{L} \int_0^{\mathbf{x}} \Gamma(\mathbf{x}) d\mathbf{x} - \mathbf{h}_0 + \Gamma(\mathbf{x})\mathbf{g}_0, \\ \hat{\mathbf{z}} &= \int_0^{\mathbf{x}} \Gamma(\mathbf{x}) d\mathbf{x} - \mathbf{y}.\end{aligned}\quad (3.38)$$

где \mathbf{y} – переменные наблюдателя, \mathbf{L} – матрица размерности $k \times k$, выбираемая из условия устойчивости наблюдателя, матрица $\Gamma(\mathbf{x})$ имеет размерность $k \times l$ и вычисляется из уравнения $\mathbf{H}_1 - \mathbf{L} = \Gamma(\mathbf{x})\mathbf{G}_1$.

В уравнениях наблюдателя присутствует интеграл матрицы по вектору $\int_0^{\mathbf{x}} \Gamma(\mathbf{x}) d\mathbf{x}$, который вычисляется по правилу

$$\int_0^{\mathbf{x}} \Gamma(\mathbf{x}) d\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \int_0^{x_1} \Gamma_{11}(\mathbf{x}) dx_1 + \int_0^{x_2} \Gamma_{12}(\mathbf{x}) dx_2 + \dots + \int_0^{x_l} \Gamma_{1l}(\mathbf{x}) dx_l \\ \vdots \\ \int_0^{x_1} \Gamma_{k1}(\mathbf{x}) dx_1 + \int_0^{x_2} \Gamma_{k2}(\mathbf{x}) dx_2 + \dots + \int_0^{x_l} \Gamma_{kl}(\mathbf{x}) dx_l \end{bmatrix}. \quad (3.39)$$

В модели расширенной системы (3.36) наблюдаемыми переменными являются все переменные состояния (вектор \mathbf{x} , $\dim \mathbf{x} = n$) и переменная z_1 , а ненаблюдаемой – переменная z_2 (коэффициент наклона аппроксимирующей прямой).

Таким образом, в рассматриваемом случае $l = n + 1$, $k = 1$, а вектор-функции и функциональные матрицы в (3.37) приобретают вид:

$$\mathbf{g}_0 = \begin{bmatrix} f_1(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \\ \vdots \\ f_n(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{h}_0 = 0, \mathbf{H}_1 = 0, \quad (3.40)$$

где $f_i(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ – компоненты вектор-функции $\mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$.

Матрица \mathbf{L} , присутствующая в уравнениях наблюдателя, имеет размерность (1×1) , поэтому в дальнейшем $\mathbf{L} = l_1$.

Из условия $\mathbf{H}_1 - \mathbf{L} = \mathbf{\Gamma}(\mathbf{x})\mathbf{G}_1$, получаем

$$\mathbf{\Gamma}(\mathbf{x}) = [0 \quad \dots \quad 0 \quad -l_1].$$

Тогда

$$\int_0^{\mathbf{x}} \mathbf{\Gamma}(\mathbf{x}) d\mathbf{x} = -l_1 \int_0^{z_1} dz_1 = -l_1 z_1$$

и уравнения наблюдателя (3.38) принимают вид:

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= l_1 y_1 + l_1^2 z_1 \\ \dot{z}_2 &= -l_1 z_1 - y_1. \end{aligned} \quad (3.41)$$

Следует отметить, что уравнения (3.41) справедливы для любых объектов, описываемых моделью (3.36).

Для следящих ЭМС управляемой переменной является угловое положение ИО. Поэтому ход процедуры синергетического синтеза принципиально не отличается от задач позиционирования и генерации колебаний. Процедура проводится для модели вида (3.36), где $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ – математическая модель ЭМС, а на последнем этапе декомпозиции обеспечивается асимптотическое схождение углового положения ИО и опорного сигнала z_1 . То есть, либо прямо вводится ИМ $\psi_1^{(III)} = \theta_{ИО} - z_1 = 0$, либо посредством вводимого многообразия дифференциальное уравнение углового положения преобразуется в уравнение эталонной динамики вида $\dot{\theta}_{ИО} = \beta(\theta_{ИО} - z_1)$, $\beta < 0$.

На вход реальной системы поступает не опорный сигнал z_1 , а неизвестный сигнал $g(t)$. Замкнутой системой этот сигнал будет аппроксимирован линейным сигналом с изменяемым коэффициентом. С помощью наблюдателя (3.41) производится оценка этого коэффициента.

Рассмотрим применение разработанной методики на конкретных примерах синергетического синтеза следящих ЭМС.

Пример 3.5. Синергетический синтез следящей системы управления для ЭМС с АД

Модель синтеза строится на основе модели АД (2.20) и соответствует виду (3.36):

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= x_2; \\
 \dot{x}_2 &= (a_1 x_3 x_5 - M_c) a_2; \\
 \dot{x}_3 &= -a_3 x_3 + a_4 x_4; \\
 \dot{x}_4 &= -a_5 x_4 + a_6 x_2 x_5 + a_4 \frac{x_5^2}{x_3} + a_7 x_3 + a_9 u_1; \\
 \dot{x}_5 &= -a_5 x_5 - a_6 x_2 x_4 - a_4 \frac{x_4 x_5}{x_3} - a_8 x_2 x_3 + a_9 u_2; \\
 \dot{z}_1 &= z_2; \\
 \dot{z}_2 &= 0.
 \end{aligned} \tag{3.42}$$

Ход процедуры синергетического синтеза такой же, как и в примерах 3.3 и 3.4. Функция φ_2 , зависящая от вида уравнений опорного сигнала, имеет следующий вид:

$$\varphi_2 = \frac{1}{a_1 x_3} \left(M_c + \frac{1}{a_2} \left(\beta x_2 - \beta z_2 - \frac{1}{T_4} (x_2 - \beta (x_1 - z_1)) \right) \right).$$

Аналитический расчет процедуры синтеза проводился с помощью пакета Maple. Текст программы и полученный алгоритм векторного управления приведены в Приложении Ж.

Для оценки эффективности синтезированного регулятора с наблюдателем (3.41) было проведено компьютерное моделирование, в ходе которого каждые 2 с

изменялось значение переменной z_2 . Тем самым имитировалось изменение текущего коэффициента наклона аппроксимирующей прямой. На рисунках 3.47 – 3.52 приведены переходные процессы ключевых переменных ЭМС и управляющих воздействий.

Из рисунка 3.47 видно, что угловое положение ротора повторяет текущую аппроксимирующую прямую, а, анализируя графики на рисунке 3.52, можно сказать, что наблюдатель «отрабатывает» изменение ненаблюдаемой переменной в течение примерно 0,7 с.

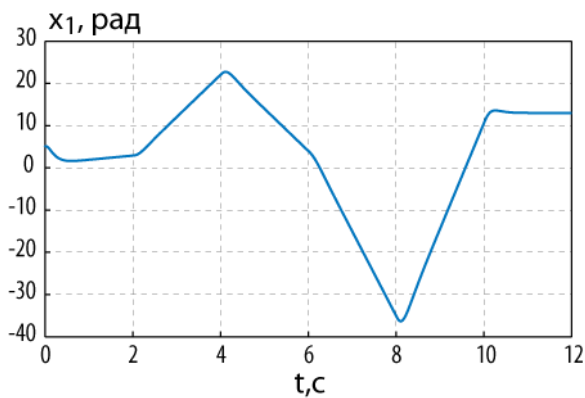


Рисунок 3.47 – Угловое положение ротора

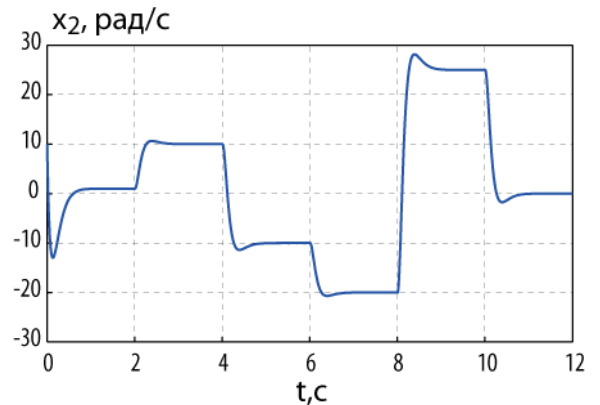


Рисунок 3.48 – Угловая скорость

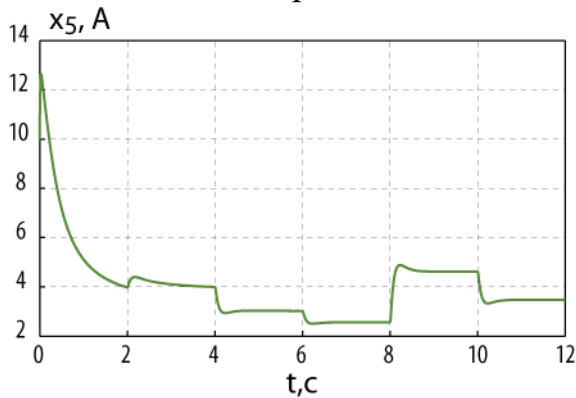


Рисунок 3.49 – у-проекция тока статора

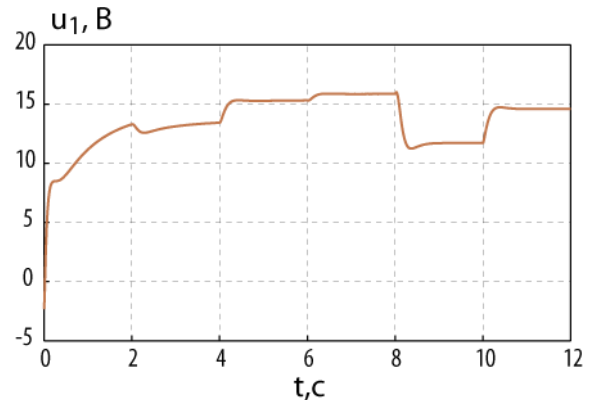


Рисунок 3.50 – х-проекция напряжения статора

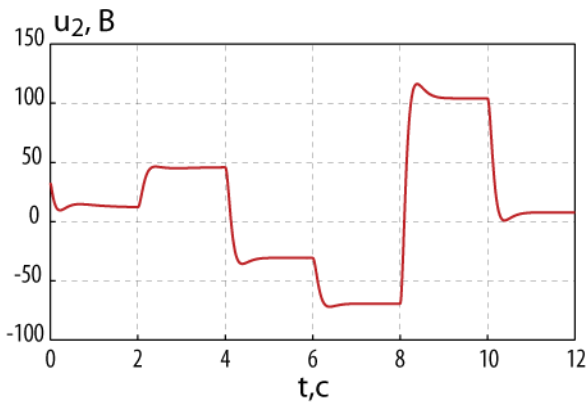


Рисунок 3.51 – u-проекция напряжения статора

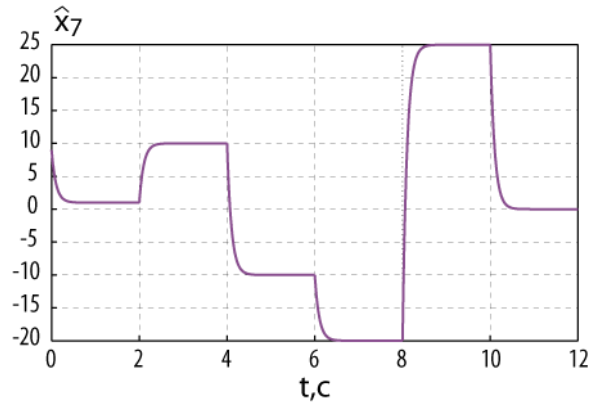


Рисунок 3.52– Оценка коэффициента наклона аппроксимирующей прямой

Описанный прикладной метод синтеза основан на понятии опорного сигнала как линейной функции времени с изменяемым коэффициентом. Оценку этого коэффициента производит наблюдатель (3.41). В реальных следящих системах нет понятия опорного сигнала, есть входной сигнал, который нужно отследить. В этой связи, для реальной оценки эффективности предлагаемого подхода нужно в алгоритме управления и наблюдателе заменить переменную x_6 входным сигналом $g(t)$ и промоделировать замкнутую систему.

На рисунках 3.53 – 3.58 приведены результаты моделирования замкнутой системы с тестовым входным сигналом вида: $g(t) = A_s \sin \omega_s t \cdot A_c \sin \omega_c t$.

В ходе моделирования параметры тестового сигнала (амплитуды и частоты) изменялись следующим образом:

$$0 < t \leq 10 \text{ с}, A_s = 1, A_c = 2, \omega_s = 2, \omega_c = 1;$$

$$10 < t \leq 20 \text{ с}, A_s = 2, A_c = 4, \omega_s = 1, \omega_c = 2;$$

$$20 < t \leq 30 \text{ с}, A_s = 4, A_c = 6, \omega_s = 2, \omega_c = 3.$$

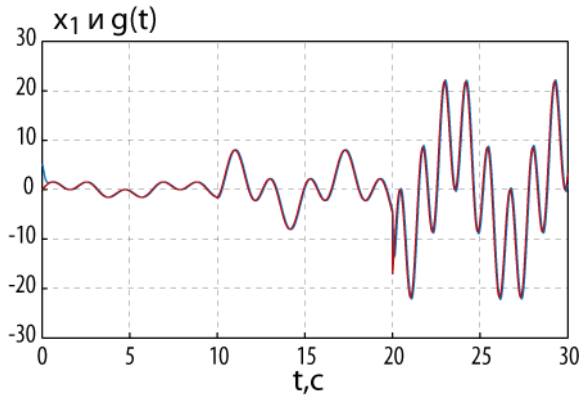


Рисунок 3.53 – Входной сигнал и угловое положение ротора

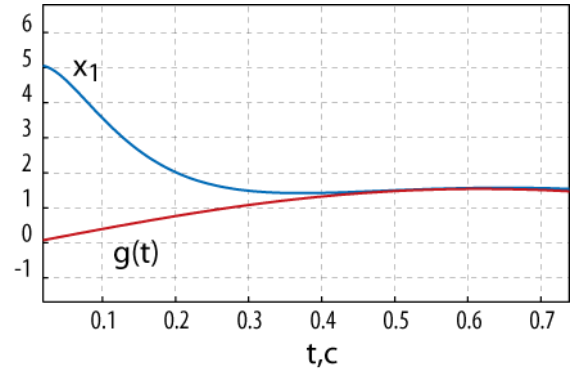


Рисунок 3.54 – Схождение управляемой переменной и входного сигнала

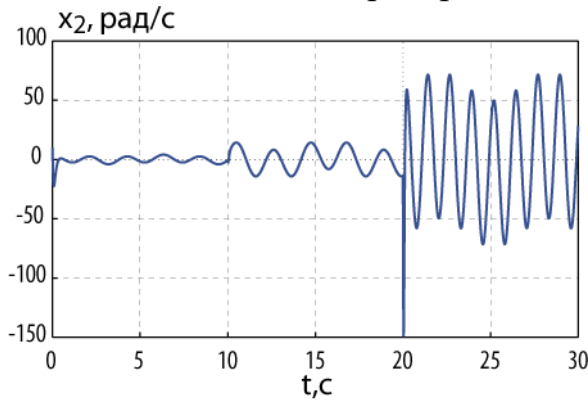


Рисунок 3.55 – Угловая скорость

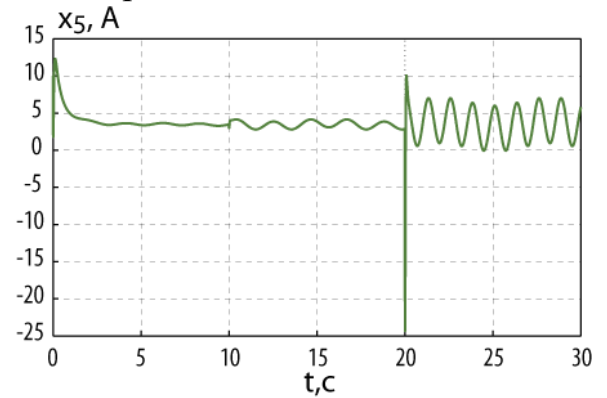


Рисунок 3.56 – u-проекция тока статора

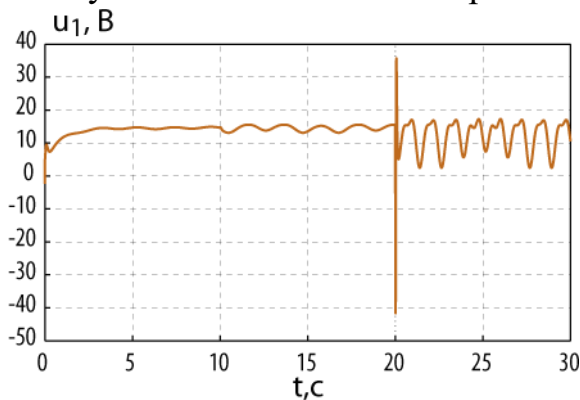


Рисунок 3.57 – x-проекция напряжения статора

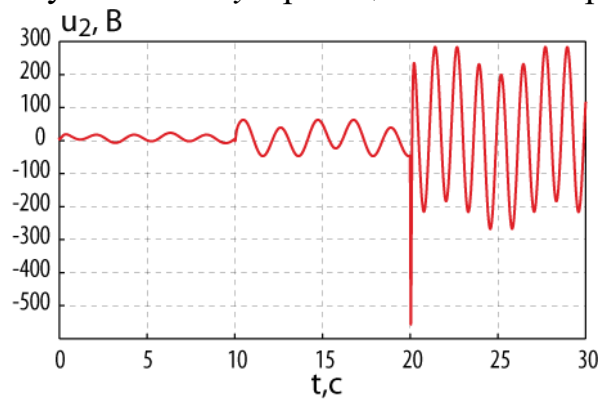


Рисунок 3.58 – y-проекция напряжения статора

Графики $g(t)$ и $x_1(t)$ на рисунке 3.53 практически неразличимы, на рисунке 3.54 в увеличенном масштабе показан процесс схождения управляемой переменной к входному сигналу. Таким образом, предложенный прикладной метод синтеза может служить теоретической основой для разработки эффективных следящих ЭМС в нелинейной постановке.

3.5 Выводы по главе

В данной главе сформулированы основные положения прикладной теории синергетического синтеза алгоритмов векторного управления нелинейными ЭМС.

1. Кратко изложены основные принципы и особенности синергетического подхода в теории управления, предложенного профессором А. А. Колесниковым и доказавшим свою эффективность при решении задач синтеза алгоритмов автоматического управления для нелинейных многомерных и многосвязных динамических систем. Изложены основы синергетической теории системного синтеза, созданы необходимые теоретические и терминологические заделы для проведения дальнейших исследований.

2. Разработана обобщенная процедура синергетического синтеза алгоритмов векторного управления ЭМС, позволяющая применять принципы и методы СТУ для общего класса ЭМС и отличающаяся от традиционных подходов возможностью использования нелинейных моделей динамики, математической обоснованностью и отсутствием необходимости применения вычислительных методов и поисковых алгоритмов. Процедура представлена в виде последовательности этапов, в ходе которых вводятся притягивающие ИМ, отвечающие задачам управления ЭМС и отражающие структуру математической модели ЭМС. На многообразиях происходит динамическая декомпозиция исходной системы и целенаправленная редукция числа ее степеней свободы. Рассмотрены основные этапы декомпозиции, даны рекомендации по выбору структуры ИМ, основанные на особенностях математических моделей ЭМС. Показаны варианты выбора многообразий на заключительном этапе декомпозиции для решения характерных задач стабилизации угловой скорости и позиционирования. Применение разработанной процедуры продемонстрировано на примере синтеза алгоритма векторного управления ЭМС постоянного тока с МП в виде 2-массовой механической системы с упругими связями.

3. Разработаны прикладные методы синергетического синтеза электромеханических осцилляторов, позволяющие формировать на основе ЭМС управляемые системы, генерирующие механические колебания ИО. Данные методы основаны на

идее направленной трансформации пространства состояния ЭМС посредством управляющих воздействий с целью формирования в них аттракторов типа «пределный цикл». Такая трансформация становится возможной при использовании в процедуре синергетического синтеза эталонных осцилляторов – математических моделей автоколебательных систем. Предложены два варианта реализации этой идеи в процедуре синергетического синтеза алгоритмов векторного управления ЭМС. Первый предполагает использование эталонных осцилляторов на заключительном этапе декомпозиции исходной математической модели. Во втором – уравнения эталонного осциллятора входят в структуру расширенной системы и выступают в качестве генератора заданного временного сигнала. В этом случае существует возможность синтезировать электромеханические осцилляторы с генерацией регулярных механических колебаний заданной амплитуды и частоты. Кроме того, возможен синтез алгоритмов управления, обеспечивающих генерацию не только регулярных, но и хаотических колебаний ИО. Применение разработанных методов продемонстрировано на примерах синтеза электромеханических осцилляторов на базе ЭМС с различными типами ЭД.

4. Разработан прикладной метод синергетического синтеза следящих ЭМС, в которых движение ИО происходит согласно входному сигналу, являющемуся априори неизвестной функцией времени. Данный метод использует принцип расширения пространства состояний исходной системы путем включения в структуры системы формирователя опорного сигнала. В качестве опорного сигнала выбрана линейная функция времени с изменяемым коэффициентом наклона аппроксимирующей прямой. Для текущей оценки этого коэффициента синтезирован асимптотический наблюдатель, имеющий универсальную структуру. В примере синергетического синтеза следящей ЭМС на базе АД продемонстрирована эффективность предложенного метода для случая двухчастотного тестового входного сигнала с изменяемыми параметрами колебаний. Результаты компьютерного моделирования позволяют сделать вывод, что предложенный прикладной метод синтеза может служить теоретической основой для разработки эффективных следящих ЭМС в нелинейной постановке.

Глава 4 Прикладные методы синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления электромеханическими системами

В предшествующих главах сделан необходимый теоретический задел для решения основной научной проблемы данного исследования – проблемы синтеза алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС. В главе 2 получены энергетические инварианты ЭМС в виде математических условий минимизации потерь энергии в ЭД постоянного и переменного тока при варьировании заданной угловой скорости и изменении момента, приложенного к валу двигателя. В главе 3 рассмотрены общие вопросы синергетического синтеза алгоритмов векторного управления нелинейными ЭМС, представлена обобщенная процедура синтеза в виде последовательности этапов динамической декомпозиции исходной математической модели ЭМС, показано применение этой процедуры для синтеза алгоритмов управления, обеспечивающих выполнение типовых задач механического движения ИО ЭМС. Настоящая глава посвящена изложению прикладных методов синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС с различными типами ЭД [73, 80, 110, 112, 117, 121, 132, 133, 183–201].

При синтезе алгоритмов энергосберегающего управления возникает ряд особенностей, которые хотя и не вносят принципиальных изменений в ход самой процедуры, но должны быть оговорены отдельно. Первая особенность достаточно очевидна: хотя бы один из инвариантов системы должен быть энергетическим инвариантом. Кроме того, здесь не применим широко используемый в СТУ и описанный выше метод интегральной адаптации на ИМ, состоящий в использовании каскада интеграторов для компенсации действия внешнего возмущающего момента. Это связано с тем, что момент сопротивления нагрузки входит в структуру энергетических инвариантов, полученных в главе 2. Следовательно, любые последствия, связанные с его неопределенностью, должны быть не просто компенсированы, но и оценены. Только в этом случае получится не только исключить появление статической ошибки по скорости, но и скорректировать оптимальное значение управляемой электромагнитной переменной.

При изложении разработанных прикладных методов синтеза основной акцент будет сделан на энергетическом выигрыше, имеющем место при использовании алгоритмов энергосберегающего управления. В этой связи, вполне обоснованы следующие допущения.

1. Поскольку энергосберегающее управление ЭМС – это управление ЭД, то в этой главе используются модели ЭД. ПЭЭ считаются безынерционными элементами, а МП – абсолютно жестким механизмом.

2. Момент сопротивления нагрузки, прикладываемый к валу двигателя, считается известной функцией угловой скорости двигателя и в общем виде представляется как $M_c(\omega) = a_{m0} \text{sign } \omega + a_{m1} \omega + a_{m2} \text{sign } \omega \cdot \omega^2$. Эта функция включает в себя большинство возможных вариантов нагрузки: моменты сухого и вязкого трения, «вентиляторный» момент и др.

3. Технологической задачей, решаемой ЭМС, является задача стабилизации скорости в заданном значении $\omega = \omega^*$. Поэтому динамикой углового положения вала ЭД можно пренебречь.

4. Параметры электромагнитных цепей (активные сопротивления и индуктивности обмоток, взаимные индуктивности обмоток) считаются известными и не изменяются в ходе эксплуатации.

Следует заметить, что перечисленные допущения считаются общепринятыми при проектировании ЭМС с автоматическим управлением. Тем не менее, использование законов энергосберегающего управления не исключает возможности адаптации к действию внешних возмущений и флуктуации параметров математических моделей. Вопросам синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления будет посвящена глава 5.

4.1 Прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления электромеханических систем с двигателем постоянного тока

При принятых выше допущениях динамика ЭМС с ДПТ НВ с высокой степенью адекватности описывается следующей математической моделью:

$$\begin{aligned}\frac{d\omega}{dt} &= (a_1\Phi i_{\text{я}} - M_c)a_2; \\ \frac{di_{\text{я}}}{dt} &= (u_{\text{я}} - a_3i_{\text{я}} - a_1\omega\Phi)a_4; \\ \frac{d\Phi}{dt} &= (u_{\text{в}} - a_5\Phi)a_6.\end{aligned}\tag{4.1}$$

где $a_1 = c$, $a_2 = 1/J$, $a_3 = r_{\text{я}}$, $a_4 = 1/L_{\text{я}}$, $a_5 = k_{\Phi}r_{\text{в}}$, $a_6 = 1/(2pw_{\text{в}})$. Пояснения по параметрам двигателя приведены в главе 2.

Переменными состояниями модели (4.1) являются угловая скорость ротора ω , ток якоря $i_{\text{я}}$ и магнитный поток одного полюса Φ , а управляющими воздействиями – напряжения на обмотках якоря и возбуждения – $u_{\text{я}}$ и $u_{\text{в}}$.

Рассмотрим процедуру синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления. Задача синтеза состоит в определении функций $u_{\text{я}} = u_{\text{я}}(\omega, i_{\text{я}}, \Phi)$ и $u_{\text{в}} = u_{\text{в}}(\omega, i_{\text{я}}, \Phi)$, обеспечивающих стабилизацию угловой скорости двигателя и минимизацию потерь энергии.

В этом случае инвариантами замкнутой системы будут:

- технологический инвариант $\omega = \omega^*$;
- энергетический инвариант (2.32) или (2.38).

Ниже будут рассмотрены три варианта процедуры метода АКАР, приводящих к решению поставленной задачи синтеза алгоритма энергосберегающего управления и различающиеся способом формирования ИМ и типом используемого энергетического инварианта.

Вариант 1. Оптимизация магнитного потока. Пусть оптимизация энергетических процессов производится путем соответствующего управления магнитным состоянием ЭД, то есть в качестве энергетического инварианта будет использоваться выражение:

$$\Phi_{\text{опт}} = M_c^{0,5} \left(\frac{k_1}{k_2 + k_3 \omega^\beta} \right)^{0,25}.$$

Данный набор инвариантов определяет задание «внешних» ИМ в процедуре метода АКАР следующим образом:

$$\begin{aligned} \psi_1 &= i_{\text{я}} - \frac{a_2 M_c - b_1 (\omega - \omega^*)}{a_1 a_2} M_c^{-0,5} \lambda(\omega)^{-0,25} = 0; \\ \psi_2 &= \Phi - M_c^{0,5} \lambda(\omega)^{0,25} = 0, \end{aligned} \quad (4.2)$$

где $\lambda(\omega) = \frac{k_1}{k_2 + k_3 \omega^\beta}.$

Многообразие $\psi_2 = 0$ соответствует выполнению энергетического инварианта, что приводит к минимизации потерь энергии в ЭД. Второе многообразие выбирается исходя из необходимости выполнения технологического инварианта, а его структура определяется желанием свести уравнение декомпозированной системы к уравнению эталонной динамики.

Решая систему функциональных уравнений метода АКАР

$$\begin{aligned} T_1 \dot{\psi}_1 + \psi_1 &= 0; \\ T_2 \dot{\psi}_2 + \psi_2 &= 0 \end{aligned} \quad (4.3)$$

в силу математической модели (4.1), можно найти закон энергосберегающего управления:

$$\begin{aligned}
u_{\gamma} &= -\frac{M_c^{-0,5} \lambda^{-0,25}}{a_1 a_4} \left(b_1 + (a_2 M_c - b_1 \omega + b_1 \omega^*) \left(\frac{0,5}{M_c} \frac{\partial M_c}{\partial \omega} + \frac{0,25 k_3 \beta}{k_1} \omega^{\beta-1} \lambda^{0,5} \right) \right) \times \\
&\quad \times (a_1 i_{\gamma} \Phi - M_c) - \frac{1}{a_4 T_1} \left(i_{\gamma} - \frac{a_2 M_c - b_1 \omega + b_1 \omega^*}{a_1 a_2} M_c^{-0,5} \lambda^{-0,25} \right) + a_1 \Phi \omega + a_3 i_{\gamma}; \\
u_{\theta} &= a_5 \Phi + \frac{a_2}{a_6} \left(0,5 M_c^{-0,5} \lambda^{0,25} \frac{\partial M_c}{\partial \omega} - \frac{0,25 k_3 \beta}{k_1} \omega^{\beta-1} \lambda^{1,25} \right) (a_1 i_{\gamma} \Phi - M_c) - \\
&\quad - \frac{1}{a_6 T_2} (\Phi - M_c^{0,5} \lambda^{0,25}).
\end{aligned} \tag{4.4}$$

Этот закон управления при положительных T_1 и T_2 обеспечивает асимптотическое стягивание фазовых траекторий к пересечению ИМ $\psi_1 = 0$ и $\psi_2 = 0$. На этом пересечении согласно (4.2) будут выполнены условия

$$i_{\gamma} = \frac{a_2 M_c - b_1 \omega + b_1 \omega^*}{a_1 a_2} M_c^{-0,5} \lambda(\omega)^{-0,25} \text{ и } \Phi = M_c^{0,5} \lambda(\omega)^{0,25},$$

а динамика системы описывается дифференциальным уравнением $\frac{d\omega}{dt} = -b_1(\omega - \omega^*)$, которое при $b_1 > 0$ описывает асимптотически устойчивое движение относительно стационарного состояния $\omega = \omega^*$.

Синтезированный закон управления (4.4) содержит иррациональные элементы, которые в определенных режимах (например, при реверсе двигателя) приводят к комплексному или разрывному решению. Чтобы исключить такие случаи, достаточно и правомерно с физической точки зрения, в энергетическом инварианте использовать абсолютные значения момента сопротивления нагрузки и скорости. Кроме того, минимизация потерь энергии осуществляется в заданном технологическом режиме при $\omega = \omega^*$ и $M_c(\omega) = M_c(\omega^*) = M_c^*$. Поэтому в процедуре синергетического синтеза целесообразно использовать энергетический инвариант вида:

$$\Phi = |M_c^*|^{0,5} \left(\frac{k_1}{k_2 + k_3 |\omega^*|^{\beta}} \right)^{0,25}. \tag{4.5}$$

Данные поправки позволяют сделать закон управления (4.4) более универсальным и компактным. В этом случае ИМ формируются как

$$\begin{aligned}\psi_1 &= i_{\text{я}} - \frac{a_2 M_c - b_1(\omega - \omega^*)}{a_1 a_2 \lambda_1} = 0; \\ \psi_2 &= \Phi - \lambda_1 = 0,\end{aligned}\tag{4.6}$$

а синтезированный закон управления принимает следующий вид:

$$\begin{aligned}u_{\text{я}} &= \left(a_3 - \frac{1}{a_4 T_1}\right) i_{\text{я}} + a_1 \omega \Phi + \frac{1}{a_1 a_4 \lambda_1} \left(a_2 \frac{\partial M_c}{\partial \omega} - b_1\right) (a_1 \Phi i_{\text{я}} - M_c) + \\ &\quad + \frac{a_2 M_c - b_1(\omega - \omega^*)}{a_1 a_2 a_4 T_1 \lambda_1}; \\ u_{\text{в}} &= \left(a_5 - \frac{1}{a_6 T_2}\right) \Phi - \frac{\lambda_1}{a_6 T_2} = 0\end{aligned}\tag{4.7}$$

где $\lambda_1 = |M_c^*|^{0,5} \left(\frac{k_1}{k_2 + k_3 |\omega^*|^\beta} \right)^{0,25}$.

Эффективность полученного закона управления можно оценить путем компьютерного моделирования. Моделирование проводилось при параметрах и технических данных двигателя ПН-290 (см. таблицу 2.1). При этом считалось, что момент сопротивления нагрузки представляет собой момент вязкого трения: $M_c = a_m \omega$. На рисунке 4.1 представлен полученный в результате моделирования фазовый портрет, который демонстрирует асимптотическую устойчивость замкнутой системы относительно заданного состояния на пересечении ИМ (4.6).

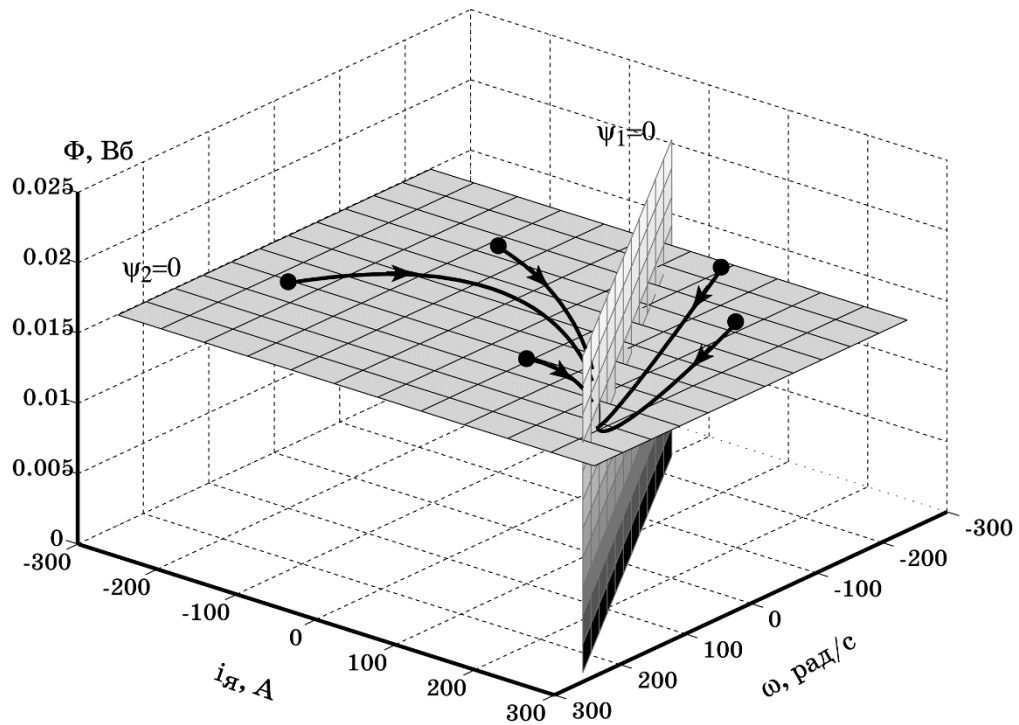


Рисунок 4.1 – Фазовый портрет замкнутой системы (4.1), (4.7)

На рисунках 4.2 – 4.5 представлены графики переходных процессов переменных двигателя, управляющих воздействий, полезной и потребляемой мощностей. Имитировался режим разгона двигателя в номинальный режим ($\omega = \omega_{\text{ном}}$, $M_c = M_{\text{ном}}$) и дальнейшее скачкообразное изменение нагрузки. При изменении момента сопротивления нагрузки выдерживалась последовательность: $0,75M_{\text{ном}}$, $0,25M_{\text{ном}}$, $0,5M_{\text{ном}}$.

Переходные процессы на рисунках 4.6 – 4.9 демонстрируют работоспособность алгоритма управления при изменении скоростного режима. При моделировании была имитирована следующая последовательность в изменении заданного значения скорости: пуск и разгон до номинальной скорости; рекуперативное торможение до скорости $0,5\omega_{\text{ном}}$; реверс двигателя; останов двигателя.

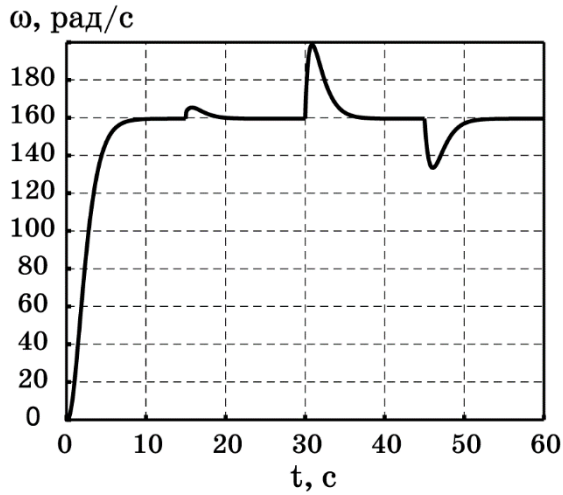


Рисунок 4.2 – Угловая скорость

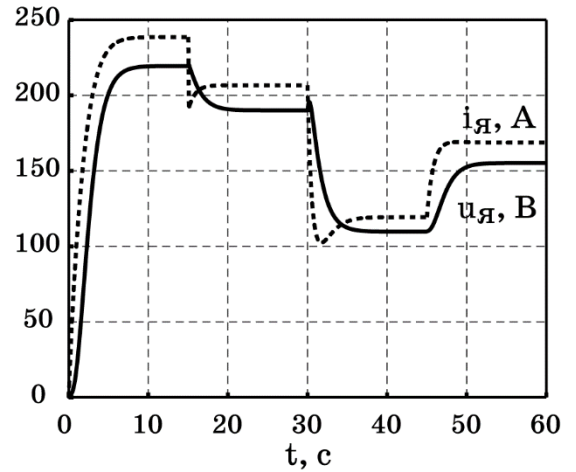


Рисунок 4.3 – Ток и напряжение якоря

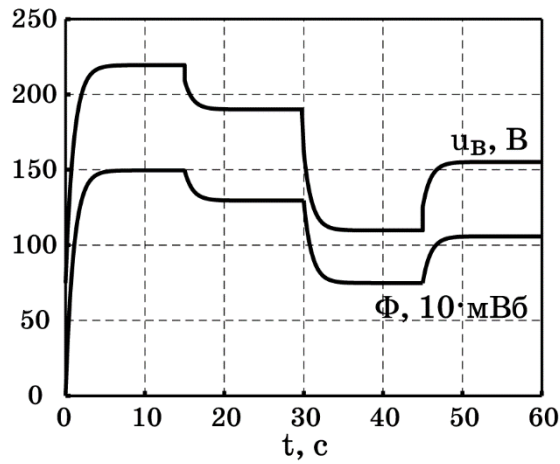


Рисунок 4.4 – Напряжение возбуждения и магнитный поток

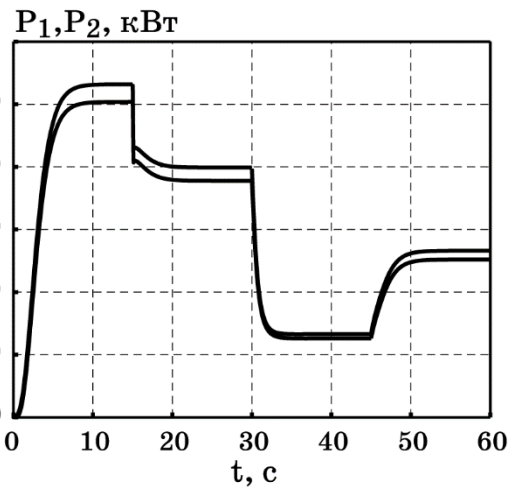


Рисунок 4.5 – Потребляемая и полезная мощности

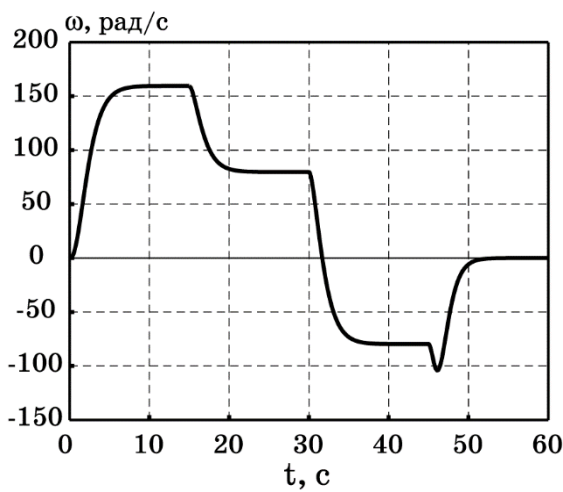


Рисунок 4.6 – Угловая скорость

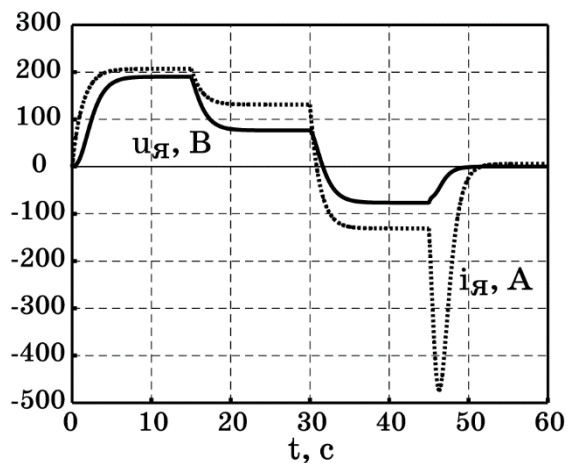


Рисунок 4.7 – Ток и напряжение якоря

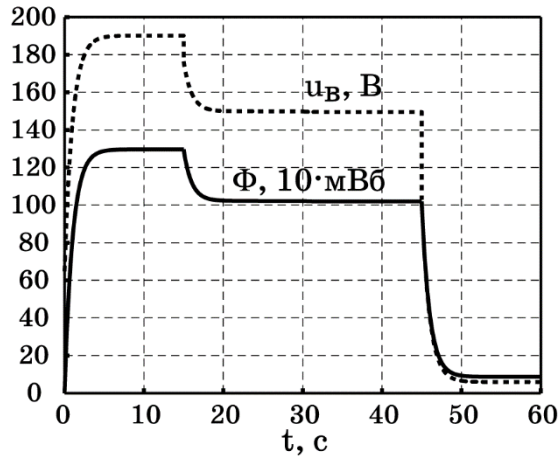


Рисунок 4.8 – Напряжение возбуждения и магнитный поток

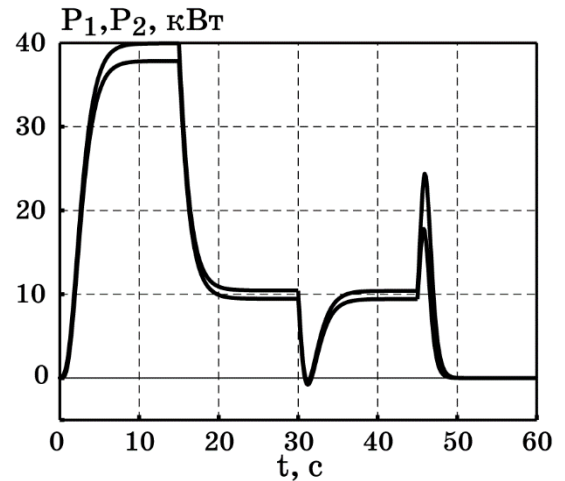


Рисунок 4.9 – Потребляемая и полезная мощности

Вариант 2. Оптимизация тока якоря. В качестве энергетического инварианта в процедуре синергетического синтеза можно также использовать выражение, соответствующее оптимальному в смысле минимума потерь энергии значению тока якоря:

$$i_{\text{яопт}} = \frac{M_c^{0,5}}{c} \left(\frac{k_1}{k_2 + k_3 \omega^\beta} \right)^{-0,25}$$

Учитывая соображения компактности и непрерывности закона управления и решаемую технологическую задачу стабилизации скорости в заданном значении ω^* , целесообразно формировать параллельную совокупность ИМ в виде:

$$\begin{aligned} \psi_1 &= i_{\text{я}} - \frac{\lambda_3}{a_1} = 0; \\ \psi_2 &= \Phi - \frac{1}{a_2 \lambda_3} (a_2 M_c - b_1 (\omega - \omega^*)) = 0, \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$\text{где } \lambda_3 = \left| M_c^* \right|^{0,5} \left(\frac{k_1}{k_2 + k_3 |\omega^*|^\beta} \right)^{-0,25}.$$

Решение системы функциональных уравнений вида (4.3) дает закон энергосберегающего управления ДПТ НВ:

$$\begin{aligned}
 u_{\gamma} &= \left(a_3 - \frac{1}{a_4 T_1} \right) i_{\gamma} + a_1 \omega \Phi + \frac{\lambda_3}{a_1 a_4 T_1}; \\
 u_{\epsilon} &= \left(a_5 - \frac{1}{a_6 T_2} \right) \Phi + \frac{1}{a_6 \lambda_3} \left(a_2 \frac{\partial M_c}{\partial \omega} - b_1 \right) (a_1 \Phi i_{\gamma} - M_c) + \\
 &\quad + \frac{1}{a_2 a_6 T_2 \lambda_3} (a_2 M_c - b_1 (\omega - \omega^*)),
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Легко показать, что данный закон управления обеспечивает стягивание траекторий замкнутой системы на пересечение ИМ, а динамика системы на этом пересечении описывается уравнением эталонной динамики.

Представленный на рисунке 4.10 фазовый портрет замкнутой системы (4.1), (4.9) демонстрирует асимптотическую устойчивость траекторий относительно заданного стационарного состояния на пересечении ИМ.

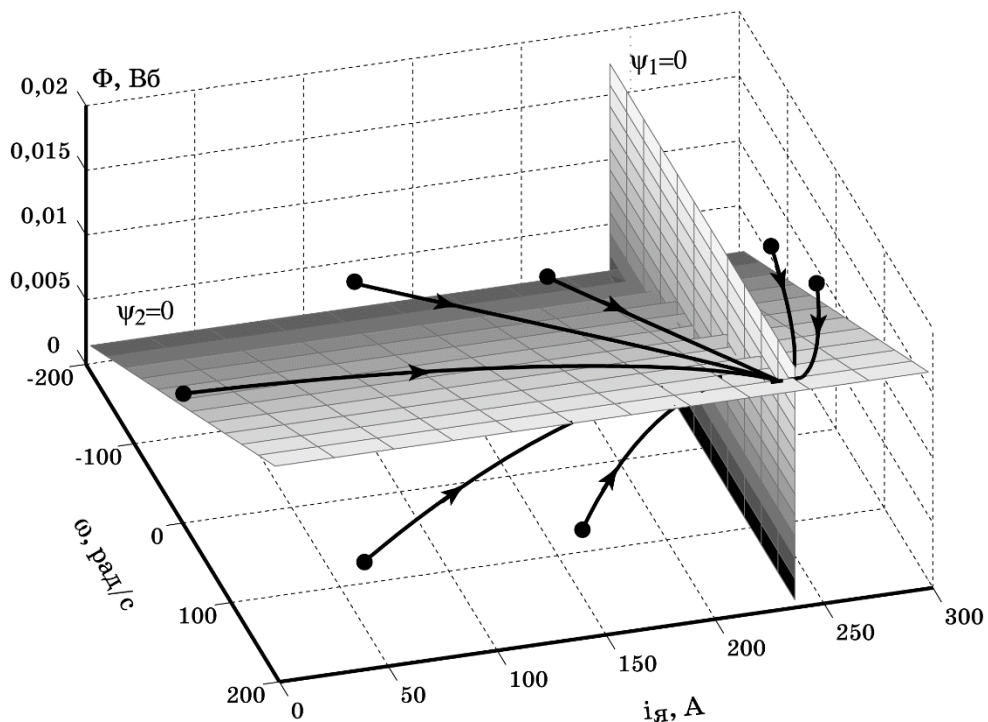


Рисунок 4.10 – Фазовый портрет замкнутой системы (4.1), (4.9)

На рисунках 4.11 – 4.14 представлены полученные в результате компьютерного моделирования переходные процессы в двигателе ПН-290 при изменении

скоростного и нагрузочного режимов работы. При моделировании имитировалась следующая технологическая последовательность:

1. разгон двигателя в режим номинальной скорости и нагрузки;
2. резкий сброс нагрузки до $M_c = 0,1M_{\text{ном}}$;
3. реверс $\omega = -\omega_{\text{ном}}$;
4. резкое увеличение нагрузки до $M_c = M_{\text{ном}}$;
5. останов двигателя.

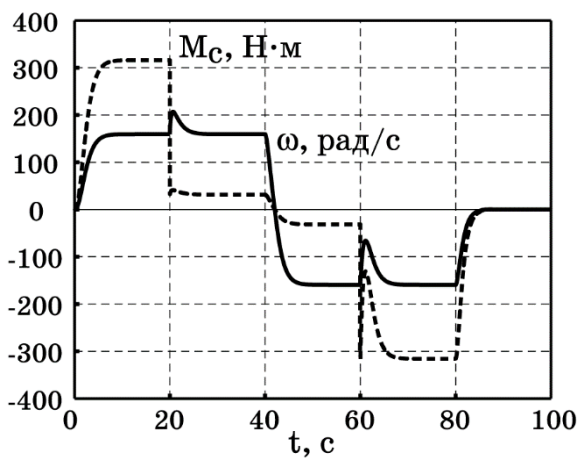


Рисунок 4.11 – Угловая скорость и момент сопротивления нагрузки

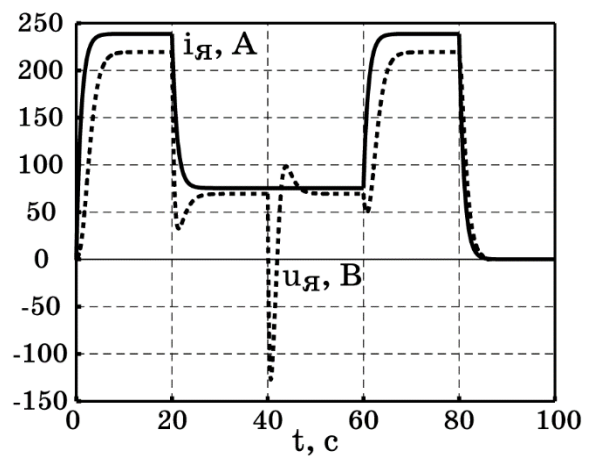


Рисунок 4.12 – Ток и напряжение якоря

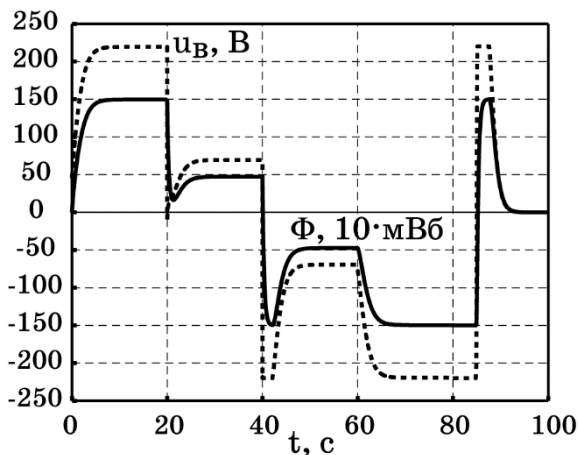


Рисунок 4.13 – Напряжение возбуждения и магнитный поток

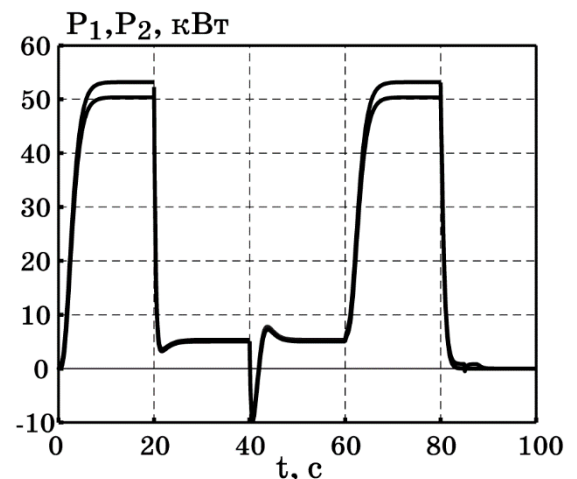


Рисунок 4.14 – Потребляемая и полезная мощности

Результаты моделирования свидетельствуют об асимптотической устойчивости замкнутой системы и работоспособности синтезированного алгоритма управления в широком диапазоне нагрузки и заданной скорости.

Вариант 3. Векторная оптимизация. В двух первых вариантах синергетического синтеза алгоритма энергосберегающего управления ДПТ НВ каждое из вводимых ИМ соответствовало одному из инвариантов системы – энергетическому или технологическому. В первом случае многообразии $\psi_1 = 0$ формировалось исходя из требований технологической задачи $\omega = \omega^*$, а многообразие $\psi_2 = 0$ совпадало с выбранным энергетическим инвариантом. Во втором случае наоборот. Таким образом, каждый из независимых каналов управления u_α и u_β отвечал за выполнение своей задачи – либо стабилизации скорости, либо минимизации потерь энергии. Указанные особенности процедуры синтеза отражают свойства ДПТ НВ как объекта управления, а именно автономность электрического питания цепей якоря и возбуждения. Однако еще одно характерное свойство этого объекта – устойчивость механического движения ротора при реактивном характере момента сопротивления нагрузки и ограниченном уровне управляющих напряжений, позволяет предложить третий вариант синергетического синтеза, вытекающий из следующих рассуждений.

Если в структуре энергетических инвариантов (2.32) и (2.38) использовать вместо скорости ее заданное значение, а момент сопротивления является известной функцией скорости, то в стационарном режиме ток якоря и магнитный поток будут принимать значение, соответствующее заданному технологическому режиму и оптимальное в смысле потерь энергии. В свою очередь, ток якоря и магнитный поток являются мультипликативными составляющими в выражении для электромагнитного момента, а, следовательно, и формируют его значение, необходимое для осуществления заданного механического движения ротора. Таким образом, конструктивные особенности ДПТ НВ, структура его математической модели и сделанные предпосылки дают возможность осуществить одновременную оптимизацию и тока якоря, и магнитного потока (векторную оптимизацию).

В процедуре синтеза используются оба энергетических инварианта, а технологический инвариант входит в их структуру латентным образом в виде заданного значения скорости. Тогда по каждому из каналов управления реализуется как задача энергосбережения, так и технологическая задача. Здесь, в отличие от рассмотренных выше вариантов, оба канала действуют согласованным образом.

ИМ в этом случае задаются следующим образом:

$$\begin{aligned}\psi_1 &= i_{\text{я}} - \frac{\text{sign } \omega^* |M_c^*|^{0,5} \lambda^{-0,25}}{a_1} = 0; \\ \psi_2 &= \Phi - |M_c^*|^{0,5} \lambda^{0,25} = 0,\end{aligned}\tag{4.10}$$

где $\lambda = \frac{k_1}{k_2 + k_3 |\omega^*|^\beta}$, а множитель $\text{sign } \omega^*$ вводится в первое ИМ для возможности

изменения направления вращения двигателя. В этом случае реверс осуществляется путем изменения полярности напряжения якоря. Если бы этот множитель присутствовал во втором многообразии, данный режим обеспечивался бы за счет изменения направления потока основных полюсов.

Решая основные функциональные уравнения (4.3) в силу модели (4.1), можно найти соответствующий закон управления:

$$\begin{aligned}u_{\text{я}} &= \left(a_3 - \frac{1}{a_4 T_1} \right) i_{\text{я}} + a_1 \omega \Phi + \frac{1}{a_1 a_4 T_1} \text{sign } \omega^* |M_c^*|^{0,5} \lambda^{-0,25}; \\ u_{\text{в}} &= \left(a_5 - \frac{1}{a_6 T_2} \right) \Phi + \frac{1}{a_6 T_2} |M_c^*|^{0,5} \lambda^{0,25}.\end{aligned}\tag{4.11}$$

Динамика декомпозированной системы на пересечении инвариантных многообразий соответствует динамике вращательного движения ротора двигателя и описывается дифференциальным уравнением

$$J \frac{d\omega}{dt} = \text{sign } \omega^* |M_c^*| - M_c.\tag{4.12}$$

Так как момент сопротивления нагрузки считается функцией угловой скорости и входит в уравнение со знаком минус, будет иметь место асимптотическая

устойчивость относительно состояния $\text{sign } \omega^* |M_c^*| = M_c$. Например, при $M_c = a_{m0} + a_{m1}\omega + a_{m2}|\omega|\omega$, $a_{m0}, a_{m1}, a_{m2} \geq 0$, угловая скорость будет стремиться к заданному значению: $\omega \rightarrow \omega^*$.

На рисунке 4.15 приведен полученный в ходе компьютерного моделирования фазовый портрет замкнутой системы, который подтверждает изложенные теоретические выводы.

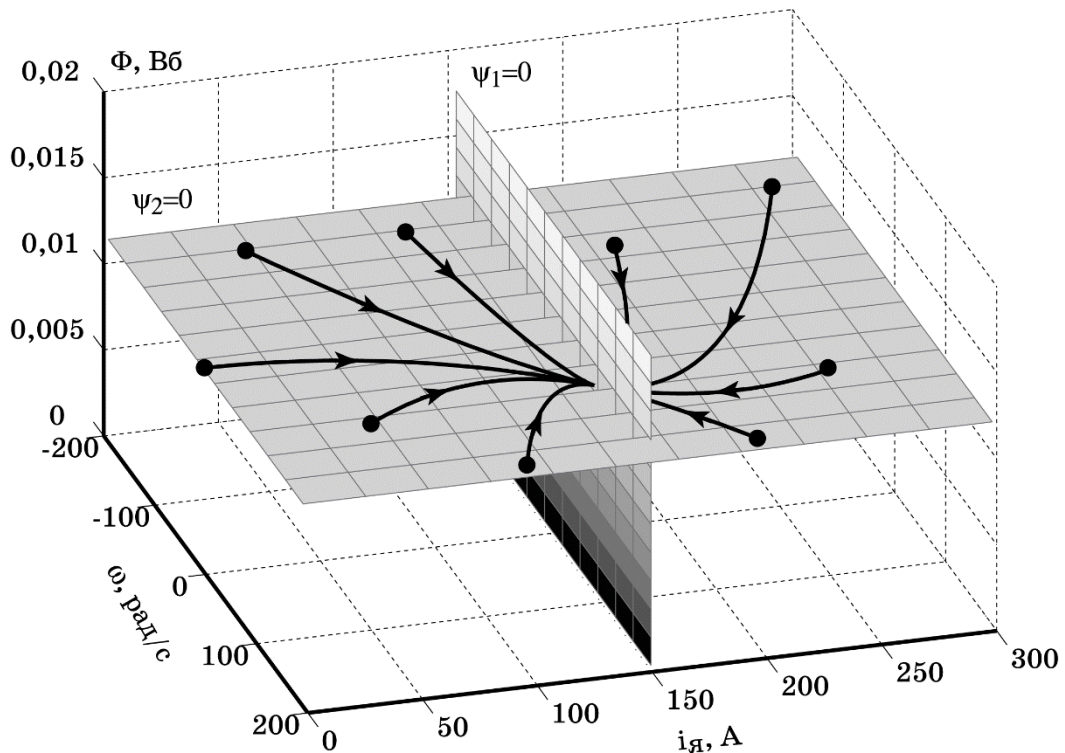


Рисунок 4.15 – Фазовый портрет замкнутой системы (4.1), (4.11)

На рисунках 4.16 – 4.19 представлены полученные в результате компьютерного моделирования переходные процессы в двигателе при изменении скоростного и нагрузочного режимов согласно следующей последовательности:

1. разгон двигателя в режим номинальных значений скорости и нагрузки;
2. реверс при номинальной нагрузке;
3. сброс нагрузки до значения $M_c = 0,25M_{\text{НОМ}}$;
4. обратный реверс и набор скорости $\omega = 0,5\omega_{\text{НОМ}}$;
5. выход в режим номинальной скорости и нагрузки

б. останов двигателя.

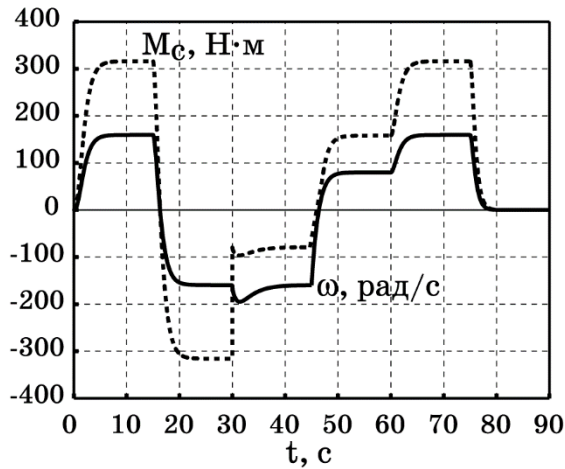


Рисунок 4.16 – Угловая скорость и момент сопротивления нагрузки

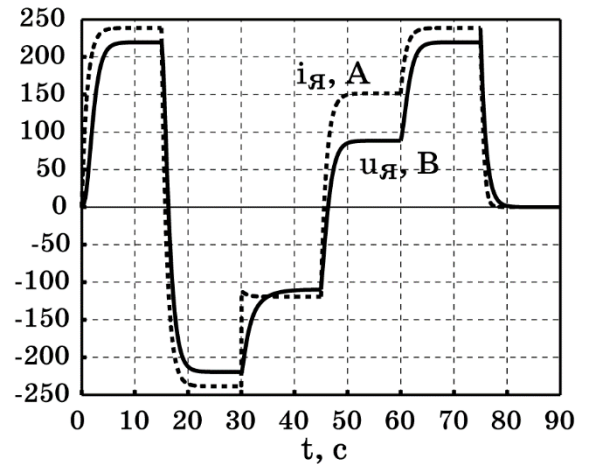


Рисунок 4.17 – Ток и напряжение якоря

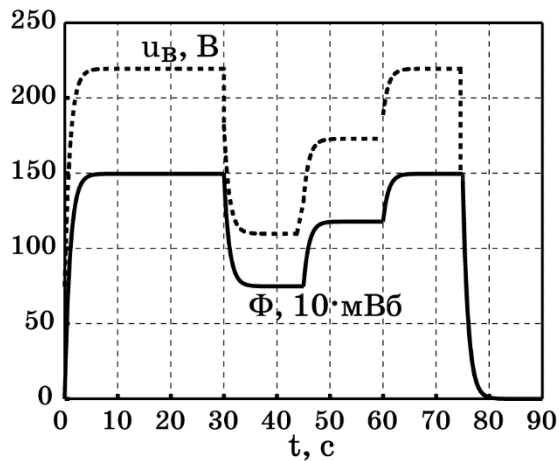


Рисунок 4.18 – Напряжение возбуждения и магнитный поток

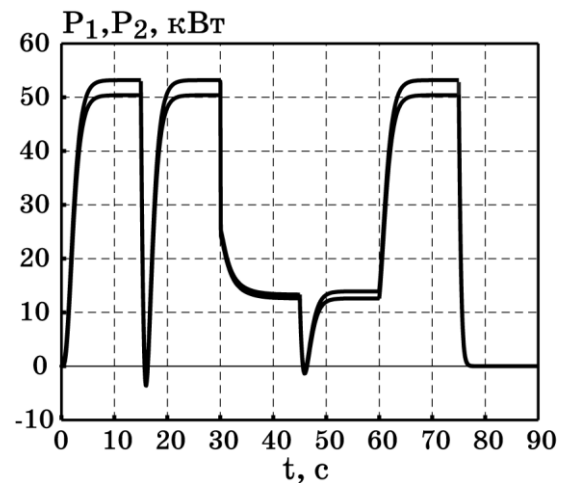


Рисунок 4.19 – Потребляемая и полезная мощности

Итак, выше были рассмотрены три варианта синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС с ДПТ и получены три закона векторного управления (4.7), (4.9) и (4.11), обеспечивающих выполнение поставленной задачи стабилизации угловой при минимуме энергетических потерь. Разумеется, при имеющемся разнообразии, возникает вопрос выбора.

Закон управления (4.11), соответствующий векторной оптимизации, наиболее компактен, а замкнутая система обладает естественными динамическими свойствами. Последнее, очевидно, связано с тем, что динамика декомпозированной

системы (4.12) является свободной и определяется инерционными свойствами двигателя. С другой стороны, это не позволяет форсировать переходные процессы на ИМ и может противоречить требованиям к времени регулирования. При одноканальной оптимизации с помощью законов управления (4.7), (4.9) динамика декомпозированной системы соответствует уравнению эталонной системы, и имеется возможность управлять скоростью движения ИТ на ИМ с помощью параметра β .

Анализ энергетической эффективности. Энергетические показатели управляемой ЭМС и, следовательно, энергосберегающий эффект при использовании синтезированных в этом разделе алгоритмов управления можно оценить в ходе компьютерного моделирования, варьируя внешний момент сил и заданную угловую скорость, тем самым имитируя изменение технологического режима. В качестве критерия энергетической эффективности использовался КПД как отношение полезной и потребляемой мощности. Необходимо отметить, что все три алгоритма управления идентичны с точки зрения энергосбережения, то есть замкнутые системы с алгоритмами управления (4.7), (4.9), (4.11) демонстрируют идентичные энергетические свойства.

На рисунках 4.20 и 4.21 представлены сравнительные диаграммы КПД ДПТ при энергосберегающем управлении с оптимальным потоком (закон (4.7)) и при традиционном способе управления с номинальным потоком. В первом случае варьировалось значение момента сопротивления нагрузки при номинальной скорости, а во втором – изменялось установившееся значение скорости, момент оставался номинальным. Светлые колонки соответствуют энергосберегающему управлению, а черные – традиционному.

Результаты вычислительного эксперимента в полной мере подтверждают аналитические выкладки, сделанные в главе 2, и на их основании можно сделать следующие выводы.

В условиях вариации внешнего момента КПД двигателя при энергосберегающем управлении постоянен и максимален. При традиционном способе управления КПД зависит от значения момента сопротивления нагрузки и достигает

максимума при $M_c \approx 0,75M_{\text{НОМ}}$. Последнее подтверждает известный из теории электрических машин факт о том, что максимальный КПД двигателя достигается при таком моменте на валу двигателя, когда равны постоянные и переменные потери. При энергосберегающем управлении указанное равенство выдерживается при любом допустимом значении M_c .

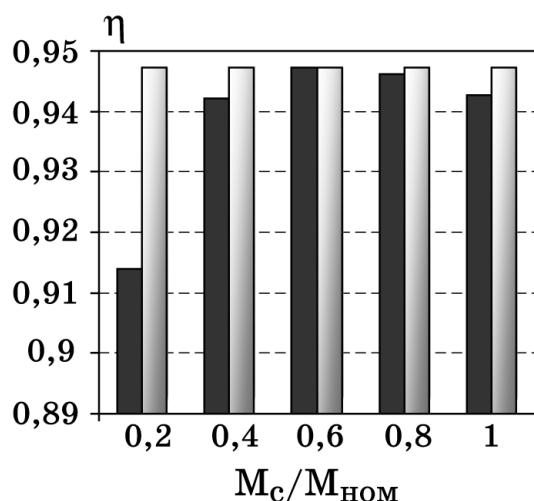


Рисунок 4.20 – Сравнительная диаграмма КПД ДПТ при различных способах управления
($\omega = \omega_{\text{НОМ}}, M_c = \text{var}$)

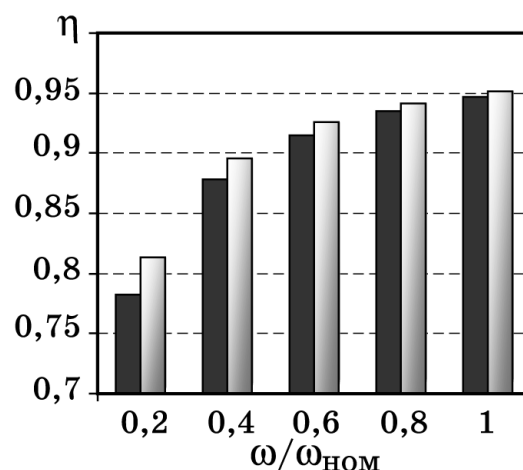


Рисунок 4.21 – Сравнительная диаграмма КПД ДПТ при различных способах управления
($M_c = M_{\text{НОМ}}, \omega = \text{var}$)

Таким образом, можно сделать вывод, что *энергосберегающее управление позволяет поддерживать постоянный максимальный КПД двигателя во всем допустимом диапазоне нагрузки*. Следовательно, при таком управлении существует возможность экономии энергии в ДПТ, режимы работы которых предполагают существенное изменение скоростных и моментных характеристик приводимого технологического оборудования.

4.2. Прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления электромеханическими системами с асинхронным двигателем

При синтезе алгоритмов энергосберегающего управления для систем ПОУ АД используется известная математическая модель двигателя в координатной системе (x, y) , вращающейся синхронно с магнитным полем и ориентированной по вектору потокоцепления обмотки ротора:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\omega}{dt} &= a_1 \psi_r i_{1y} - a_2 M_c; \\
 \frac{d\psi_r}{dt} &= a_3 i_{1x} - a_4 \psi_r; \\
 \frac{di_{1x}}{dt} &= -a_5 i_{1x} + a_4 a_6 \psi_r + a_7 \omega i_{1y} + a_3 \frac{i_{1y}^2}{\psi_r} + b_1 u_{1x}; \\
 \frac{di_{1y}}{dt} &= -a_5 i_{1y} - a_6 a_7 \omega \psi_r - a_7 \omega i_{1x} - a_3 \frac{i_{1x} i_{1y}}{\psi_r} + b_1 u_{1y}.
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

Здесь и далее: u_{1x} , u_{1y} и i_{1x} , i_{1y} – проекции напряжения и тока статора на оси системы координат; ψ_r – модуль вектора потокоцепления ротора, ω – угловая скорость ротора, M_c – момент сопротивления нагрузки на валу двигателя. Коэффициенты модели связаны с параметрами АД, описанными в главе 2, следующим образом:

$$\begin{aligned}
 a_1 &= \frac{3pL_{12}}{2JL_2}, \quad a_2 = \frac{1}{J}, \quad a_3 = \frac{r_2 L_{12}}{L_2}, \quad a_4 = \frac{r_2}{L_2}, \quad a_5 = \frac{r_2 L_{12}^2 + r_1 L_2^2}{L_2(L_1 L_2 - L_{12}^2)}, \\
 a_6 &= \frac{L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2}, \quad a_7 = p, \quad b_1 = \frac{L_2}{L_1 L_2 - L_{12}^2}.
 \end{aligned}$$

Задача синтеза алгоритма управления для систем ПОУ формулируется как задача нахождения функций, определяющих математическую связь между текущими значениями переменных состояния и текущими значениями управляющих воздействий, то есть функций $u_{1x} = u_{1x}(\omega, i_{1x}, i_{1y}, \psi_r)$ и $u_{1y} = u_{1y}(\omega, i_{1x}, i_{1y}, \psi_r)$. Эти функции фактически определяют структуру алгоритма векторного управления как

совокупность обратных связей, обеспечивающих выполнение задач управления АД.

Структура математической модели АД определяет общую стратегию синергетического синтеза алгоритма векторного управления. Управляющие воздействия u_{1x} и u_{1y} входят в правые части третьего и четвертого уравнений (4.13), описывающих динамику проекций тока статора i_{1x} и i_{1y} . Таким образом, эти переменные, согласно приведенным в главе 3 определениям, являются для модели (4.13) управляющими переменными.

В этой связи, ИМ целесообразно задавать в общем виде:

$$\begin{aligned} \psi_1 &= i_{1x} - \varphi_1 = 0, \\ \psi_2 &= i_{1y} - \varphi_2 = 0, \end{aligned} \quad (4.14)$$

где φ_1 и φ_2 – пока неизвестные функции, которые аналогичны желаемым значениям проекций тока статора в традиционных системах ПОУ АД i_{1x}^* и i_{1y}^* .

На пересечении ИМ, когда $i_{1x} = \varphi_1$ и $i_{1y} = \varphi_2$, динамика объекта описывается уравнениями декомпозированной системы:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= a_1\psi_r\varphi_2 - a_2M_c; \\ \frac{d\psi_r}{dt} &= a_3\varphi_1 - a_4\psi_r. \end{aligned} \quad (4.15)$$

В модели (4.15) функции φ_1 и φ_2 можно рассматривать как «внутренние» управления и продолжить процедуру синтеза, задав «внутренние» ИМ, определяющие желаемый стационарный режим скорости и потокосцепления ротора. Если ставится задача стабилизации этих переменных в некотором значении, то эти ИМ имеют простой и очевидный вид:

$$\begin{aligned} \psi_3 &= \omega - \omega^* = 0, \\ \psi_4 &= \psi_r - \psi_r^* = 0. \end{aligned} \quad (4.16)$$

Пересечением многообразий $\psi_3 = 0$ и $\psi_4 = 0$ является точка в пространстве состояний замкнутой системы, соответствующая желаемому стационарному режиму.

Функции φ_1 и φ_2 находятся из решения системы функциональных уравнений метода АКАР $T_i \dot{\psi}_i + \psi_i = 0, i = 3, 4$ в силу модели (4.15):

$$\begin{aligned}\varphi_1 &= \left(a_4 \psi_r - \frac{1}{T_4} (\psi_r - \psi_r^*) \right) \frac{1}{a_3}, \\ \varphi_2 &= \left(a_2 M_c - \frac{1}{T_3} (\omega - \omega^*) \right) \frac{1}{a_1 \psi_r}.\end{aligned}\tag{4.17}$$

Математическая форма ИМ $\psi_1 = 0$ и $\psi_2 = 0$ приобретает конкретный вид, определяемый инвариантами системы и структурой дифференциальных уравнений математической модели АД:

$$\begin{aligned}\psi_1 &= i_{1x} - \left(a_4 \psi_r - \frac{1}{T_4} (\psi_r - \psi_r^*) \right) \frac{1}{a_3} = 0, \\ \psi_2 &= i_{1y} - \left(a_2 M_c - \frac{1}{T_3} (\omega - \omega^*) \right) \frac{1}{a_1 \psi_r} = 0,\end{aligned}$$

а искомый закон управления ищется из решения системы уравнений $T_i \dot{\psi}_i + \psi_i = 0, i = 1, 2$ в силу модели (4.13).

Следует заметить, что в данном случае процедура синергетического синтеза имеет каскадный характер (два этапа декомпозиции). Прослеживается определенная аналогия с традиционной схемой ПОУ АД типа «Transvector» (рисунок 1.4). Два канала управления, в каждом канале два контура, один из которых является подчиненным другому: структура $\psi_1 = 0$ определена заданием $\psi_4 = 0$ (потокобразующий канал), структура $\psi_2 = 0$ определена заданием $\psi_3 = 0$ (моментообразующий канал). «Внутренние» управления можно рассматривать как уставки для подчиненных контуров: $\varphi_1 = i_{1x}^*$, $\varphi_2 = i_{1y}^*$. Но в отличие от традиционной схемы, каналы управления связаны, их нелинейное взаимодействие отражено в алгоритме векторного управления.

Процедура синергетического синтеза может быть проведена в один этап, с заданием структуры «внешних» ИМ $\psi_1 = 0$ и $\psi_2 = 0$ сразу, если использовать уравнения эталонной динамики на пересечении ИМ. Так, если ИМ задавать как

$$\begin{aligned}\psi_1 &= a_3 i_{1x} - a_4 \psi_r - \beta_1 (\psi_r - \psi_r^*) = 0, \\ \psi_2 &= a_1 \psi_r i_{1y} - a_2 M_c - \beta_2 (\omega - \omega^*) = 0,\end{aligned}\quad (4.18)$$

то на их пересечении получим модель декомпозированной системы:

$$\begin{aligned}\frac{d\omega}{dt} &= \beta_2 (\omega - \omega^*), \\ \frac{d\psi_r}{dt} &= \beta_1 (\psi_r - \psi_r^*).\end{aligned}$$

Очевидно, что при $\beta_1, \beta_2 < 0$ будет обеспечена асимптотическая устойчивость относительно состояния $\omega = \omega^*$, $\psi_r = \psi_r^*$.

Закон векторного управления ищется из решения $T_i \dot{\psi}_i + \psi_i = 0, i = 1, 2$ в силу модели (4.13) и имеет следующий вид:

$$\begin{aligned}u_{1x} &= \frac{1}{b_1} \left(\begin{aligned} &(a_5 + a_4 + \beta_1 - \frac{1}{T_1})i_{1x} - a_4 a_6 \psi_r - a_7 \omega i_{1y} \\ &- a_3 \frac{i_{1y}^2}{\psi_r} - \frac{a_4}{a_3} (a_4 + \beta_1 + \frac{1}{T_1}) \psi_r + \frac{\beta_1 (\psi_r - \psi_r^*)}{a_3 T_1} \end{aligned} \right), \\ u_{1y} &= \frac{1}{b_1} \left(\begin{aligned} &(a_5 + a_4 - \frac{a_1}{T_2} + a_2 \beta_2 + a_2 \frac{\partial M_c}{\partial \omega}) i_{1y} + a_6 a_7 \omega \psi_r + a_7 \omega i_{1x} + \\ &\frac{(a_1 a_2 - T_2 a_2^2 \beta_2 - T_2 a_2^2 \frac{\partial M_c}{\partial \omega}) M_c + \beta_2 (\omega - \omega^*)}{a_1 \psi_r T_2} \end{aligned} \right).\end{aligned}\quad (4.19)$$

Используем изложенные особенности процедуры синергетического синтеза алгоритмов векторного управления для нахождения законов энергосберегающего управления АД. В главе 2 получены энергетические инварианты АД (2.44), (2.48), (2.49) как выражения для определения оптимального значения одной из электромагнитных переменных модели (4.13). В зависимости от выбора энергетических

инвариантов возможны несколько вариантов проведения процедуры и различные структуры алгоритмов энергосберегающего управления.

Вариант 1. Оптимизация потокосцепления ротора (продольной составляющей тока статора). Закон энергосберегающего управления с оптимизацией потокосцепления ротора получается из закона (4.19) заменой заданного значения ψ_r^* на его оптимальное значение, вычисляемое согласно энергетическому инварианту (2.44), (2.45):

$$\psi_r^* = \psi_{r\text{опт}} = |M_c^*|^{0,5} \left(\frac{k_4}{k_5 + k_6 |\omega^*|^\beta} \right)^{0,25}. \quad (4.20)$$

Оптимизация потокосцепления ротора приводит к оптимизации продольной составляющей тока статора i_{1x} . Соответствующий инвариант получается из (2.44) умножением на коэффициент:

$$i_{1x\text{опт}} = \frac{a_4}{a_3} |M_c^*|^{0,5} \left(\frac{k_4}{k_5 + k_6 |\omega^*|^\beta} \right)^{0,25}. \quad (4.21)$$

В случае оптимизации продольной составляющей тока статора ИМ задаются следующим образом:

$$\begin{aligned} \psi_1 &= i_{1x} - i_{1x\text{опт}} = 0, \\ \psi_2 &= a_1 \psi_r i_{1y} - a_2 M_c - \beta_2 (\omega - \omega^*) = 0, \end{aligned} \quad (4.22)$$

где $i_{1x\text{опт}}$ вычисляется согласно (4.21).

Тогда на пересечении ИМ (4.22) динамика декомпозированной системы описывается уравнениями:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \beta_2 (\omega - \omega^*), \\ \frac{d\psi_r}{dt} &= a_4 \psi_{r\text{опт}} - a_4 \psi_r. \end{aligned} \quad (4.23)$$

Анализируя (4.23), можно сделать вывод, что потокосцепление ротора стремится к своему оптимальному значению, определяемому выражением (4.20), а скорость к заданному значению ω^* .

Полученный алгоритм управления имеет более простую структуру, чем алгоритм (4.19):

$$\begin{aligned}
 u_{1x} &= \frac{1}{b_1} \left(a_5 i_{1x} - a_4 a_6 \psi_r - a_7 \omega i_{1y} - a_3 \frac{i_{1y}^2}{\psi_r} - \frac{1}{T_1} (i_{1x} - i_{1x\text{опт}}) \right), \\
 u_{1y} &= \frac{1}{b_1} \left(\begin{aligned} & \left(a_5 + a_4 - \frac{a_1}{T_2} + a_2 \beta_2 + a_2 \frac{\partial M_c}{\partial \omega} \right) i_{1y} + a_6 a_7 \omega \psi_r + a_7 \omega i_{1x} + \\ & \frac{(a_1 a_2 - T_2 a_2^2 \beta_2 - T_2 a_2^2 \frac{\partial M_c}{\partial \omega}) M_c + \beta_2 (\omega - \omega^*)}{a_1 \psi_r T_2} \end{aligned} \right). \quad (4.24)
 \end{aligned}$$

С другой стороны, динамика потокосцепления ротора на пересечении ИМ (4.22) становится неуправляемой, поскольку из второго уравнения (4.22) следует, что скорость схождения потокосцепления ротора к своему оптимальному значению зависит только от параметра $a_4 = \frac{r_2}{L_2}$, а, следовательно, определяется только инерционностью цепи обмотки ротора.

На рисунках 4.22 – 4.27 представлены результаты компьютерного моделирования замкнутой системы с алгоритмом энергосберегающего управления (4.24). Использовались параметры АД типа 4А200L4, представленные в таблице 2.2, параметры алгоритма управления задавались следующим образом: $T_1 = T_2 = 0,05$, $\beta_1 = \beta_2 = -2$. Моделировалась следующая технологическая последовательность:

1. пуск двигателя в номинальную скорость с моментом нагрузки $M_c = 0,5M_{\text{ном}}$;
2. Увеличение момента нагрузки до номинального значения $M_c = M_{\text{ном}}$;
3. Реверс двигателя с номинальными значениями скорости и момента нагрузки.

4. Реверс двигателя с моментом нагрузки $M_c = 0,1M_{\text{ном}}$ и разгон до скорости $\omega = 0,5\omega_{\text{ном}}$.

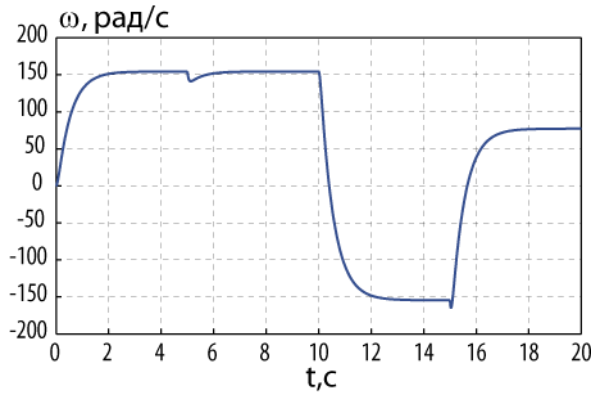


Рисунок 4.22 – Угловая скорость

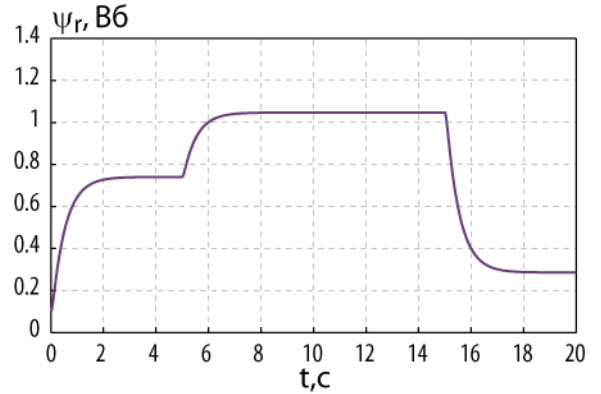


Рисунок 4.23 – Потокосцепление ротора

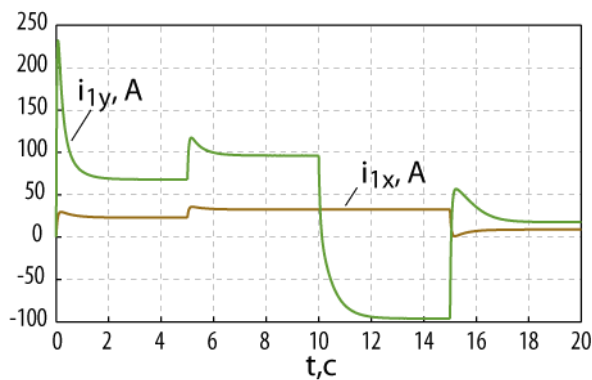


Рис. 4.24 – Проекция тока статора

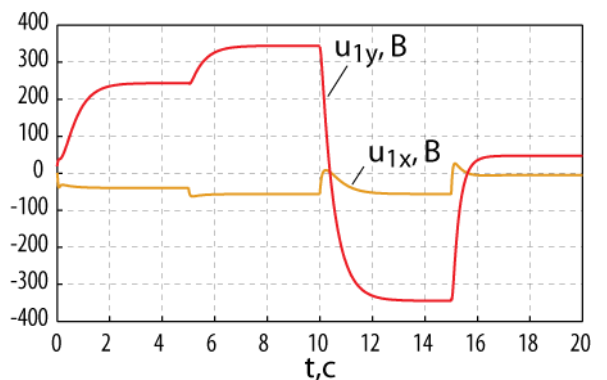


Рис. 4.25 – Проекция напряжения статора

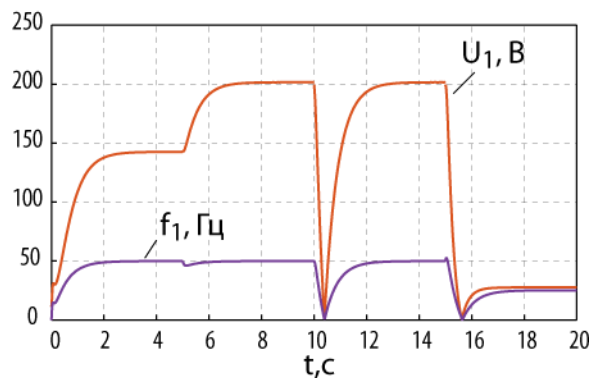


Рисунок 4.26 – Действующее значение напряжения статора и его частота

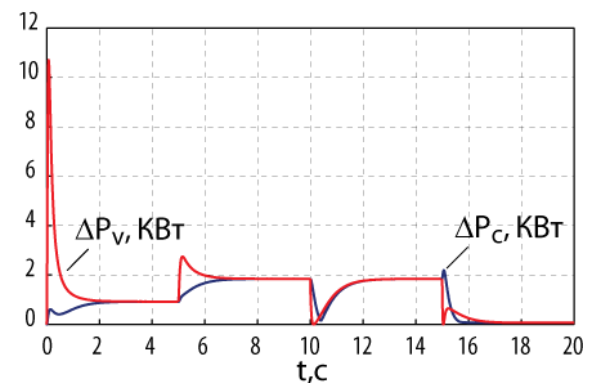


Рисунок 4.27 – Постоянные и переменные потери

Из графиков видно, что синтезированный алгоритм управления обеспечивает асимптотическую устойчивость замкнутой системы относительно заданного

режима работы АД, оптимальное значение потокосцепление ротора изменяется согласно энергетическому инварианту и его значение зависит от заданной скорости и текущего момента нагрузки. Кроме этого, рисунок 4.27 подтверждает известный из теории электропривода факт [1, 4, 5], что при энергосберегающем управлении обеспечивается равенство постоянных и переменных потерь энергии в двигателе.

На рисунках 4.28 и 4.29 представлены фазовые портреты замкнутой системы в проекциях на трехмерные пространства состояний. На них отчетливо видно стягивание фазовых траекторий к ИМ и движение по ним в заданное стационарное состояние.

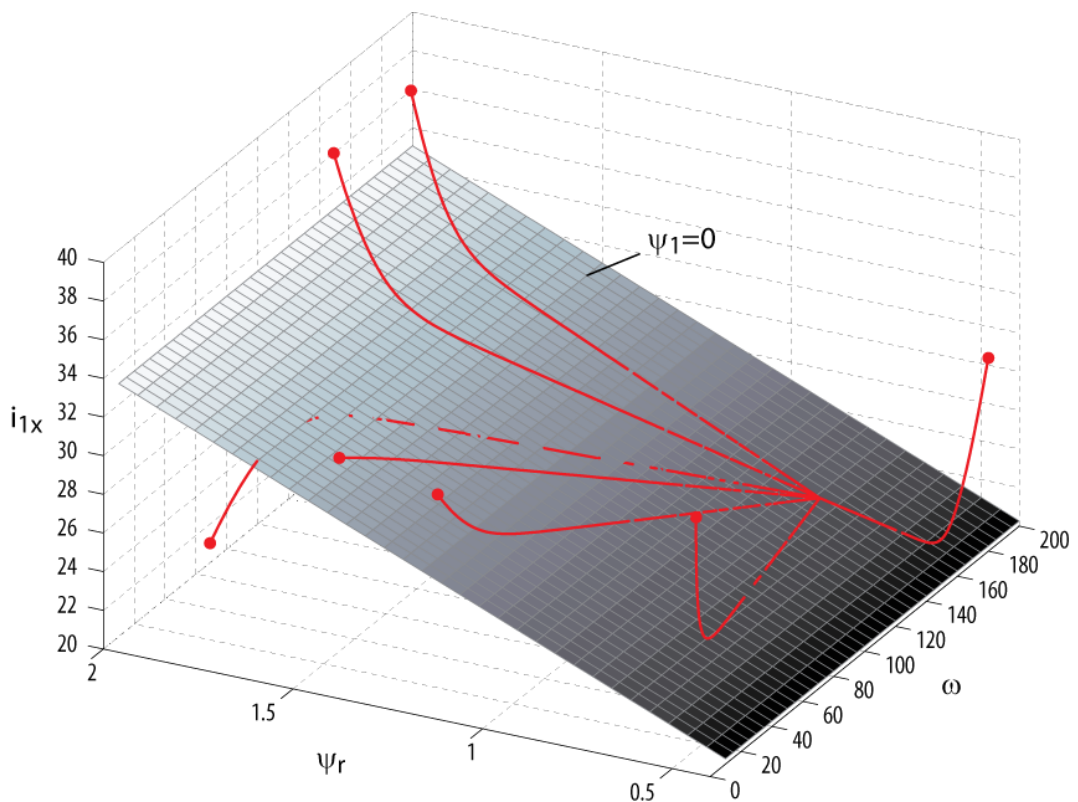


Рисунок 4.28 – Фазовый портрет в проекции на пространство ω, ψ_r, i_{1x}

Вариант 2. Оптимизация поперечной составляющей тока статора. В рассмотренном выше варианте синтеза минимизация потерь энергии в АД достигалась посредством соответствующего управления по продольной оси тока статора, а по поперечной оси осуществлялось управление моментом двигателя, а, следовательно, и его угловой скоростью.

Электромагнитный момент АД в модели (4.13) содержит две мультипликативных составляющих – потокосцепление ротора ψ_r и поперечную проекцию тока статора i_{1y} . В этой связи, нет принципиальной разницы в том, какая именно из этих составляющих будет формировать необходимый электромагнитный момент.

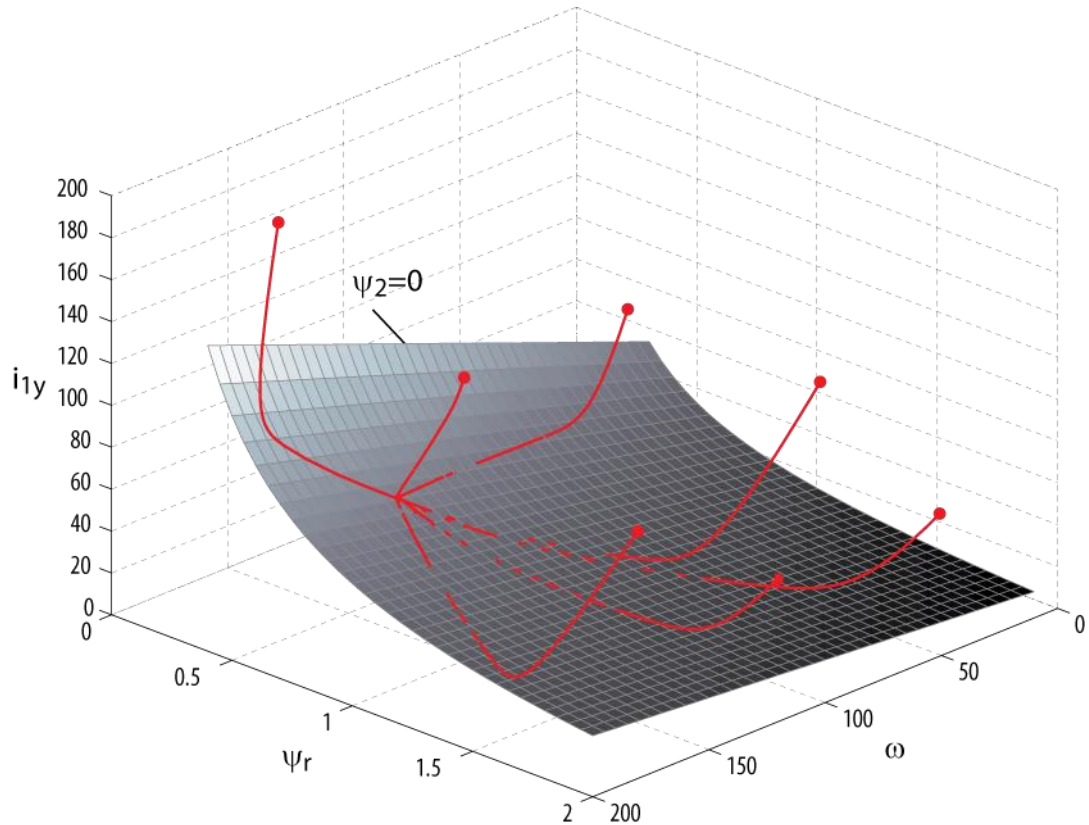


Рисунок 4.29 – Фазовый портрет в проекции на пространство ω, ψ_r, i_{1y}

Для минимизации потерь посредством управления поперечной составляющей тока статора необходимо выполнение энергетического инварианта:

$$i_{1y\text{опт}} = \frac{a_2}{a_1} |M_c^*|^{0,5} \left(\frac{k_4}{k_5 + k_6 |\omega^*|^\beta} \right)^{-0,25}. \quad (4.25)$$

В случае оптимизации поперечной составляющей тока статора «внешние» ИМ в процедуре синергетического синтеза задаются следующим образом:

$$\begin{aligned} \psi_1 &= i_{1x} - \varphi_1(\omega, \psi_r) = 0, \\ \psi_2 &= i_{1y} - i_{1y\text{опт}} = 0, \end{aligned} \quad (4.26)$$

где $i_{1, \text{опт}}$ вычисляется согласно (4.25).

Тогда на пересечении ИМ (4.26) динамика декомпозированной системы описывается уравнениями:

$$\begin{aligned}\frac{d\omega}{dt} &= a_1 \psi_r i_{1, \text{опт}} - a_2 M_c; \\ \frac{d\psi_r}{dt} &= a_3 \varphi_1 - a_4 \psi_r.\end{aligned}\quad (4.27)$$

На следующем этапе синтеза вводится «внутреннее» ИМ:

$$\psi_3 = a_1 \psi_r i_{1, \text{опт}} - a_2 M_c - \beta_1 (\omega - \omega^*) = 0, \quad (4.28)$$

обеспечивающее сведение уравнения управляемой переменной ω к уравнению эталонной динамики $\frac{d\omega}{dt} = \beta_1 (\omega - \omega^*)$.

«Внутреннее» управление φ_1 находится из решения основного функционального уравнения $T_3 \dot{\psi}_3 + \psi_3 = 0$ в силу декомпозированной системы (4.27):

$$\begin{aligned}\varphi_1 &= \frac{a_4}{a_3} \psi_r + \frac{a_2}{a_1 a_3 i_{1, \text{опт}}} \left(\frac{\partial M_c}{\partial \omega} + \beta_1 \right) (a_1 \psi_r i_{1, \text{опт}} - a_2 M_c) - \\ &- \frac{1}{a_1 a_3 i_{1, \text{опт}} T_3} (a_1 \psi_r i_{1, \text{опт}} - a_2 M_c - \beta_1 (\omega - \omega^*)) = 0\end{aligned}$$

Искомый закон управления ищется из решения системы уравнений $T_i \dot{\psi}_i + \psi_i = 0, i = 1, 2$ в силу модели (4.13).

Аналитический расчет проводился с помощью пакета Maple. Текст программы и полученный алгоритм управления приведены в Приложении И.

На рисунках 4.30 – 4.35 представлены результаты компьютерного моделирования замкнутой системы с синтезированным алгоритмом энергосберегающего управления.

Для того, чтобы было можно сравнить свойства замкнутых систем с различными алгоритмами управления, моделировался один и тот же АД, параметры

системы управления задавались аналогичными и реализовывалась та же технологическая последовательность.

На рисунках 4.36 и 4.37 представлены фазовые портреты замкнутой системы в проекциях на трехмерные пространства состояний, подтверждающие основные теоретические положения синергетического синтеза систем.

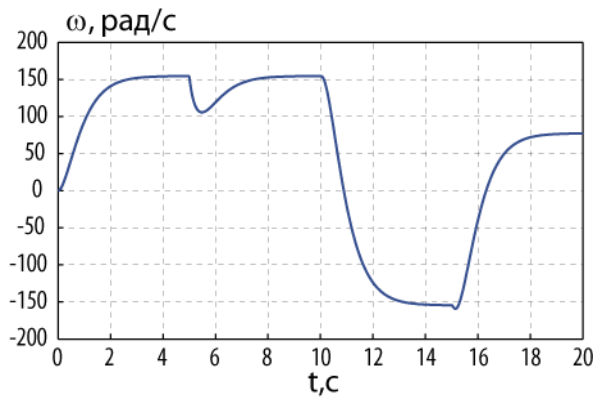


Рисунок 4.30 – Угловая скорость

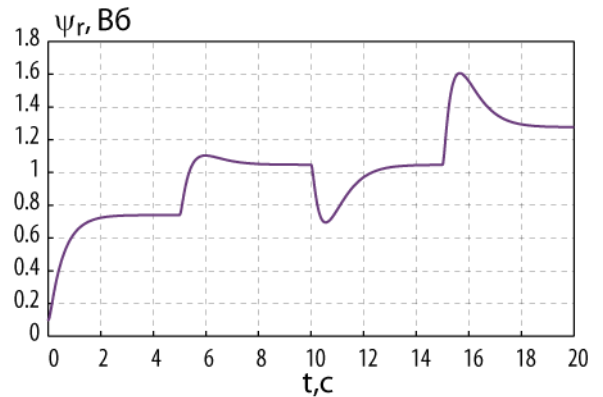


Рисунок 4.31 – Потокосцепление ротора

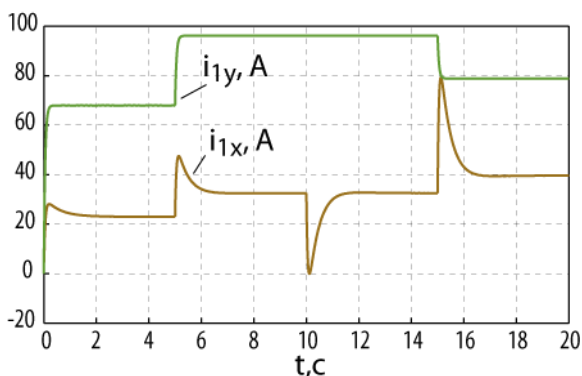


Рисунок 4.32 – Проекция тока статора

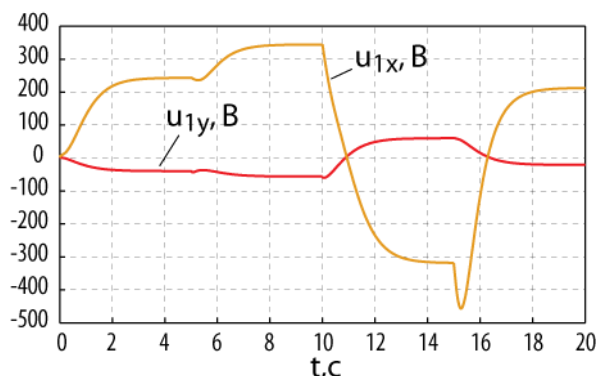


Рисунок 4.33 – Проекция напряжения статора

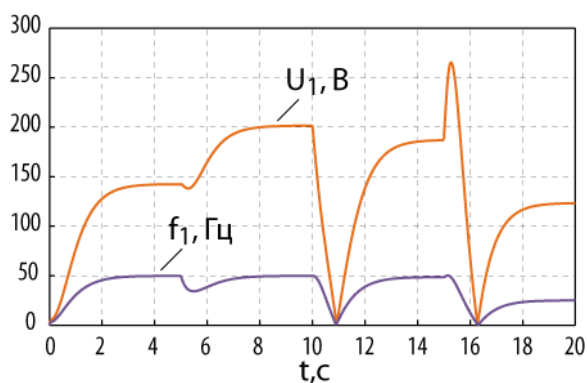


Рисунок 4.34 – Действующее значение напряжения статора и его частота

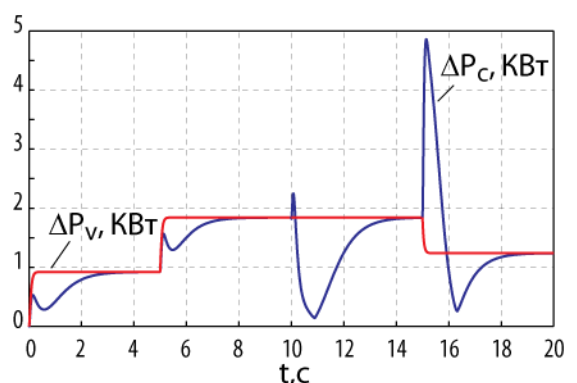


Рисунок 4.35 – Постоянные и переменные потери

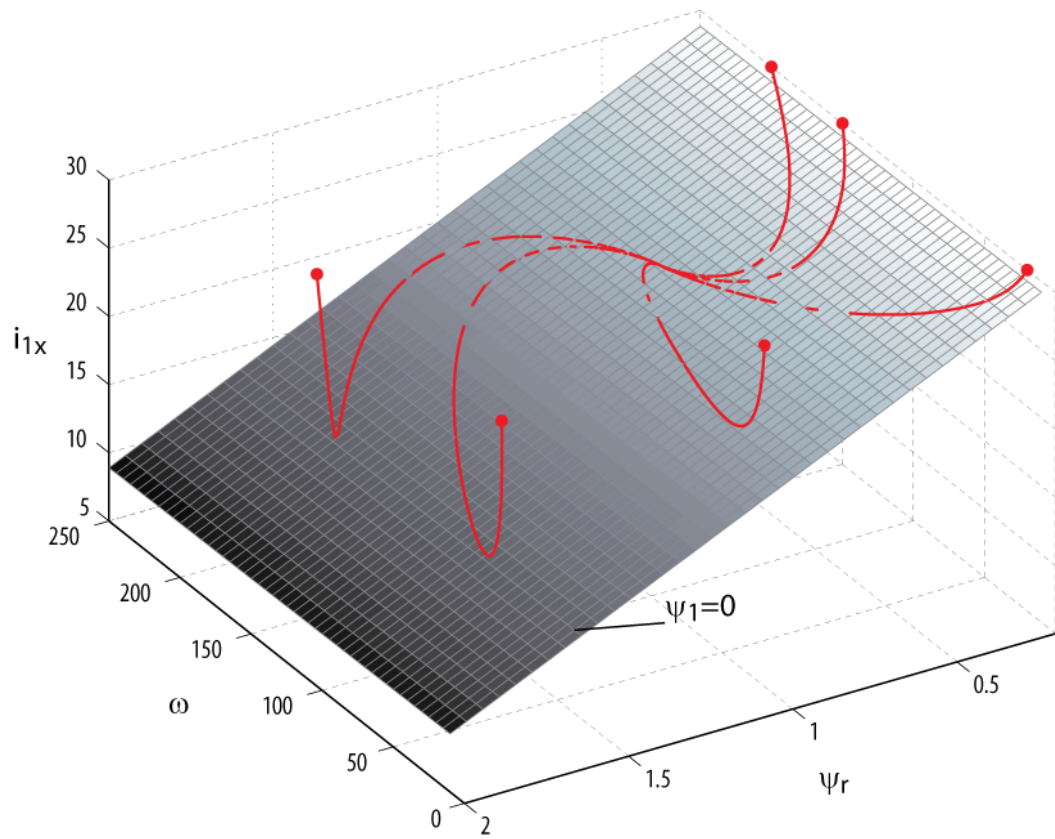


Рисунок 4.36 – Фазовый портрет в проекции на пространство ω, ψ_r, i_{1x}

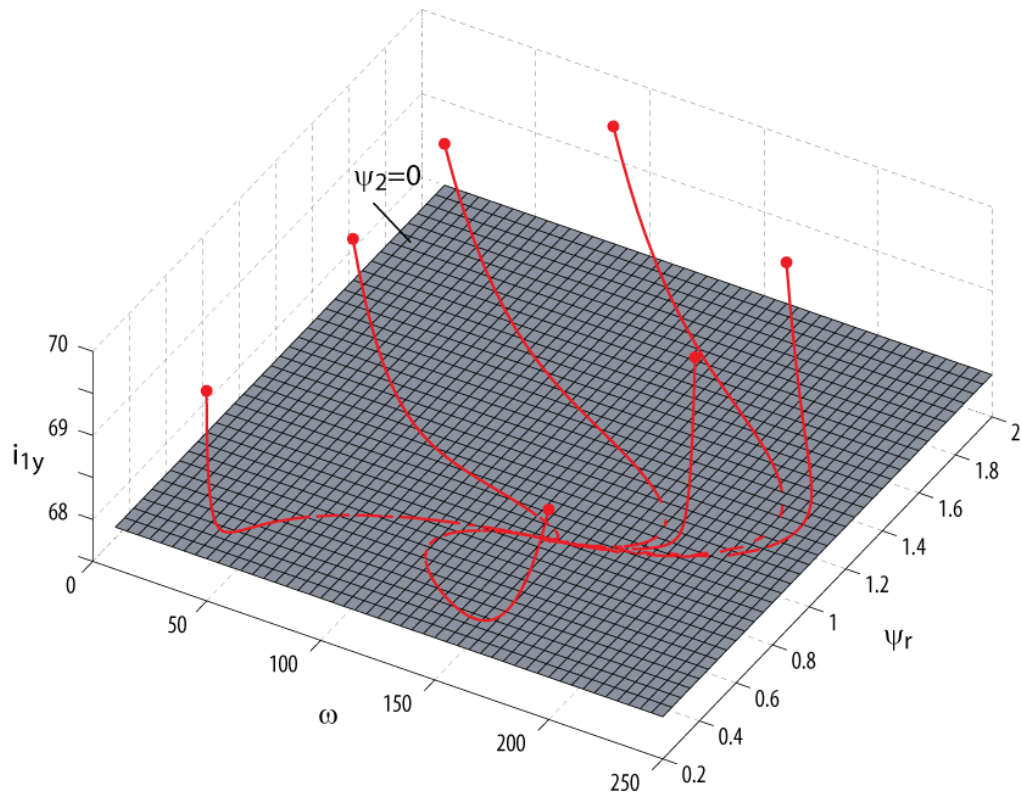


Рисунок 4.37 – Фазовый портрет в проекции на пространство ω, ψ_r, i_{1y}

Сравнивая результаты моделирования замкнутых систем, можно отметить следующее. В целом наблюдаются схожие свойства систем с точки зрения устойчивости и времени переходных процессов. Заметно, что канал управления по продольной оси непосредственно участвует в управлении скоростью, а канал управления по поперечной оси подстраивается под оптимальное значение поперечной проекции тока статора. Скорость двигателя более чувствительна к изменению нагрузки. При малых скоростях и нагрузках потокосцепление ротора превышает номинальное значение, что может привести к насыщению магнитной системы. Наблюдается более интенсивная динамика постоянных потерь, но в установившемся режиме постоянные и переменные потери равны.

Вариант 3. Векторная оптимизация. В рассмотренных вариантах проведения процедуры синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС с АД имело место четкое распределение задач управления по каналам управления: один канал обеспечивал стабилизацию угловой скорости, по второму осуществлялась минимизация потерь энергии.

Однако, как и в случае ЭМС с ДПТ, здесь также возможна векторная оптимизация, когда оба канала обеспечивают как стабилизацию угловой скорости, так и минимизацию потерь энергии.

Если ввести ИМ

$$\begin{aligned}\psi_1 &= i_{1x} - i_{1x\text{опт}} = 0, \\ \psi_2 &= i_{1y} - i_{1y\text{опт}} = 0,\end{aligned}\tag{4.29}$$

где $i_{1x\text{опт}}$ вычисляется согласно (4.21), а $i_{1y\text{опт}}$ вычисляется согласно (4.25), то декомпозированная система будет описываться уравнениями:

$$\begin{aligned}\frac{d\omega}{dt} &= a_2\psi_r |M_c^*|^{0,5} \gamma^{-0,25} - a_2 M_c; \\ \frac{d\psi_r}{dt} &= -a_4\psi_r + a_4 |M_c^*|^{0,5} \gamma^{0,25},\end{aligned}\tag{4.30}$$

$$\text{где } \gamma = \left(\frac{k_4}{k_5 + k_6 |\omega^*|^\beta} \right)^{0.25}.$$

Анализируя динамику модели (4.30), можно сделать следующие выводы. Из второго уравнения следует, что потокосцепление ротора будет асимптотически стремиться к значению $\psi_r^* = |M_c^*|^{0.5} \gamma^{0.25}$, которое соответствует оптимальному значению этой переменной и совпадает с энергетическим инвариантом (4.20). Скорость схождения определяется величиной параметра $a_4 = \frac{r_2}{L_2}$. Если

$\psi_r = \psi_r^* = |M_c^*|^{0.5} \gamma^{0.25}$, то первое уравнение, определяющее динамику угловой скорости двигателя, преобразуется в уравнение

$$\frac{d\omega}{dt} = -a_2 (M_c - |M_c^*|).$$

Поскольку считается, что момент сопротивления нагрузки является известной функцией угловой скорости, M_c^* – значение этого момента для заданной скорости ω^* , а $a_2 = \frac{1}{J}$ – величина положительная, то будет наблюдаться асимптотическое схождение угловой скорости к требуемому значению ω^* .

Алгоритм векторного управления, полученный из решения системы основных функциональных уравнений $T_i \dot{\psi}_i + \psi_i = 0, i = 1, 2$ в силу модели (4.13), имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} u_{1x} &= \frac{1}{b_1} \left(a_5 i_{1x} - a_4 a_6 \psi_r - a_7 \omega i_{1y} - a_3 \frac{i_{1y}^2}{\psi_r} - \frac{1}{T_1} (i_{1x} - i_{1x\text{опт}}) \right); \\ u_{1y} &= \frac{1}{b_1} \left(a_5 i_{1y} + a_6 a_7 \omega \psi_r + a_7 \omega i_{1x} + a_3 \frac{i_{1x} i_{1y}}{\psi_r} - \frac{1}{T_2} (i_{1y} - i_{1y\text{опт}}) \right). \end{aligned} \quad (4.31)$$

Алгоритм управления (4.31) имеет наиболее компактную форму по сравнению с алгоритмами управления для других вариантов синергетического синтеза. Однако на пересечении ИМ (4.29) динамика системы хоть и является

асимптотически устойчивой относительно заданного стационарного состояния, но становится неуправляемой. Скорость движения к пересечению ИМ определяется параметрами T_1 и T_2 , скорость движения на самом пересечении ИМ невозможно изменить, она полностью определяется значениями параметров a_2 и a_4 . С одной стороны динамика на пересечении ИМ естественна, то есть определяется постоянными времени двигателя. С другой стороны, нет возможности ускорить переходной процесс, и в системах управления, где есть жесткие требования к времени регулирования, это может рассматриваться как ограничение к использованию алгоритма управления (4.31).

Если задавать ИМ в виде (4.29), где оптимальные значения проекций тока статора определяются (4.21) и (4.25), обе проекции тока всегда будут положительными. Это не дает возможности изменить направление вращения двигателя. Чтобы существовала возможность реверсировать двигатель, нужно учесть это при формировании ИМ. Достаточно перед оптимальным значением одной из проекций тока записать коэффициент $\text{sign } \omega^*$. Например, если задать ИМ $\psi_2 = i_{1y} - \text{sign } \omega^* i_{1y\text{опт}} = 0$, то реверс будет производиться путем изменения знака поперечной составляющей тока статора. В (4.31) появится коэффициент $\text{sign } \omega^*$ перед $i_{1y\text{опт}}$.

На рисунках 4.38 – 4.41 представлены результаты компьютерного моделирования замкнутой системы с алгоритмом энергосберегающего управления (4.31). Условия моделирования (тип двигателя, параметры регулятора, технологическая последовательность) задавались аналогично условиям моделирования систем с одноканальным способом оптимизации (варианты 1 и 2).

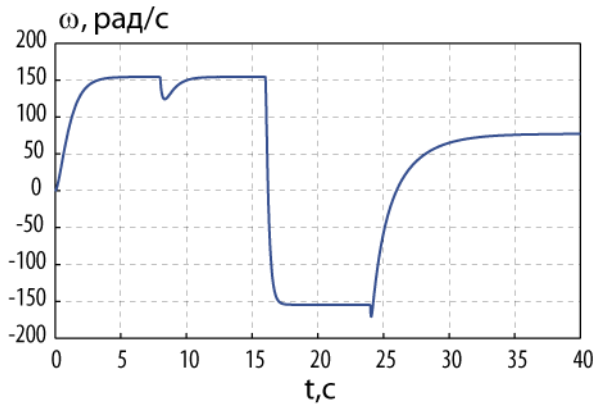


Рисунок 4.38 – Угловая скорость

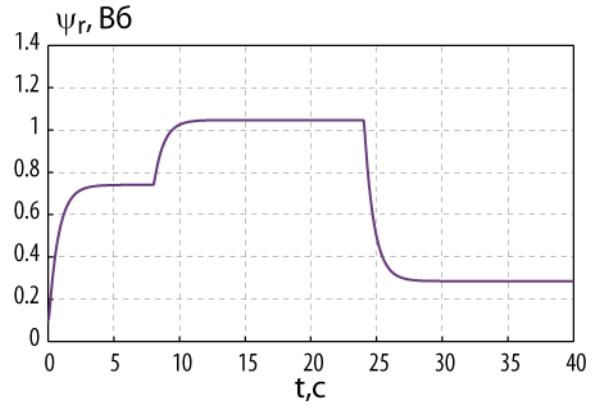


Рисунок 4.39 – Потокосцепление ротора

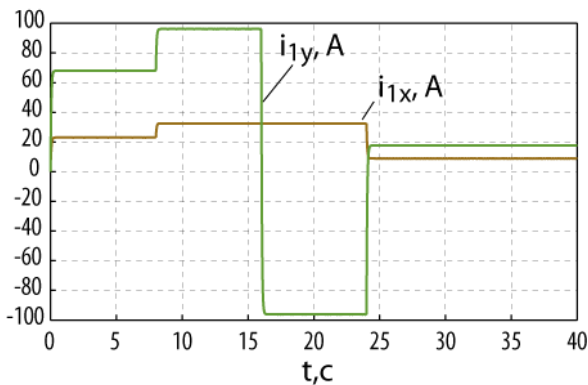


Рисунок 4.40 – Проекция тока статора

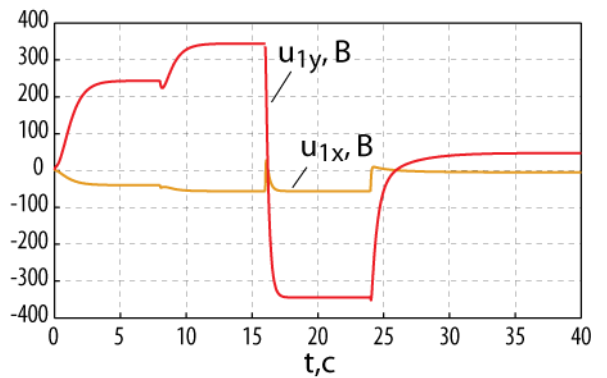


Рисунок 4.41 – Проекция напряжения статора

Из графиков видно, что быстро происходит стабилизация токовых проекций в оптимальных значениях, а скорость и потокосцепления изменяются согласно своей естественной динамике. Это приводит к незначительному увеличению времени регулирования, но, с другой стороны, отсутствуют «броски» тока в переходных режимах.

На рисунке 4.42 представлен фазовый портрет замкнутой системы в проекции на трехмерное пространство состояний проекций тока и угловой скорости.

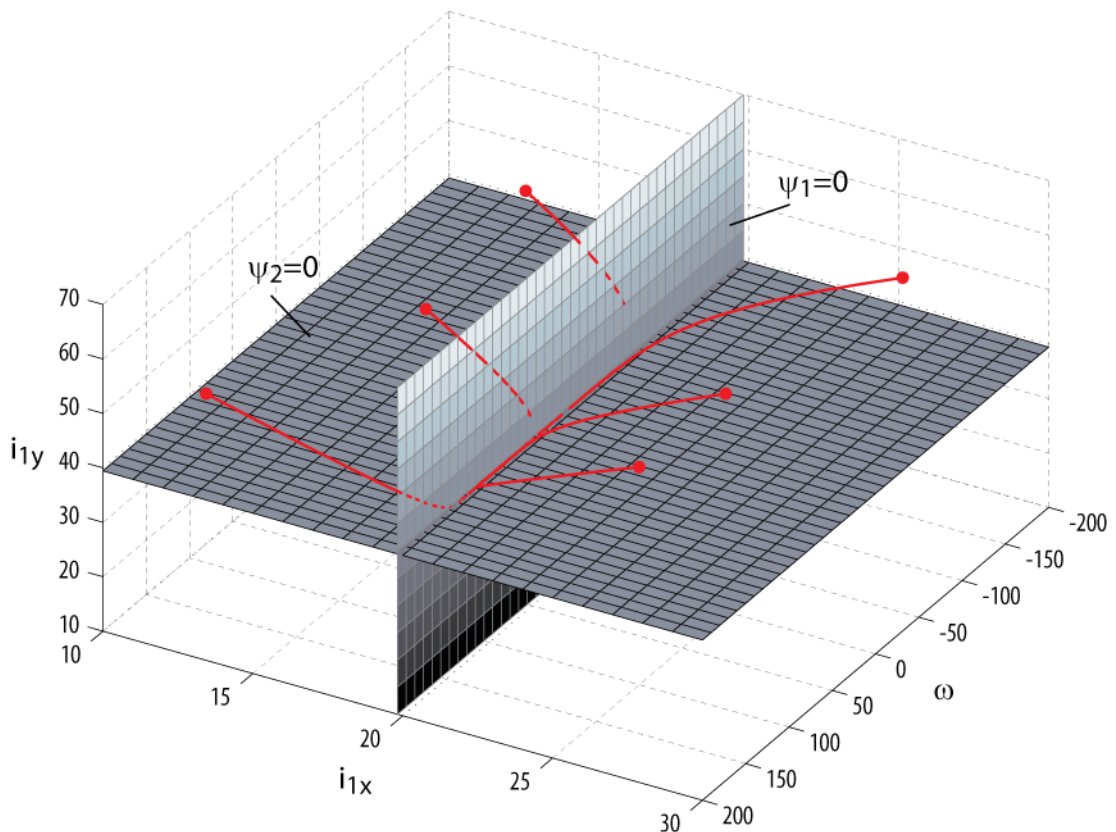


Рисунок 4.42 – Фазовый портрет в проекции на пространство ω, i_{1x}, i_{1y}

На фазовом портрете можно четко увидеть стягивание фазовых траекторий к пересечению ИМ $\psi_1 = 0$ и $\psi_2 = 0$, а также дальнейшее движение по этому пересечению в точку равновесия, соответствующую заданному режиму работы управляемой ЭМС.

Анализ энергетической эффективности. Результаты компьютерного моделирования замкнутых систем управления с синтезированными алгоритмами энергосберегающего управления подтверждают факт асимптотической устойчивости во всем допустимом диапазоне изменения угловой скорости и момента нагрузки. Помимо этого, в ходе моделирования была проведена оценка энергетической эффективности электромеханических процессов в АД при различных стратегиях управления. Следует подчеркнуть, что использование всех синтезированных в этом разделе алгоритмов управления дает идентичные результаты с точки зрения энергетических показателей. Это естественно, поскольку все энергетические инварианты получены для одних и тех же исходных данных: математической модели АД

и выражений функции электромагнитных потерь, и выведены из общего условия минимизации этой функции.

Анализ энергетической эффективности проводился путем вычисления КПД двигателя при изменении заданной угловой скорости и момента нагрузки. В качестве аналога для сравнения был выбран типовой регулятор, реализованный в традиционных системах ПДУ типа «Transvector» и обеспечивающий стабилизацию потокосцепления ротора в номинальном значении.

На рисунках 4.43 и 4.44 представлены сравнительные диаграммы КПД АД типа 4А200L4. Первая диаграмма получена при варьировании момента нагрузки в режиме стабилизации угловой скорости в номинальном значении; вторая – при варьировании заданной угловой скорости в условиях номинального момента нагрузки. Колонки красного цвета соответствуют энергосберегающему управлению, колонки голубого цвета – традиционному.

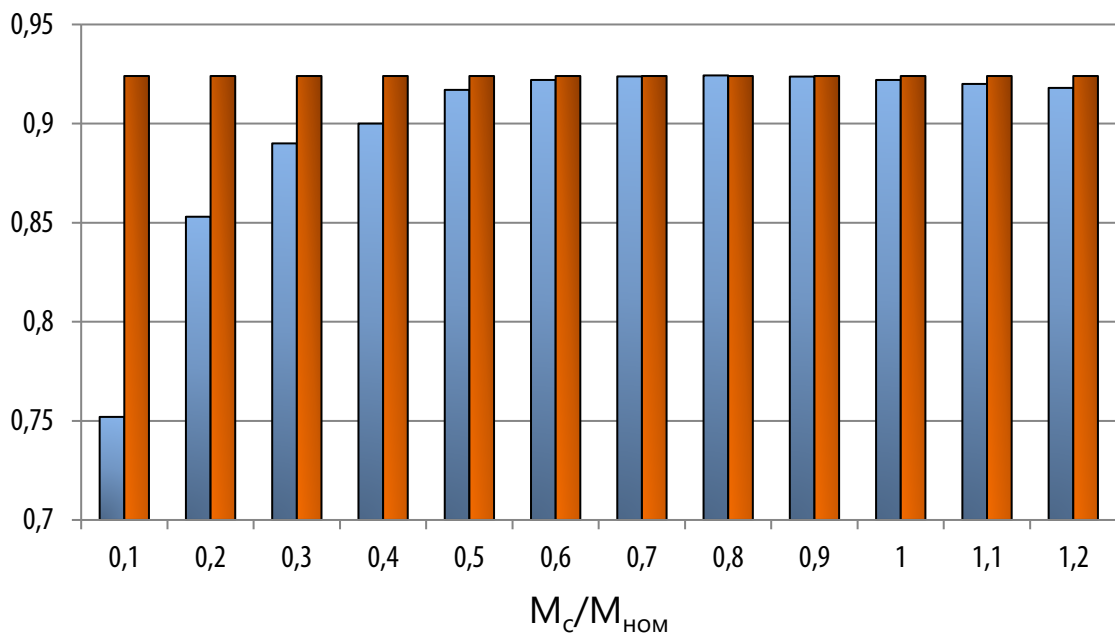


Рисунок 4.43 – Сравнительная диаграмма КПД АД при $\omega^* = \omega_{ном}$ и $M_c = var$

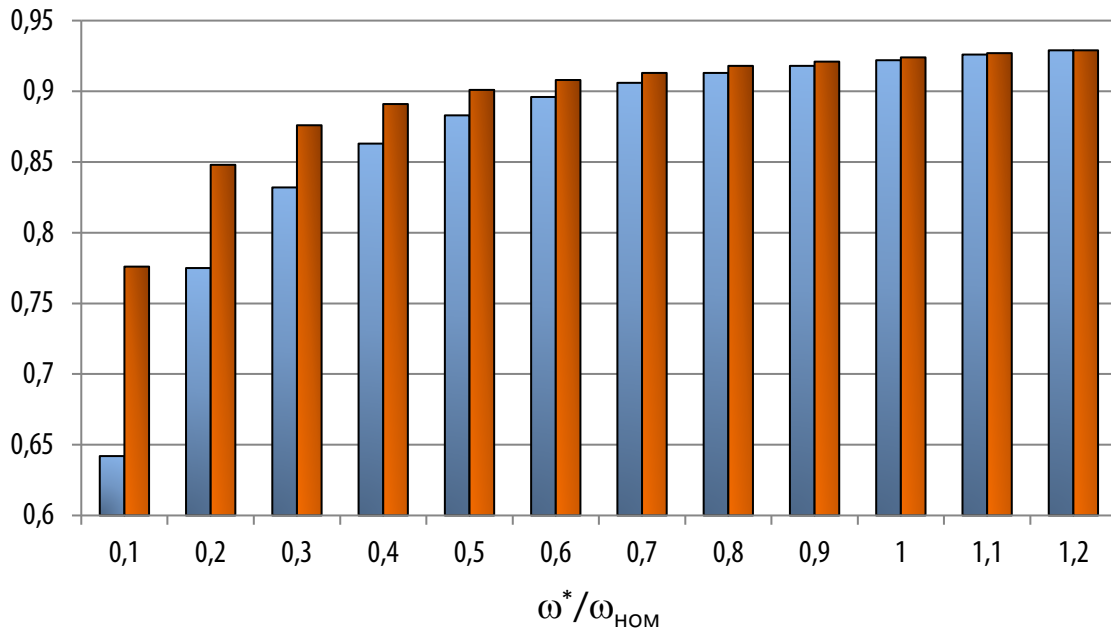


Рисунок 4.44 – Сравнительная диаграмма КПД АД при $M_c = M_{НОМ}$ и $\omega^* = \text{var}$

На рисунке 4.45 представлено семейство графиков зависимости КПД АД от нагрузки при традиционном управлении, а на рисунке 4.46 – при энергосберегающем управлении.

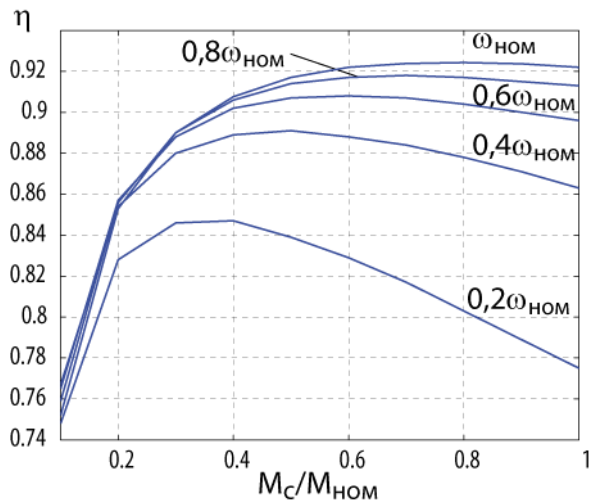


Рисунок 4.45 – График зависимости КПД АД от момента сопротивления нагрузки (традиционное управление)

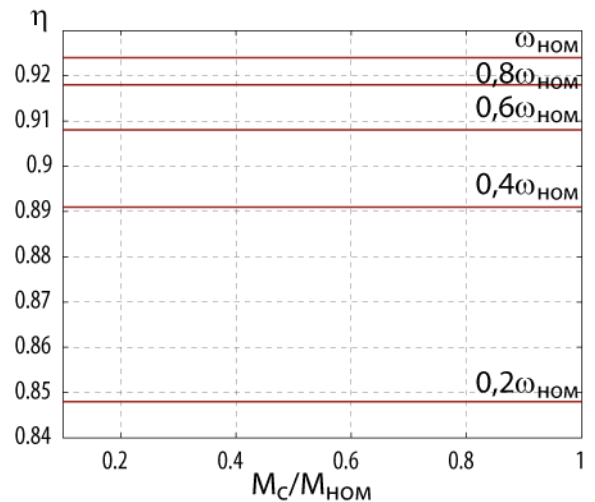


Рисунок 4.46 – График зависимости КПД АД от момента сопротивления нагрузки (энергосберегающее управление)

Полученные графики полностью подтверждают теоретические расчеты, проведенные в главе 2, и позволяют отметить значительный энергетический выигрыш от использования синтезированных алгоритмов энергосберегающего управления. В наибольшей степени (до 15%) он проявляется в режимах пониженных скоростей и нагрузок. Такие режимы не являются чем-то уникальным. Напротив, по оценке исследователей Electric Power Research Institute [11] более 60% промышленных двигателей работают ниже 60% их номинальной мощности. Поэтому, повышение КПД АД даже на несколько процентов, учитывая масштабы их применения, может привести к существенной экономии электрической энергии.

4.3 Прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления электромеханическими системами с синхронным двигателем основного исполнения

СД основного исполнения содержат на роторе отдельную обмотку возбуждения, подключаемую к источнику постоянного напряжения. В зависимости от способа размещения обмотки возбуждения и формы сердечника ротора СД делятся на явнополюсные и неявнополюсные. Имеющиеся различия в математических моделях и энергетических инвариантах явнополюсных и неявнополюсных СД исключают возможность обобщения и приводит к необходимости рассматривать аспекты синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления отдельно.

4.3.1 Синергетический синтез алгоритмов энергосберегающего управления для явнополюсных синхронных двигателей

В процедуре синтеза будет использоваться математическая модель явнополюсного СД в системе координат (d, q) , жестко связанной с ротором, которая подробно описана в главе 2. С учетом принятых допущений и введенных коэффициентов эта модель принимает следующий вид:

$$\begin{aligned}
\frac{d\omega}{dt} &= a_1 i_2 i_{1q} + a_2 i_{1d} i_{1q} - a_3 M_c(\omega); \\
\frac{di_2}{dt} &= -a_4 i_{1q} \omega - a_5 i_2 + a_6 i_{1d} + a_7 u_2 - a_8 u_{1d}; \\
\frac{di_{1d}}{dt} &= a_9 i_{1q} \omega - a_{10} i_{1d} + a_{11} i_2 + a_{12} u_{1d} - a_8 u_2; \\
\frac{di_{1q}}{dt} &= -a_{13} i_{1d} \omega - a_{14} i_2 \omega - a_{15} i_{1q} + a_{16} u_{1q}.
\end{aligned} \tag{4.32}$$

Коэффициенты модели следующим образом связаны с параметрами двигателя:

$$\begin{aligned}
a_1 &= \frac{3pL_{12d}}{2J}, \quad a_2 = \frac{3p(L_{1d} - L_{1q})}{2J}, \quad a_3 = \frac{1}{J}, \quad a_4 = \frac{pL_{1q}L_{12d}}{L}, \quad a_5 = \frac{r_2L_{1d}}{L}, \quad a_6 = \frac{r_1L_{12d}}{L}, \\
a_7 &= \frac{L_{1d}}{L}, \quad a_8 = \frac{L_{12d}}{L}, \quad a_9 = \frac{pL_{1q}L_2}{L}, \quad a_{10} = \frac{r_1L_2}{L}, \quad a_{11} = \frac{r_2L_{12d}}{L}, \quad a_{12} = \frac{L_2}{L}, \quad a_{13} = \frac{pL_{1d}}{L_{1q}}, \\
a_{14} &= \frac{pL_{12d}}{L_{1q}}, \quad a_{15} = \frac{r_1}{L_{1q}}, \quad a_{16} = \frac{1}{L_{1q}}, \quad \text{где } L = L_{1d}L_2 - L_{12d}^2.
\end{aligned}$$

В главе 2 показано, что минимизация потерь энергии в явнополюсном СД возможна при выполнении энергетических инвариантов (2.61) или (2.66). Тем самым производится оптимизация либо значения тока в обмотке возбуждения i_2 , либо поперечной проекции тока статора i_{1q} . При этом продольная проекция тока статора i_{1d} обнуляется, что соответствует уменьшению омических потерь и является стандартной практикой при проектировании систем ПОУ СД.

Математическая модель (4.32) содержит три канала управления: проекции напряжения статора u_{1d} , u_{1q} и напряжение на обмотке возбуждения u_2 . В этой связи на первом этапе процедуры синергетического синтеза алгоритма векторного управления вводится параллельная совокупность из трех ИМ.

Поставим задачу синтезировать алгоритм векторного управления $u_{1d} = u_{1d}(\omega, i_{1d}, i_{1q}, i_2)$, $u_{1q} = u_{1q}(\omega, i_{1d}, i_{1q}, i_2)$, $u_2 = u_2(\omega, i_{1d}, i_{1q}, i_2)$, обеспечивающий стабилизацию угловой скорости в заданном значении, обнуление продольной проекции тока статора и минимизацию потерь энергии.

В этом случае инвариантами системы будут выражения:

- $\omega = \omega^*$ – технологический инвариант;
- $i_{1d} = 0$ – электромагнитный инвариант;
- выражение (2.61) или (2.66) – энергетический инвариант.

В зависимости от выбора энергетического варианта, а, следовательно, и оптимизируемой электромагнитной переменной можно предложить несколько вариантов решения поставленной задачи. При обнулении продольной проекции тока статора электромагнитный момент двигателя формируется двумя мультипликативными составляющими i_{1q} и i_2 . Тогда одна из этих составляющих оптимизируется по критерию минимума потерь, а вторая – обеспечивает стабилизацию угловой скорости.

Вариант 1. Оптимизация тока возбуждения. На первом этапе процедуры вводится следующая совокупность ИМ:

$$\begin{aligned}\psi_1 &= i_{1d} = 0, \\ \psi_2 &= i_{1q} - \varphi_1(\omega) = 0, \\ \psi_3 &= i_2 - i_{2\text{опт}} = 0,\end{aligned}\tag{4.33}$$

где $i_{2\text{опт}}$ определяется из выражения

$$i_{2\text{опт}} = |M_c^*|^{0.5} \left(\frac{k_7}{k_8 + k_9 |\omega^*|^\beta} \right)^{0.25}.\tag{4.34}$$

Коэффициенты в этом выражении зависят от номинальных данных двигателя и параметров его электромагнитных цепей (см. выражение (2.61) в главе 2).

На пересечении ИМ (4.33) имеем декомпозированную систему 1-го порядка:

$$\frac{d\omega}{dt} = a_1 i_{2\text{опт}} \varphi_1 - a_3 M_c(\omega).\tag{4.35}$$

Для выполнения технологического инварианта последовательно вводится еще одно ИМ:

$$\psi_4 = \omega - \omega^* = 0.$$

Решая основное функциональное уравнение $T_4\dot{\psi}_4 + \psi_4 = 0$ в силу декомпозированной системы (4.35), находим «внутреннее» управление:

$$\varphi_1 = \frac{1}{a_1 i_{2\text{опт}}} \left(a_3 M_c(\omega) - \frac{1}{T_4} (\omega - \omega^*) \right).$$

На заключительном этапе решается система основных функциональных уравнений $T_i\dot{\psi}_i + \psi_i = 0, i = 1, \dots, 3$ в силу модели (4.32). Полученный закон управления имеет вид:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \frac{1}{a_{12}} \left[\frac{a_8^2}{(a_7 a_{12} - a_8^2)} \left(\left(a_{10} - \frac{1}{T_1} \right) i_{1d} - a_9 i_{1q} \omega - a_{11} i_2 \right) - \right. \\ &\quad \left. - a_6 i_{1d} + a_4 i_{1q} \omega + a_5 i_2 - \frac{1}{T_3} (i_2 - i_{2\text{опт}}) - a_9 i_{1q} \omega - a_{11} i_2 + \left(a_{10} - \frac{1}{T_1} \right) i_{1d} \right], \\ u_{1q} &= \frac{1}{a_{16}} \left[\frac{a_{13} i_{1d} \omega + a_{14} i_2 \omega + a_{15} i_{1q} + \frac{1}{a_1 i_{2\text{опт}}} \left(a_3 \frac{\partial M_c}{\partial \omega} - \frac{1}{T_4} \right) (a_1 i_2 i_{1q} + a_2 i_{1d} i_{1q} - a_3 M_c)}{\right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{T_2} \left(i_{1q} - \frac{1}{a_1 i_{2\text{опт}}} \left(a_3 M_c(\omega) - \frac{1}{T_4} (\omega - \omega^*) \right) \right) \right], \\ u_2 &= \frac{a_8}{(a_7 a_{12} - a_8^2)} \left(\left(a_{10} - \frac{1}{T_1} \right) i_{1d} - a_9 i_{1q} \omega - a_{11} i_2 \right) - a_6 i_{1d} + a_4 i_{1q} \omega + a_5 i_2 - \frac{1}{T_3} (i_2 - i_{2\text{опт}}). \end{aligned} \quad (4.36)$$

На рисунках 4.47 – 4.52 представлены результаты компьютерного моделирования замкнутой системы (4.32), (4.36). Использовались параметры СД типа МС321-6/6 и имитировалась следующая технологическая последовательность:

1. пуск двигателя в режим номинальной скорости и номинальной нагрузки;
2. реверс с номинальной нагрузкой;
3. обратный реверс до скорости $\omega^* = 0,5\omega_{\text{ном}}$;
4. сброс нагрузки до $M_c = 0,5M_{\text{ном}}$;
5. сброс скорости до $\omega^* = 0,1\omega_{\text{ном}}$.

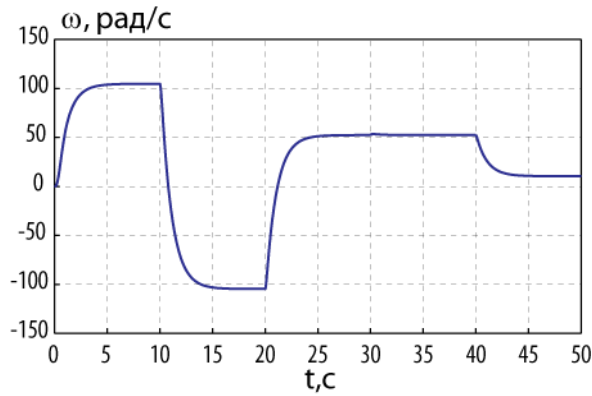


Рисунок 4.47 – Угловая скорость

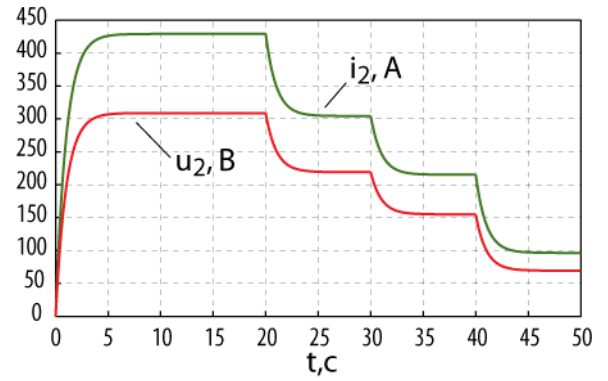


Рисунок 4.48 – Ток и напряжение обмотки возбуждения

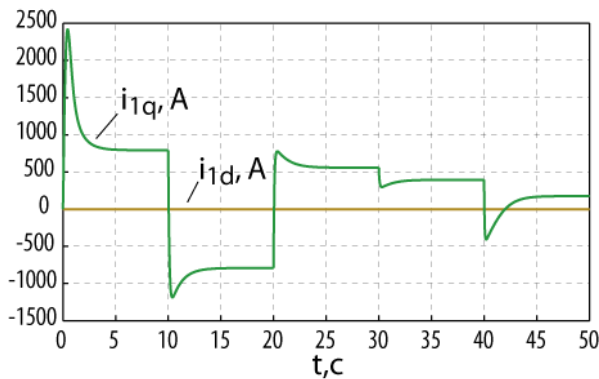


Рисунок 4.49 – Проекция тока статора

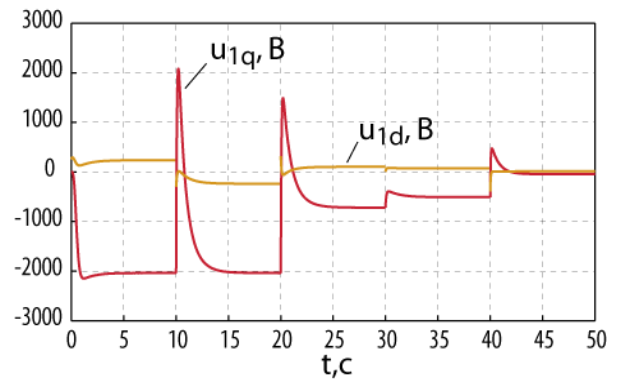


Рисунок 4.50 – Проекция напряжения статора

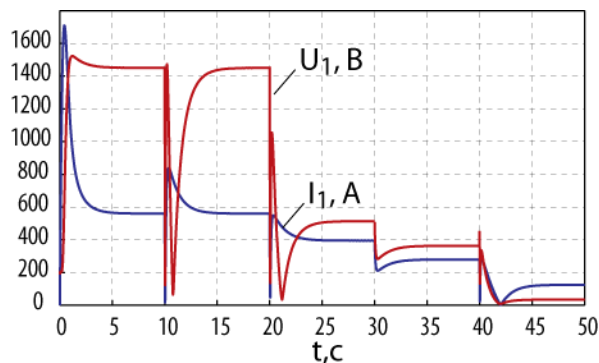


Рисунок 4.51 – Действующие значения напряжения и тока статора

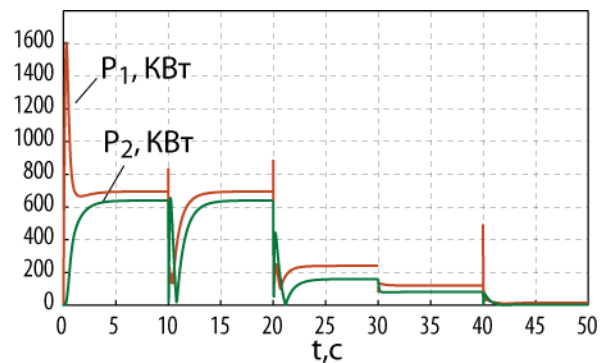


Рисунок 4.52 – Полезная и потребляемая мощности

Результаты моделирования позволяют сделать вывод, что синтезированный алгоритм управления обеспечивает асимптотическую устойчивость замкнутой системы относительно заданного стационарного состояния во всем допустимом диапазоне изменения скорости и нагрузки. Отчетливо видно, что управление скоростью обеспечивается посредством изменения поперечной проекции тока статора, а

значение тока в обмотке возбуждения подстраивается под это изменение согласно условиям минимума потерь энергии (4.34).

На рисунке 4.53 представлен фазовый портрет замкнутой системы в пространстве ω, i_2, i_{1q} , демонстрирующий притягивание траекторий к пересечению ИМ.

Вариант 2. Оптимизация поперечной проекции тока статора. В отличие от первого варианта синтеза управление скоростью ведется посредством изменения напряжения обмотки возбуждения, а поперечная проекция тока статора стабилизируется в оптимальном значении, определяемом выражением:

$$i_{1q\text{опт}} = \frac{2|M_c^*|^{0,5}}{3pL_{12d}} \left(\frac{k_7}{k_8 + k_9|\omega^*|^\beta} \right)^{-0,25}. \quad (4.37)$$

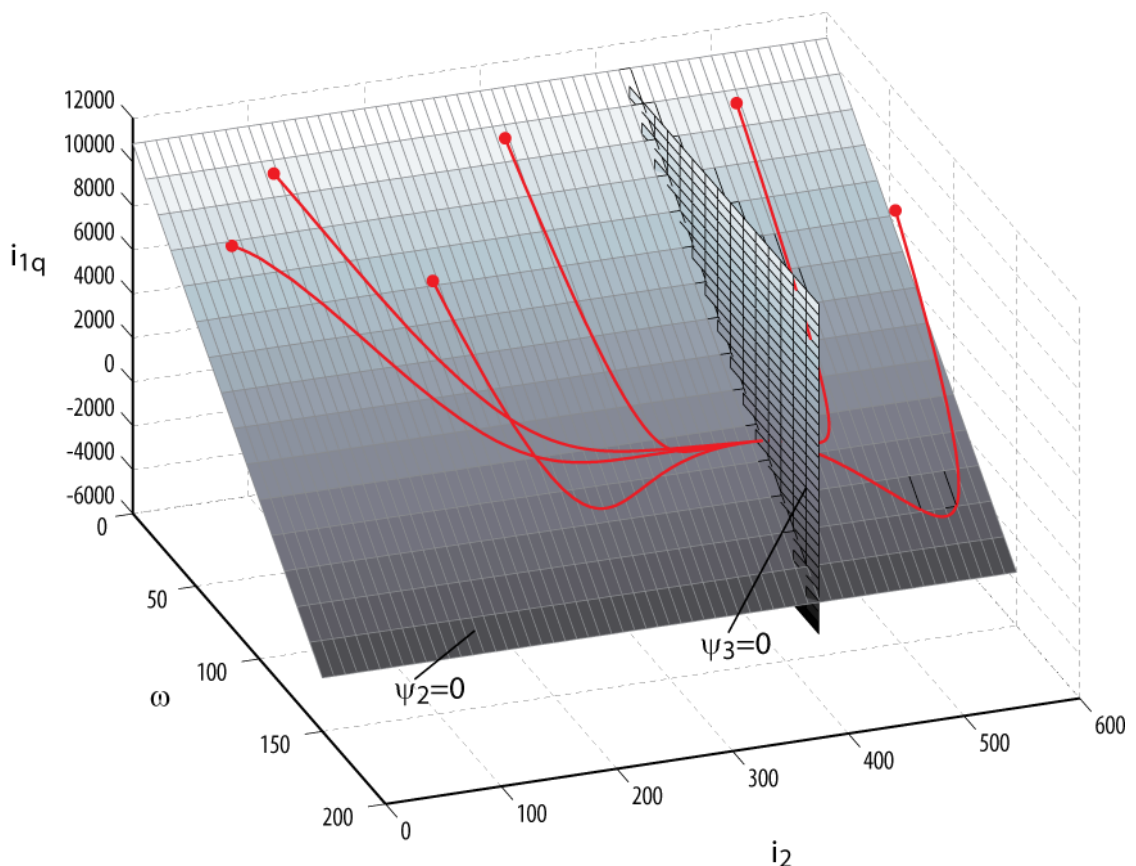


Рисунок 4.53 – Фазовый портрет в проекции на пространство ω, i_2, i_{1q}

Для синтеза соответствующего алгоритма энергосберегающего управления ИМ в ходе процедуры синергетического синтеза задаются как

$$\begin{aligned}\psi_1 &= i_{1d} = 0, \\ \psi_2 &= i_{1q} - i_{1q\text{опт}} = 0, \\ \psi_3 &= i_2 - \varphi_1(\omega) = 0.\end{aligned}\quad (4.38)$$

На пересечении ИМ (4.38) динамика изменения скорости описывается уравнением:

$$\frac{d\omega}{dt} = a_1 i_{1q\text{опт}} \varphi_1 - a_3 M_c(\omega). \quad (4.39)$$

«Внутреннее» управление, обеспечивающее стабилизацию скорости, определено как решение $T_4 \dot{\psi}_4 + \psi_4 = 0$ для $\psi_4 = \omega - \omega^*$ в силу (4.39):

$$\varphi_1 = \frac{1}{a_1 i_{1q\text{опт}}} \left(a_3 M_c(\omega) - \frac{1}{T_4} (\omega - \omega^*) \right).$$

Синтезированный алгоритм управления имеет следующую структуру:

$$\begin{aligned}u_{1d} &= \frac{1}{a_{12}} \left(\frac{a_8 a_{12}}{a_7 a_{12} - a_8^2} \times \left(\frac{a_8}{a_{12}} \begin{pmatrix} -a_9 i_{1q} \omega + a_{10} i_{1d} \\ -a_{11} i_2 - \frac{1}{T_1} i_{1d} \end{pmatrix} \frac{1}{a_1 i_{1q\text{опт}}} \left(\frac{a_3 \partial M_c}{\partial \omega} - \frac{1}{T_4} \right) \times \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \begin{pmatrix} a_1 i_2 i_{1q} + \\ a_2 i_{1d} i_{1q} - a_3 M_c \end{pmatrix} a_4 i_{1q} \omega \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + a_5 i_2 - a_6 i_{1d} - \frac{1}{T_3} \left(\frac{i_2 -}{a_1 i_{1q\text{опт}}} \left(a_3 M_c - \frac{1}{T_4} (\omega - \omega^*) \right) \right) \right) \right) - \\ &\quad \left. \begin{pmatrix} a_9 i_{1q} \omega + a_{10} i_{1d} - a_{11} i_2 - \frac{1}{T_1} i_{1d} \end{pmatrix} \right), \\ u_{1q} &= \frac{1}{a_{16}} \left(a_{13} i_{1d} \omega + a_{14} i_2 \omega + a_{15} i_{1q} - \frac{1}{T_2} (i_{1q} - i_{1q\text{опт}}) \right),\end{aligned}\quad (4.40)$$

$$u_2 = \frac{a_{12}}{a_7 a_{12} - a_8^2} \times \left(\frac{a_8}{a_{12}} \begin{pmatrix} -a_9 i_{1q} \omega + a_{10} i_{1d} \\ -a_{11} i_2 - \frac{1}{T_1} i_{1d} \end{pmatrix} \frac{1}{a_{11} i_{q\text{опт}}} \left(\frac{a_3 \partial M_c}{\partial \omega} - \frac{1}{T_4} \right) \times \right. \\ \left. \times \begin{pmatrix} a_1 i_2 i_{1q} + \\ a_2 i_{1d} i_{1q} - a_3 M_c \end{pmatrix} a_4 i_{1q} \omega + \right. \\ \left. + a_5 i_2 - a_6 i_{1d} - \frac{1}{T_3} \left(i_2 - \frac{1}{a_{11} i_{q\text{опт}}} \left(a_3 M_c - \frac{1}{T_4} (\omega - \omega^*) \right) \right) \right)$$

На рисунках 4.54 – 4.59 представлены результаты компьютерного моделирования замкнутой системы (4.32), (4.40). Использовались параметры такого же СД, и имитировалась такая же технологическая последовательность, что и в варианте 1.

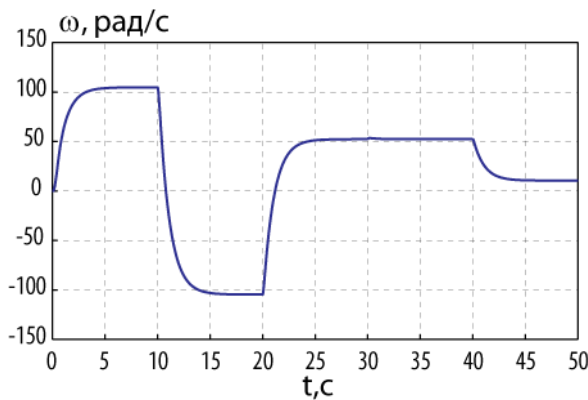


Рисунок 4.54 – Угловая скорость

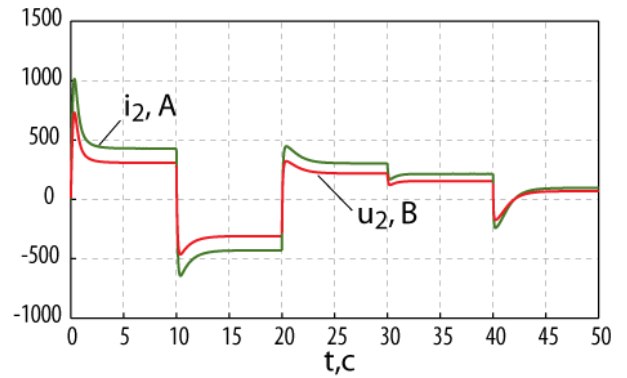


Рисунок 4.55 – Ток и напряжение обмотки возбуждения

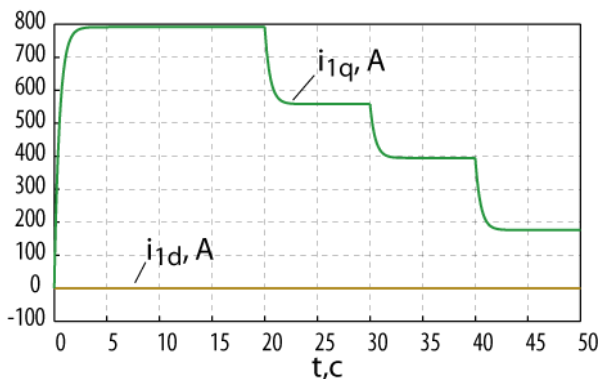


Рисунок 4.56 – Проекция тока статора

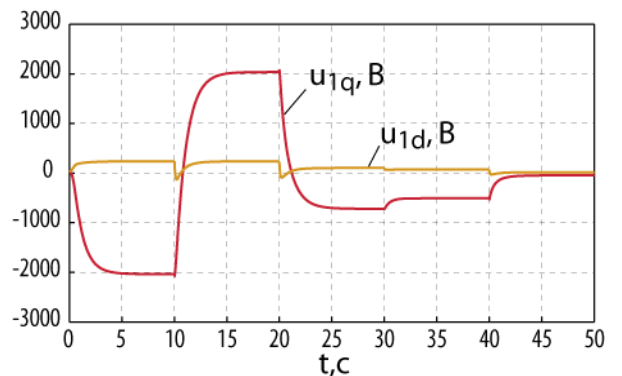


Рисунок 4.57 – Проекция напряжения статора

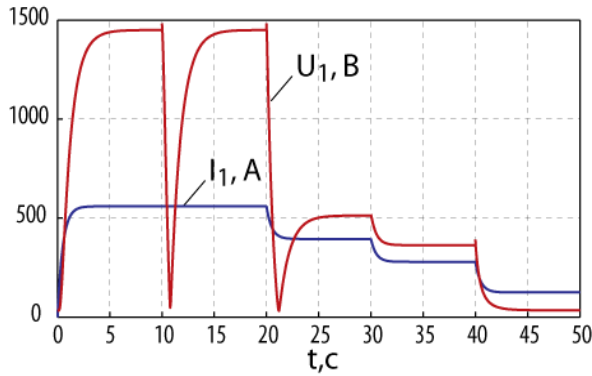


Рисунок 4.58 – Действующие значения напряжения и тока статора

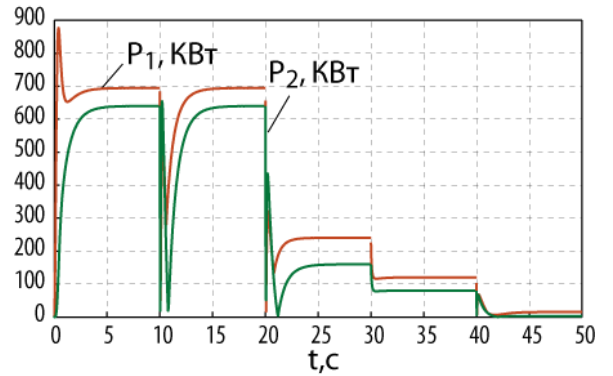


Рисунок 4.59 – Полезная и потребляемая мощности

Из графиков видно, что управление скоростью обеспечивается посредством изменения тока возбуждения, а поперечная проекция тока статора подстраивается под эти изменения согласно условиям минимума потерь энергии (4.37).

На рисунке 4.60 представлен фазовый портрет замкнутой системы в пространстве ω, i_2, i_{1q} , подтверждающий ее асимптотическую устойчивость относительно заданного стационарного состояния на пересечении ИМ.

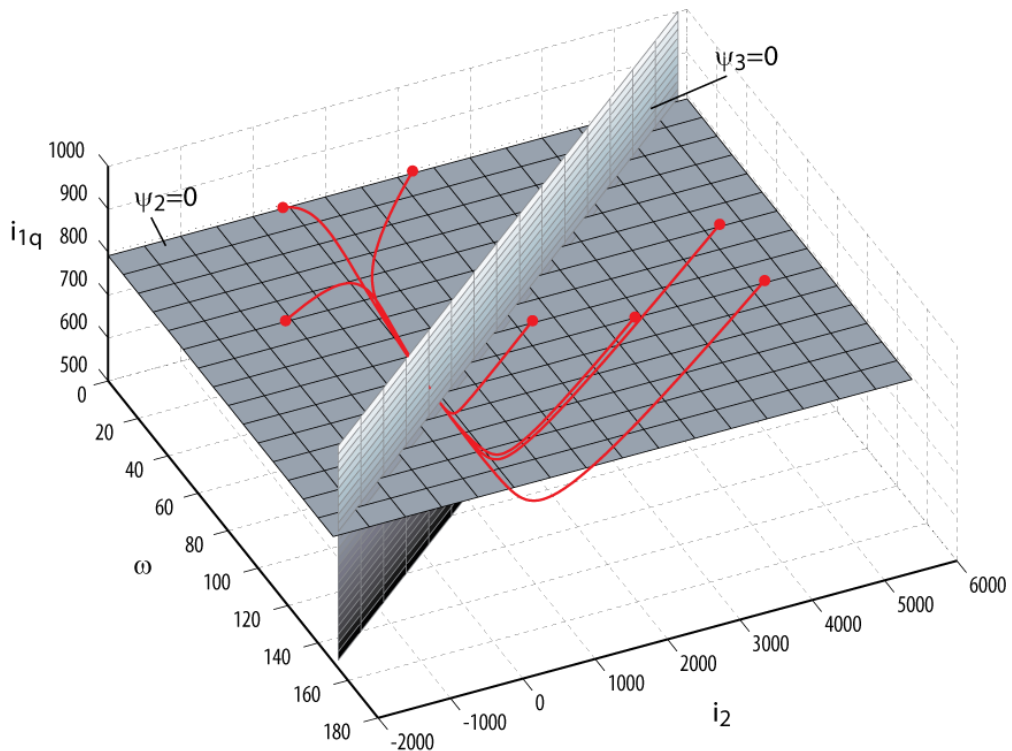


Рисунок 4.60 – Фазовый портрет в проекции на пространство ω, i_2, i_{1q}

Вариант 3. Векторная оптимизация. В процедуре синергетического синтеза используются оба энергетических инварианта, то есть ток возбуждения и поперечная проекция тока статора вычисляются из условий минимума потерь энергии согласно выражениям (4.34) и (4.37) соответственно.

Совокупность ИМ для этого варианта синтеза задается следующим образом:

$$\begin{aligned}\psi_1 &= i_{1d} = 0, \\ \psi_2 &= i_{1q} - i_{1q\text{опт}} = 0, \\ \psi_3 &= i_2 - i_{2\text{опт}} = 0.\end{aligned}\quad (4.41)$$

На пересечении ИМ свободная динамика угловой скорости описывается уравнением:

$$\frac{d\omega}{dt} = -a_3(M_c(\omega) - |M_c^*|)$$

В предыдущих разделах главы было доказано, что это уравнение обладает свойством асимптотической устойчивости относительно точки равновесия $\omega = \omega^*$.

Закон энергосберегающего управления для этого варианта синтеза определяется выражением:

$$\begin{aligned}u_{1d} &= \frac{1}{a_{12}} \left(a_8 \frac{a_{12}}{a_7 a_{12} - a_8^2} \left(\frac{a_8}{a_{12}} \left(-a_9 i_{1q} \omega + a_{10} i_{1d} - a_{11} i_2 - \frac{1}{T_1} i_{1d} \right) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + a_4 i_{1q} \omega + a_5 i_2 - a_6 i_{1d} - \frac{1}{T_3} (i_2 - i_{2\text{опт}}) \right) - \right. \\ &\quad \left. - a_9 i_{1q} \omega + a_{10} i_{1d} - a_{11} i_2 - \frac{1}{T_1} i_{1d} \right) \\ u_{1q} &= \frac{1}{a_{16}} \left(a_{13} i_{1d} \omega + a_{14} i_2 \omega + a_{15} i_{1q} - \frac{1}{T_2} (i_{1q} - i_{1q\text{опт}}) \right), \\ u_2 &= \frac{a_{12}}{a_7 a_{12} - a_8^2} \left(\frac{a_8}{a_{12}} \left(-a_9 i_{1q} \omega + a_{10} i_{1d} - a_{11} i_2 - \frac{1}{T_1} i_{1d} \right) + \right. \\ &\quad \left. + a_4 i_{1q} \omega + a_5 i_2 - a_6 i_{1d} - \frac{1}{T_3} (i_2 - i_{2\text{опт}}) \right).\end{aligned}\quad (4.42)$$

На рисунках 4.61 – 4.66 представлены результаты компьютерного моделирования замкнутой системы (4.32), (4.42). Использовались параметры такого же СД, и имитировалась такая же технологическая последовательность, что и в предыдущих вариантах.

Из графиков следует, что синтезированный алгоритм энергосберегающего управления обеспечивает выполнение поставленных задач управления СД в широком диапазоне заданной скорости и момента нагрузки. Переходные процессы незначительно затягиваются по причине свободной динамики на пересечении ИМ, но отсутствуют броски тока и потребляемой мощности в интенсивных переходных режимах. На рисунке 4.67 представлен фазовый портрет замкнутой системы в пространстве ω, i_2, i_{1q} , подтверждающий факт стягивания фазовых траекторий к пересечению ИМ.

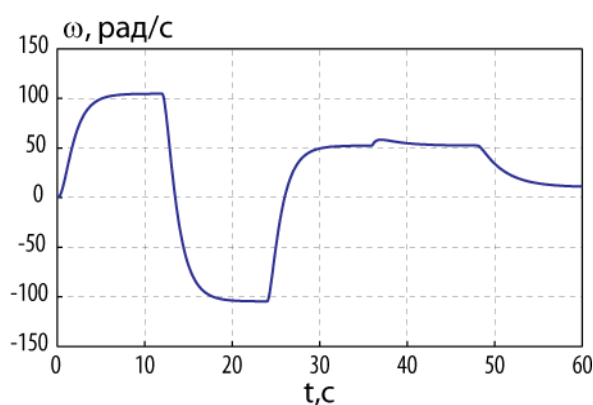


Рисунок 4.61 – Угловая скорость

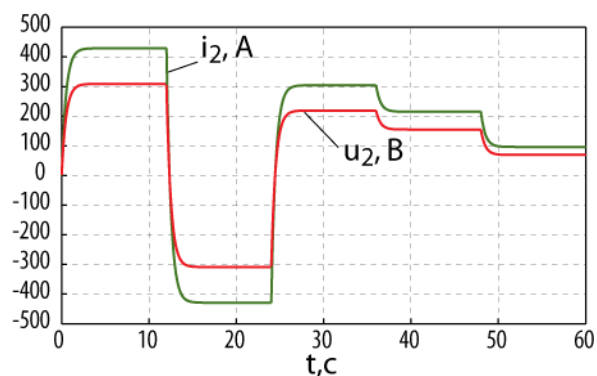


Рисунок 4.62 – Ток и напряжение обмотки возбуждения

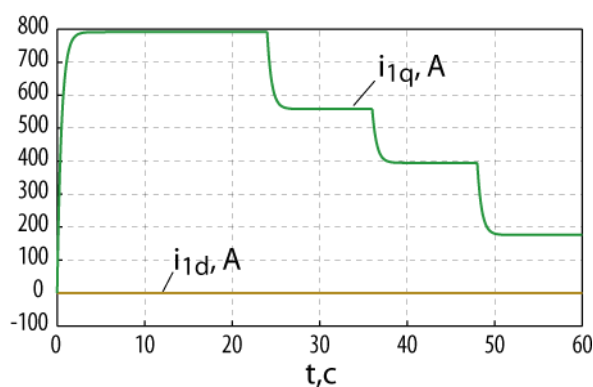


Рисунок 4.63 – Проекция тока статора

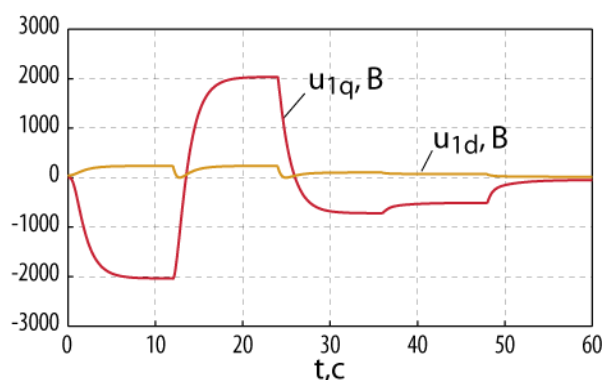


Рисунок 4.64 – Проекция напряжения статора

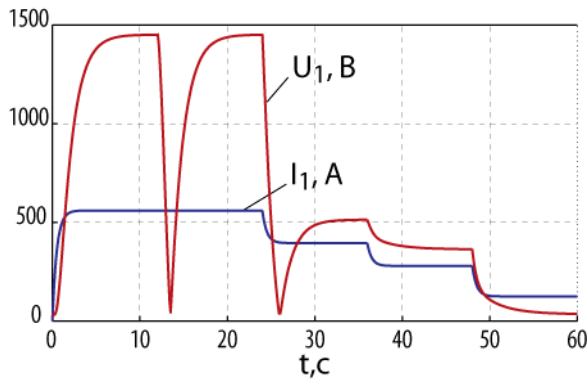


Рисунок 4.65 – Действующие значения напряжения и тока статора

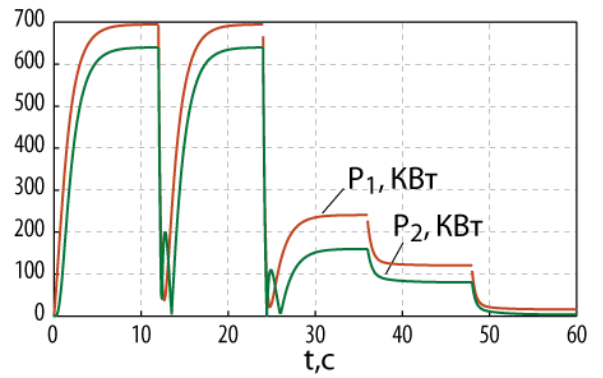


Рисунок 4.66 – Полезная и потребляемая мощности

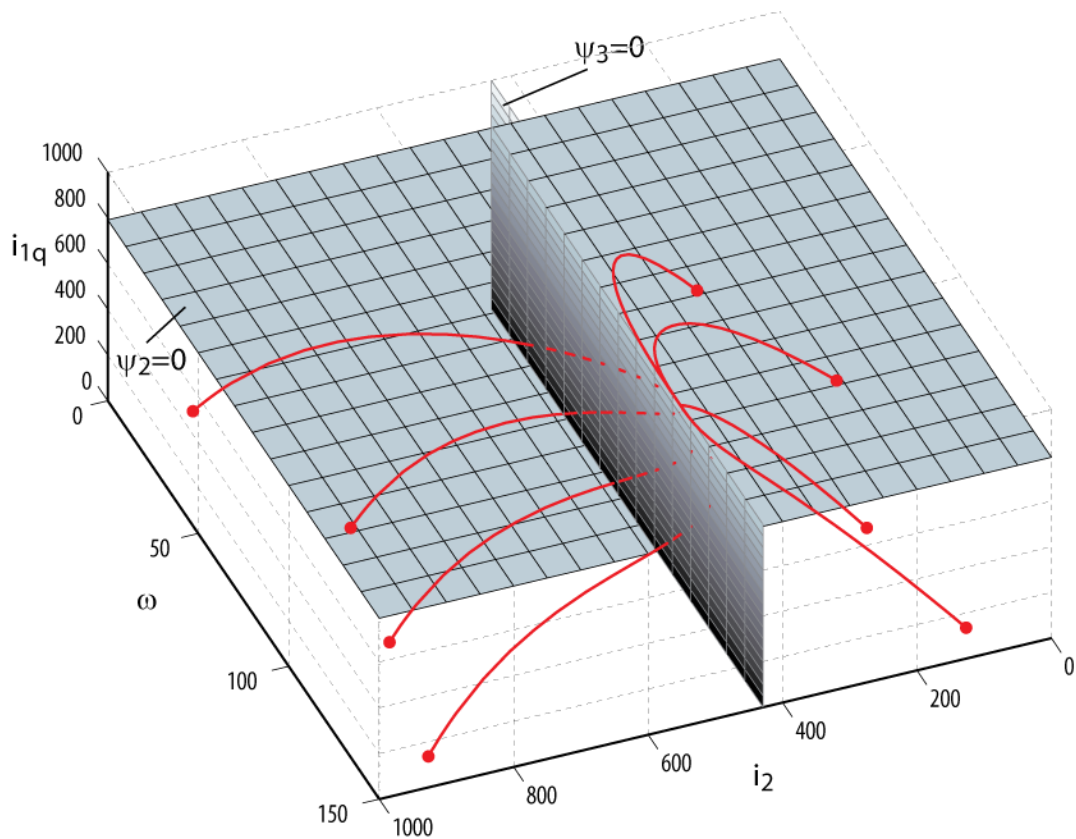


Рисунок 4.67 – Фазовый портрет в проекции на пространство ω, i_2, i_{1q}

Анализ энергетической эффективности. В ходе компьютерного моделирования была проведена оценка энергетической эффективности электромеханических процессов в СД при различных стратегиях управления. Следует подчеркнуть, что использование всех синтезированных в этом разделе алгоритмов энергосберегающего управления дает идентичные результаты с точки зрения энергетических показателей. Сравнение проводилось с традиционной стратегией управления СД,

обеспечивающей обнуление продольной проекции статора и стабилизацию тока в обмотке возбуждения в номинальном значении.

На рисунках 4.68 и 4.69 представлены сравнительные диаграммы КПД СД типа МС321-6/6. Первая диаграмма получена при варьировании момента нагрузки в режиме стабилизации угловой скорости в номинальном значении; вторая – при варьировании заданной угловой скорости в условиях номинального момента нагрузки. Колонки красного цвета соответствуют энергосберегающему управлению, колонки голубого цвета – традиционному.

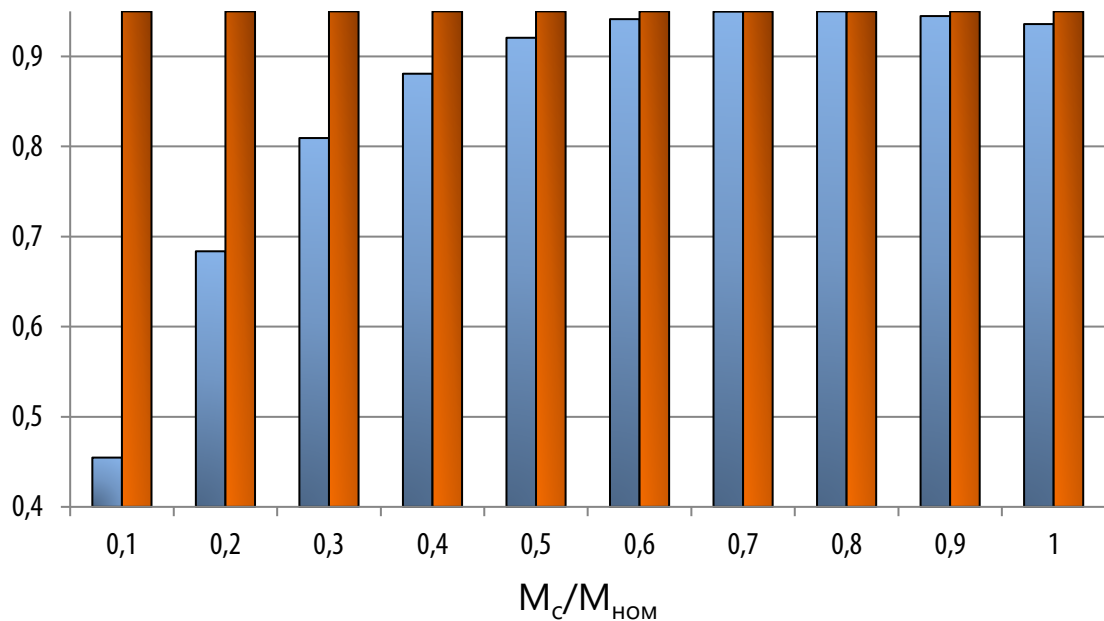


Рисунок 4.68 – Сравнительная диаграмма КПД СД при $\omega^* = \omega_{ном}$ и $M_c = var$

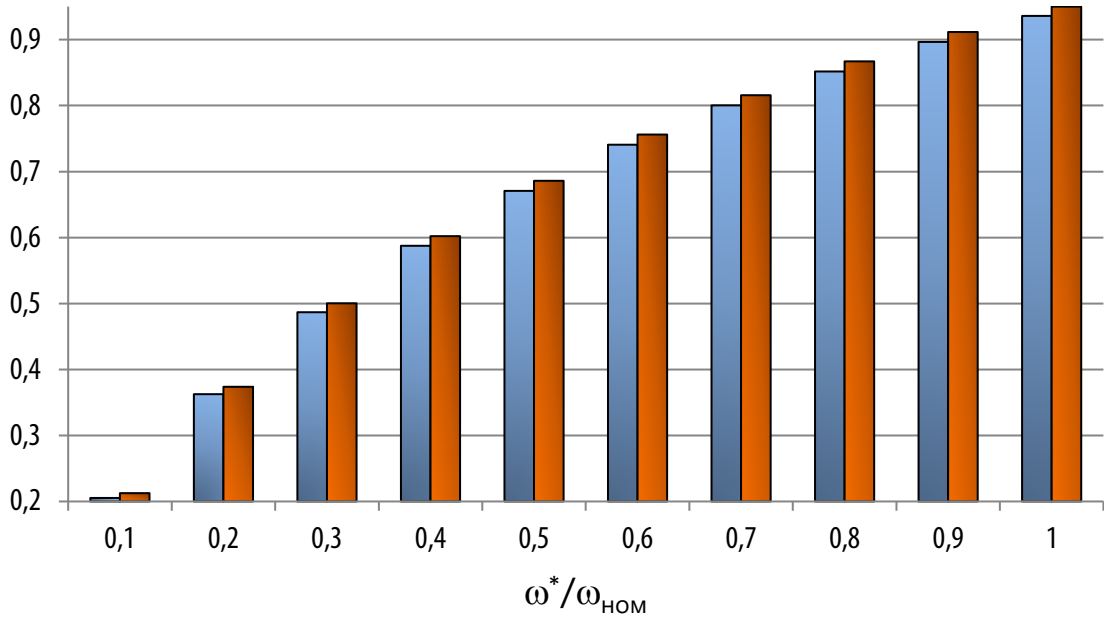


Рисунок 4.69 – Сравнительная диаграмма КПД СД при $M_c = M_{ном}$ и $\omega^* = var$

На основании проведенной оценки энергетической эффективности можно сказать, что использование синтезированных алгоритмов управления СД дает несомненный энергосберегающий эффект, который особенно заметен при малых моментах нагрузки.

4.3.2 Синергетический синтез алгоритмов энергосберегающего управления для неявнополюсных синхронных двигателей

Математическая модель неявнополюсного СД получается из модели (4.32) при $L_{1d} = L_{1q} = L_1$ и $L_{12d} = L_{12}$:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\omega}{dt} &= a_{12}i_{1q} - a_3M_c(\omega); \\
 \frac{di_2}{dt} &= -a_4i_{1q}\omega - a_5i_2 + a_6i_{1d} + a_7u_2 - a_8u_{1d}; \\
 \frac{di_{1d}}{dt} &= a_9i_{1q}\omega - a_{10}i_{1d} + a_{11}i_2 + a_{12}u_{1d} - a_8u_2; \\
 \frac{di_{1q}}{dt} &= -a_{13}i_{1d}\omega - a_{14}i_2\omega - a_{15}i_{1q} + a_{16}u_{1q}.
 \end{aligned} \tag{4.43}$$

Вариант 1. Оптимизация тока возбуждения (поперечной проекции тока статора). В отличие от явнополюсного СД электромагнитный момент не зависит от значения продольной составляющей тока статора, а модель (4.43) является частным случаем модели (4.32) при $a_2 = 0$. Поскольку в рассмотренных в разделе 4.3.1 вариантах синтеза алгоритмов управления СД продольная составляющая тока статора i_{1d} обнулялась на ИМ $\psi_1 = 0$, для неявнополюсного СД полностью применимы процедуры синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления, разработанные ранее. Законы энергосберегающего управления неявнополюсным СД получаются из выражений (4.36), (4.40) и (4.42) при $a_2 = 0$.

На рисунках 4.70 – 4.75 представлены результаты компьютерного моделирования неявнополюсного СД типа СТД-1250 с алгоритмом управления (4.36), обеспечивающим стабилизацию скорости и минимизацию потерь путем оптимизации тока возбуждения. Имитировалась следующая технологическая последовательность:

1. пуск двигателя в номинальный режим;
2. сброс нагрузки до $M_c = 0,1M_{\text{ном}}$;
3. увеличение нагрузки до $M_c = 0,8M_{\text{ном}}$;
4. сброс скорости до $\omega^* = 0,1\omega_{\text{ном}}$;
5. увеличение скорости до $\omega^* = 0,8\omega_{\text{ном}}$.

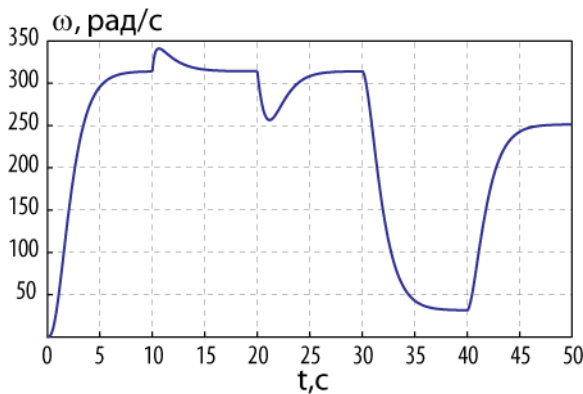


Рисунок 4.70 – Угловая скорость

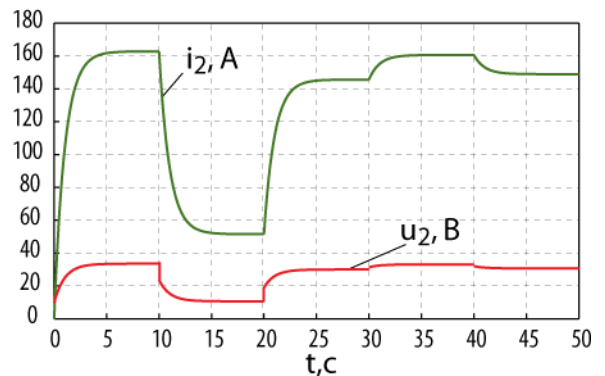


Рисунок 4.71 – Ток и напряжение обмотки возбуждения

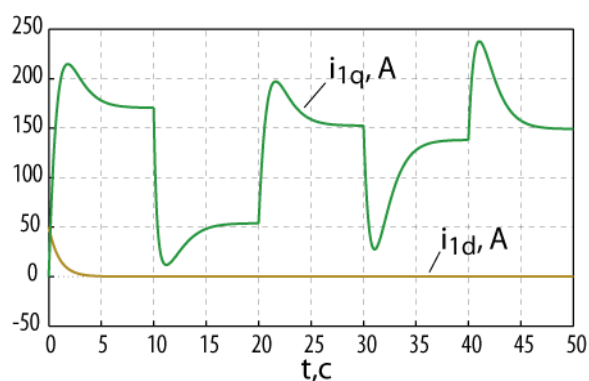


Рисунок 4.72 – Проекция тока статора

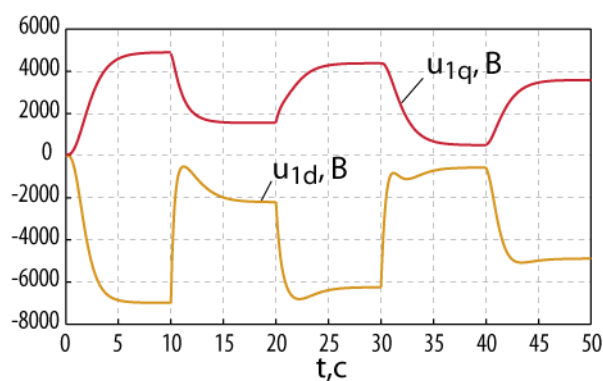


Рисунок 4.73 – Проекция напряжения

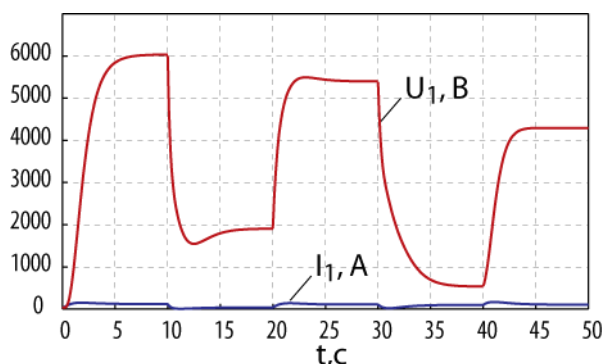


Рисунок 4.74 – Действующие значения напряжения и тока статора

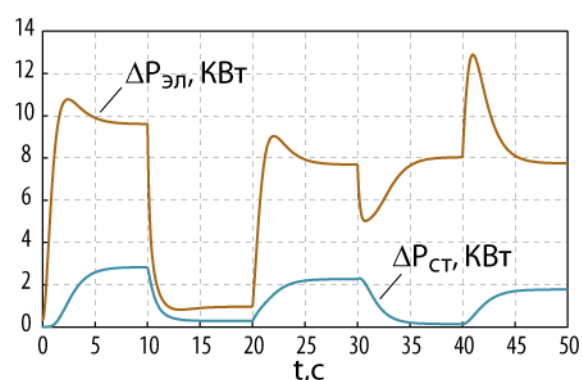


Рисунок 4.75 – Потери в меди и в стали

Анализируя результаты моделирования, можно сделать вывод об асимптотической устойчивости замкнутой системы и успешной работе алгоритма управления в широком диапазоне заданной скорости и момента нагрузки.

Вариант 2. Оптимизация продольной составляющей тока статора. В главе 2 показано, что у неявнополюсного СД существует возможность минимизировать потери энергии путем активного управления продольной проекцией тока статора. Соответствующий энергетический инвариант определяет оптимальное значение продольной проекции тока статора:

$$i_{1d\text{опт}} = -\frac{k_{10}|\omega^*|^\beta}{k_{11} + k_{12}|\omega^*|}, \quad (4.44)$$

где коэффициенты k_{10} , k_{11} , k_{12} вычисляются на основании параметров и номинальных данных двигателя (см. (2.69)). В этом случае d -проекция тока статора не

обнуляется, как это делается в традиционных системах ПОУ СД, а принимает отрицательное значение.

Синтезируем алгоритм управления, обеспечивающий стабилизацию скорости, стабилизацию тока возбуждения и оптимизацию продольной проекции тока статора согласно (4.44).

На первом этапе процедуры синергетического синтеза вводятся ИМ:

$$\begin{aligned}\psi_1 &= i_{1d} - i_{1d\text{опт}} = 0, \\ \psi_2 &= i_{1q} - \varphi_1(\omega) = 0, \\ \psi_3 &= i_2 - i_2^* = 0.\end{aligned}\quad (4.45)$$

На пересечении этих ИМ имеем декомпозированную систему:

$$\frac{d\omega}{dt} = a_1 i_2^* \varphi_1 - a_3 M_c(\omega). \quad (4.46)$$

«Внутреннее» управление находится из уравнения $T_4 \dot{\psi}_4 + \psi_4 = 0$ для $\psi_4 = \omega - \omega^*$ в силу (4.46):

$$\varphi_1 = \frac{1}{a_1 i_2^*} \left(a_3 M_c(\omega) - \frac{1}{T_4} (\omega - \omega^*) \right).$$

Полученный закон управления имеет следующий вид:

$$\begin{aligned}u_{1d} &= -\frac{a_8}{a_{12}(a_7 a_{12} - a_8^2)} \left(-a_9 i_{1q} \omega + a_{10} i_{1d} - a_{11} i_2 - \frac{1}{T_1} (i_{1d} - i_{1d\text{опт}}) \right) a_4 i_{1q} \omega + \\ & a_5 i_2 - a_6 i_{1d} - \frac{1}{T_3} (i_2 - i_2^*) + \frac{1}{a_{12}} \left(-a_9 i_{1q} \omega + a_{10} i_{1d} - a_{11} i_2 - \frac{1}{T_1} (i_{1d} - i_{1d\text{опт}}) \right), \\ u_{1q} &= \frac{1}{a_{16}} \left(a_{13} i_{1d} \omega + a_{14} i_2 \omega + a_{15} i_{1q} + \frac{1}{a_1 i_2^*} \left(\frac{a_3 \partial M_c}{\partial \omega} - \frac{1}{T_4} \right) (a_1 i_2 i_{1q} - a_3 M_c) \right) \\ & \left(-\frac{1}{T_2} \left(i_{1q} - \frac{1}{a_1 i_2^*} \left(a_3 M_c - \frac{1}{T_4} (\omega - \omega^*) \right) \right) \right) \\ u_2 &= -\frac{1}{a_7 a_{12} - a_8^2} \left(-a_9 i_{1q} \omega + a_{10} i_{1d} - a_{11} i_2 - \frac{1}{T_1} (i_{1d} - i_{1d\text{опт}}) \right) a_4 i_{1q} \omega + a_5 i_2 - a_6 i_{1d} - \frac{1}{T_3} (i_2 - i_2^*).\end{aligned}\quad (4.47)$$

На рисунках 4.76 – 4.81 представлены результаты компьютерного моделирования неявнополюсного СД типа СТД-1250 с законом управления (4.47), обеспечивающим стабилизацию скорости, стабилизацию тока возбуждения в номинальном значении и минимизацию потерь путем оптимизации продольной проекции тока статора. Имитировалась такая же технологическая последовательность, что и варианте синтеза 1. Очевидно, что изменение нагрузки не влияет на величину $i_{1d\text{opt}}$, перерасчет этой величины происходит только при изменении заданного значения угловой скорости ω^* .

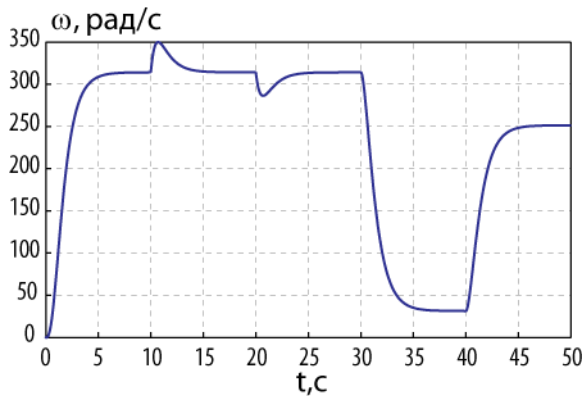


Рисунок 4.76 – Угловая скорость

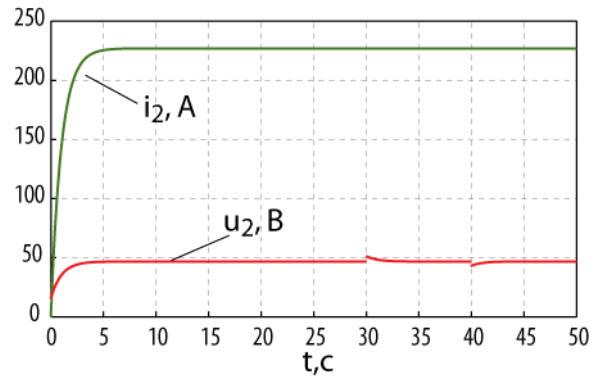


Рисунок 4.77 – Ток и напряжение обмотки возбуждения

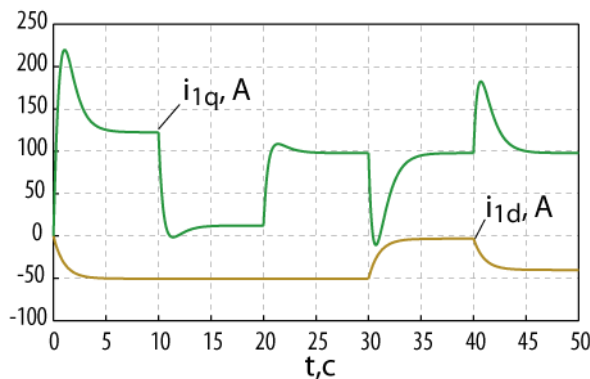


Рисунок 4.78 – Проекция тока статора

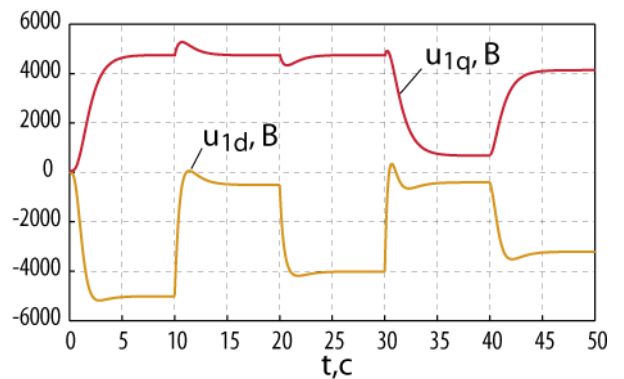


Рисунок 4.79 – Проекция напряжения

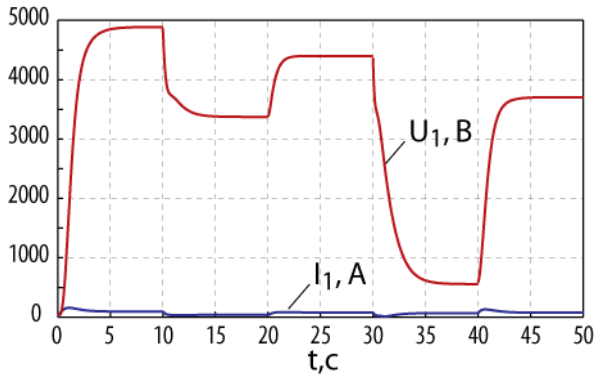


Рисунок 4.80 – Действующие значения напряжения и тока статора

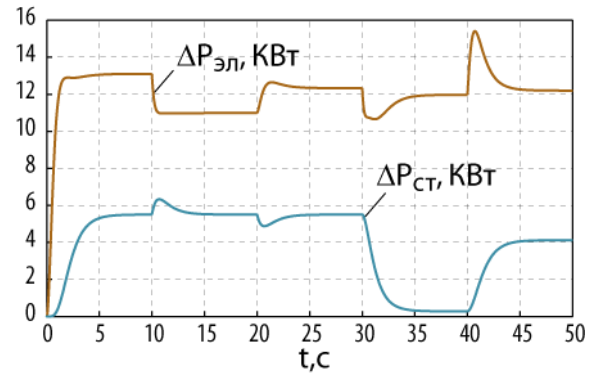


Рисунок 4.81 – Потери в меди и в стали

На рисунке 4.82 представлен фазовый портрет замкнутой системы в пространстве ω, i_{1d}, i_{1q} , подтверждающий теоретические положения синергетического синтеза систем.

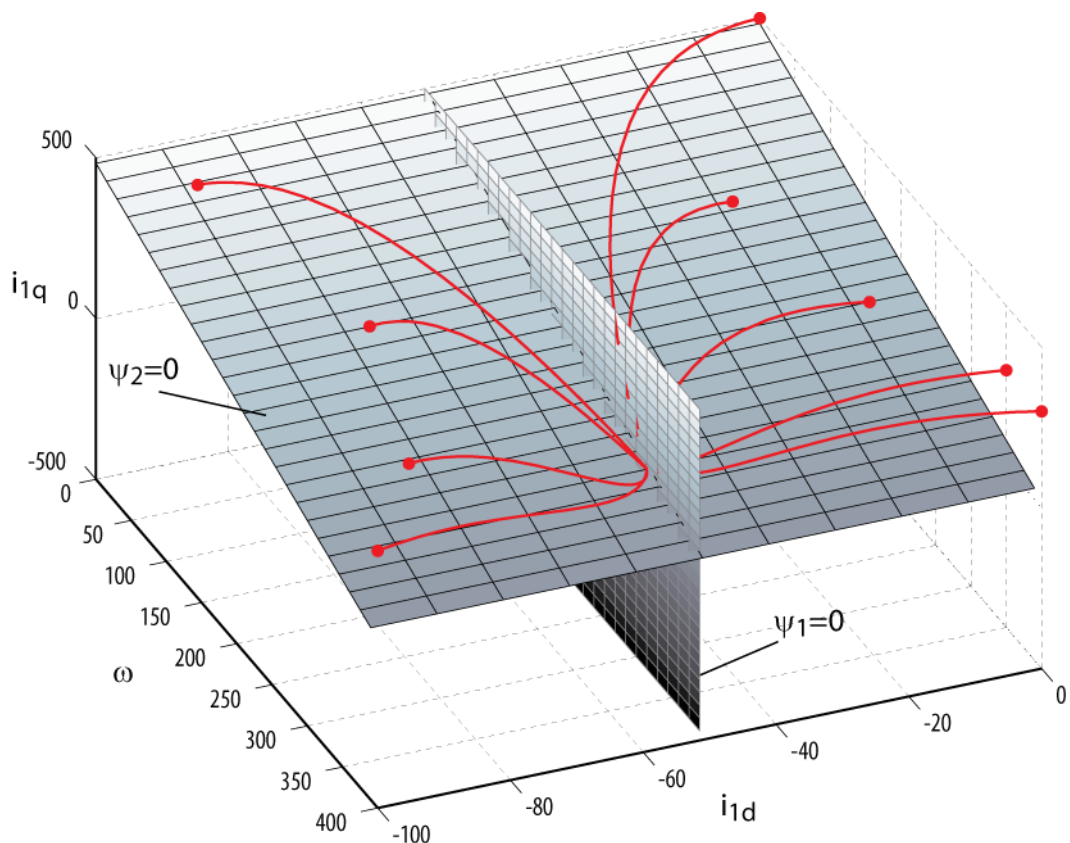


Рисунок 4.82 – Фазовый портрет в проекции на пространство ω, i_{1d}, i_{1q}

Сравнивая рисунки 4.75 и 4.81, можно заметить, что использование этого алгоритма управления с номинальным током возбуждения приводит к увеличению электромагнитных потерь по сравнению с алгоритмом, оптимизирующим ток возбуждения. Поэтому можно использовать в качестве уставки по току возбуждения значение оптимального тока, то есть задавать ее в законе управления (4.47) как

$$i_2^* = |M_c^*|^{0,5} \left(\frac{k_7}{k_8 + k_9 |\omega^*|^\beta} \right)^{0,25}.$$

На рисунках 4.83 – 4.88 представлены результаты компьютерного моделирования СД типа СТД-1250 с законом управления (4.47), обеспечивающим стабилизацию скорости, а также стабилизацию тока возбуждения и продольной проекции тока статора в оптимальных значениях.

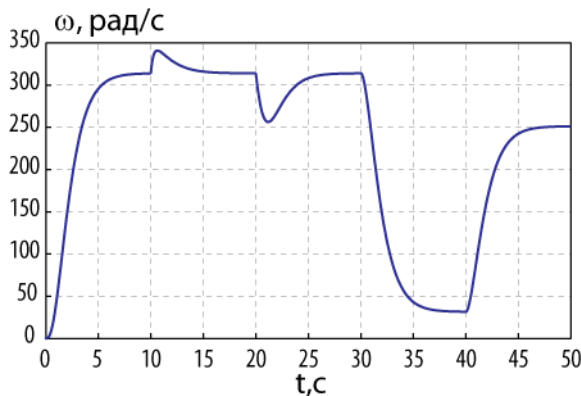


Рисунок 4.83 – Угловая скорость

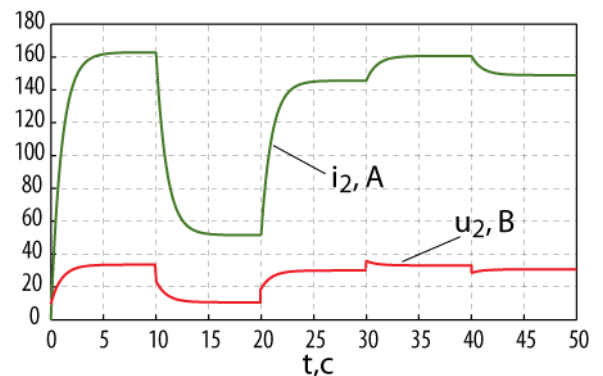


Рисунок 4.84 – Ток и напряжение обмотки возбуждения

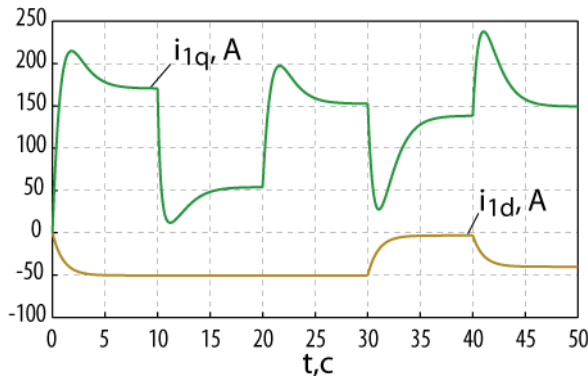


Рисунок 4.85 – Проекция тока статора

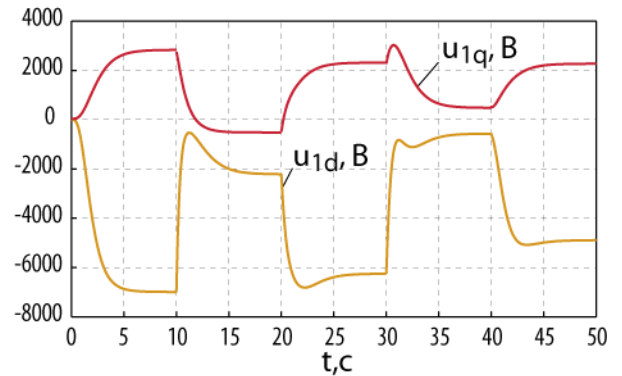


Рисунок 4.86 – Проекция напряжения

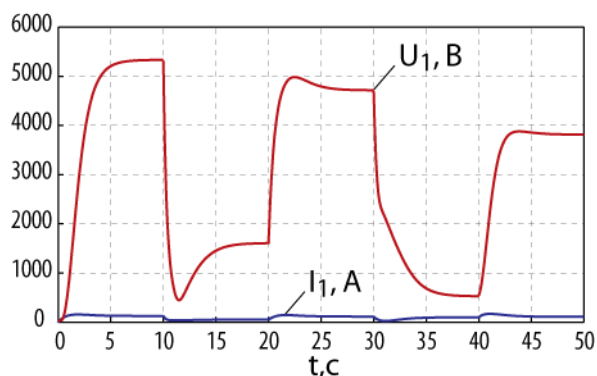


Рисунок 4.87 – Действующие значения напряжения и тока статора

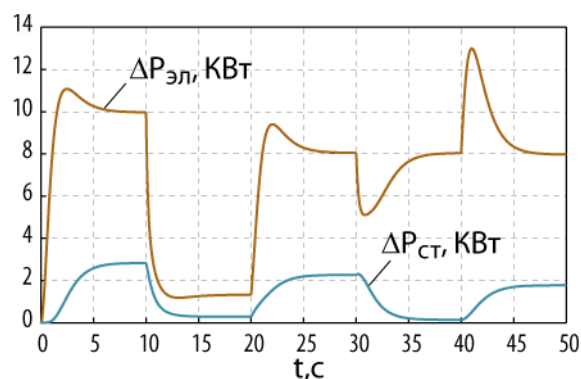


Рисунок 4.88 – Потери в меди и в стали

Анализируя полученные графики, можно сделать вывод, что при вариации момента нагрузки (этапы технологической последовательности 2 и 3) идет управление током возбуждения, а при вариации заданной скорости (этапы технологической последовательности 4 и 5) изменяется значение продольной проекции тока статора.

Анализ энергетической эффективности. На рисунках 4.89 и 4.90 представлены сравнительные диаграммы КПД СД типа СТД-1250, полученные при компьютерном моделировании замкнутых систем с различными алгоритмами управления. Первая диаграмма получена при варьировании момента нагрузки в режиме стабилизации угловой скорости в номинальном значении; вторая – при варьировании заданной угловой скорости в условиях номинального момента нагрузки. Колонки голубого цвета соответствуют традиционному управлению СД при номинальном токе возбуждения и обнуленной проекции тока статора, колонки красного цвета – энергосберегающему управлению с оптимизацией тока возбуждения, желтые энергосберегающему управлению с оптимизацией тока возбуждения и продольной проекции тока статора.

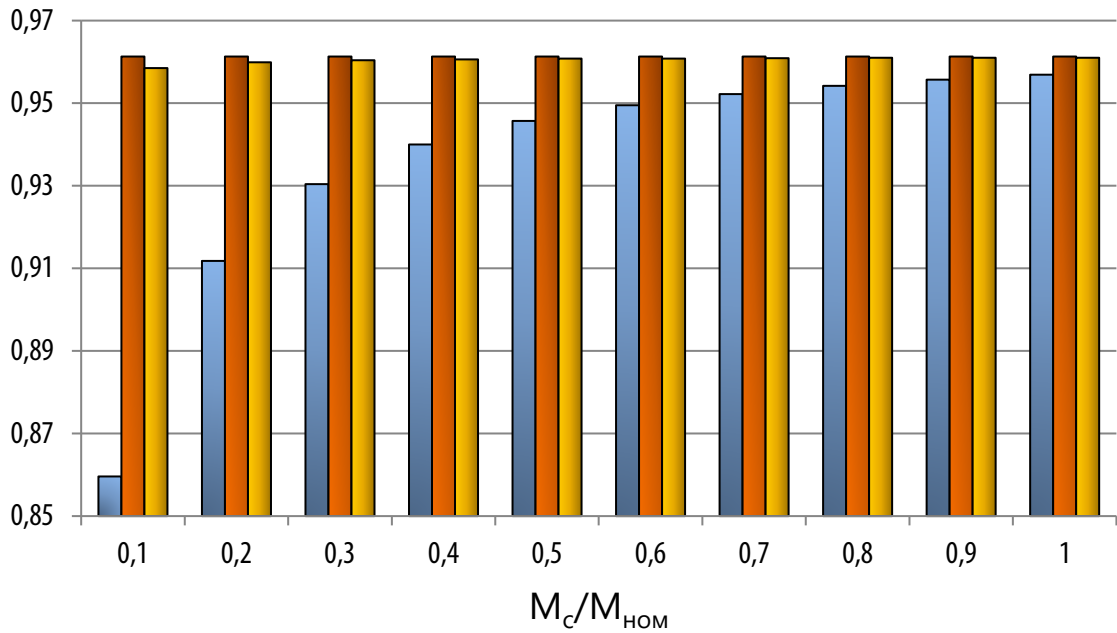


Рисунок 4.89 – Сравнительная диаграмма КПД СД при $\omega^* = \omega_{\text{НОМ}}$ и $M_c = \text{var}$

Из представленных диаграмм можно сделать вывод, что оба алгоритма энергосберегающего управления имеют схожие характеристики с точки зрения экономии энергии и обеспечивают значительное повышение энергетической эффективности СД по сравнению с традиционной схемой управления СД.

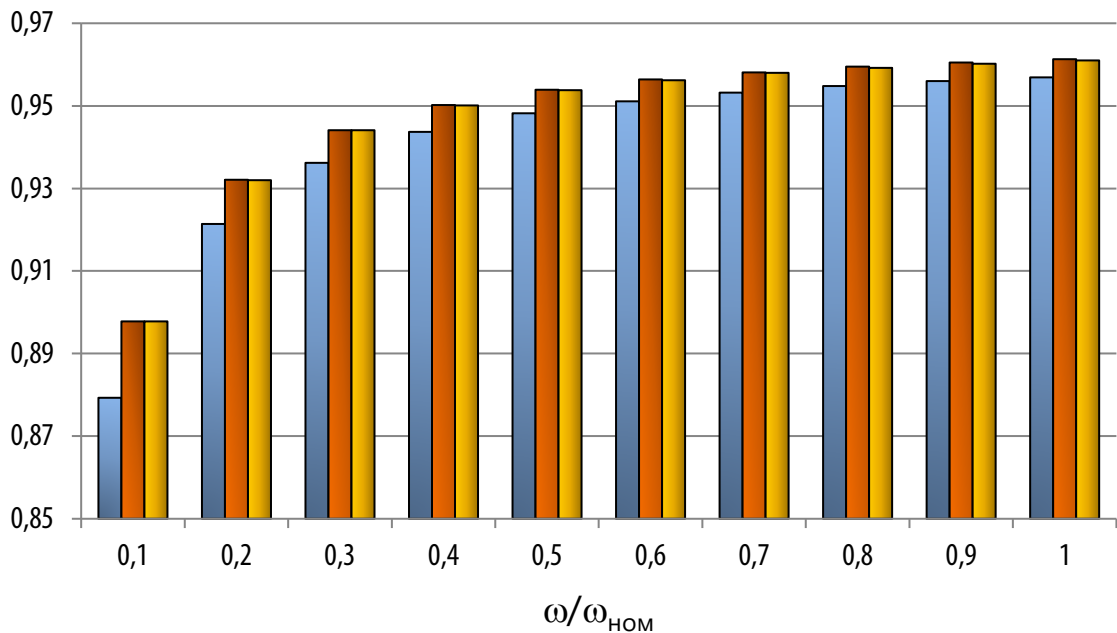


Рисунок 4.90 – Сравнительная диаграмма КПД СД при $M_c = M_{\text{НОМ}}$ и $\omega^* = \text{var}$

4.4 Прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления электромеханическими системами с синхронным двигателем с постоянными магнитами

В последнее время СДПМ находят все большее применение в различных ЭМС промышленного и транспортного назначения. В качестве характерного примера можно привести бурно развивающуюся сейчас отрасль электромобилестроения. Практически все производители автомобилей с гибридной или электрической силовой установкой предпочитают использовать в тяговом электроприводе именно СДПМ, а не АД.

Это связано со следующими преимуществами СДПМ по сравнению с АД:

- более высокий КПД (больше примерно на 2 % при одинаковых мощностях, конструкции статора и частотном преобразователе);
- более низкая инерционность ротора;
- более высокая удельная мощность;
- более широкий диапазон скорости с постоянной мощностью.

Традиционные недостатки СДПМ, связанные с их высокой стоимостью, сложностью пуска и выхода в синхронизм, фактически нивелированы за счет использования новых магнитных материалов, полупроводниковых преобразователей частоты и современных принципов управления двигателями переменного тока.

Использование СДПМ в современных ЭМС обычно предполагает подключение его обмотки статора к преобразователю частоты с системой управления. Система управления реализует тот или иной принцип управления двигателем, выбор которого зависит от задачи, решаемой СДПМ в составе конкретной ЭМС. При необходимости плавного регулирования скорости двигателя во всем допустимом диапазоне используется системы ПОУ.

Классическая система векторного управления СДПМ представляет собой двухканальную систему управления, в которой включенные в контур типовые регуляторы (обычно ПИ-регуляторы) формируют заданные значения проекций тока

статора. Правило формирования этих значений определяют специфику различных систем векторного управления СДПМ.

Например, сейчас широко используется стратегия максимального крутящего момента на ампер (Maximum Torque per Ampere – МТРА) [178–182]. Соотношение проекций тока статора формируется исходя из условий максимизации момента при существующих токовых ограничениях. Реализация стратегии МТРА приводит к минимизации омических (электрических) потерь в обмотке статора при текущем моменте нагрузки.

Рассмотрим применение развиваемых в работе подходов для синтеза алгоритмов энергосберегающего управления СДПМ.

При разработке систем ПОУ обычно используется следующая математическая модель неявнополюсного СДПМ, записанная относительно проекций токов и напряжений статора на оси координатной системы (d, q) , которая вращается синхронно с магнитным полем:

$$\begin{aligned}\frac{d\omega}{dt} &= (1,5a_1i_{1q} - M_c)a_2; \\ \frac{di_{1d}}{dt} &= (u_{1d} - a_3i_{1d} + a_4i_{1q}\omega)a_5; \\ \frac{di_{1q}}{dt} &= (u_{1q} - a_3i_{1q} - a_4i_{1d}\omega - a_1\omega)a_5,\end{aligned}\tag{4.48}$$

где $a_1 = p\psi_f$, $a_2 = \frac{1}{J}$, $a_3 = r_1$, $a_4 = pL_1$, $a_5 = \frac{1}{L_1}$. Обозначения параметров двигателя разъясняется в главе 2.

Анализируя математическую модель (4.48), можно заметить, что электромагнитный момент СДПМ $M = 1,5a_1i_{1q}$ определяется только текущим значением поперечной проекции тока статора i_{1q} . Таким образом, формируя заданное значение i_{1q} путем изменения проекции напряжения u_{1q} , можно обеспечить вращение двигателя с необходимой скоростью.

В большинстве систем ПОУ СДПМ продольную проекцию тока статора i_{1d} обычно обнуляют. Условие $i_{1d} = 0$ соответствует минимуму соответствующих омических потерь и для данного типа СДМП аналогично реализации стратегии МТРА.

Другим вариантом управления двигателем по продольной оси является формирование отрицательных значений i_{1d} . В этом случае ослабляется продольная составляющая магнитного поля и компенсируется соответствующая составляющая ЭДС вращения. Это позволяет расширить диапазон регулирования скорости двигателя. В работе [57] представлена общая стратегия управления СДПМ по продольной проекции тока, основанная на определении условий длительно допустимой работы двигателя.

В главе 2 получен энергетический инвариант СДПМ (2.75), представляющий выражение для оптимального значения продольной проекции тока статора для заданной угловой скорости. С учетом возможного реверса двигателя это выражение может быть записано как

$$i_{1d \text{ опт}} = -\frac{b_1 |\omega^*|^\beta \psi_f}{b_1 L_1 |\omega^*|^\beta + 3r_1}, \quad (4.49)$$

$$\text{где } b_1 = \frac{2p^\beta \Delta P_{\text{ст.ном}}}{314^\beta \psi_{1\text{ном}}^2} L_1.$$

Поставим задачу синергетического синтеза алгоритма векторного управления, обеспечивающего стабилизацию угловой скорости ротора СДМП в заданном значении ($\omega = \omega^*$) и минимизацию суммарных потерь энергии [183].

Процедура синергетического синтеза в рассматриваемом случае содержит один этап декомпозиции, которая имеет место на пересечении ИМ:

$$\begin{aligned} \psi_1 &= (1,5a_1 i_{1q} - M_c) - \frac{\beta_1}{a_2} (\omega - \omega^*) = 0, \\ \psi_2 &= i_{1d} - i_{1d \text{ опт}} = 0, \end{aligned} \quad (4.50)$$

При введении ИМ (4.50) изменение угловой скорости будет описываться уравнением эталонной динамики:

$$\frac{d\omega}{dt} = \beta_1(\omega - \omega^*),$$

которое при $\beta_1 < 0$ обладает свойством асимптотической устойчивости относительно состояния $\omega = \omega^*$.

Таким образом, на многообразии $\psi_1 = 0$ обеспечивается выполнение требуемой задачи управления скоростью $\omega = \omega^*$, а на многообразии $\psi_2 = 0$ формируется оптимальное согласно (4.49) значение продольной проекции тока статора.

Искомый закон управления СДПМ ищется из решения системы функциональных уравнений метода АКАР $T_i \dot{\psi}_i + \psi_i = 0, i = 1, \dots, 2$ в силу уравнений модели (4.48) и имеет следующий вид

$$u_{1d} = a_3 i_{1d} - a_4 i_{1q} \omega + \frac{1}{1,5a_1 a_5} \left(\begin{array}{l} \left(\frac{\partial M_c}{\partial \omega} + \frac{\beta_1}{a_2} \right) (1,5a_1 i_{1q} - M_c) a_2 - \\ - \frac{1}{T_1} \left(1,5a_1 i_{1q} - M_c - \frac{\beta_1}{a_2} (\omega - \omega^*) \right) \end{array} \right), \quad (4.51)$$

$$u_{1d} = a_3 i_{1d} - a_4 i_{1q} \omega - \frac{1}{a_5 T_2} (i_{1d} - i_{1d \text{ опт}}).$$

Положив $i_{1d \text{ опт}} = 0$, из закона управления (4.51) можно получить закон управления СДПМ, обеспечивающий обнуление продольной проекции тока статора.

Для оценки эффективности разработанного регулятора было проведено компьютерное моделирование замкнутой системы (4.48), (4.51). В таблице 4.1 приведены параметры и номинальные данные СДПМ, которые использовались при моделировании.

Параметры настройки синтезированной системы управления были установлены в значениях: $T_1 = T_2 = 0,1$, $\beta_1 = -10$.

Имитировалась следующая технологическая последовательность:

1. пуск двигателя в номинальную скорость с моментом $M_c = 0,1M_{\text{ном}}$;
2. увеличение нагрузки до номинального значения;
3. уменьшение нагрузки до $M_c = 0,5M_{\text{ном}}$;

4. сброс скорости до $\omega^* = 0,1\omega_{\text{НОМ}}$;
5. увеличение скорости до $\omega^* = 0,75\omega_{\text{НОМ}}$.

Таблица 4.1. Параметры и номинальные данные СДПМ

Наименование параметра	Значение параметра
Мощность, кВт	125
Номинальная скорость, рад/с	209,33
Номинальный момент, Н·м	600
Сопротивление обмотки статора, Ом	0,02
Индуктивность обмотки статора, Гн	0,001
Момент инерции ротора, кг·м ²	1,57
Потокосцепление постоянных магнитов, Вб	0,89
Число пар полюсов	4
Номинальное потокосцепление статора, Вб	1
Номинальные потери в стали, кВт	1,1

На рисунках 4.91 – 4.95 представлены результаты моделирования СДПМ с синтезированным алгоритмом управления.

Из графиков видно, что активное управление продольной проекцией статора происходит только при изменении заданной угловой скорости и приводит к заметному уменьшению потерь в стали (см. рисунок 4.90).

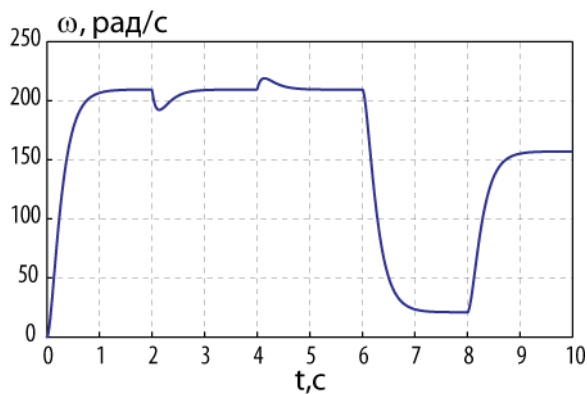


Рисунок 4.91 – Угловая скорость

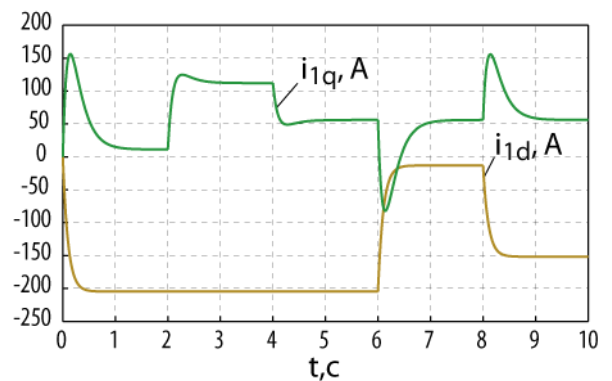


Рисунок 4.92 – Проекция тока статора

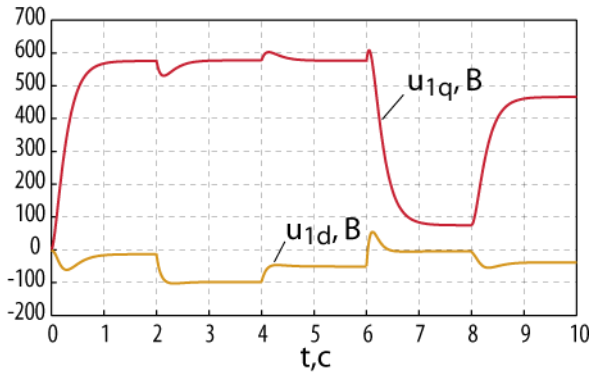


Рисунок 4.93 – Проекция напряжения

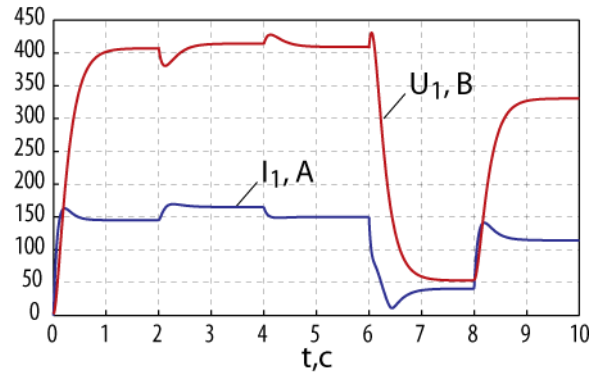


Рисунок 4.94 – Действующие значения напряжения и тока

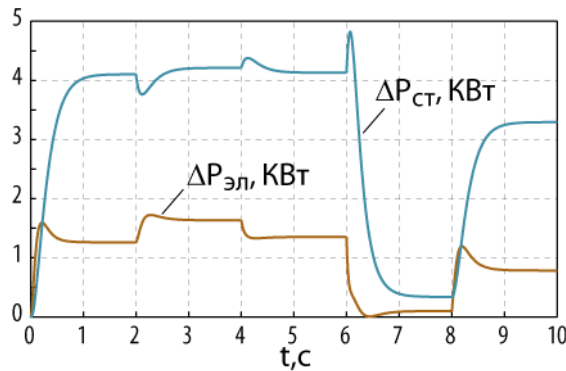


Рисунок 4.95 – Потери в меди и в стали

На рисунке 4.96 представлен фазовый портрет замкнутой системы, демонстрирующий притягивание траекторий к точке равновесия на пересечении ИМ.

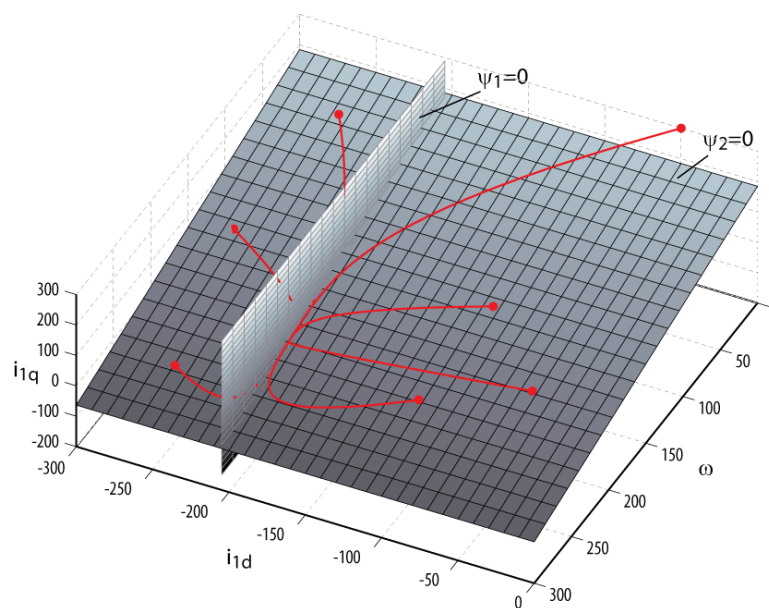


Рисунок 4.96 – Фазовый портрет замкнутой системы (4.48), (4.51)

На рисунках 4.97 – 4.98 представлены полученные в ходе моделирования сравнительные диаграммы КПД СДПМ при варьировании заданной скорости и момента нагрузки. Голубые колонки – алгоритм, обеспечивающий обнуление продольной проекции тока статора, красные колонки – алгоритм, обеспечивающий оптимизацию продольной проекции тока статора.

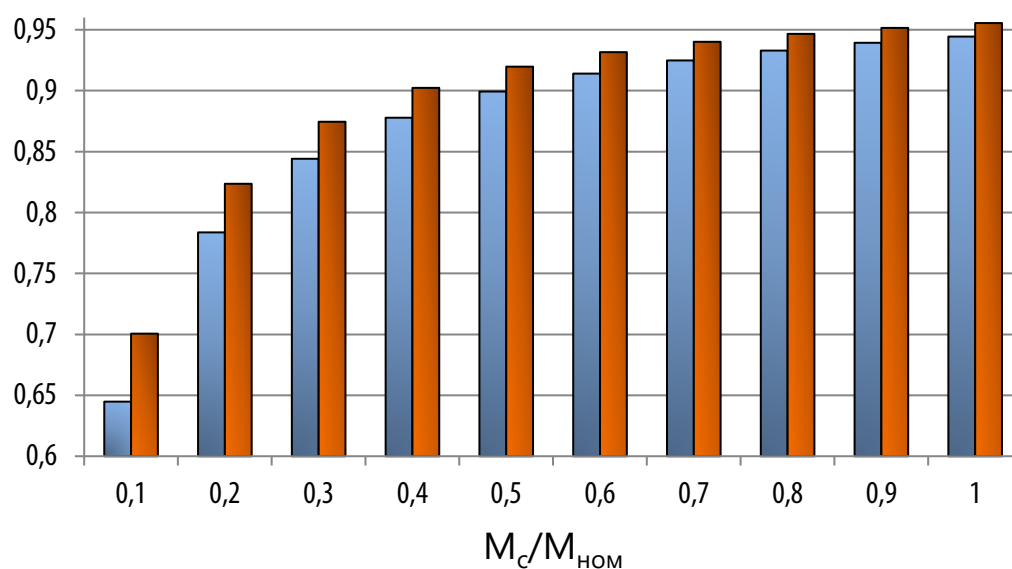


Рисунок 4.97 – Сравнительная диаграмма КПД СДПМ при $\omega^* = \omega_{\text{ном}}$ и $M_c = \text{var}$

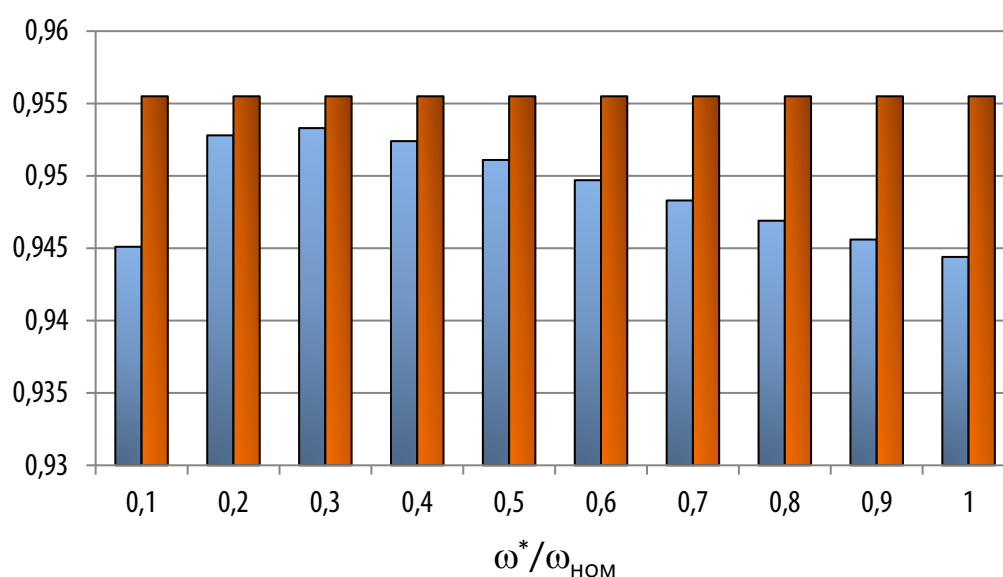


Рисунок 4.98 – Сравнительная диаграмма КПД СДПМ при $M_c = M_{\text{ном}}$ и $\omega^* = \text{var}$

В отличие от всех рассмотренных двигателей КПД СДМП при энергосберегающем управлении падает при уменьшении момента нагрузки, что объясняется видом энергетического инварианта (4.49). Тем не менее, он выше, чем в случае обнуления продольной проекции тока статора на 1-6 %.

Еще одной особенностью этого двигателя является слабая зависимость КПД от скорости. Использование алгоритма энергосберегающего управления позволяет выдерживать его постоянным и максимальным. Повышение энергоэффективности по сравнению с традиционным регулятором составляет 0,5-1 %.

4.5. Выводы по главе

Настоящая глава была посвящена изложению теоретических основ синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС и разработки соответствующих прикладных методов синтеза для ЭМС с различными типами ЭД.

1. Разработан прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления для ЭМС с ДПТ. Представлены три варианта проведения процедуры синергетического синтеза, позволяющие определять законы управления ЭМС, обеспечивающие стабилизацию угловой скорости и минимизацию потерь в двигателе при изменении заданной угловой скорости и момента сопротивления нагрузки.

2. Разработан прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления для ЭМС с АД. Предложены три варианта проведения процедуры синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления, отличающиеся типом используемого энергетического инварианта и их комбинацией.

3. Разработаны прикладные методы синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления для ЭМС с СД основного исполнения (с электромагнитным возбуждением). Предложены различные варианты проведения процедуры синергетического синтеза для явнополюсных и неявнополюсных СД,

использующие потенциальные возможности минимизации потерь энергии путем целенаправленного воздействия на электромагнитные процессы, как со стороны статорной обмотки, так и со стороны обмотки возбуждения.

4. Разработан прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления для ЭМС с СДПМ. Предложена процедура синергетического синтеза алгоритма энергосберегающего управления, обеспечивающего минимизацию потерь энергии путем оптимизации продольной проекции тока статора.

5. Для всех полученных алгоритмов энергосберегающего управления было проведено компьютерное моделирование, полностью подтвердившее теоретические положения теории синергетического синтеза, продемонстрировавшее асимптотическую устойчивость замкнутых систем относительно заданного технологического режима работы ЭМС и позволившее убедиться в повышении энергетической эффективности управляемых электромеханических процессов.

6. На основании проведенного анализа энергетической эффективности ЭМС, можно сделать вывод, что использование предложенных алгоритмов энергосберегающего управления позволяет повысить КПД двигателя в режимах его работы с варьируемой угловой скоростью и изменяемой нагрузкой. Энергосберегающий эффект, имеющий место при соответствующем управлении ЭМС, зависит от режима ее работы, а именно, от угловой скорости и момента нагрузки. В наибольшей степени он проявляется при недогруженном двигателе и может достигать более 10%.

Отличительными особенностями разработанных прикладных методов синтеза алгоритмов энергосберегающего управления являются использование наиболее адекватных нелинейных математических моделей ЭМС, реализация принципа векторного управления, учитывающего реальную взаимосвязь каналов управления, строгая аналитичность и математическая обоснованность предлагаемых процедур синтеза алгоритмов управления.

Разработанные прикладные методы синтеза алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС нашли свое применение при решении задач управления силовыми установками транспортных средств на электрической тяге – электровозов и электромобилей [96, 119, 120, 122-124, 202-211].

Глава 5 Синергетический синтез алгоритмов адаптивного управления электромеханическими системами

Предложенные в главах 3 и 4 прикладные методы синергетического синтеза алгоритмов управления использовали математические модели ЭМС в виде систем нелинейных обыкновенных дифференциальных уравнений. Эти модели включают в себя следующие основные составляющие:

- переменные состояния (электрические, магнитные и механические величины);
- управляющие воздействия (напряжения на обмотках двигателей или их проекции на оси координатной системы);
- параметры (параметры электромагнитных цепей и механических передач);
- момент сопротивления нагрузки, характеризующий действие на систему внешних сил со стороны обслуживаемого технологического процесса.

При этом считалось, что все переменные измеряемы с помощью соответствующих технических средств, параметры известны и неизменны, а момент сопротивления нагрузки является однозначной и известной функцией угловой скорости ИО ЭМС.

Отмеченные особенности математических моделей ЭМС нашли широкое применение в практике проектирования ЭМС с автоматическим управлением. Подавляющее большинство автоматических регуляторов ЭМС рассчитывается на основе перечисленных допущений.

С другой стороны такое представление реальных процессов в ЭМС является несколько идеализированным. Момент сопротивления нагрузки может изменяться не так, как это определено заданной функцией $M_c(\omega)$, тем самым подчеркивая неполную определенность внешнего воздействия на систему. Параметры математических моделей могут быть оценены априори неправильно, либо могут изменяться в ходе эксплуатации под действием внешних факторов, например, температуры. Не всегда есть возможность измерить некоторые переменные состояния.

Таким образом, в математических моделях ЭМС могут появляться неопределенности различного происхождения, что может стать причиной не только снижения точности регулирования, но и источником возникновения нежелательных режимов работы системы в целом.

В этой связи, возникает ряд задач, связанных с разработкой алгоритмов адаптивного управления, парирующих влияние отмеченных неопределенностей на качество управления ЭМС. Указанные задачи относятся к задачам построения адаптивных систем управления (АдСУ), к которым принято относить системы, в котором недостаток априорной информации восполняется за счет более полного использования текущей информации [212].

К настоящему времени предложены различные принципы адаптации и разработано множество методов синтеза АдСУ [213–224]. Эти методы нашли свое применение при решении прикладных задач адаптации в ЭМС [55–57, 225–236]. Следует отметить, что в большинстве случаев используются линейные или линеаризованные математические модели ЭМС.

В работе [237] сформулирован ряд актуальных и до сих пор не решенных проблем современной теории адаптивного управления для класса нелинейных динамических объектов. Указанные проблемы связаны с неоднозначностью самого определения свойства адаптивности в управляемых системах, формулированием целей адаптивного управления, качеством управления, возможностью получения адекватных математических моделей.

В рамках СТУ также решаются задачи адаптации и разработаны два основных метода синергетического синтеза адаптивных систем управления: метод синергетического синтеза с интегральной адаптацией на ИМ [74, 75, 140, 141] и метод синергетического синтеза адаптивных систем управления с асимптотическими наблюдателями [72, 177].

В настоящей главе будут рассмотрены вопросы синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС. Отметим, что решение этих вопросов полностью ложиться в канву основных задач исследований, являясь дополнением к разработанным в

предшествующих главах прикладной теории и методов синергетического синтеза алгоритмов управления нелинейными ЭМС.

5.1 Основные неопределенности математических моделей электромеханических систем и их влияние на свойства замкнутых систем

В данном разделе будет проведен анализ основных факторов неопределенности математических моделей ЭМС и проведена оценка их влияния на свойства замкнутых систем с разработанными алгоритмами управления.

5.1.1 Момент сопротивления нагрузки

Момент сопротивления нагрузки M_c всегда присутствует в моделях ЭМС, входя в правую часть уравнения движения вала двигателя или ИО. Этот момент фактически описывает внешнее воздействие на ЭМС со стороны обслуживаемого технологического процесса. В большинстве случаев он может быть представлен в виде некоторой функции угловой скорости ИО, вид и параметры которой определяются типом приводимого механизма в составе конкретной промышленной или транспортной установки и рассчитываются на этапе проектирования системы. Тем не менее, ситуация, когда текущее значение M_c отличается от расчетного значения, является вполне типичной и обусловлена действием различных факторов, возникающих в ходе эксплуатации ЭМС. В этой связи, при расчете контуров автоматического регулирования управляемых ЭМС момент сопротивления считается внешним возмущающим воздействием, величина которого постоянна, но неизвестна. Интегральная составляющая в типовых ПИД регуляторах выполняет функцию компенсации этого возмущения.

На наш взгляд, такой подход к описанию действия внешнего момента на ЭМС является слишком упрощенным. Этот момент в основном является реакцией на движение, генерируемое ЭМС, а его величина определяется характеристиками

этого движения. Рассматривать момент сопротивления как исключительно внешнее воздействие на систему не совсем правильно. Поэтому в дальнейшем мы будем полагать, что момент сопротивления нагрузки в моделях ЭМС описывается функцией вида:

$$M_c = M_c(\omega) + M_d(t), \quad (5.1)$$

где $M_c(\omega)$ – известная функция угловой скорости; $M_d(t)$ – возмущающий момент, обусловленный непрогнозируемыми воздействиями со стороны технологического процесса и неточностью расчета функции $M_c(\omega)$. Далее считается, что функция $M_d(t)$ определена в классе алгебраических или трансцендентных функций времени.

При синергетическом синтезе алгоритмов управления ЭМС, представленном в предыдущих главах, считалось, что момент сопротивления известен и функционально определен в виде $M_c = M_c(\omega)$. По этой причине эта функция и ее частная производная по угловой скорости входят в полученные законы управления.

Нетрудно предположить, что наличие возмущающей составляющей $M_d(t)$, которая не учтена при синтезе алгоритма управления, будет влиять на свойства замкнутой системы. В этом можно убедиться, проведя компьютерное моделирование замкнутой системы с синтезированным алгоритмом управления и внесенным в модель возмущением.

На рисунках 5.1 – 5.4 приведены результаты моделирования замкнутой системы управления АД с алгоритмом энергосберегающего управления (4.19) в условиях действия кусочно-постоянного возмущающего момента. Имитировался разгон двигателя в номинальную скорость с известной нагрузкой $M_c = a_{m1}\omega$ и дальнейшее действие возмущающих моментов $M_d = 0,05M_{ном}$, $M_d = 0,02M_{ном}$, $M_d = 0,1M_{ном}$.

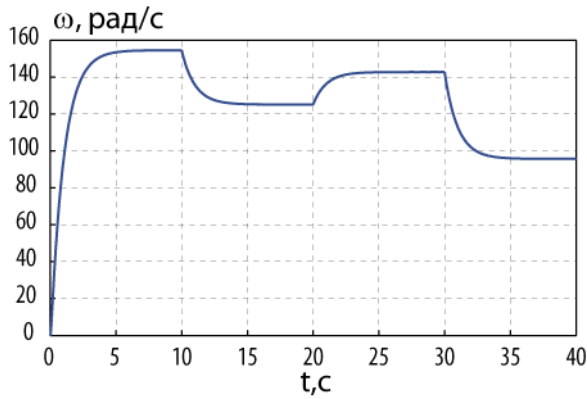


Рисунок 5.1 – Угловая скорость

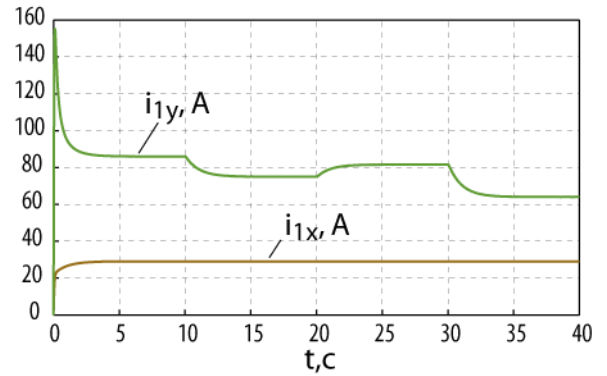


Рисунок 5.2 – Потокоцепление ротора

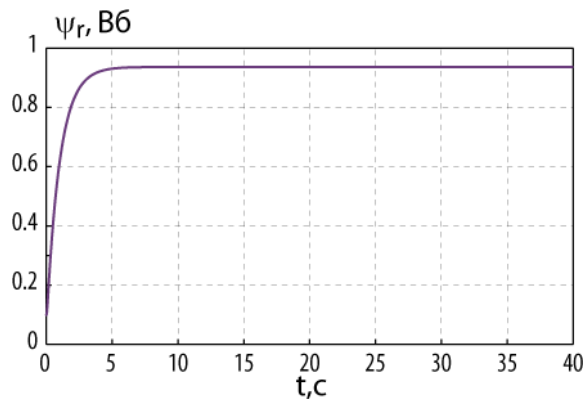


Рисунок 5.3 – Проекция тока статора

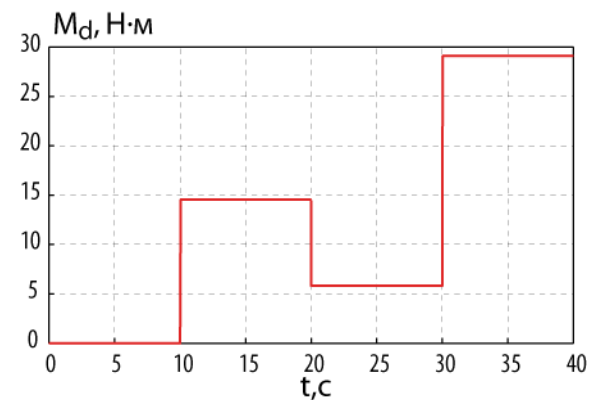


Рисунок 5.4 – Возмущающий момент

Как видно из графиков, замкнутая система сохраняет асимптотическую устойчивость, но появляется статическая ошибка по угловой скорости. Ее величина зависит от значения возмущающего момента. Кроме этого, не происходит перерасчет оптимального значения потокоцепления ротора при изменении внешнего момента, и оно остается постоянным. Это приводит к тому, что КПД двигателя падает. Аналогичные результаты получены для всех разработанных алгоритмов управления ЭМС постоянного и переменного тока.

Таким образом, неопределенность момента сопротивления нагрузки может оказывать существенное влияние, как на точность управления, так и на способность систем управления обеспечивать оптимальный в плане энергетической эффективности режим работы ЭМС.

5.1.2 Параметры уравнений механического движения

Дифференциальные уравнения, описывающие механическое движение вала двигателя и ИО, в общем случае содержат три типа параметров: моменты инерции вращающихся масс $J_{\text{дв}}$ и $J_{\text{ИО}}$, коэффициенты жесткости и диссипации упругой связи c_{12} , b_{12} .

Далее представлены результаты анализа влияния текущего изменения этих параметров на свойства ЭМС с синтезированными алгоритмами управления. Этот анализ проводился в ходе компьютерного моделирования замкнутых систем. При этом значения оцениваемого параметра преднамеренно задавались различными в уравнениях модели и законе управления.

Из уравнений механического движения следует очевидный вывод: значение момента инерции определяет время переходного процесса в состояние механического равновесия, но не оказывает влияние на само это состояние.

Этот вывод подтверждается графиками переходных процессов в ЭМС с ДПТ, представленных на рисунках 5.5 и 5.6. Моделировался режим пуска для трех ситуаций:

- момент инерции совпадает с его значением в законе управления;
- момент инерции превышает его значение в законе управления в 5 раз;
- момент инерции меньше расчетного в 10 раз.

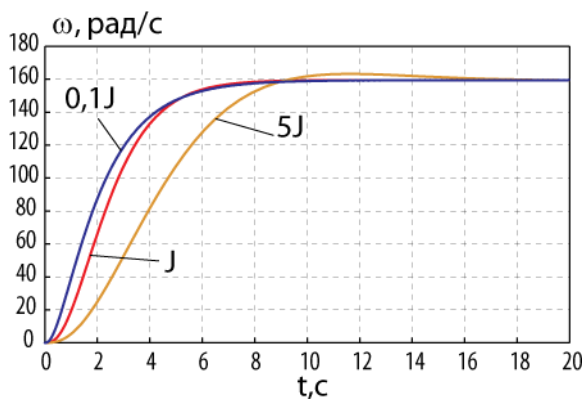


Рисунок 5.5 – Угловая скорость

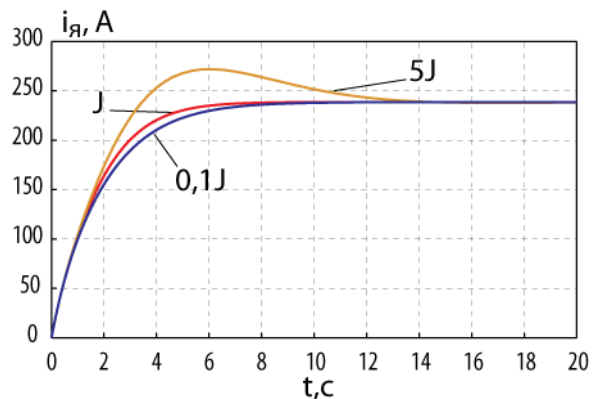


Рисунок 5.6 – Ток якоря

Для оценки влияния коэффициентов жесткости и диссипации упругой связи моделировалась ЭМС с ДПТ и 2-хмассовым МП (рисунок 3.2), которая была рассмотрена в главе 3 в качестве примера применения обобщенной процедуры синергетического синтеза алгоритмов управления.

Неконтролируемое изменение коэффициента диссипации незначительно сказывается на динамике, но не приводит к статической ошибке по угловой скорости. Соответствующие графики переходных процессов переменных, представленные на рисунках 5.7 – 5.9, подтверждают этот вывод.

Неконтролируемое изменение коэффициента жесткости приводит к появлению статической ошибки по скорости, а, следовательно, к невыполнению системой управления своей технологической задачи. На рисунках 5.10 – 5.12 показаны результаты моделирования замкнутой системы. Имитировался режим пуска в номинальный режим и последующее неконтролируемое изменение c_{12} – увеличение и уменьшение на 50% от расчетного значения.

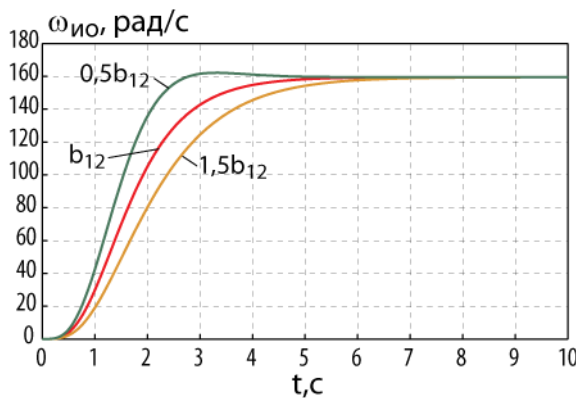


Рисунок 5.7 – Угловая скорость ИО при неконтролируемом изменении b_{12}

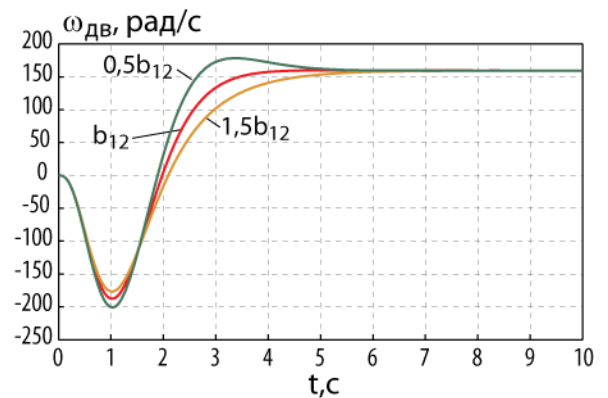


Рисунок 5.8 – Угловая скорость двигателя при неконтролируемом изменении b_{12}

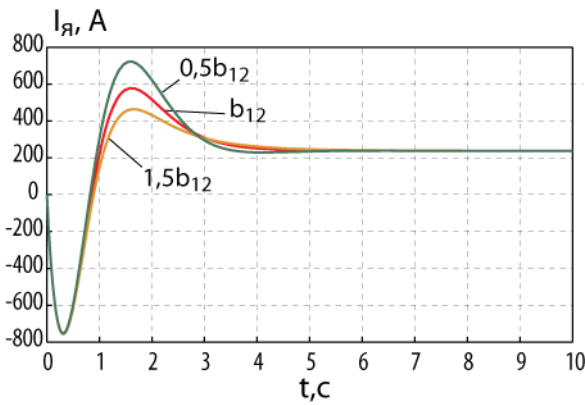


Рисунок 5.9 – Ток якоря при неконтролируемом изменении b_{12}

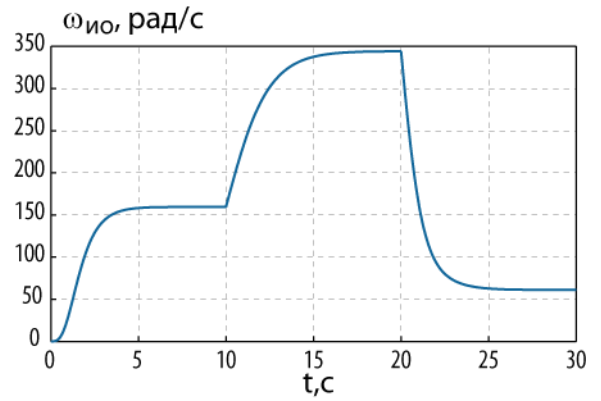


Рисунок 5.10 – Угловая скорость ИО при неконтролируемом изменении c_{12}

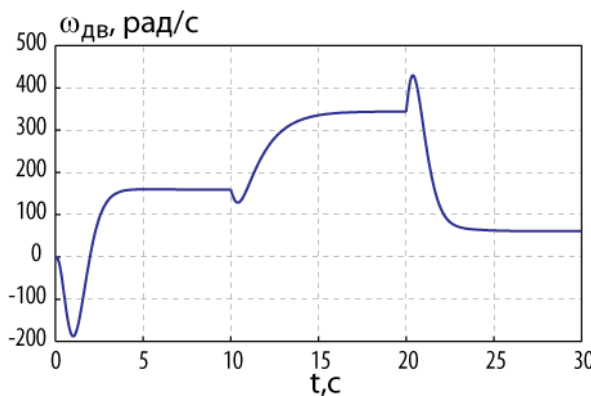


Рисунок 5.11 – Угловая скорость двигателя при неконтролируемом изменении c_{12}

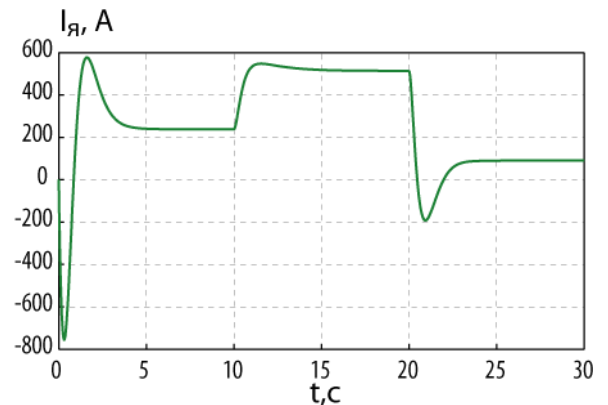


Рисунок 5.12 – Ток якоря при неконтролируемом изменении c_{12}

При моделировании использовался алгоритм управления без интегральной составляющей ошибки угловой скорости. Если синтезировать алгоритм управления на основе принципа интегральной адаптации, как это сделано для рассматриваемой системы в главе 2, то статическая ошибка по скорости будет скомпенсирована.

На рисунках 5.13 – 5.16 представлены графики переходных процессов переменных ЭМС при использовании алгоритма управления с интегральной адаптацией, которые демонстрируют факт компенсации неконтролируемого изменения коэффициента жесткости c_{12} .

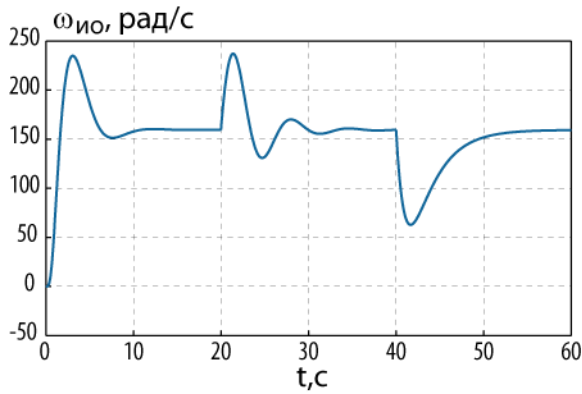


Рисунок 5.13 – Угловая скорость ИО при неконтролируемом изменении c_{12} (интегральная адаптация)

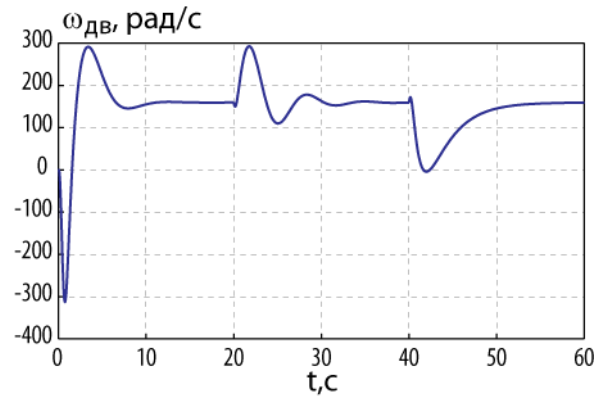


Рисунок 5.14 – Угловая скорость двигателя при неконтролируемом изменении c_{12} (интегральная адаптация)

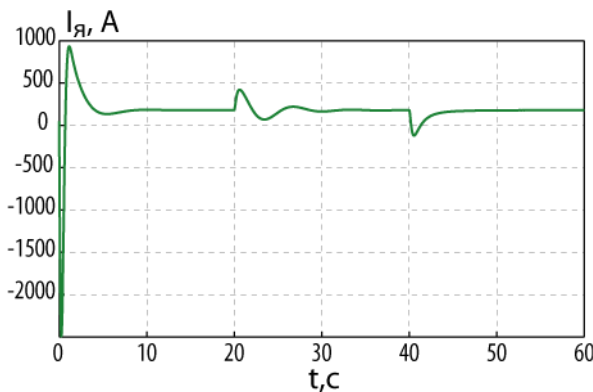


Рисунок 5.15 – Ток якоря ДПТ при неконтролируемом изменении c_{12} (интегральная адаптация)

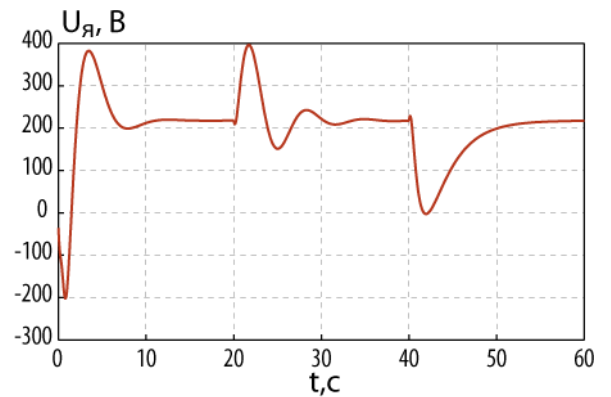


Рисунок 5.16 – Напряжение якоря ДПТ при неконтролируемом изменении c_{12} (интегральная адаптация)

Таким образом, неконтролируемое изменение параметров уравнений механического движения ЭМС не оказывают критического влияния на свойства синтезированных замкнутых систем как с точки зрения выполнения технологической задачи стабилизации скорости, так и с точки зрения обеспечения максимальной энергетической эффективности.

5.1.3 Параметры электромагнитных цепей двигателей

В математических моделях ЭМС всегда присутствуют параметры, характеризующие свойства токопроводящих и магнитопроводящих элементов конструкции ЭД. Общепринято описывать указанные свойства параметрами

соответствующих электрических цепей, образованных обмотками статора и ротора. К таким параметрам относятся: активные сопротивления обмоток, индуктивности обмоток и их взаимная индуктивность.

Значения этих параметров можно определить либо на основании предварительного расчета по паспортным данным двигателя, либо в ходе проведения процедуры идентификации. В настоящее время предложены различные способы и методы идентификации параметров ЭД [238–248]. Обычно различают предварительную и текущую идентификацию параметров, которую в зарубежной литературе принято называть *off-line identification* и *on-line identification* соответственно.

Для текущей идентификации параметров ЭД, которая проводится в процессе эксплуатации ЭМС, обычно применяют рекурсивный метод наименьших квадратов; метод рекурсивной оценки с помощью фильтра Калмана; методы адаптивного управления с эталонной моделью (MRAS) и др. В последнее время для этих целей широко используются алгоритмы интеллектуальной идентификации: нейросети, биоинспирированные методы, нечеткая логика и т.п.

Таким образом, идентификация параметров ЭД представляет собой отдельную научно-техническую задачу, решение которой выходит за рамки задач данного исследования. В дальнейшем будет считаться, что предварительная идентификация параметров электромагнитных цепей двигателя проведена с достаточной точностью, но в процессе эксплуатации значения этих параметров могут изменяться.

Параметрами, которые в наибольшей степени могут отклоняться от своих начальных значений в процессе эксплуатации, являются активные сопротивления обмоток ротора и статора. Это обусловлено зависимостью сопротивления проводников от температуры, которое вычисляется по известной формуле:

$$R = R_0(1 + \alpha\Delta T),$$

где α – температурный коэффициент сопротивления, R_0 – начальное значение сопротивления, ΔT – изменение температуры.

По этой формуле легко определить, что при увеличении температуры на 10°C сопротивление меди ($\alpha = 0,004$) увеличится на 4%. При классе изоляции В

предельная температура обмотки не должна превышать 130°C . Тогда, если брать за начальную температуру 20°C , максимальное изменение сопротивления составит 44%.

Для оценки влияния неконтролируемого изменения активного сопротивления обмоток двигателей было проведено компьютерное моделирование замкнутых систем с синтезированными алгоритмами энергосберегающего управления. В ходе моделирования имитировался пуск двигателя в режим с номинальной скоростью и моментом и дальнейшее, не учтенное регулятором, увеличение сопротивления одной из обмоток на 10%.

На рисунках 5.17 – 5.22 представлены графики переходных процессов в замкнутой системе управления ДПТ типа ПН290 с алгоритмом энергосберегающего управления при неконтролируемом изменении сопротивлений обмоток якоря и возбуждения.

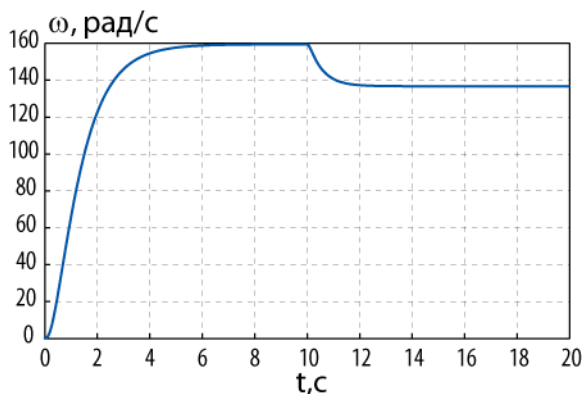


Рисунок 5.17 – Угловая скорость двигателя при неконтролируемом изменении $R_{я}$

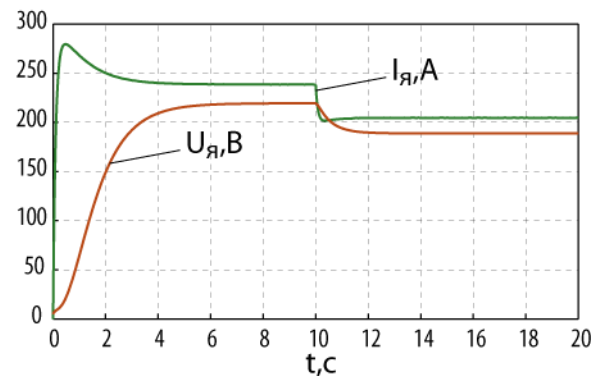


Рисунок 5.18 – Ток и напряжение якоря двигателя при неконтролируемом изменении $R_{я}$

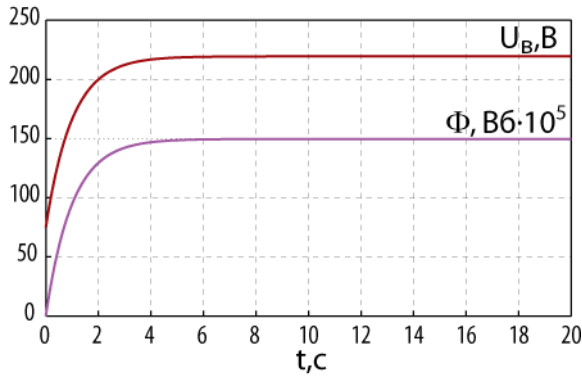


Рисунок 5.19 – Магнитный поток и напряжение возбуждения при неконтролируемом изменении R_r

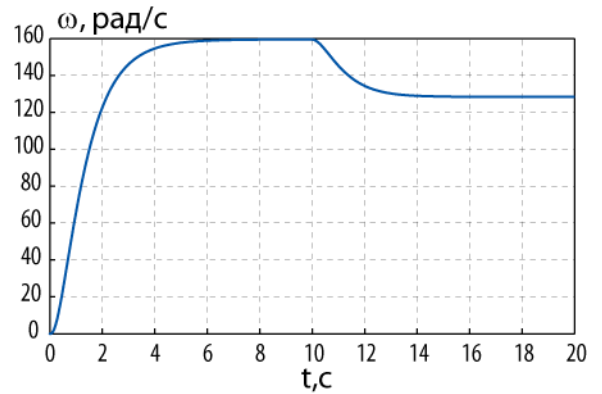


Рисунок 5.20 – Угловая скорость двигателя при неконтролируемом изменении R_g

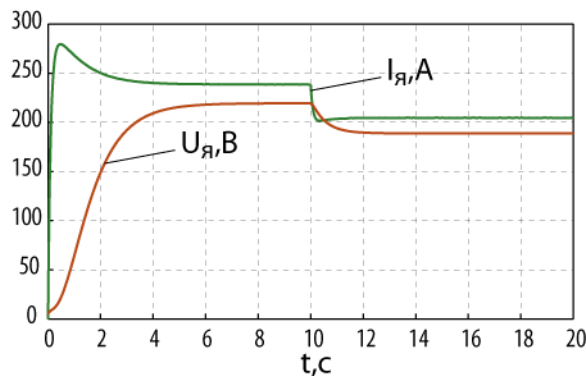


Рисунок 5.21 – Ток и напряжение якоря двигателя при неконтролируемом изменении R_g

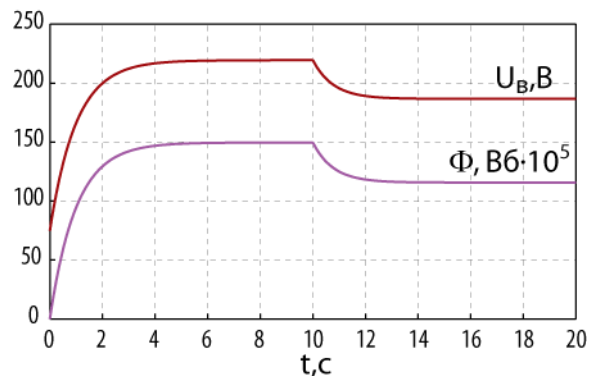


Рисунок 5.22 – Магнитный поток и напряжение возбуждения при неконтролируемом изменении R_g

Полученные результаты позволяют сделать вывод, что неконтролируемое изменение активных сопротивлений обмоток приводит к появлению статической ошибки по скорости. При этом система более чувствительна к изменению сопротивления обмотки возбуждения. Также уменьшается КПД двигателя: при изменении R_r – на 1 %, при изменении R_g – на 2 %.

На рисунках 5.23 – 5.26 представлены графики переходных процессов в замкнутой системе управления АД типа 4A200L4 с алгоритмом энергосберегающего управления, оптимизирующим потокосцепление ротор, при неконтролируемом изменении активного сопротивления обмотки статора.

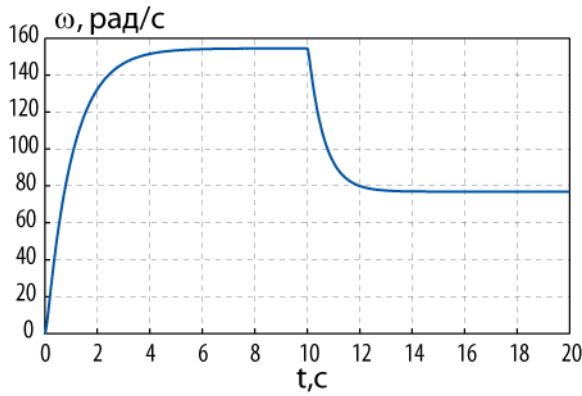


Рисунок 5.23 – Угловая скорость двигателя при неконтролируемом изменении r_1

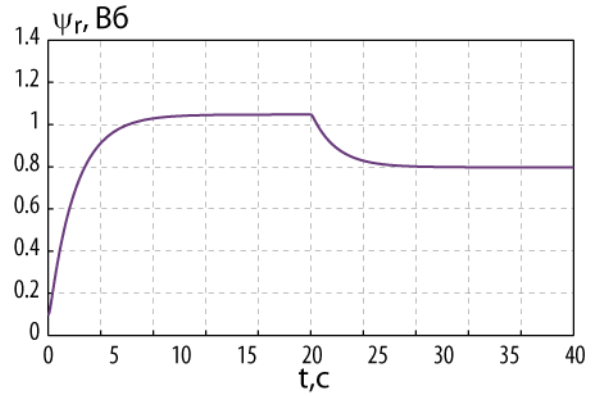


Рисунок 5.24 – Потокосцепление ротора при неконтролируемом изменении r_1

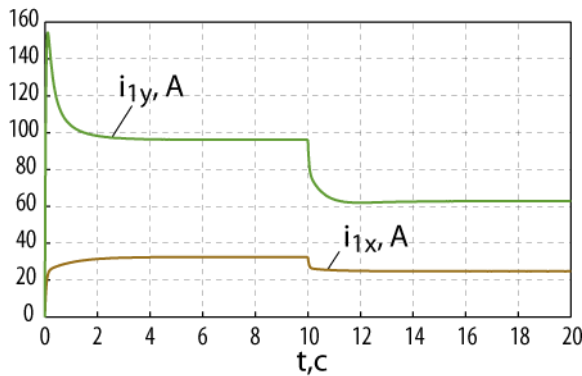


Рисунок 5.25 – Проекция тока статора при неконтролируемом изменении r_1

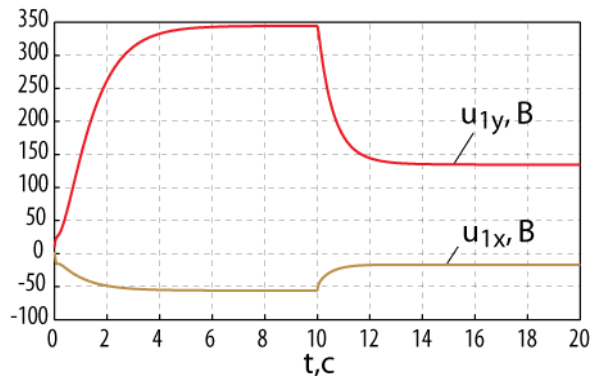


Рисунок 5.26 – Проекция напряжения статора при неконтролируемом изменении r_1

Можно сделать вывод, что неконтролируемое изменение сопротивления статора приводит к существенной статической ошибке по скорости. Также наблюдается падение КПД на 3%.

На рисунках 5.27 – 5.30 представлены графики переходных процессов в замкнутой системе управления АД при неконтролируемом изменении активного сопротивления обмотки ротора.

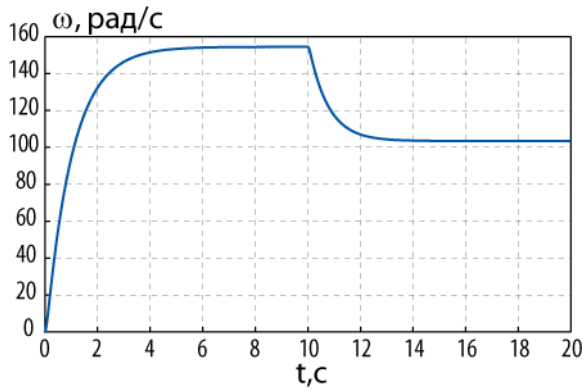


Рисунок 5.27 – Угловая скорость двигателя при неконтролируемом изменении r_2

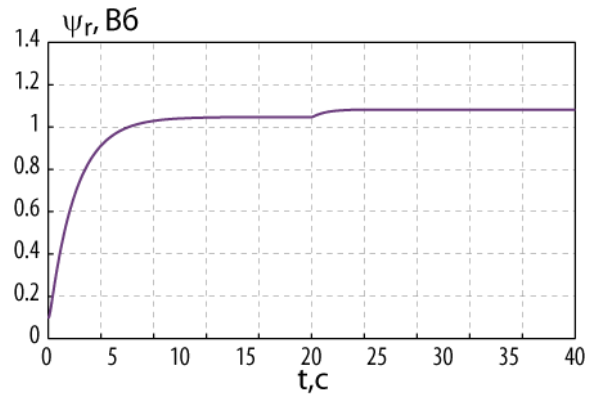


Рисунок 5.28 – Потокосцепление ротора при неконтролируемом изменении r_2

Изменение сопротивления ротора также приводит к статической ошибке по скорости, но она меньше, чем при изменении сопротивления обмотки статора. Падение КПД составляет 1,5 %.

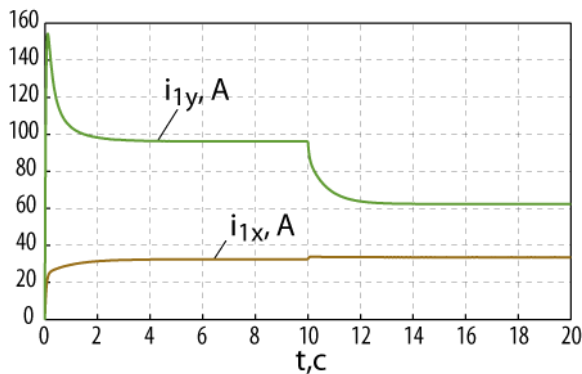


Рисунок 5.29 – Проекция тока статора при неконтролируемом изменении r_2

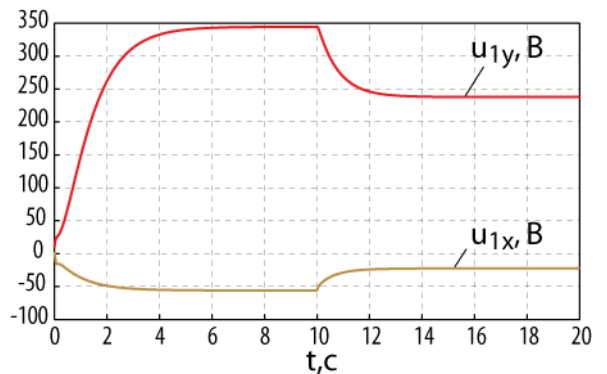


Рисунок 5.30 – Проекция напряжения статора при неконтролируемом изменении r_2

На рисунках 5.31 – 5.34 представлены графики переходных процессов в замкнутой системе управления СД основного исполнения типа СТД-1250 с алгоритмом энергосберегающего управления, оптимизирующим продольную проекцию тока статора, при неконтролируемом изменении активного сопротивления обмотки статора.

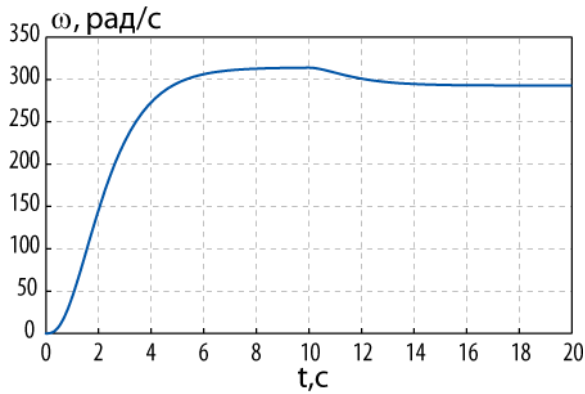


Рисунок 5.31. Угловая скорость двигателя при неконтролируемом изменении r_1

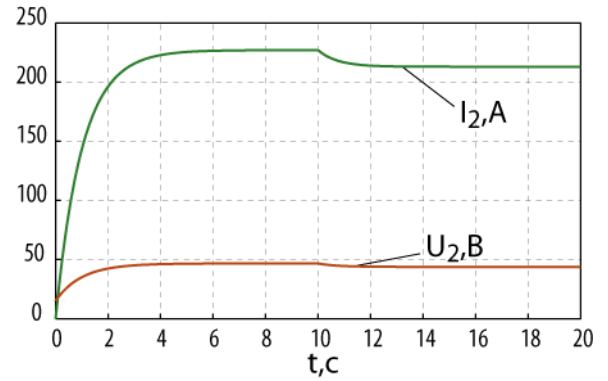


Рисунок 5.32. Ток и напряжение обмотки ротора при неконтролируемом изменении r_1

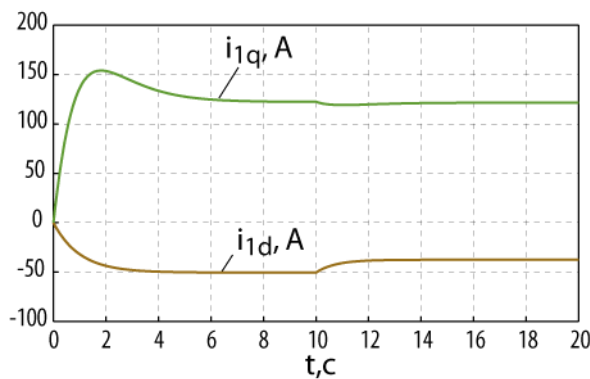


Рисунок 5.33. Проекция тока статора при неконтролируемом изменении r_1

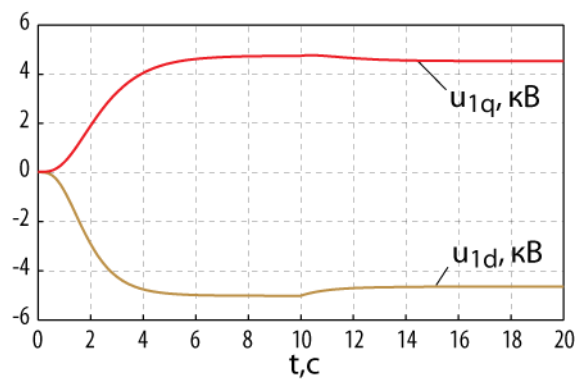


Рисунок 5.34. Проекция напряжения статора при неконтролируемом изменении r_1

Неконтролируемое изменение сопротивления обмотки статора приводит к незначительной статической ошибке по скорости двигателя.

На рисунках 5.35 – 5.38 представлены графики переходных процессов в замкнутой системе управления СД при неконтролируемом изменении активного сопротивления обмотки ротора. Оценивая последние графики, можно сделать вывод, что система с этим алгоритмом управления более чувствительна к неконтролируемому изменению сопротивления ротора. Также необходимо отметить, что вариация сопротивлений обмоток не приводит к изменению КПД двигателя в системе с таким алгоритмом управления.

СДПМ имеет одну на статоре, и на рисунках 5.39 – 5.41 представлены переходные процессы в замкнутой системе с алгоритмом энергосберегающего управления при неконтролируемом изменении сопротивления этой обмотки.

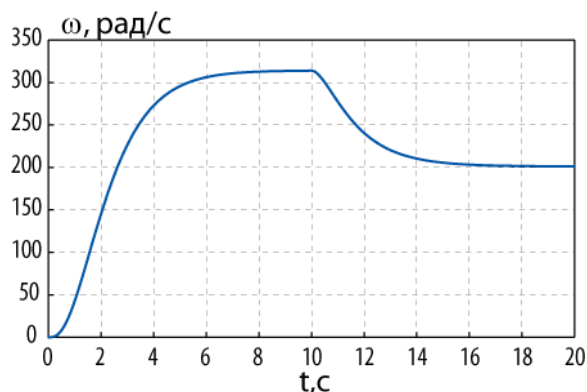


Рисунок 5.35 – Угловая скорость двигателя при неконтролируемом изменении r_2

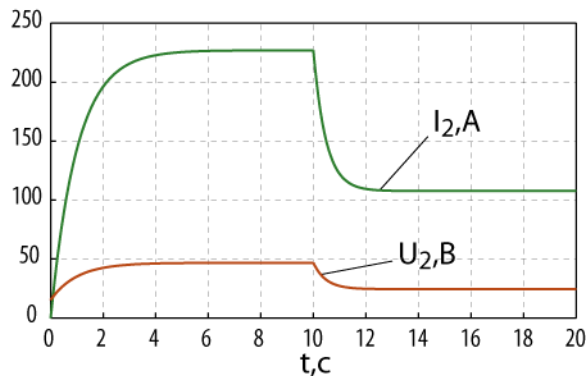


Рисунок 5.36 – Ток и напряжение обмотки ротора при неконтролируемом изменении r_2

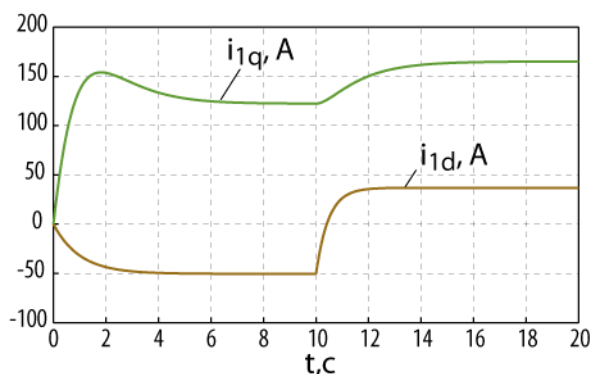


Рисунок 5.37 – Проекция тока статора при неконтролируемом изменении r_2

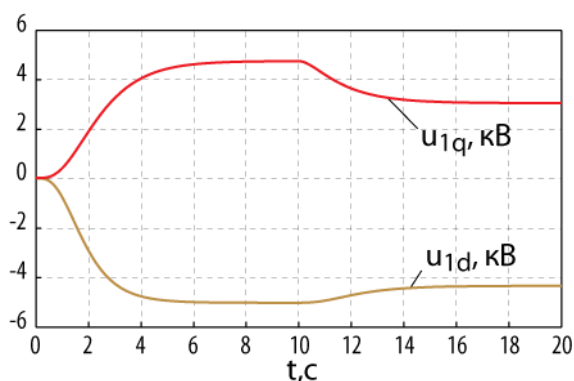


Рисунок 5.38 – Проекция напряжения статора при неконтролируемом изменении r_2

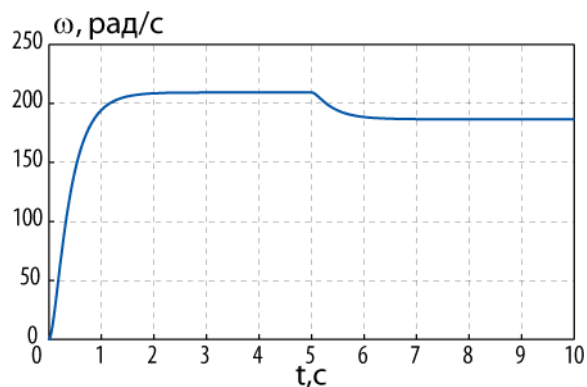


Рисунок 5.39 – Угловая скорость двигателя при неконтролируемом изменении r_1

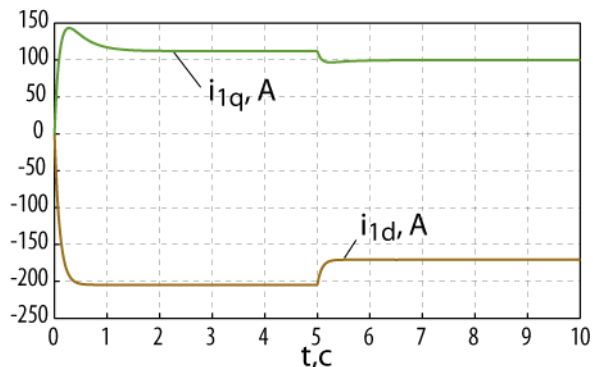


Рисунок 5.40 – Проекция тока статора при неконтролируемом изменении r_1

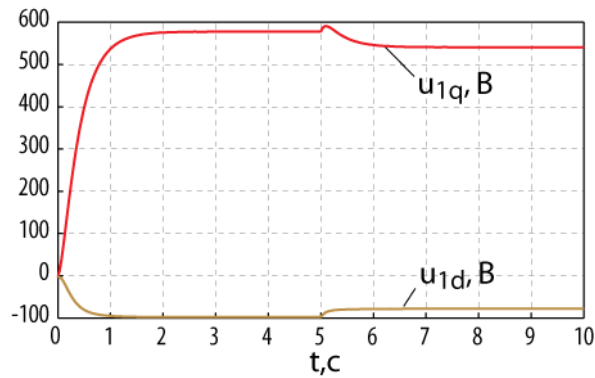


Рисунок 5.41 – Проекция напряжения статора при неконтролируемом изменении r_1

Обобщая результаты анализа влияния на свойства замкнутых ЭМС внешних и параметрических возмущений, можно сделать следующие выводы.

1. Синтезированные алгоритмы управления обеспечивают сохранение устойчивости замкнутых систем в условиях действия внешних возмущений и неконтролируемой вариации параметров. Таким образом, внешние и параметрические возмущения не приводят к возникновению критических режимов поведения системы с разработанными алгоритмами управления.

2. Игнорирование действия внешнего возмущающего момента и неконтролируемое изменение активного сопротивления обмоток приводит к появлению статической ошибки по угловой скорости, а, следовательно, может существенно сказываться на точности управления и приводить к невыполнению ЭМС своей технологической задачи.

3. Задача синтеза алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС, являющаяся ключевой в данной работе, решается путем поддержания энергетических инвариантов, соответствующих математическим условиям минимизации потерь энергии при изменении технологического режима работы. В выражения для энергетических инвариантов всегда входят момент сопротивления нагрузки и активные сопротивления обмоток двигателя. В этой связи, игнорирование неконтролируемого изменения этих величин будет приводить к снижению эффективности электромеханического преобразования энергии.

Отмеченные недостатки обуславливают необходимость разработки прикладных методов синтеза алгоритмов адаптивного управления, способных не только компенсировать статическую ошибку по скорости, но и производить текущую оценку значений активных сопротивлений обмоток двигателя и возмущающего внешнего момента на его валу.

5.2 Прикладные методы синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления электромеханическими системами

В первую очередь сформулируем в общем виде задачу синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС, решению которой будет посвящен данный раздел. Требуется найти вектор управления как функцию переменных состояния ЭМС, обеспечивающий стабилизацию угловой скорости и текущую оценку актуальных значений сопротивлений обмоток двигателя и внешнего возмущающего момента.

Теоретической основой предлагаемых прикладных методов, является метод синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления с асимптотическими наблюдателями, предложенный Балалаевым Н. В. [72, 177]. Имеет смысл кратко изложить его основные положения и отметить особенности ее применения в рамках поставленной задачи синтеза алгоритмов адаптивного управления нелинейными ЭМС.

5.2.1 Основные положения метода синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления с асимптотическими наблюдателями

В процедуре синтеза используется математическая модель расширенной системы следующего вида:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{g}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}) + \mathbf{G}_1(\mathbf{x})\mathbf{z}; \\ \dot{\mathbf{z}} &= \mathbf{h}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}) + \mathbf{H}_1(\mathbf{x})\mathbf{z}.\end{aligned}\tag{5.1}$$

где \mathbf{x} – вектор наблюдаемых переменных размерности n ; \mathbf{z} – вектор ненаблюдаемых переменных размерности k (в качестве ненаблюдаемых переменных могут выступать не измеряемые физические переменные, параметры, задающие и возмущающие воздействия); \mathbf{u} – вектор управляющих воздействий размерности m ; $\mathbf{g}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ и $\mathbf{h}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ – непрерывные нелинейные вектор-функции ($\dim \mathbf{g}_0 = (n \times 1)$ и $\dim \mathbf{h}_0 = (k \times 1)$), $\mathbf{G}_1(\mathbf{x})$ – функциональная матрица размерности $n \times k$, $\mathbf{H}_1(\mathbf{x})$ – функциональная матрица размерности $k \times k$.

Дифференциальные уравнения в (5.1), определяющие динамику ненаблюдаемых переменных \mathbf{z} , формируются либо на основании исходной математической модели (случай не измеряемых переменных состояния), либо исходя из априорной информации о предполагаемом изменении во времени возмущающих воздействий и параметров. В нашем случае ненаблюдаемыми переменными являются возмущающий момент и активные сопротивления обмоток. В дальнейшем предполагается, что изменение этих величин описывается кусочно-постоянной функцией времени. Тогда дифференциальные уравнения относительно ненаблюдаемых переменных запишутся как $\dot{z}_i = 0, i = 1, \dots, k$.

Процедура синтеза состоит из трех основных этапов:

1. Синтез алгоритма управления. Для расширенной системы (5.1) применяется стандартная процедура метода АКАР в предположении, что все переменные расширенной системы наблюдаемы. Результатом этого этапа является закон управления $\mathbf{u} = \mathbf{u}(\mathbf{x}, \mathbf{z})$.

2. Синтез асимптотического наблюдателя. Задача синтеза заключается в построении асимптотической оценки $\hat{\mathbf{z}}$ вектора \mathbf{z} по наблюдаемым значениям вектора \mathbf{x} и синтезированному на первом этапе вектору управления \mathbf{u} .

3. Замена ненаблюдаемых переменных в законе управления их асимптотическими оценками $\mathbf{u} : \hat{\mathbf{z}} \rightarrow \mathbf{z}$.

Синтеза алгоритма управления методом АКАР проводится регулярным способом, каких-либо особенностей не имеет. Третий этап представляет собой

тривиальную замену переменных. Поэтому ключевым этапом всей процедуры является этап синтеза наблюдателя. Задача синтеза наблюдателя состоит в определении математической зависимости между значениями оценок ненаблюдаемых переменных и значениями наблюдаемых переменных.

Для модели (5.1) уравнения наблюдателя и вектора оценок имеют вид:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{y}} &= \mathbf{L}(\mathbf{x})\mathbf{y} - \mathbf{L}(\mathbf{x})\int_0^{\mathbf{x}} \Gamma(\mathbf{x})d\mathbf{x} - \mathbf{h}_0(\mathbf{x}) + \Gamma(\mathbf{x})\mathbf{g}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}), \\ \hat{\mathbf{z}} &= \int_0^{\mathbf{x}} \Gamma(\mathbf{x})d\mathbf{x} - \mathbf{y}.\end{aligned}\tag{5.2}$$

В (5.2) вектор \mathbf{y} – вектор переменных наблюдателя, матрица $\mathbf{L}(\mathbf{x})$, которую условно можно назвать матрицей устойчивости, задается исходя из условий асимптотического схождения ненаблюдаемых переменных и их оценок, а матрица $\Gamma(\mathbf{x})$ находится из матрично-векторного уравнения

$$\mathbf{H}_1(\mathbf{x}) - \mathbf{L}(\mathbf{x}) = \Gamma(\mathbf{x})\mathbf{G}_1(\mathbf{x}).\tag{5.3}$$

Процедура синтеза достаточно формализована и фактически сводится к правильному формированию матрицы $\mathbf{L}(\mathbf{x})$ и нахождению матрицы $\Gamma(\mathbf{x})$ и ее интеграла по вектору наблюдаемых переменных (см. формулу (3.38)).

Если параметры и возмущения входят в математическую модель объекта аддитивно, то матрица $\mathbf{L}(\mathbf{x})$ может быть задана как числовая матрица \mathbf{L} . Условия устойчивости наблюдателя в этом случае формулируются согласно известной теореме об устойчивости линейных стационарных динамических систем: все собственные числа матрицы \mathbf{L} должны иметь отрицательные действительные части.

Следует отметить, что в нашем случае оцениваемые параметры (сопротивления обмоток) входят в математическую модель мультипликативно, и задание матрицы \mathbf{L} как числовой приведет к появлению в матрице $\Gamma(\mathbf{x})$ особенностей. Чтобы этого избежать необходимо формировать матрицу $\mathbf{L}(\mathbf{x})$ как функциональную матрицу. При этом критерии устойчивости линейных систем останутся применимы,

если использовать в матрице $\mathbf{L}(\mathbf{x})$ положительно определенные функции переменных состояния.

Рассмотрим аспекты применения описанного метода для решения задач синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС [249]. Поскольку процедуры синтеза алгоритмов управления ЭМС подробно изложены в главах 3 и 4, акцент будет сделан на этапе синтеза наблюдателя.

5.2.2 Прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления электромеханическими системами постоянного тока

Модель синтеза формируется на основе модели ДПТ (2.16) и имеет следующий вид:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= (a_1 x_2 x_3 - M_c(x_1) - z_1) a_2; \\ \dot{x}_2 &= (u_1 - a_1 x_1 x_3 - z_2 x_2) a_3; \\ \dot{x}_3 &= (u_2 - a_4 z_3 x_3) a_5; \\ \dot{z}_1 &= 0; \\ \dot{z}_2 &= 0; \\ \dot{z}_3 &= 0.\end{aligned}\tag{5.4}$$

Здесь $\mathbf{x} = [\omega \quad i_y \quad \Phi]^T$ – вектор наблюдаемых переменных, $\mathbf{z} = [M_d \quad R_y \quad R_\phi]^T$ – вектор ненаблюдаемых переменных, $\mathbf{u} = [u_y \quad u_\phi]^T$ – вектор управляющих воздействий; $a_1 = c$, $a_2 = 1/J$, $a_3 = 1/L_y$, $a_4 = k_\phi$, $a_5 = 1/2 p w_\phi$.

Процедура синтеза алгоритма управления. Процедура синтеза алгоритма управления, обеспечивающего стабилизацию угловой скорости в значении ω^* и магнитного потока в значении Φ^* проводится в два этапа. На первом этапе вводятся ИМ вида:

$$\begin{aligned}\psi_1 &= x_2 - \varphi_1 = 0, \\ \psi_2 &= x_3 - \Phi^* = 0.\end{aligned}\tag{5.5}$$

Рассматривается декомпозированная система

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= (a_1 x_2 \Phi^* - M_c(x_1) - z_1) a_2; \\
\dot{z}_1 &= 0; \\
\dot{z}_2 &= 0; \\
\dot{z}_3 &= 0.
\end{aligned}
\tag{5.6}$$

На втором этапе вводится ИМ:

$$\psi_3 = x_1 - \omega^* = 0. \tag{5.7}$$

«Внутреннее» управление φ_1 находится из уравнения $T_3 \dot{\psi}_3 + \psi_3 = 0$ в силу (5.6):

$$\varphi_1 = \frac{1}{a_1 \Phi^*} \left(M_c(x_1) + z_1 - \frac{1}{a_2 T_3} (x_1 - \omega^*) \right)$$

Закон управления ищется из решения системы основных функциональных уравнений

$$\begin{aligned}
T_1 \dot{\psi}_1 + \psi_1 &= 0, \\
T_2 \dot{\psi}_2 + \psi_2 &= 0
\end{aligned}$$

в силу модели (5.4).

Синтезированный закон управления имеет следующую структуру:

$$\begin{aligned}
u_1 &= a_1 x_1 x_3 + z_2 x_2 + \frac{1}{a_3} \left(\frac{1}{a_1 \Phi^*} \left(\frac{\partial M_c(x_1)}{\partial x_1} - \frac{1}{a_2 T_3} \right) \right) \left((a_1 x_2 x_3 - M_c(x_1) - z_1) a_2 \right) \\
&\quad - \frac{1}{a_3 T_1} \left(x_2 - \frac{1}{a_1 \Phi^*} \left(M_c(x_1) + z_1 - \frac{1}{a_2 T_3} (x_1 - \omega^*) \right) \right), \\
u_2 &= a_4 z_3 x_3 - \frac{1}{a_5 T_2} (x_3 - \Phi^*).
\end{aligned}
\tag{5.8}$$

Закон управления (5.8) содержит ненаблюдаемые переменные z_1, z_2, z_3 . Для нахождения асимптотических оценок этих переменных проводится синтез наблюдателя.

Процедура синтеза наблюдателя. Для проведения процедуры синтеза наблюдателя формируются матрицы и вектора модели синтеза (5.1):

$$\mathbf{g}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} (a_1 x_2 x_3 - M_c(x_1)) a_2 \\ (u_1 - a_1 x_1 x_3) a_3 \\ a_5 u_2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{G}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -a_2 & 0 & 0 \\ 0 & -a_3 x_2 & 0 \\ 0 & 0 & -a_4 a_5 x_3 \end{bmatrix}; \quad (5.9)$$

$$\mathbf{h}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.10)$$

Для исключения особенностей в уравнениях наблюдателя и оценок матрица устойчивости формируется как диагональная матрица вида

$$\mathbf{L}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} l_1 & 0 & 0 \\ 0 & l_2 x_2^2 & 0 \\ 0 & 0 & l_3 x_3^2 \end{bmatrix}. \quad (5.11)$$

Условием устойчивости наблюдателя является отрицательность параметров l_1, l_2, l_3 .

Решение матричного уравнения (5.3) позволяет получить матрицу

$$\mathbf{\Gamma}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{l_1}{a_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{l_2 x_2}{a_4} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{l_3 x_3}{a_5 a_6} \end{bmatrix}, \quad (5.12)$$

интегрирование которой по вектору наблюдаемых переменных дает вектор-столбец

$$\int_0^{\mathbf{x}} \mathbf{\Gamma}(\mathbf{x}) d\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \frac{l_1 x_1}{a_2} \\ \frac{l_2 x_2^2}{2a_4} \\ \frac{l_3 x_3^2}{2a_5 a_6} \end{bmatrix}. \quad (5.13)$$

Подстановка (5.9) – (5.13) в (5.2) дает искомые уравнения наблюдателя и оценок:

$$\begin{aligned}\dot{y}_1 &= l_1 y_1 - \frac{l_1^2 x_1}{a_2} + l_1 (a_1 x_2 x_3 - M(x_1)); \\ \dot{y}_2 &= l_2 x_2^2 y_2 - \frac{l_2^2 x_2^4}{2a_4} + l_2 x_2 (u_1 - a_1 x_1 x_3); \\ \dot{y}_3 &= l_3 x_3^2 y_3 - \frac{l_3^2 x_3^4}{2a_5 a_6} + \frac{l_3 x_3 u_2}{a_5}.\end{aligned}\quad (5.14)$$

$$\begin{aligned}\hat{z}_1 &= \frac{l_1 x_1}{a_2} - y_1; \\ \hat{z}_2 &= \frac{l_2 x_2^2}{2a_4} - y_2; \\ \hat{z}_3 &= \frac{l_3 x_3^2}{2a_5 a_6} - y_3.\end{aligned}\quad (5.15)$$

На рисунках 5.42 – 5.47 представлены результаты компьютерного моделирования замкнутой системы с синтезированным алгоритмом адаптивного управления (5.8), (5.14), (5.15). При моделировании использовались параметры двигателя ПН-290 (см. табл. 2.1) и имитировалась следующая технологическая последовательность.

1. Пуск двигателя в номинальную скорость с моментом нагрузки $M_c = 0,5M_{\text{ном}}$ при отсутствии возмущающего момента и номинальными значениями сопротивлений обмоток.
2. На 5-й секунде произведен неконтролируемый наброс нагрузки за счет действия возмущающего момента $M_d = 0,2M_{\text{ном}}$.
3. На 10-й секунде на 30 % увеличены текущие значения сопротивлений обмоток.
4. На 15-й секунде возмущающий момент уменьшен до $M_d = 0,15M_{\text{ном}}$, а значения сопротивлений увеличены на 50% от номинала.

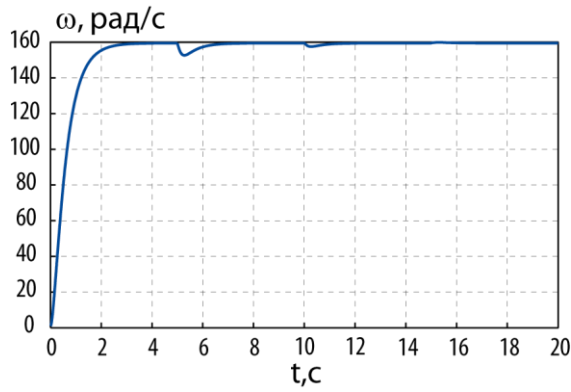


Рисунок 5.42 – Угловая скорость двигателя

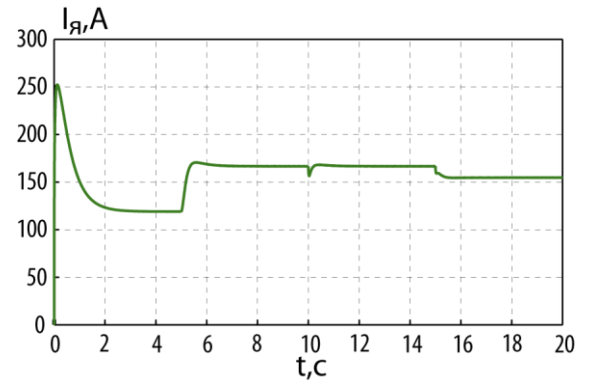


Рисунок 5.43 – Ток якоря двигателя

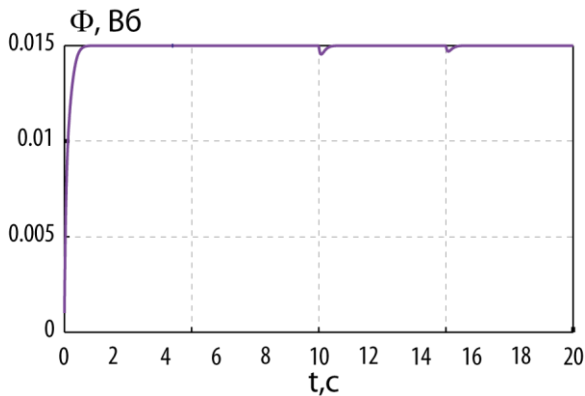


Рисунок 5.44 – Магнитный поток

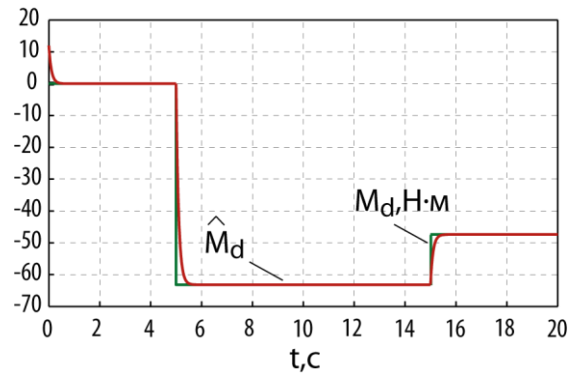


Рисунок 5.45 – Возмущающий момент и его оценка

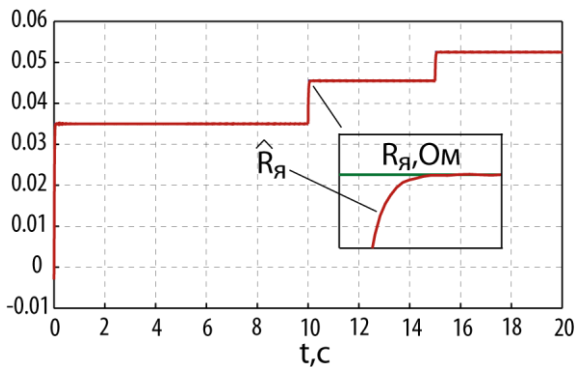


Рисунок 5.46 – Сопротивление обмотки якоря и его оценка

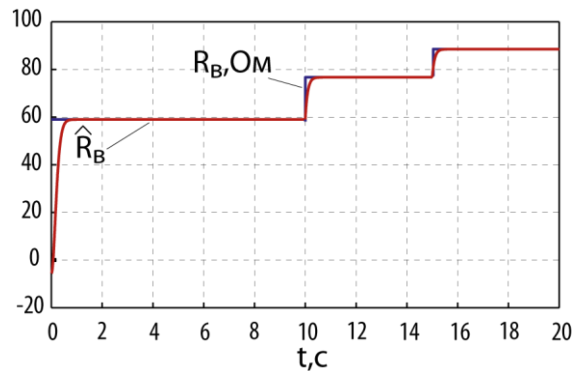


Рисунок 5.47 – Сопротивление обмотки возбуждения и его оценка

Результаты проведенного вычислительного эксперимента позволяют сделать вывод, что синтезированный алгоритм адаптивного управления успешно парирует внешнее и параметрические возмущения. На рисунках 5.45 – 5.47 хорошо видно асимптотическое схождение оценок к текущим значениям возмущающего момента и активных сопротивлений обмоток.

При вводе в процедуру метода АКАР инвариантных многообразий (5.5) синтезированный алгоритм управления решает задачи стабилизации угловой скорости и магнитного потока в некоторых заданных значениях. В этом случае КПД двигателя будет меняться при изменении режима работы ЭМС. Этот факт отражает график КПД двигателя на рисунке 5.48, полученный в ходе компьютерного моделирования замкнутой системы с синтезированным алгоритмом адаптивного управления при варьировании возмущающего момента. Такая картина объясняется тем, что магнитный поток удерживается в номинальном значении (рисунок 5.44), а синтезированный алгоритм управления не обеспечивает минимизацию потерь энергии.

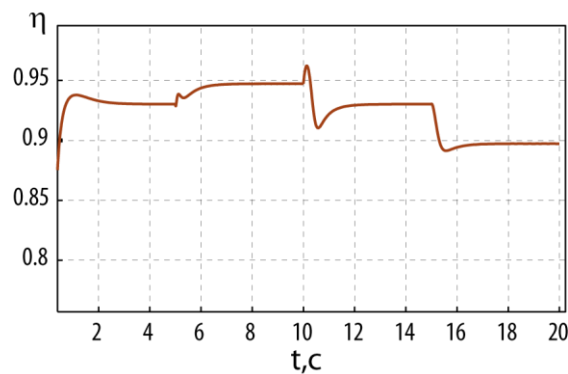


Рисунок 5.48 – Изменение КПД двигателя при вариации возмущающего момента

С целью повышения энергетической эффективности процессов в ЭМС в главе 4 были предложены прикладные методы синтеза алгоритмов энергосберегающего управления, осуществляющих оптимизацию одной из электромагнитных переменных согласно соответствующему энергетическому инварианту.

При оптимизации магнитного потока используется энергетический инвариант

$$\Phi_{\text{опт}} = M_c^{0.5} \left(\frac{k_1}{k_2 + k_3 \omega^\beta} \right)^{0.25}, \text{ где } k_1 = \frac{r_s}{c^2}; k_2 = r_s k_\Phi^2; k_3 = \frac{\Delta P_{\text{ст.ном.}}}{(p314)^\beta \Phi_{\text{ном}}^2}.$$

Из этого выражения следует, что оптимальное значение потока будет зависеть от суммарного момента нагрузки на валу двигателя, текущей угловой скорости и активных сопротивлений обмоток.

Синтезированный наблюдатель (5.14), (5.15) позволяет производить оценку текущих значений возмущающего момента и сопротивлений обмоток, а, следовательно, может использоваться для коррекции оптимального значения магнитного потока в условиях действия внешнего и параметрических возмущений. Таким образом, существует возможность сочетания свойств адаптации и энергосбережения в одном законе управления.

Для синтеза алгоритма энергосберегающего управления с адаптацией к изменению сопротивлений обмоток двигателя и действию возмущающего момента в ходе процедуры метода АКАР на первом этапе следует ввести следующую совокупность ИМ:

$$\begin{aligned} \psi_1 &= x_2 - \varphi_1 = 0, \\ \psi_2 &= x_3 - \left| M_c(\omega^*) + z_1 \right|^{0.5} \left| \frac{z_2}{a_1^2 (a_5^2 z_3 + k_3 \omega^{*\beta})} \right|^{0.25} = 0. \end{aligned} \quad (5.16)$$

В этом случае «внутреннее» управление:

$$\varphi_1 = \frac{1}{a_1} \left| M_c(\omega^*) + z_1 \right|^{-0.5} \left| \frac{z_2}{a_1^2 (a_5^2 z_3 + k_3 \omega^{*\beta})} \right|^{-0.25} \left(M_c(x_1) + z_1 - \frac{1}{a_2 T_3} (x_1 - \omega^*) \right),$$

а полученный закон управления имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} u_1 &= a_1 x_1 x_3 + z_2 x_2 + \\ &+ \frac{1}{a_1 a_3} \lambda_1^{-1}(z_1, z_2, z_3) \left(\frac{\partial M_c(x_1)}{\partial x_1} - \frac{1}{a_2 T_3} \right) \left((a_1 x_2 x_3 - M_c(x_1) - z_1) a_2 \right) - \\ &- \frac{1}{a_3 T_1} \left(x_2 - \frac{1}{a_1} \lambda_1^{-1}(z_1, z_2, z_3) \left(M_c(x_1) + z_1 - \frac{1}{a_2 T_3} (x_1 - \omega^*) \right) \right), \\ u_2 &= a_4 z_3 x_3 - \frac{1}{a_5 T_2} (x_3 - \lambda_1(z_1, z_2, z_3)), \end{aligned} \quad (5.17)$$

где $\lambda_1(z_1, z_2, z_3) = \left| M_c(\omega^*) + z_1 \right|^{0.5} \left| \frac{z_2}{a_1^2 (a_5^2 z_3 + k_3 \omega^{*\beta})} \right|^{0.25}$.

Синтезированный алгоритм адаптивного управления будет проводить текущую оценку ненаблюдаемых переменных z_1 , z_2 , z_3 и проводить коррекцию оптимального значения магнитного потока.

На рисунках 5.49 – 5.52 представлены результаты моделирования замкнутой системы с алгоритмом энергосберегающего управления (5.17). Имитировался разгон двигателя в номинальную скорость и дальнейшее изменение возмущающего момента в широком диапазоне. Алгоритм управления обеспечивает стабилизацию скорости в заданном значении при действии возмущающего момента. Кроме этого, производится оптимизация магнитного потока двигателя, исходя из текущего суммарного момента сопротивления нагрузки.

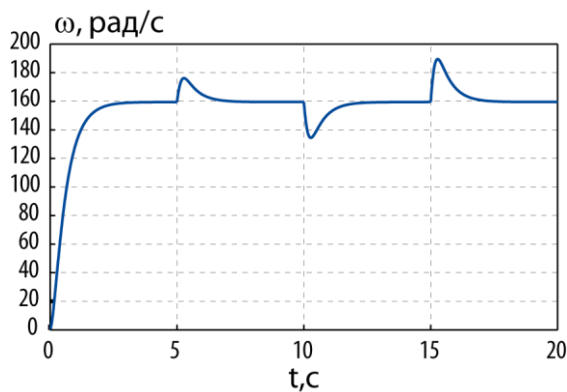


Рисунок 5.49 – Угловая скорость

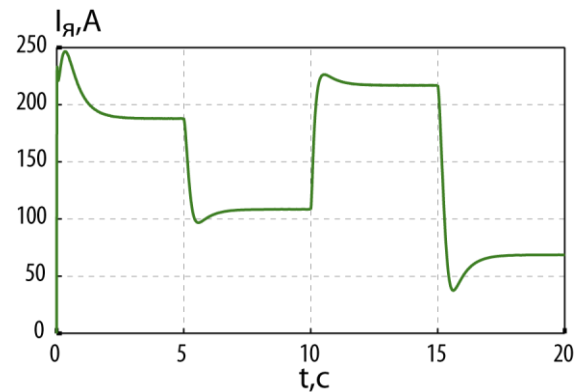


Рисунок 5.50 – Ток якоря

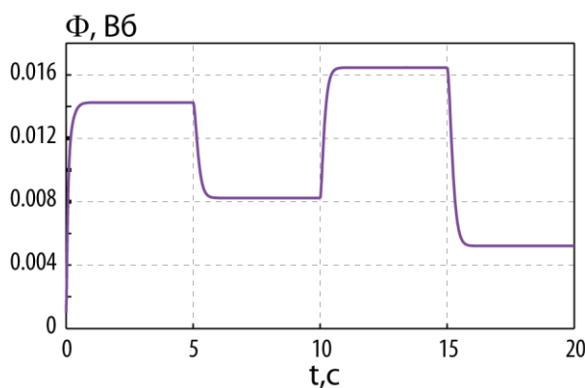


Рисунок 5.51 – Магнитный поток

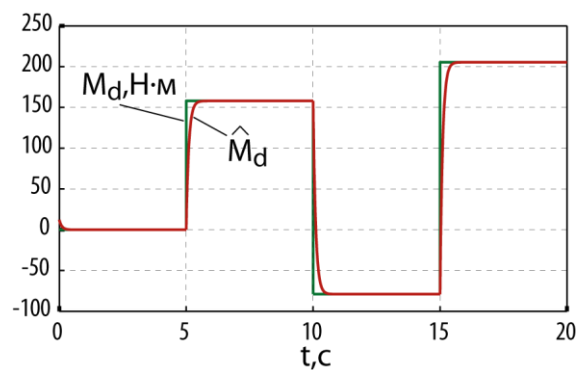


Рисунок 5.52 – Возмущающий момент и его оценка

Использование алгоритма энергосберегающего управления позволяет выдерживать максимальный и постоянный КПД двигателя во всем допустимом диапазоне механической нагрузки. Это демонстрирует график КПД на рисунке 5.53.

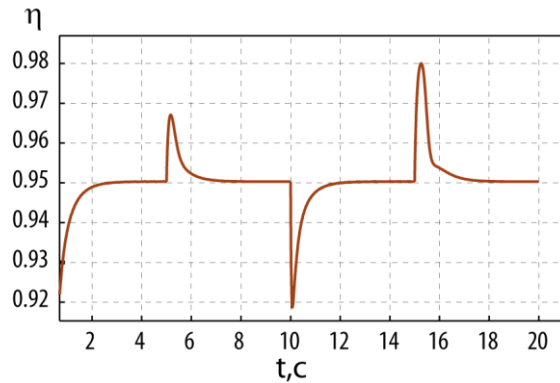


Рисунок 5.53 – Изменение КПД двигателя при вариации возмущающего момента (энергосберегающее управление)

5.2.3 Прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления электромеханическими системами с асинхронными двигателями

Модель синтеза формируется на основе математической модели АД (2.20), в которой электромагнитные переменные представлены своими проекциями на оси системы координат, вращающейся синхронно с магнитным полем и ориентированной по вектору потокосцепления ротора. При этом поперечная составляющая потокосцепления ротора обнуляется, и справедливо статическое соотношение (см. (2.19)): $0 = r_2 L_{12} i_{1y} - L_2 (\omega_0 - p\omega) \psi_r$. Отсюда следует, что можно проводить оценку текущего значения сопротивления ротора, измеряя скорость ротора, скорость поля и ток статора. Таким образом, отпадает необходимость построения асимптотического наблюдателя активного сопротивления ротора.

С учетом сделанных замечаний в процедуре синтеза алгоритмов адаптивного управления будет использоваться модель с вектором наблюдаемых переменных

$\mathbf{x} = [\omega \quad \psi_r \quad i_{1x} \quad i_{1y}]^T$, вектором ненаблюдаемых переменных $\mathbf{z} = [M_d \quad r_1]^T$ и век-

тором управляющих воздействий $\mathbf{u} = [u_{1x} \quad u_{1y}]^T$:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= (a_1 x_2 x_4 - M_c(x_1) - z_1) a_2; \\ \dot{x}_2 &= -a_3 x_2 + a_4 x_3; \\ \dot{x}_3 &= -a_5 z_2 x_3 - a_6 x_3 + a_7 x_1 x_4 + a_4 \frac{x_4^2}{x_2} + a_8 x_2 + a_5 u_1; \\ \dot{x}_4 &= -a_5 z_2 x_4 - a_6 x_4 - a_7 x_1 x_3 - a_4 \frac{x_3 x_4}{x_2} - a_7 a_9 x_1 x_2 + a_5 u_2; \\ \dot{z}_1 &= 0; \\ \dot{z}_2 &= 0,\end{aligned}\tag{5.18}$$

где $a_1 = \frac{3pL_{12}}{2L_2}$, $a_2 = \frac{1}{J}$, $a_3 = \frac{r_2}{L_2}$, $a_4 = \frac{r_2 L_{12}}{L_2}$, $a_5 = \frac{L_2}{L}$, $a_6 = \frac{r_2 L_{12}^2}{L_2 L}$, $a_7 = p$, $a_8 = \frac{r_2 L_{12}}{L_2 L}$,

$$a_9 = \frac{L_{12}}{L}.$$

Синтез алгоритма управления. Сначала решим задачу синергетического синтеза алгоритма управления для системы (5.18), который будет обеспечивать выполнение технологического инварианта $x_1 = \omega^*$ и электромагнитного инварианта $x_2 = \psi_r^*$, то есть стабилизировать угловую скорость и потокосцепление ротора в заданных значениях.

Процедура синергетического синтеза включает два этапа динамической декомпозиции. На первом этапе вводится параллельная совокупность ИМ:

$$\begin{aligned}\psi_1 &= x_3 - \varphi_1 = 0, \\ \psi_2 &= x_4 - \varphi_2 = 0.\end{aligned}\tag{5.19}$$

На пересечении этих многообразий динамика системы будет описываться моделью:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= (a_1 x_2 \varphi_2 - M_c(x_1) - z_1) a_2; \\
\dot{x}_2 &= -a_3 x_2 + a_4 \varphi_1; \\
\dot{z}_1 &= 0; \\
\dot{z}_2 &= 0.
\end{aligned}
\tag{5.20}$$

На втором этапе вводится совокупность ИМ, совпадающих с инвариантами системы:

$$\begin{aligned}
\psi_3 &= x_1 - \omega^* = 0, \\
\psi_4 &= x_2 - \psi_r^* = 0.
\end{aligned}
\tag{5.21}$$

Из системы основных функциональных уравнений

$$\begin{aligned}
T_3 \dot{\psi}_3 + \psi_3 &= 0, \\
T_4 \dot{\psi}_4 + \psi_4 &= 0
\end{aligned}$$

в силу (5.20) находятся «внутренние» управления:

$$\begin{aligned}
\varphi_1 &= \frac{1}{a_4} \left(a_3 x_2 - \frac{1}{T_4} (x_2 - \psi_r^*) \right); \\
\varphi_2 &= \frac{1}{a_1 x_2} \left(M_c(x_1) + z_1 - \frac{1}{a_2 T_3} (x_1 - \omega^*) \right),
\end{aligned}$$

а из системы функциональных уравнений

$$\begin{aligned}
T_1 \dot{\psi}_1 + \psi_1 &= 0, \\
T_2 \dot{\psi}_2 + \psi_2 &= 0
\end{aligned}$$

в силу (5.18) – искомый закон управления:

$$u_1 = -\frac{1}{a_5} \left(\left(\frac{a_3}{a_4} - \frac{1}{a_4 T_4} \right) (a_3 x_2 - a_4 x_3) - a_5 z_2 x_3 - a_6 x_3 + a_7 x_1 x_4 + a_4 \frac{x_4^2}{x_2} + \right. \\
\left. + a_8 x_2 + \frac{1}{T_1} \left(x_3 - \frac{1}{a_4} \left(a_3 x_2 - \frac{1}{T_4} (x_2 - \psi_r^*) \right) \right) \right),$$

$$u_2 = \frac{1}{a_5} \left(\begin{array}{l} -\frac{1}{a_1 x_2^2} \left(M_c(x_1) + z_1 - \frac{1}{a_2 T_3} (x_1 - \omega^*) \right) (a_3 x_2 - a_4 x_3) + \\ + \frac{a_2}{a_1 x_2} \left(\frac{\partial M_c(x_1)}{\partial x_1} - \frac{1}{a_2 T_3} \right) (a_1 x_2 x_4 - M_c(x_1) - z_1) + \\ + a_5 z_2 x_4 + a_6 x_4 + a_7 x_1 x_3 + a_4 \frac{x_3 x_4}{x_2} + a_7 a_9 x_1 x_2 - \\ - \frac{1}{T_2} \left(x_4 - \frac{1}{a_1 x_2} \left(M_c(x_1) + z_1 - \frac{1}{a_2 T_3} (x_1 - \omega^*) \right) \right) \end{array} \right)$$

Синтез наблюдателя. На основе модели синтеза (5.1) формируются необходимые для синтеза наблюдателя матрицы и вектора:

$$\mathbf{g}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} (a_1 x_2 x_4 - M_c(x_1)) a_2 \\ -a_3 x_2 + a_4 x_3 \\ -a_6 x_3 + a_7 x_1 x_4 + a_4 \frac{x_4^2}{x_2} + a_8 x_2 + a_5 u_1 \\ -a_6 x_4 - a_7 x_1 x_3 - a_4 \frac{x_3 x_4}{x_2} - a_7 a_9 x_1 x_2 + a_5 u_2 \end{bmatrix}; \mathbf{G}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -a_2 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -a_5 x_3 \\ 0 & -a_5 x_4 \end{bmatrix}; \quad (5.22)$$

$$\mathbf{h}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{H}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.23)$$

Если задать матрицу устойчивости следующим образом

$$\mathbf{L}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} l_1 & 0 \\ 0 & l_2 x_4^2 \end{bmatrix}, \quad (5.24)$$

то из (5.3) получим матричное уравнение

$$\begin{bmatrix} -\Gamma_{11} a_2 & -\Gamma_{13} a_5 x_3 - \Gamma_{14} a_5 x_4 \\ -\Gamma_{21} a_2 & -\Gamma_{23} a_5 x_3 - \Gamma_{24} a_5 x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -l_1 & 0 \\ 0 & -l_2 x_4^2 \end{bmatrix},$$

решение которого дает матрицу

$$\Gamma(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{l_1}{a_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{l_2 x_4}{a_2} \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

Интегрирование этой матрицы по вектору \mathbf{x} дает следующий результат:

$$\int_0^{\mathbf{x}} \Gamma(\mathbf{x}) d\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \frac{l_1 x_1}{a_2} \\ \frac{l_2 x_4^2}{2a_5} \end{bmatrix}. \quad (5.26)$$

Теперь есть все необходимое для записи уравнений наблюдателя и оценок:

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= l_1 y_1 - \frac{l_1^2 x_1}{a_2} + l_1 (a_1 x_2 x_4 - M(x_1)); \\ \dot{y}_2 &= l_2 x_4^2 y_2 - \frac{l_2^2 x_4^4}{2a_5} + \frac{l_2 x_4}{a_5} \left(-a_6 x_4 - a_7 x_1 x_3 - a_7 a_9 x_1 x_2 - \frac{a_4 x_3 x_4}{x_2} + a_5 u_2 \right). \end{aligned} \quad (5.27)$$

$$\begin{aligned} \hat{z}_1 &= \frac{l_1 x_1}{a_2} - y_1; \\ \hat{z}_2 &= \frac{l_2 x_4^2}{2a_5} - y_2. \end{aligned} \quad (5.28)$$

Для оценки эффективности полученного алгоритма адаптивного управления было проведено компьютерное моделирование замкнутой ЭМС, результаты которого представлены на рисунках 5.54 – 5.59. При моделировании использовались параметры АД типа 4А200L4, имитировался режим пуска в номинальную скорость с моментом нагрузки $M_c = 0,5M_{\text{ном}}$ и оценивалось влияние действия возмущений.

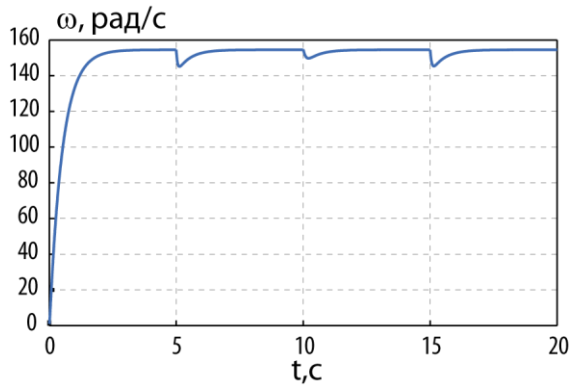


Рисунок 5.54 – Угловая скорость

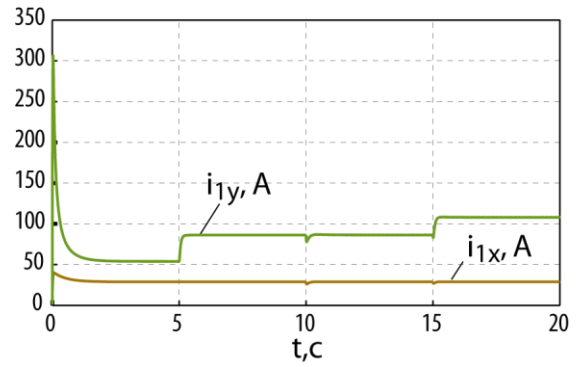


Рисунок 5.55 – Проекции тока статора

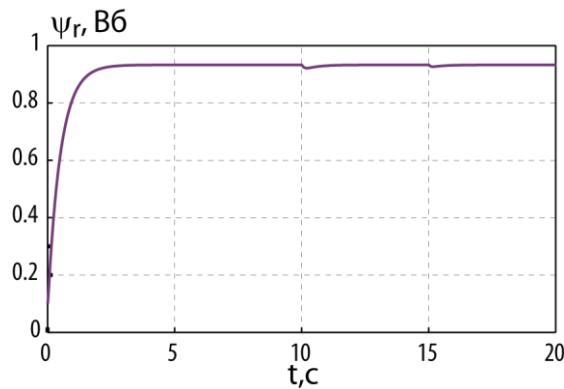


Рисунок 5.56 – Потокосцепление ротора

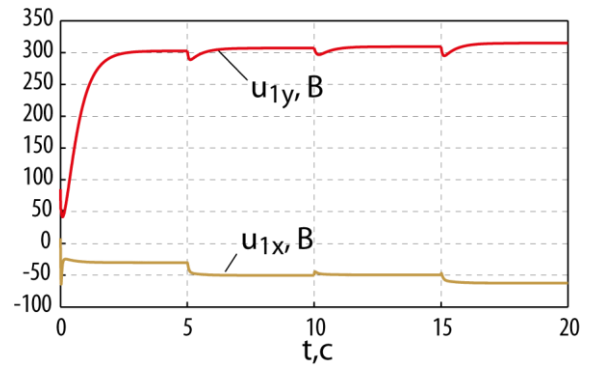


Рисунок 5.57 – Проекции напряжения статора

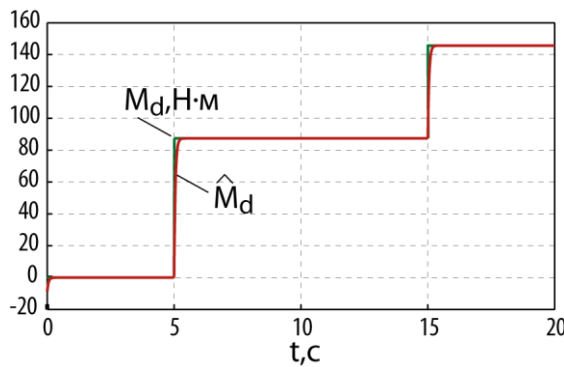


Рисунок 5.58 – Возмущающий момент и его оценка

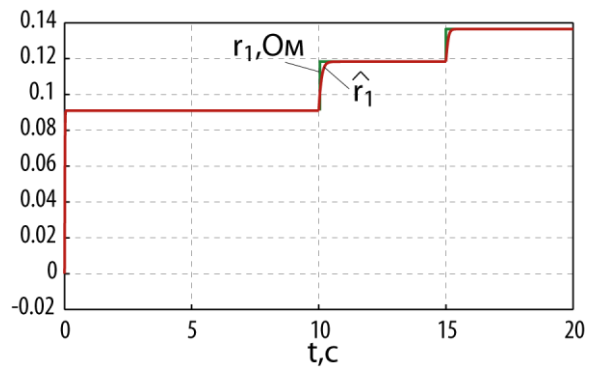


Рисунок 5.59 – Сопротивление обмотки статора и его оценка

Результаты моделирования подтверждают эффективность разработанного алгоритма адаптивного управления в широком диапазоне изменения возмущающего момента и активного сопротивления обмотки статора.

С другой стороны, стабилизация потокосцепления ротора в заданном значении в условиях вариации внешнего момента будет приводить к изменению КПД

АД. На рисунке 5.60 продемонстрировано падение КПД при сбросе суммарного момента нагрузки с $M_{\Sigma} = M_{\text{ном}}$ до $M_{\Sigma} = 0,3M_{\text{ном}}$.

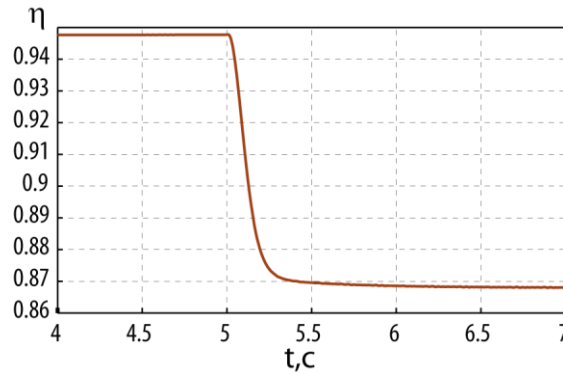


Рисунок 5.60 – Изменение КПД двигателя при вариации возмущающего момента (стабилизирующее управление)

Такую ситуацию можно избежать, если использовать подходы, представленные в главе 4, и позволяющие синтезировать алгоритмы энергосберегающего управления ЭМС.

При синтезе алгоритма энергосберегающего управления используется один из энергетических инвариантов АД, полученных в главе 2. Если использовать инвариант, оптимизирующий потокосцепление ротора (2.44), (2.45), ход процедуры синергетического синтеза будет аналогичен описанному в этом разделе. Единственное отличие состоит в том, что многообразии $\psi_4 = 0$ на втором этапе декомпозиции задается, исходя из (2.44), (2.45) и решаемых задач адаптации к действию возмущающего момента и неконтролируемого изменения сопротивления статора:

$$\psi_4 = x_2 - \left| M_c(\omega^*) + z_1 \right|^{0,5} \left| \frac{k_{13}z_2 + k_{14}}{k_{15}z_2 + k_6\omega^{*\beta}} \right|^{0,25} = 0,$$

где $k_{13} = \frac{2L_2^2}{3p^2L_{12}^2}$; $k_{14} = \frac{2r_2}{3p^2}$; $k_{15} = \frac{3}{2L_{12}^2}$.

Полученный закон энергосберегающего управления в этом случае имеет следующий вид:

$$u_1 = -\frac{1}{a_5} \left(\left(\frac{a_3}{a_4} - \frac{1}{a_4 T_4} \right) (a_3 x_2 - a_4 x_3) - a_5 z_2 x_3 - a_6 x_3 + a_7 x_1 x_4 + a_4 \frac{x_4^2}{x_2} + \right. \\ \left. + a_8 x_2 + \frac{1}{T_1} \left(x_3 - \frac{1}{a_4} \left(a_3 x_2 - \frac{1}{T_4} (x_2 - \lambda_2(z_1, z_2)) \right) \right) \right),$$

$$u_2 = \frac{1}{a_5} \left(-\frac{1}{a_1 x_2^2} \left(M_c(x_1) + z_1 - \frac{1}{a_2 T_3} (x_1 - \omega^*) \right) (a_3 x_2 - a_4 x_3) + \right. \\ \left. + \frac{a_2}{a_1 x_2} \left(\frac{\partial M_c(x_1)}{\partial x_1} - \frac{1}{a_2 T_3} \right) (a_1 x_2 x_4 - M_c(x_1) - z_1) + \right. \\ \left. + a_5 z_2 x_4 + a_6 x_4 + a_7 x_1 x_3 + a_4 \frac{x_3 x_4}{x_2} + a_7 a_9 x_1 x_2 - \right. \\ \left. - \frac{1}{T_2} \left(x_4 - \frac{1}{a_1 x_2} \left(M_c(x_1) + z_1 - \frac{1}{a_2 T_3} (x_1 - \omega^*) \right) \right) \right),$$

$$\text{где } \lambda_2(z_1, z_2) = \left| M_c(\omega^*) + z_1 \right|^{0,5} \left| \frac{k_{13} z_2 + k_{14}}{k_{15} z_2 + k_6 \omega^{*\beta}} \right|^{0,25}.$$

На рисунках 5.61 – 5.66 представлены результаты моделирования замкнутой системы с этим законом управления и наблюдателем (5.27), (5.28). В ходе моделирования после пуска двигателя оценивалось влияние действия возмущающего момента и неконтролируемого изменения сопротивления статора. Из графиков видно, что происходит парирование внешнего и параметрического возмущений. Также происходит перерасчет оптимального с точки зрения минимума потерь значения потокосцепления ротора на основе оцененных наблюдателем текущих значений M_d и r_1 .

На рисунке 5.67 показано изменение КПД АД при резком сбросе суммарной нагрузки. Очевидно, что синтезированный алгоритм адаптивного управления обеспечивает его постоянство.

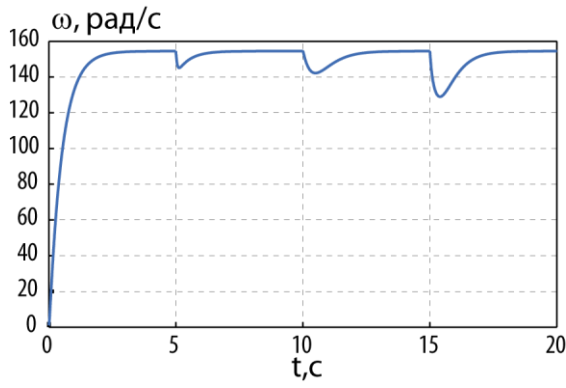


Рисунок 5.61 – Угловая скорость

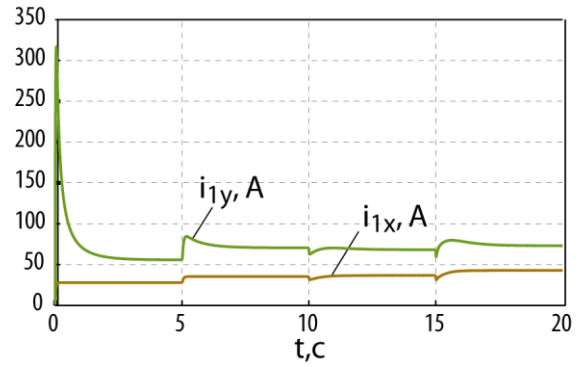


Рисунок 5.62 – Проекции тока статора

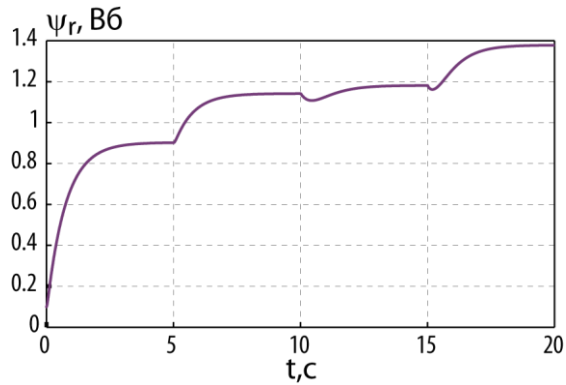


Рисунок 5.63 – Потокосцепление ротора

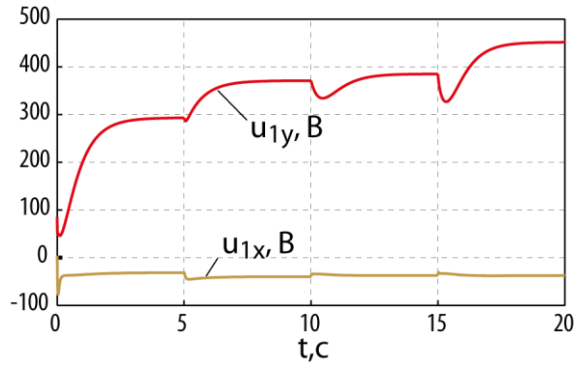


Рисунок 5.64 – Проекции напряжения статора

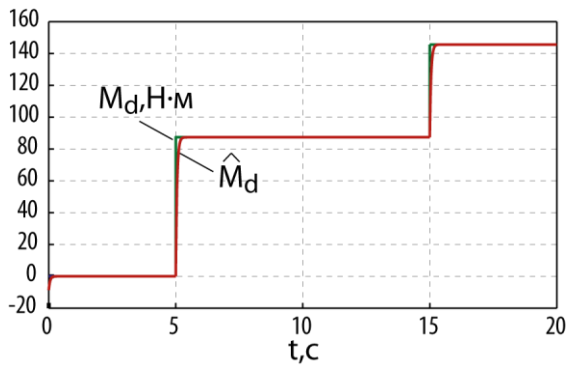


Рисунок 5.65 – Возмущающий момент и его оценка

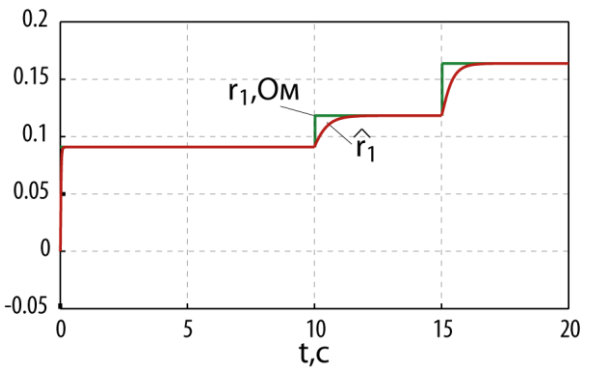


Рисунок 5.66 – Сопротивление обмотки статора и его оценка

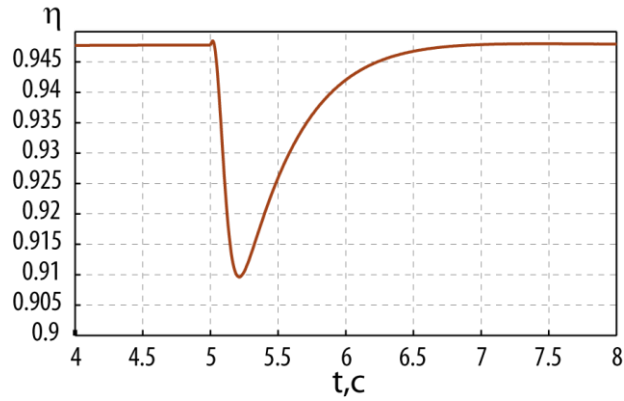


Рисунок 5.67 – Изменение КПД двигателя при вариации возмущающего момента (энергосберегающее управление)

5.2.4 Прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления электромеханическими системами с синхронными двигателями основного исполнения

При синтезе алгоритмов адаптивного управления ЭМС с СД будет использоваться математическая модель явнополюсного СД, записанная в системе координат (d, q) , вращающейся синхронно с ротором (2.24). Также предполагается, что активные сопротивления обмоток статора и ротора могут изменяться, а к валу двигателя приложен возмущающий момент. В этом случае получаем следующую модель расширенной системы:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= a_1 x_2 x_4 + a_2 x_3 x_4 - a_3 M_c(x_1) - a_3 z_1; \\
 \dot{x}_2 &= -a_4 x_1 x_4 - a_5 z_3 x_2 + a_6 z_2 x_3 + a_5 u_3 - a_6 u_1; \\
 \dot{x}_3 &= a_7 x_1 x_4 - a_8 z_2 x_3 + a_6 z_3 x_2 + a_8 u_1 - a_6 u_3; \\
 \dot{x}_4 &= -a_9 x_1 x_3 - a_{10} x_1 x_2 - a_{11} z_2 x_4 + a_{11} u_2 \\
 \dot{z}_1 &= 0; \\
 \dot{z}_2 &= 0; \\
 \dot{z}_3 &= 0.
 \end{aligned} \tag{5.29}$$

Здесь $\mathbf{x} = [\omega \quad i_2 \quad i_{1d} \quad i_{1q}]^T$ – вектор наблюдаемых переменных; $\mathbf{z} = [M_d \quad r_1 \quad r_2]^T$ –

вектор ненаблюдаемых переменных; $\mathbf{u} = [u_{1d} \quad u_{1q} \quad u_2]^T$ – вектор управляющих

воздействий. Параметры модели (5.29) связаны с параметрами СД следующими соотношениями:

$$a_1 = \frac{3pL_{12d}}{2J}, \quad a_2 = \frac{3p(L_{1d} - L_{1q})}{2J}, \quad a_3 = \frac{1}{J}, \quad a_4 = \frac{pL_{1q}L_{12d}}{L_{1d}L_2 - L_{12d}^2}, \quad a_5 = \frac{L_{1d}}{L_{1d}L_2 - L_{12d}^2},$$

$$a_6 = \frac{L_{12d}}{L_{1d}L_2 - L_{12d}^2}, \quad a_7 = \frac{pL_{1q}L_2}{L_{1d}L_2 - L_{12d}^2}, \quad a_8 = \frac{L_2}{L_{1d}L_2 - L_{12d}^2}, \quad a_9 = \frac{pL_{1d}}{L_{1q}},$$

$$a_{10} = \frac{pL_{12d}}{L_{1q}}, \quad a_{11} = \frac{1}{L_{1q}}.$$

Синтез алгоритма управления. Поставим задачу синергетического синтеза алгоритма управления для системы (5.29), который будет обеспечивать выполнение следующих инвариантов:

- $x_1 = \omega^*$ – стабилизация угловой скорости СД;
- $x_2 = i_2^*$ – стабилизация тока в обмотке ротора;
- $x_3 = 0$ – обнуление продольной составляющей тока в обмотке статора.

Исходя из заданных инвариантов и структуры модели (5.29) на первом этапе процедуры синтеза целесообразно ввести следующую параллельную совокупность ИМ:

$$\begin{aligned} \psi_1 &= x_4 - \varphi_1 = 0, \\ \psi_2 &= x_2 - i_2^* = 0, \\ \psi_3 &= x_3 = 0. \end{aligned} \tag{5.30}$$

Очевидно, что ИМ $\psi_2 = 0$ и $\psi_3 = 0$ совпадают со вторым и третьим инвариантами, а на пересечении многообразий получаем декомпозированную систему:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= a_1 i_2^* \varphi_1 - a_3 M_c(x_1) - a_3 z_1; \\ \dot{z}_1 &= 0; \\ \dot{z}_2 &= 0; \\ \dot{z}_3 &= 0. \end{aligned} \tag{5.31}$$

На втором этапе процедуры вводится ИМ, совпадающее с первым инвариантом системы:

$$\psi_4 = x_1 - \omega^* = 0.$$

Решение основного функционального уравнения $T_4\dot{\psi}_4 + \psi_4 = 0$ в силу (5.31) дает «внутреннее» управление

$$\varphi_1 = \frac{1}{a_1 i_2^*} \left(a_3 M_c(x_1) + a_3 z_1 - \frac{1}{T_4} (x_1 - \omega^*) \right).$$

Искомый закон управления ищется как решение системы основных функциональных уравнений метода АКАР $T_i \dot{\psi}_i + \psi_i = 0, i = 1, \dots, 3$ в силу модели (5.29) и имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} u_1 &= \frac{1}{a_8} \left(-a_7 x_1 x_4 + a_8 z_2 x_3 - a_6 z_3 x_2 + \right. \\ &\quad \left. + \frac{a_6}{a_5 a_8 - a_6^2} \left(a_6 \left(a_8 z_2 x_3 - a_7 x_1 x_4 - a_6 z_3 x_2 - \frac{x_3}{T_3} a_4 x_1 x_4 + \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + a_5 a_8 z_3 x_2 - a_6 a_8 z_2 x_3 - \frac{a_8 (x_2 - i_2^*)}{T_2} \right) - \frac{x_3}{T_3} \right), \\ u_2 &= \frac{1}{a_{11}} \left(\frac{1}{a_1 i_2^*} \left(a_3 \frac{\partial M_c(x_1)}{\partial x_1} - \frac{1}{T_4} \right) + a_9 x_1 x_3 + a_{10} x_1 x_2 + a_{11} z_2 x_4 - \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{T_1} \left(x_4 - \frac{1}{a_1 i_2^*} \left(a_3 M_c(x_1) + a_3 z_1 - \frac{1}{T_4} (x_1 - \omega^*) \right) \right) \right), \\ u_3 &= \frac{1}{a_5 a_8 - a_6^2} \left(a_6 \left(a_8 z_2 x_3 - a_7 x_1 x_4 - a_6 z_3 x_2 - \frac{x_3}{T_3} a_4 x_1 x_4 \right) + \right. \\ &\quad \left. + a_5 a_8 z_3 x_2 - a_6 a_8 z_2 x_3 - \frac{a_8 (x_2 - i_2^*)}{T_2} \right). \end{aligned} \quad (5.32)$$

Синтез наблюдателя. На основе модели синтеза (5.1) формируются необходимые для синтеза наблюдателя матрицы и вектора:

$$\mathbf{g}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} a_1 x_2 x_4 + a_2 x_3 x_4 - a_3 M_c(x_1) \\ -a_4 x_1 x_4 + a_5 u_3 - a_6 u_1 \\ a_7 x_1 x_4 + a_8 u_1 - a_6 u_3 \\ -a_9 x_1 x_3 - a_{10} x_1 x_2 + a_{11} u_2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{G}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -a_3 & 0 & 0 \\ 0 & a_6 x_3 & -a_5 x_2 \\ 0 & -a_8 x_3 & a_6 x_2 \\ 0 & -a_{11} x_4 & 0 \end{bmatrix}; \quad (5.33)$$

$$\mathbf{h}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.34)$$

Сформируем матрицу устойчивости как диагональную матрицу следующего вида:

$$\mathbf{L}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} l_1 & 0 & 0 \\ 0 & l_2 x_4^2 & 0 \\ 0 & 0 & l_3 x_2^2 \end{bmatrix}, \quad (5.35)$$

Тогда из матричного уравнения (5.3) можно получить матрицу

$$\mathbf{\Gamma}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{l_1}{a_3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{l_2 x_4}{a_{11}} \\ 0 & \frac{a_8 l_3 x_2}{a_5 a_8 - a_6^2} & \frac{a_6 l_3 x_2}{a_5 a_8 - a_6^2} & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.36)$$

Интегрирование этой матрицы по вектору \mathbf{x} дает следующий результат:

$$\int_0^{\mathbf{x}} \mathbf{\Gamma}(\mathbf{x}) d\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \frac{l_1 x_1}{a_3} \\ \frac{l_2 x_4^2}{2 a_{11}} \\ \frac{1}{2} \frac{a_8 l_3 x_2^2}{a_5 a_8 - a_6^2} + \frac{a_6 l_3 x_2 x_3}{a_5 a_8 - a_6^2} \end{bmatrix}. \quad (5.37)$$

На основании (5.33) – (5.37) можно записать уравнения наблюдателя и оценок ненаблюдаемых переменных:

$$\begin{aligned}
\dot{y}_1 &= l_1 y_1 - \frac{l_1^2 x_1}{a_3} + \frac{l_1}{a_3} (a_1 x_2 x_4 + a_2 x_3 x_4 - a_3 M(x_1)); \\
\dot{y}_2 &= l_2 x_4^2 y_2 - \frac{l_2^2 x_4^4}{2a_{11}} + \frac{l_2 x_4}{a_{11}} (-a_9 x_1 x_3 - a_{10} x_1 x_2 + a_{11} u_2); \\
\dot{y}_3 &= l_3 x_2^2 y_3 - l_3^2 x_2^2 \left(\frac{1}{2} \frac{a_8 x_2^2}{a_5 a_8 - a_6^2} + \frac{a_6 x_2 x_3}{a_5 a_8 - a_6^2} \right) + \\
&+ \frac{l_3 x_2}{a_5 a_8 - a_6^2} (a_8 (-a_4 x_1 x_4 + a_3 u_3 - a_6 u_1) + a_6 (a_7 x_1 x_4 - a_6 u_3 + a_8 u_1)).
\end{aligned} \tag{5.38}$$

$$\begin{aligned}
\hat{z}_1 &= \frac{l_1 x_1}{a_3} - y_1; \\
\hat{z}_2 &= \frac{l_2 x_4^2}{2a_{11}} - y_2; \\
\hat{z}_3 &= \frac{1}{2} \frac{a_8 l_3 x_2^2}{a_5 a_8 - a_6^2} + \frac{a_6 l_3 x_2 x_3}{a_5 a_8 - a_6^2} - y_3.
\end{aligned} \tag{5.39}$$

На рисунках 5.67 – 5.74 представлены результаты компьютерного моделирования замкнутой системы с алгоритмом адаптивного управления (5.32), (5.38), (5.39). Имитировался разгон двигателя в номинальную скорость с дальнейшей вариацией возмущающего момента и активных сопротивлений обмоток. При моделировании использовались параметры СД типа СТД-1250.

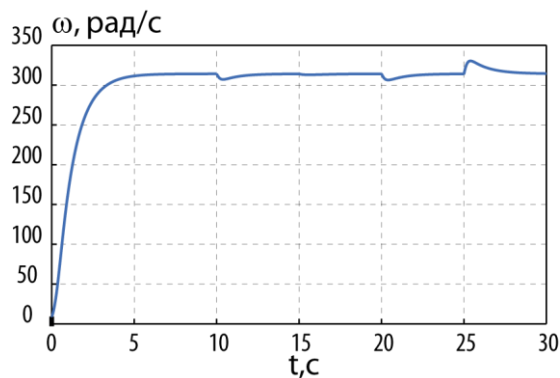


Рисунок 5.67 – Угловая скорость

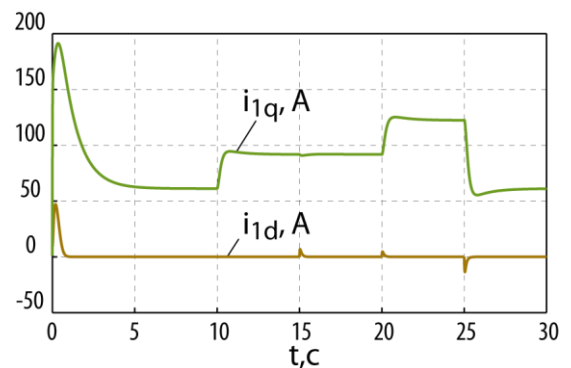


Рисунок 5.68 – Проекция тока статора

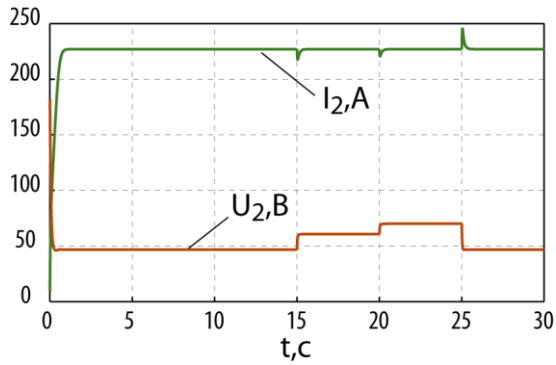


Рисунок 5.69 – Ток и напряжение ротора

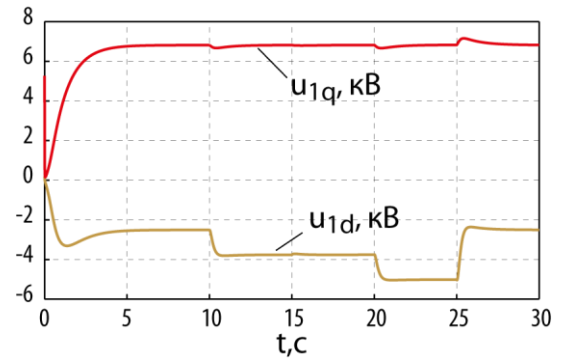


Рисунок 5.70 – Проекция напряжения статора

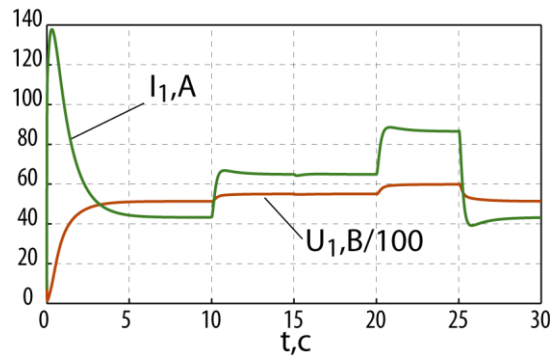


Рисунок 5.71 – Действующие значения напряжения и тока статора

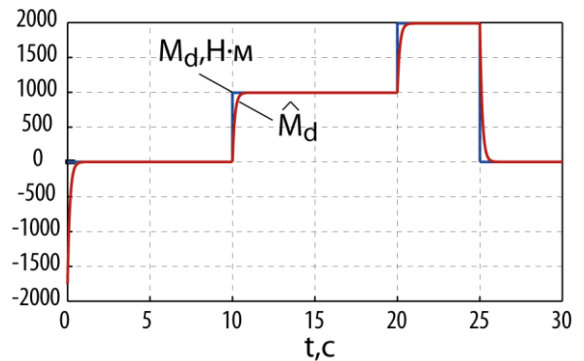


Рисунок 5.72 – Возмущающий момент и его оценка

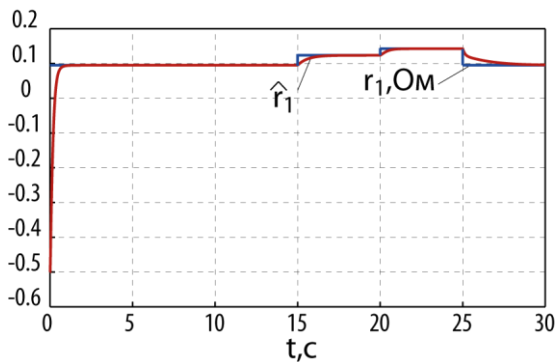


Рисунок 5.73 – Сопротивление обмотки статора и его оценка

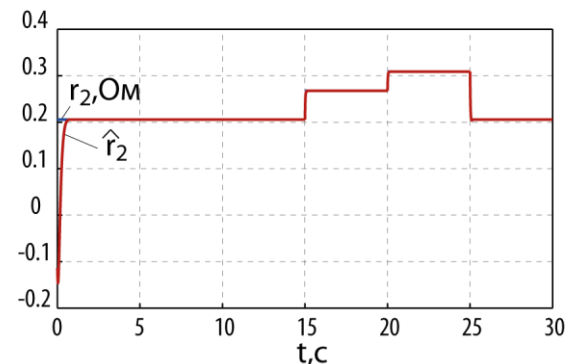


Рисунок 5.74 – Сопротивление обмотки ротора и его оценка

Из графиков следует вывод, что синтезированный алгоритм управления работает корректно: цели управления выполняются, действие возмущающего момента и флуктуация активных сопротивлений обмоток успешно парируются.

Использованный набор инвариантов, однако, не обеспечивает оптимизацию энергетических показателей ЭМС при изменении технологического режима. На рисунке 5.75 представлен полученный в ходе моделирования график изменения КПД

двигателя при изменении суммарного момента нагрузки. После разгона СД с $M_{\Sigma} = 0,5M_{\text{ном}}$, момент нагрузки менялся согласно последовательности: $M_{\text{ном}}$, $0,75M_{\text{ном}}$, $0,25M_{\text{ном}}$, $0,15M_{\text{ном}}$. Хотя это не сказалось на выполнении основной технологической задачи стабилизации угловой скорости, КПД двигателя существенно изменялся. При малом моменте нагрузки его падение достигало 10% относительно номинального режима.

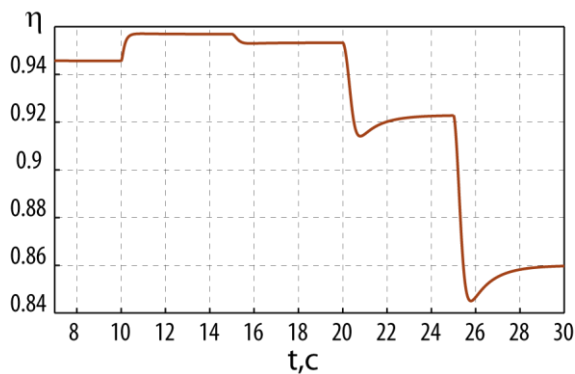


Рисунок 5.75 – Изменение КПД двигателя при вариации возмущающего момента

Алгоритм адаптивного энергосберегающего управления ЭМС с СД может быть получен при использовании подхода, изложенного ранее. Достаточно использовать один из энергетических инвариантов СД, полученных в главе 2.

Оптимальное с точки зрения минимума потерь энергии значение тока ротора определяется энергетическим инвариантом (2.61). С точки зрения процедуры синергетического синтеза практически ничего не меняется. Единственное отличие заключается в задании ИМ $\psi_2 = 0$. Чтобы обеспечить выполнение энергетического инварианта (2.61) и учесть возможные внешние и параметрические возмущения, это многообразие нужно задавать в следующем виде:

$$\psi_2 = x_2 - \left| M_c(\omega^*) + z_1 \right|^{0,5} \left| \frac{k_{16} z_2}{z_3 + k_9 \omega^{*\beta}} \right|^{0,25} = 0,$$

где $k_{16} = \frac{2}{3p^2 L_{12d}^2}$.

Закон адаптивного энергосберегающего управления ЭМС с СД имеет вид:

$$\begin{aligned}
 u_1 &= \frac{1}{a_8} \left(\begin{aligned} & -a_7 x_1 x_4 + a_8 z_2 x_3 - a_6 z_3 x_2 + \\ & \left(a_6 \left(a_8 z_2 x_3 - a_7 x_1 x_4 - a_6 z_3 x_2 - \frac{x_3}{T_3} a_4 x_1 x_4 + \right) \right) \\ & + \frac{a_6}{a_5 a_8 - a_6^2} \left(a_5 a_8 z_3 x_2 - a_6 a_8 z_2 x_3 - \right. \\ & \left. - \frac{a_8 (x_2 - \lambda_3(z_1, z_2, z_3))}{T_2} \right) \end{aligned} \right) - \frac{x_3}{T_3}, \\
 u_2 &= \frac{1}{a_{11}} \left(\begin{aligned} & \frac{1}{a_1 \lambda_3(z_1, z_2, z_3)} \left(a_3 \frac{\partial M_c(x_1)}{\partial x_1} - \frac{1}{T_4} \right) + a_9 x_1 x_3 + a_{10} x_1 x_2 + a_{11} z_2 x_4 - \\ & - \frac{1}{T_1} \left(x_4 - \frac{1}{a_1 \lambda_3(z_1, z_2, z_3)} \left(a_3 M_c(x_1) + a_3 z_1 - \right) \right) \end{aligned} \right), \\
 u_3 &= \frac{1}{a_5 a_8 - a_6^2} \left(\begin{aligned} & a_6 \left(a_8 z_2 x_3 - a_7 x_1 x_4 - a_6 z_3 x_2 - \frac{x_3}{T_3} a_4 x_1 x_4 + \right) + \\ & + a_5 a_8 z_3 x_2 - a_6 a_8 z_2 x_3 - \frac{a_8 (x_2 - \lambda_3(z_1, z_2, z_3))}{T_2} \end{aligned} \right). \tag{5.40}
 \end{aligned}$$

где $\lambda_3(z_1, z_2, z_3) = \left| M_c(\omega^*) + z_1 \right|^{0.5} \left| \frac{k_{16} z_2}{z_3 + k_9 \omega^{*\beta}} \right|^{0.25}$.

На рисунках 5.76 – 5.83 приведены результаты моделирования замкнутой системы с алгоритмом адаптивного управления (5.38) – (5.40). Имитировался разгон двигателя в номинальную скорость при отсутствии возмущающего момента и номинальных значениях сопротивлений обмоток. Затем оценивалась реакция системы на действие возмущающего момента и флуктуацию сопротивлений обмоток (увеличение до 50% от номинала). В отличие от алгоритма (5.32) алгоритм (5.40) производит изменение значения тока в обмотке ротора при изменении режима работы ЭМС, тем самым обеспечивая его оптимизацию в смысле минимизации потерь энергии в СД.

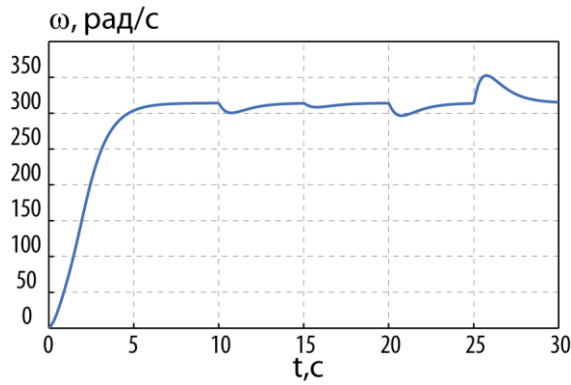


Рисунок 5.76 – Угловая скорость

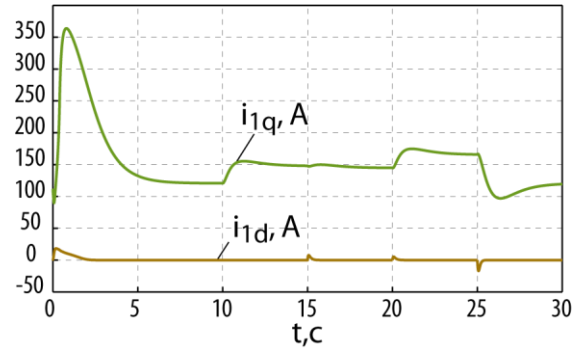


Рисунок 5.77 – Проекции тока статора

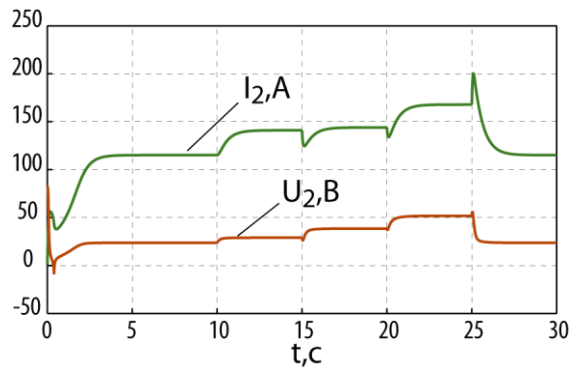


Рисунок 5.78 – Ток и напряжение ротора

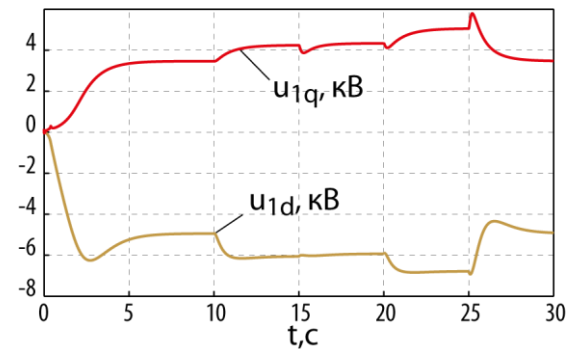


Рисунок 5.79 – Проекции напряжения статора

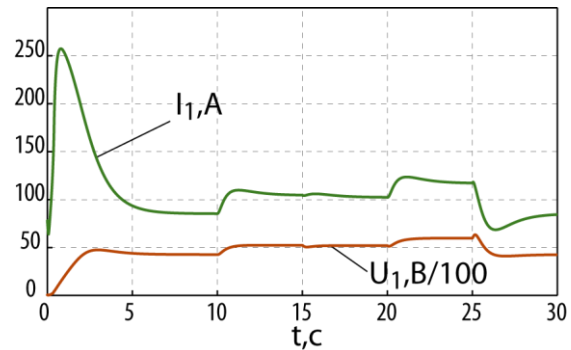


Рисунок 5.80 – Действующие значения напряжения и тока статора

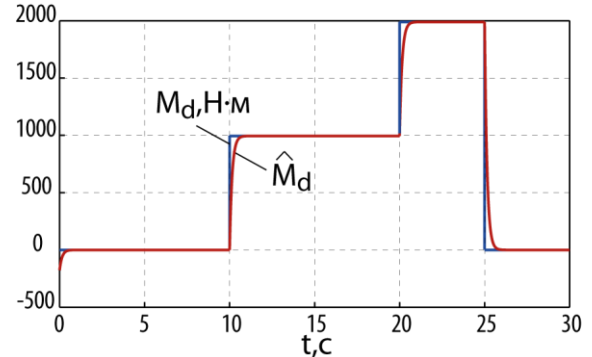


Рисунок 5.81 – Возмущающий момент и его оценка

Полученные результаты моделирования подтверждают все теоретические положения, демонстрируя устойчивость систем относительно заданного состояния, асимптотическое схождение оценок к значениям ненаблюдаемых переменных и минимизацию потерь энергии.

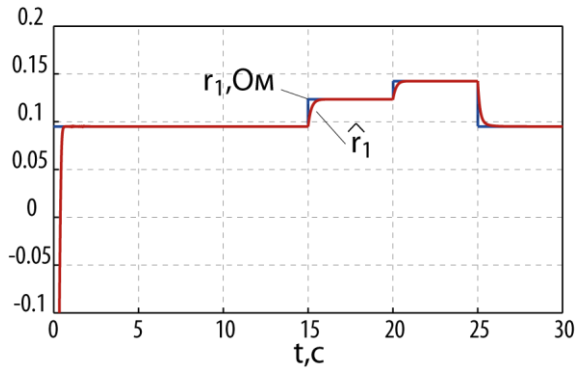


Рисунок 5.82 – Сопротивление обмотки статора и его оценка

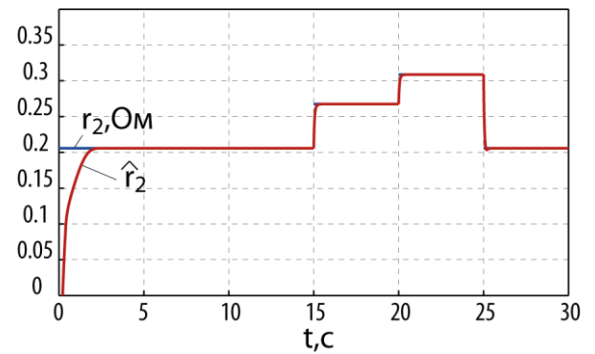


Рисунок 5.83 – Сопротивление обмотки ротора и его оценка

На рисунке 5.84 представлен график переходного процесса КПД двигателя при вариации суммарного момента нагрузки за счет действия возмущения. После разгона СД с $M_{\Sigma} = 0,5M_{\text{НОМ}}$, момент нагрузки менялся согласно последовательности: $M_{\text{НОМ}}$, $0,75M_{\text{НОМ}}$, $0,25M_{\text{НОМ}}$, $0,15M_{\text{НОМ}}$.

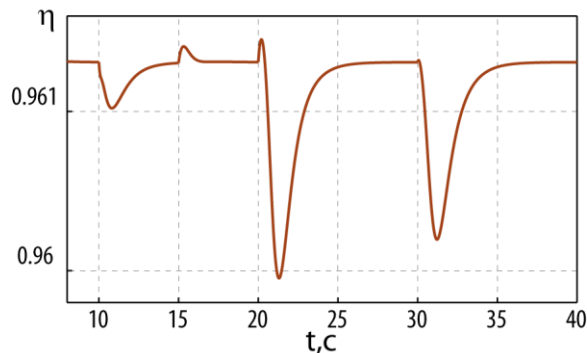


Рисунок 5.84 – Изменение КПД СД при вариации возмущающего момента (энергосберегающее управление)

Из рисунка 5.84 следует, что синтезированный алгоритм энергосберегающего управления обеспечивает поддержание КПД двигателя в максимальном значении во всем допустимом диапазоне изменения суммарного момента нагрузки.

5.2.5 Прикладной метод синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления электромеханическими системами с синхронными двигателями с постоянными магнитами

СДПМ имеют одну обмотку на статоре и блок постоянных магнитов на роторе. Поэтому основными источниками неопределенности модели СДПМ являются возмущающий момент и активное сопротивление обмотки статора.

Модель синтеза формируется на основе модели СДПМ (4.48) и предполагаемых неопределенностей этой модели. В нашем случае она имеет следующий вид:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= (1,5a_1x_3 - M_c(x_1) - z_1)a_2; \\ \dot{x}_2 &= (u_1 - z_2x_2 + a_4x_1x_3)a_5; \\ \dot{x}_3 &= (u_2 - z_2x_3 - a_4x_1x_2 - a_1x_1)a_5; \\ \dot{z}_1 &= 0; \\ \dot{z}_2 &= 0.\end{aligned}\tag{5.41}$$

Здесь $\mathbf{x} = [\omega \quad i_{1d} \quad i_{1q}]^T$ – вектор наблюдаемых переменных, $\mathbf{z} = [M_d \quad r_1]^T$ – вектор ненаблюдаемых переменных, $\mathbf{u} = [u_{1d} \quad u_{1q}]^T$ – вектор управляющих воздействий.

Параметры модели связаны с параметрами СДПМ: $a_1 = p\psi_f$, $a_2 = \frac{1}{J}$, $a_4 = pL_1$,

$$a_5 = \frac{1}{L_1}.$$

Синтез алгоритма управления. Для модели (5.41) синтезируем алгоритм управления, обеспечивающий стабилизацию угловой скорости в значении ω^* и обнуление продольной составляющей тока статора.

Структура математической модели позволяет провести процедуру синергетического синтеза в один этап. На пересечении ИМ:

$$\begin{aligned}\psi_1 &= (1,5a_1x_3 - M_c(x_1) - z_1)a_2 - b(x_1 - \omega^*) = 0, \\ \psi_2 &= x_2 = 0\end{aligned}\tag{5.42}$$

Продольная составляющая тока статора будет равна нулю, а динамика угловой скорости будет описываться дифференциальным уравнением $\dot{x}_1 = b(x_1 - \omega^*)$, которое при $b < 0$ обладает свойством асимптотической устойчивости относительно $x_1 = \omega^*$.

Закон управления, найденный из решения системы основных функциональных уравнений метода АКАР $T_i \dot{\psi}_i + \psi_i = 0, i = 1, \dots, 2$ в силу модели (5.41) имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} u_1 &= z_2 x_2 - a_4 x_1 x_3 - \frac{1}{a_5 T_2} x_2, \\ u_2 &= z_2 x_3 + a_4 x_1 x_2 + a_1 x_1 + \\ &+ \frac{1}{1,5 a_1 a_2 a_5} \left(\left(a_2 \frac{\partial M_c(x_1)}{\partial x_1} + b \right) (1,5 a_1 x_3 - M_c(x_1) - z_1) a_2 + \right. \\ &\left. + \frac{1}{T_1} (b(x_1 - \omega^*) - (1,5 a_1 x_3 - M_c(x_1) - z_1) a_2) \right). \end{aligned} \quad (5.43)$$

Синтез наблюдателя. Из модели синтеза (5.41) формируются необходимые для синтеза наблюдателя матрицы и вектора:

$$\mathbf{g}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} (1,5 a_1 x_3 - M_c(x_1)) a_2 \\ (u_1 + a_4 x_1 x_3) a_5 \\ (u_2 - a_4 x_1 x_2 - a_1 x_1) a_5 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{G}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -a_2 & 0 \\ 0 & -a_5 x_2 \\ 0 & -a_5 x_3 \end{bmatrix}; \quad (5.44)$$

$$\mathbf{h}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.45)$$

Сформируем матрицу устойчивости как диагональную матрицу следующего вида:

$$\mathbf{L}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} l_1 & 0 \\ 0 & l_2 x_3^2 \end{bmatrix}, \quad (5.46)$$

Матричному уравнению (5.3) соответствует матрица

$$\Gamma(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{l_1}{a_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{l_2 x_3}{a_5} \end{bmatrix}. \quad (5.47)$$

Интегрируя $\Gamma(\mathbf{x})$ по вектору \mathbf{x} , получаем:

$$\int_0^{\mathbf{x}} \Gamma(\mathbf{x}) d\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \frac{l_1 x_1}{a_2} \\ \frac{l_2 x_3^2}{2a_5} \end{bmatrix}. \quad (5.48)$$

Подставив (5.44) – (5.48) в (5.2), можно получить уравнения наблюдателя и асимптотических оценок ненаблюдаемых переменных:

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= l_1 y_1 - \frac{l_1^2 x_1}{a_2} - l_1 (1,5 a_1 x_3 - M(x_1)); \\ \dot{y}_2 &= l_2 x_3^2 y_2 - \frac{l_2^2 x_3^4}{2a_{11}} + l_2 x_3 (u_2 - a_4 x_1 x_2 - a_1 x_1). \end{aligned} \quad (5.49)$$

$$\begin{aligned} \hat{z}_1 &= \frac{l_1 x_1}{a_2} - y_1; \\ \hat{z}_2 &= \frac{l_2 x_3^2}{2a_5} - y_2. \end{aligned} \quad (5.50)$$

На рисунках 5.85 – 5.90 представлены результаты компьютерного моделирования замкнутой системы с алгоритмом адаптивного управления (5.43), (5.49), (5.50). Имитировался разгон двигателя в номинальную скорость с дальнейшей вариацией возмущающего момента и активного сопротивления обмотки статора. При моделировании использовались параметры СДПМ из таблицы 4.1.

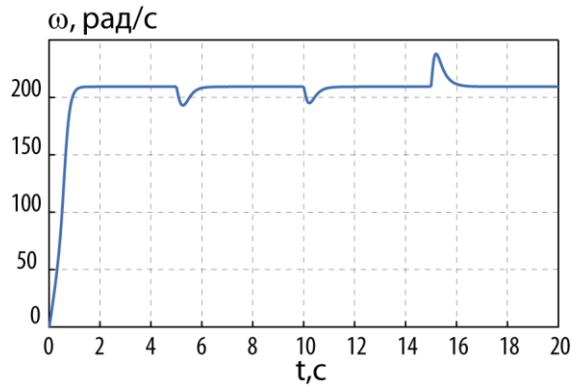


Рисунок 5.85 – Угловая скорость

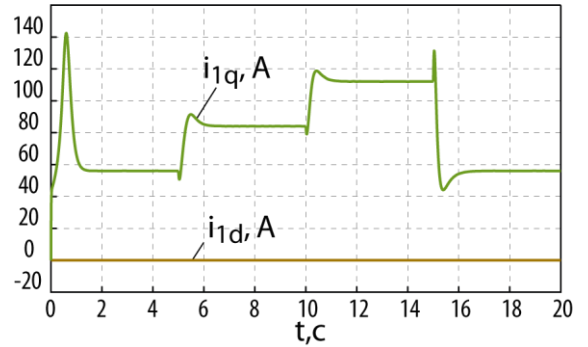


Рисунок 5.86 – Проекция тока статора

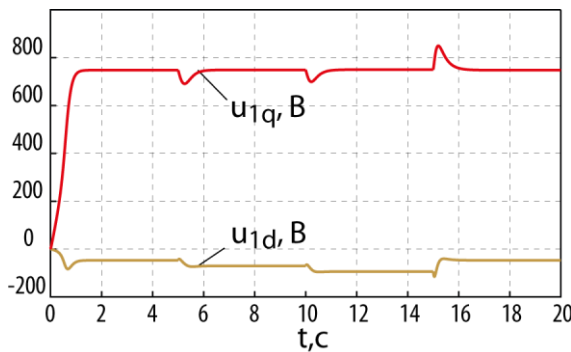


Рисунок 5.87 – Проекция напряжения статора

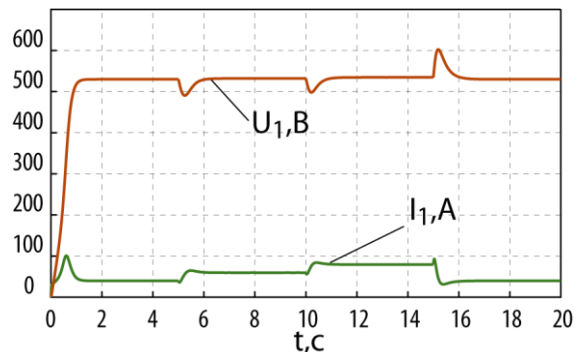


Рисунок 5.88 – Действующие значения напряжения и тока статора

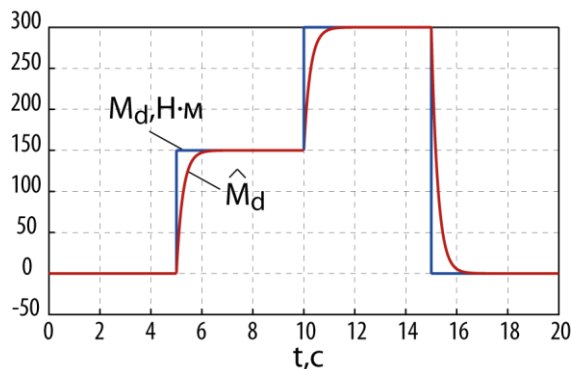


Рисунок 5.89 – Возмущающий момент и его оценка

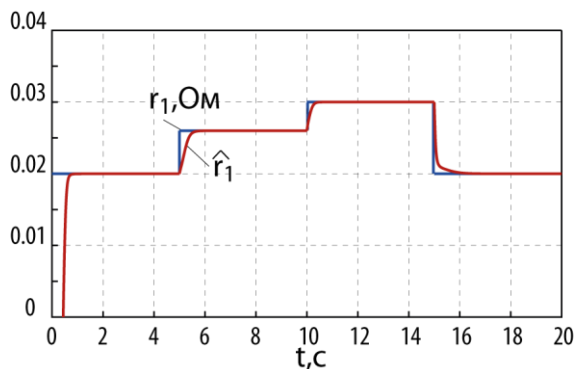


Рисунок 5.90 – Сопротивление обмотки статора и его оценка

Анализируя полученные графики, можно сделать вывод, что синтезированный алгоритм адаптивного управления успешно парирует внешний возмущающий момент и изменение активного сопротивления обмотки статора.

Для сочетания свойств адаптации и энергосбережения замкнутой системы в процедуре синтеза достаточно изменить ИМ $\psi_2 = 0$. Его нужно формировать в соответствии с энергетическим инвариантом (4.49) и моделью синтеза (5.41):

$$\psi_2 = x_2 + \frac{b_1 |\omega^*|^\beta \psi_f}{b_1 L_1 |\omega^*|^\beta + 3z_2} = 0. \quad (5.51)$$

Полученный закон адаптивного энергосберегающего управления ЭМС с СДПМ имеет вид:

$$u_1 = z_2 x_2 - a_4 x_1 x_3 - \frac{1}{a_5 T_2} \left(x_2 + \frac{b_1 |\omega^*|^\beta \psi_f}{b_1 L_1 |\omega^*|^\beta + 3z_2} \right),$$

$$u_2 = z_2 x_3 + a_4 x_1 x_2 + a_1 x_1 +$$

$$+ \frac{1}{1,5 a_1 a_2 a_5} \left(\left(a_2 \frac{\partial M_c(x_1)}{\partial x_1} + b \right) (1,5 a_1 x_3 - M_c(x_1) - z_1) a_2 + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{T_1} (b(x_1 - \omega^*) - (1,5 a_1 x_3 - M_c(x_1) - z_1) a_2) \right). \quad (5.52)$$

На рисунках 5.91 – 5.96 приведены графики переходных процессов основных механических и электромагнитных переменных СДПМ, а также оценок возмущающего момента и сопротивления обмотки статора, полученные в ходе компьютерного моделирования замкнутой системы с алгоритмом управления (5.52), (5.49), (5.50).

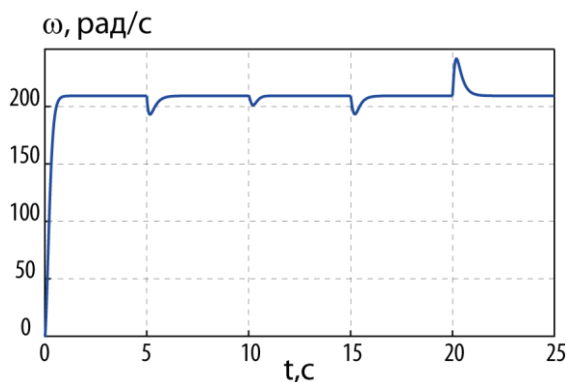


Рисунок 5.91 – Угловая скорость

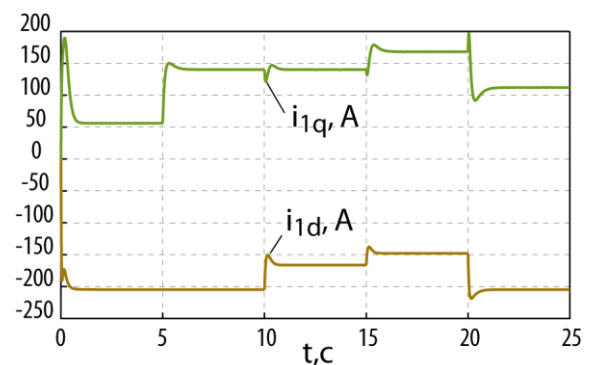


Рисунок 5.92 – Проекция тока статора

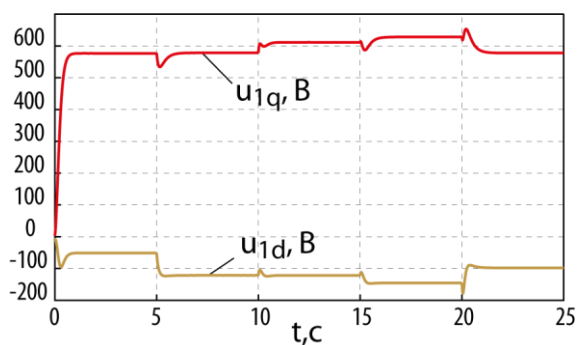


Рисунок 5.93 – Проекция напряжения статора

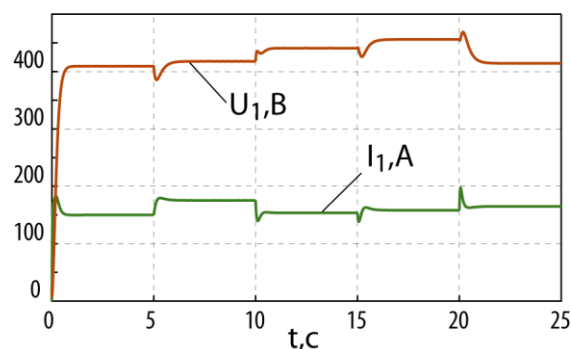


Рисунок 5.94 – Действующие значения напряжения и тока статора

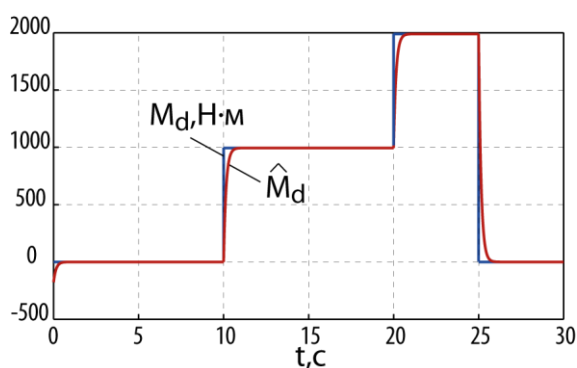


Рисунок 5.95 – Возмущающий момент и его оценка

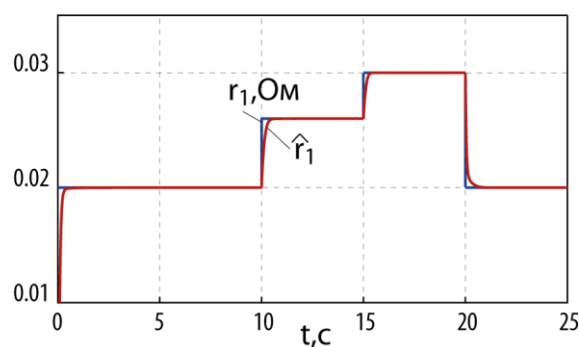


Рисунок 5.96 – Сопротивление обмотки статора и его оценка

В отличие от алгоритма управления (5.43), обеспечивающего обнуление продольной проекции тока статора, алгоритм управления (5.52) изменяет эту проекцию в зависимости от текущего технологического режима работы двигателя, тем самым повышая эффективность электрохимического преобразования энергии. Получаемый энергосберегающий эффект полностью соответствует сравнительным диаграммам КПД СДПМ, представленных в разделе 4.4.

5.2.6 Особенности синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления электрохимическими системами для случая нестационарных внешних воздействий

При разработке прикладных методов синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС, изложенных в разделах 5.2.2. – 5.2.5., предполагалось, что изменение активных сопротивлений обмоток и возмущающего момента

во времени носит кусочно-постоянный характер. И если для сопротивления обмоток такое предположение имеет очевидный смысл, то для возмущающего момента оно не всегда справедливо. Нелинейные кинематические связи и специфика технологического процесса могут приводить к тому, что внешний возмущающий момент ЭМС является нестационарным, то есть его изменение характеризуется некоторой функцией времени $M_d(t)$.

В большинстве случаев изменение возмущающего момента во времени носит либо линейный, либо периодический характер, то есть $M_d(t) = c_0 + c_1 t$ или $M_d(t) = M_{d_{\max}} \sin \omega_0 t$. В этом разделе будут рассмотрены особенности синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС для случая нестационарности возмущающего момента.

Первым этапом процедуры синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления с асимптотическими наблюдателями является формирование модели расширенной системы (модели синтеза). В исходной модели объекта ненаблюдаемые переменные, то есть переменные, которые не могут быть измерены, параметры и возмущения, заменяются переменными z_i и записываются дополнительные дифференциальные уравнения, характеризующие их предполагаемую динамику. При кусочно-постоянном характере изменения ненаблюдаемых переменных во времени эти уравнения, очевидно, имеют вид $\dot{z}_i = 0$. Также очевидно, что при непрерывном изменении ненаблюдаемых переменных во времени, эти уравнения должны быть записаны иначе.

Например, если некоторая величина изменяется во времени по линейному закону $z_1(t) = c_0 + c_1 t$, то это изменение можно рассматривать как частное решение системы обыкновенных дифференциальных уравнений второго порядка:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2; \\ \dot{z}_2 &= 0. \end{aligned} \tag{5.53}$$

Для величины, периодически изменяющейся во времени $z_1(t) = A \sin \omega_0 t$, в качестве модели возмущения может быть использована следующая система дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned}\dot{z}_1 &= z_2; \\ \dot{z}_2 &= -\omega_0^2 z_1.\end{aligned}\tag{5.54}$$

Отмеченные правила формирования модели синтеза приводят к особенностям проведения процедуры синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС в условиях нестационарности возмущающего момента. Продемонстрируем эти особенности на конкретных примерах.

Пример 5.1. Синергетический синтез алгоритма адаптивного управления для ЭМС с АД, возмущающий момент – линейная функция времени.

Поставим задачу синтеза алгоритма адаптивного управления ЭМС с АД, обеспечивающего стабилизацию угловой скорости и потокосцепления ротора в условиях действия возмущающего момента $M_d(t) = c_0 + c_1 t$.

С учетом отмеченных выше особенностей модель синтеза записывается в следующем виде:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= (a_1 x_2 x_4 - M_c(x_1) - z_1) a_2; \\ \dot{x}_2 &= -a_3 x_2 + a_4 x_3; \\ \dot{x}_3 &= -a_5 x_3 - a_6 x_3 + a_7 x_1 x_4 + a_4 \frac{x_4^2}{x_2} + a_8 x_2 + a_5 u_1; \\ \dot{x}_4 &= -a_5 x_4 - a_6 x_4 - a_7 x_1 x_3 - a_4 \frac{x_3 x_4}{x_2} - a_7 a_9 x_1 x_2 + a_5 u_2; \\ \dot{z}_1 &= z_2; \\ \dot{z}_2 &= 0.\end{aligned}\tag{5.55}$$

Здесь, в отличие от модели (5.18), $a_5 = \frac{r_1 L_2}{L}$.

Ход процедуры синергетического синтеза алгоритма управления аналогичен, представленному в разделе 5.2.3. Синтезированный алгоритм получается из алгоритма управления, полученного в этом разделе, путем замены $z_2 = 1$.

При синтезе наблюдателя используются матрицы и вектора:

$$\mathbf{g}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} (a_1 x_2 x_4 - M_c(x_1)) a_2 \\ -a_3 x_2 + a_4 x_3 \\ -a_5 x_3 - a_6 x_3 + a_7 x_1 x_4 + a_4 \frac{x_4^2}{x_2} + a_8 x_2 + a_5 u_1 \\ -a_5 x_4 - a_6 x_4 - a_7 x_1 x_3 - a_4 \frac{x_3 x_4}{x_2} - a_7 a_9 x_1 x_2 + a_5 u_2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{G}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -a_2 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{h}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Матрица устойчивости задается как числовая матрица:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix}. \quad (5.56)$$

Тогда из (5.3) получим матричное уравнение

$$\begin{bmatrix} -\Gamma_{11} a_2 & 0 \\ -\Gamma_{21} a_2 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -l_{11} & 1 - l_{12} \\ -l_{21} & -l_{22} \end{bmatrix},$$

которое будет справедливым, если матрицы $\mathbf{L}(\mathbf{x})$ и $\mathbf{\Gamma}(\mathbf{x})$ имеют следующий вид:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_{11} & 1 \\ l_{21} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Gamma}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{l_{11}}{a_2} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{l_{21}}{a_2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.57)$$

Характеристическое уравнение для матрицы \mathbf{L} : $p^2 - l_{11}p - l_{21} = 0$. Следовательно, для устойчивости наблюдателя необходимо выполнение условий: $l_{11} < 0$ и $l_{21} < 0$.

Интеграл матрицы $\mathbf{\Gamma}(\mathbf{x})$ по вектору \mathbf{x} :

$$\int_0^x \Gamma(\mathbf{x}) d\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \frac{l_{11}x_1}{a_2} \\ \frac{l_{21}x_1}{a_2} \end{bmatrix}. \quad (5.58)$$

Подставив полученные матрицы и вектора в (5.2), получим уравнения наблюдателя и оценки ненаблюдаемых переменных:

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= l_{11}y_1 + y_2 - \frac{(l_{11}^2 + l_{21})x_1}{a_2} + l_{11}(a_1x_2x_4 - M_c(x_1)); \\ \dot{y}_2 &= l_{21}y_1 - \frac{l_{21}l_{11}x_1}{a_2} + l_{21}(a_1x_2x_4 - M_c(x_1)). \end{aligned} \quad (5.59)$$

$$\begin{aligned} \hat{z}_1 &= \frac{l_{11}x_1}{a_2} - y_1; \\ \hat{z}_2 &= \frac{l_{21}x_1}{a_2} - y_2. \end{aligned} \quad (5.60)$$

На рисунках 5.97 – 5.102 представлены результаты моделирования замкнутой системы с синтезированным алгоритмом адаптивного управления. Имитировался разгон двигателя в режим с номинальной скоростью и $M_c = 0,5M_{\text{ном}}$ с дальнейшей оценкой влияния кусочно-линейного возмущения $M_d(t) = c_0 + c_1t$ на свойства системы. Параметры возмущения в ходе моделирования задавались следующим образом:

1. $c_0 = 0, c_1 = 0$;
2. $c_0 = 0,3M_{\text{ном}}, c_1 = 10$;
3. $c_0 = 0,3M_{\text{ном}}, c_1 = 0$;
4. $c_0 = -0,3M_{\text{ном}}, c_1 = -10$.

Из графиков видно, что возмущающий момент не оказывает влияние на установившиеся значения управляемых переменных, а оценка асимптотически сходится к заданной функции времени $M_d(t) = c_0 + c_1t$.

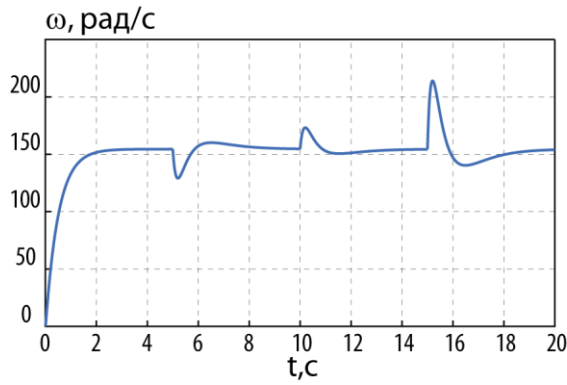


Рисунок 5.97 – Угловая скорость

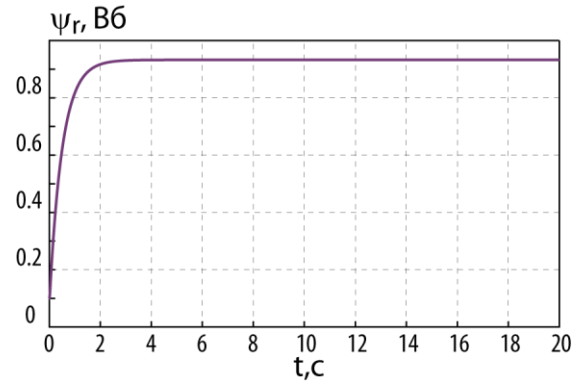


Рисунок 5.98 – Потокосцепление обмотки ротора

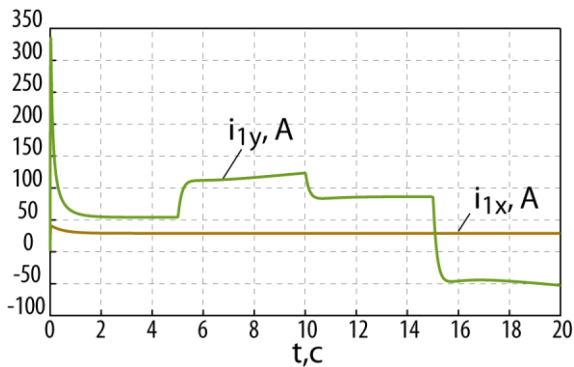


Рисунок 5.99 – Проекция тока статора

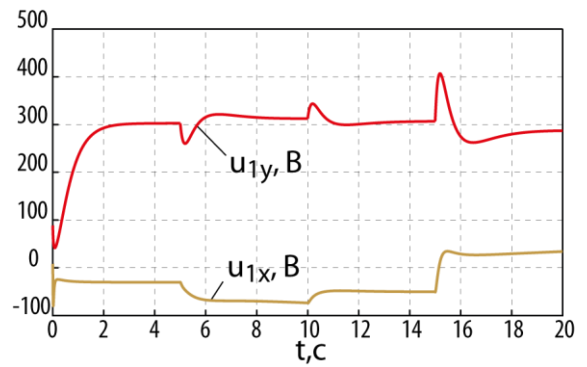


Рисунок 5.100 – Проекция напряжения статора

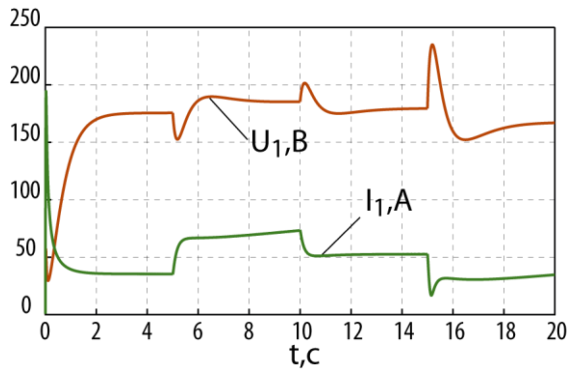


Рисунок 5.101 – Действующие значения напряжения и тока статора

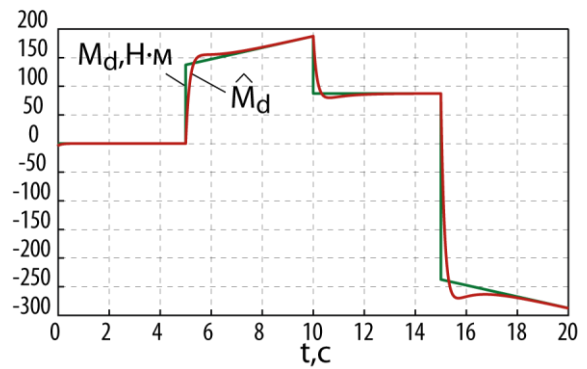


Рисунок 5.102 – Возмущающий момент и его оценка

Пример 5.2. Синергетический синтез алгоритма адаптивного управления для ЭМС с СДПМ, возмущающий момент – периодическая функция времени.

Используется следующая модель синтеза:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= (1,5a_1x_3 - M_c(x_1) - z_1)a_2; \\
\dot{x}_2 &= (u_1 - a_3x_2 + a_4x_1x_3)a_5; \\
\dot{x}_3 &= (u_2 - a_3x_3 - a_4x_1x_2 - a_1x_1)a_5; \\
\dot{z}_1 &= z_2; \\
\dot{z}_2 &= -\omega_0^2 z_1.
\end{aligned} \tag{5.61}$$

Переменные и параметры этой модели описаны выше (см. (5.41)), $a_3 = r_1$.

Алгоритм управления, обеспечивающий стабилизацию угловой скорости и обнуление продольной составляющей тока статора получается из (5.41) путем замены $z_2 = a_3$.

Матрицы и вектора модели синтеза, используемые при синтезе наблюдателя:

$$\mathbf{g}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} (1,5a_1x_3 - M_c(x_1))a_2 \\ (u_1 - a_3x_2 + a_4x_1x_3)a_5 \\ (u_2 - a_3x_3 - a_4x_1x_2 - a_1x_1)a_5 \end{bmatrix}; \mathbf{G}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -a_2 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \tag{5.62}$$

$$\mathbf{h}_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{H}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_0^2 & 0 \end{bmatrix}. \tag{5.63}$$

Задавая матрицу устойчивости аналогично (5.56), из матричного уравнения (5.2) получим:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_{11} & 1 \\ l_{21} & 0 \end{bmatrix}, \Gamma(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{l_{11}}{a_2} & 0 & 0 \\ \frac{\omega_0^2 + l_{21}}{a_2} & 0 & 0 \end{bmatrix}. \tag{5.64}$$

Интеграл матрицы $\Gamma(\mathbf{x})$ по вектору \mathbf{x} :

$$\int_0^{\mathbf{x}} \Gamma(\mathbf{x}) d\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \frac{l_{11}x_1}{a_2} \\ \frac{(l_{21} + \omega_0^2)x_1}{a_2} \end{bmatrix}. \tag{5.65}$$

На заключительном этапе процедуры получаем уравнения наблюдателя и оценок:

$$\begin{aligned}\dot{y}_1 &= l_{11}y_1 + y_2 - \frac{(l_{11}^2 + l_{21} + \omega_0^2)x_1}{a_2} + l_{11}(1,5a_1x_3 - M_c(x_1)); \\ \dot{y}_2 &= l_{21}y_1 - \frac{l_{21}l_{11}x_1}{a_2} + (\omega_0^2 + l_{21})(1,5a_1x_3 - M_c(x_1)).\end{aligned}\quad (5.66)$$

$$\begin{aligned}\hat{z}_1 &= \frac{l_{11}x_1}{a_2} - y_1; \\ \hat{z}_2 &= \frac{(\omega_0^2 + l_{21})x_1}{a_2} - y_2.\end{aligned}\quad (5.67)$$

На рисунках 5.103 – 5.106 приведены результаты моделирования замкнутой системы с синтезированным алгоритмом адаптивного управления. Имитировался разгон двигателя в режим с номинальной скоростью $M_d(t) = M_{d\max} \sin \omega_0 t$ и $M_c = 0,5M_{\text{ном}}$. Далее проводился анализ влияния гармонического возмущения на свойства системы. Параметры возмущения в ходе моделирования задавались следующим образом:

1. $M_{d\max} = 0$;
2. $M_{d\max} = 0,1M_{\text{ном}}, \omega_0 = 2$;
3. $M_{d\max} = 0,3M_{\text{ном}}, \omega_0 = 2$;
4. $M_{d\max} = 0,3M_{\text{ном}}, \omega_0 = 3$.

Результаты моделирования позволяют сказать, что синтезированный алгоритм адаптивного управления успешно парирует гармоническое возмущение $M_d(t) = M_{d\max} \sin \omega_0 t$, оценка асимптотически сходится к возмущающему моменту. Наблюдаемые колебания токов и напряжений, очевидно, являются реакцией замкнутой системы на действие гармонического возмущения и обусловлены необходимостью компенсации его влияния.

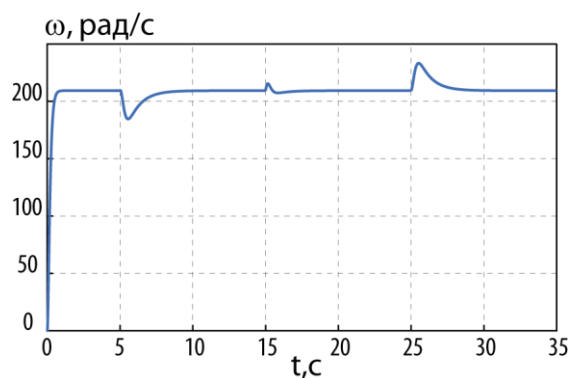


Рисунок 5.103 – Угловая скорость

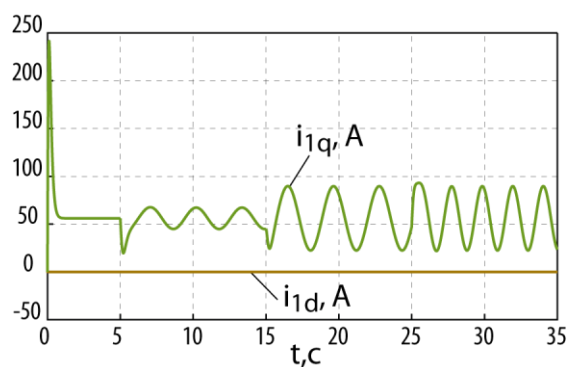


Рисунок 5.104 – Проекция тока статора

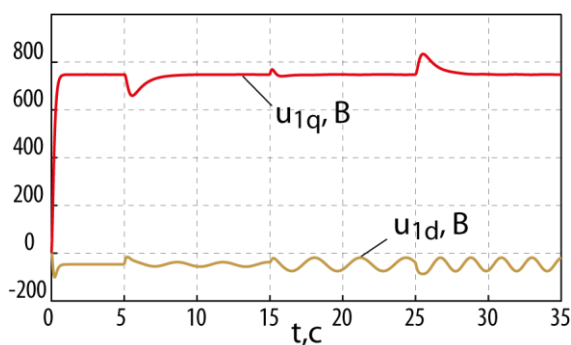


Рисунок 5.105 – Проекция напряжения статора

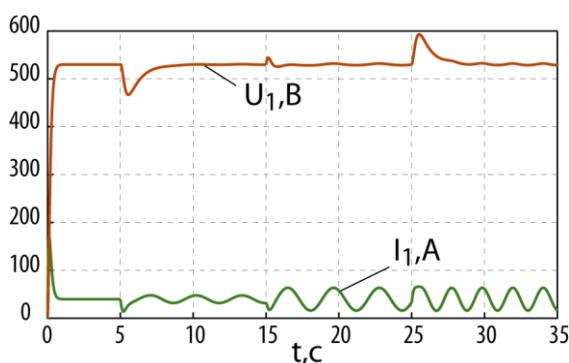


Рисунок 5.106 – Действующие значения напряжения и тока статора

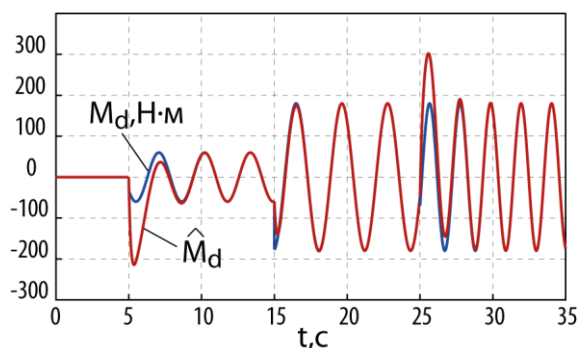


Рисунок 5.107 – Возмущающий момент и его оценка

5.3 Выводы по главе

В настоящей главе было представлено решение задач синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления нелинейными ЭМС, обеспечивающих парирование действующих на систему внешних и параметрических возмущений.

1. Проведен анализ основных неопределенностей математических моделей ЭМС. В ходе компьютерного моделирования осуществлено оценивание влияния

этих неопределенностей на свойства замкнутых систем с алгоритмами управления, разработанными в главах 3 и 4. В результате проведенных исследований сделаны следующие выводы:

- к наиболее критичным с точки зрения эффективного функционирования ЭМС факторам следует прежде всего отнести действие внешнего возмущающего момента и неконтролируемое изменение активных сопротивлений обмоток двигателя;

- синтезированные ранее алгоритмы управления обеспечивают сохранение устойчивости замкнутых систем в условиях действия внешних возмущений и неконтролируемой вариации параметров; критических режимов поведения системы не наблюдается;

- игнорирование действия внешнего возмущающего момента и неконтролируемое изменение активного сопротивления обмоток приводит к появлению статической ошибки по угловой скорости и снижению эффективности электромеханического преобразования энергии.

2. Разработаны прикладные методы синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС с различными типами ЭД. Все методы основаны на методе синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления с асимптотическими наблюдателями. В главе представлены процедуры синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС, осуществляющих текущую оценку кусочно-постоянных внешних и параметрических возмущений (возмущающего момента и флуктуации активных сопротивлений обмоток) и обеспечивающих их парирование.

3. При разработке методов синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС была продемонстрирована возможность сочетания свойств энергосбережения и адаптации в одном законе управления. Получаемые наблюдателем оценки возмущающего момента и активных сопротивлений обмоток ЭД позволяют проводить текущую коррекцию соответствующего энергетического инварианта, а, следовательно, и закона энергосберегающего управления ЭМС. Анализ энергетической эффективности замкнутых систем приводит к тем же выводам, что сделаны в главе 4.

4. Рассмотрены особенности процедуры синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС в условиях нестационарности возмущающего момента. Представлено решение задач синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС, компенсирующих действие возмущающего момента, являющегося линейной или гармонической функцией времени.

5. Проведено компьютерное моделирование замкнутых систем с синтезированными алгоритмами адаптивного управления, которое полностью подтвердило все теоретические положения.

Заключение

Работа была направлена на разработку теоретических основ и прикладных методов синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС. Развиваемый в работе подход отличается от традиционных возможностью использования в процедурах синтеза алгоритмов управления нелинейных моделей динамики ЭМС, математической обоснованностью и отсутствием необходимости применения вычислительных методов и поисковых алгоритмов, возможностью формирования алгоритмов автоматического управления ЭМС, сочетающих в себе основные требования к реализации заданного режима движения исполнительного органа ЭМС, энергетической эффективности протекающих физических процессов и адаптации к действию внешних и параметрических возмущений.

Основные результаты диссертационной работы заключаются в следующем:

1. Разработана методика поиска энергетических инвариантов ЭМС, представляющих собой математические условия, записанные относительно переменных состояния выбранных математических моделей и соответствующие режиму минимальных суммарных потерь энергии в процессе ее электромеханического преобразования.
2. Получены энергетические инварианты ЭМС с основными типами электродвигателей: двигателей постоянного тока, асинхронных двигателей, синхронных двигателей с электромагнитным возбуждением, синхронными двигателями с постоянными магнитами.
3. Предложена обобщенная процедура синергетического синтеза алгоритмов векторного управления нелинейными ЭМС, являющаяся универсальной стратегией использования принципов и методов синергетического синтеза систем при решении всего спектра задач управления ЭМС.
4. Разработаны прикладные методы синергетического синтеза алгоритмов векторного управления ЭМС, обеспечивающих реализацию типовых режимов движения исполнительного органа: стабилизация угловой скорости, позиционирование, генерация незатухающих колебаний и слежение.

5. Разработаны прикладные методы синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС с различными типами электрических двигателей, которые позволяют получать алгоритмы замкнутого управления, минимизирующие потери энергии в двигателе при существенной вариации заданной угловой скорости и механической нагрузки. Использование алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС приводит к существенному энергетическому выигрышу, который выражается в увеличении КПД двигателя по сравнению с традиционной схемой управления, в определенных режимах это увеличение достигает 10%.

6. Разработаны прикладные методы синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления ЭМС, которые позволяют получать алгоритмы управления, обеспечивающие реализацию основных задач управления в условиях действия внешних и параметрических возмущений. Получаемые с помощью этих методов алгоритмы управления ЭМС, осуществляющие текущую оценку параметров и внешних возмущений, устраняют статическую ошибку по угловой скорости и корректируют энергетический инвариант и соответствующую ему точку оптимума энергетических потерь, тем самым дают возможность обеспечивать максимальную эффективность процессов электромеханического преобразования энергии в условиях существенных неопределенностей.

Разработанная прикладная теория синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления ЭМС является основой для разработки принципиально новых алгоритмов автоматического управления ЭМС, учитывающих существенную нелинейность математических моделей и взаимовлияние каналов управления, обеспечивающих энергетическую эффективность процессов электромеханического преобразования и обладающих высокими адаптационными свойствами.

Результаты диссертационного исследования рекомендуется использовать при решении задач модернизации алгоритмической базы систем автоматического управления для ЭМС различного типа и назначения с целью повышения надежности и энергетической эффективности конкретных промышленных агрегатов, тяговых установок транспортных средств и другого оборудования с электрическими двигателями. Предложенные методы и подходы могут быть распространены и на

другие прикладные области исследований при решении задач снижения затрат энергии при обеспечении требуемых технологических режимов работы, задач организации режимов незатухающих колебаний в управляемых системах и задач разработки эффективных следящих систем автоматического управления.

Список использованных источников

1. Энергосберегающая технология электроснабжения народного хозяйства: В 5 кн.: Практ. пособие / Под ред. В. А. Веникова. Кн. 2. Энергосбережение в электроприводе/ Н.Ф. Ильинский, Ю.В. Рожанковский, А.О. Горнов. – М.: Высш. шк., 1989 – 127 с.
2. Новиков, В.А., Рассудов, Л.Н. Тенденции развития электроприводов, систем автоматизации промышленных установок и технологических комплексов // Электротехника. – 1996. – № 6. – С. 3-12.
3. Копылов, И.П. Электрические машины: Учеб. для студентов электромехан. и электроэнергет. специальностей вузов / И. П. Копылов. – [2. изд., перераб.]. – М.: Логос: Высш. шк., 2000. – 606 с.
4. Ключев, В.И. Теория электропривода: [учебник для вузов по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок»] / В. И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.
5. Чиликин, М.Г., Ключев, В.И., Санлер, А.С. Теория автоматизированного электропривода. – М.: Энергия, 1979 – 615 с.
6. Abrahamsen F. Energy Optimal Control of Induction Motor Drives/ Institute of Energy Technology. – Denmark, 2000.
7. S. Ghozzi, K. Jelassi, and X. Roboam. Energy optimization of induction motor drives //Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol. – 2004. – P. 602–610.
8. Bazzi A. M., Krein P. T. Review of Methods for Real-Time Loss Minimization in Induction Machines // IEEE Transaction on Industry Application. –2010. – Vol. 46. – No. 6. – P. 2319-2328.
9. Лазарев, Г.Б. Частотно-регулируемый электропривод насосных и вентиляторных установок – эффективная технология энерго- и ресурсосбережения на тепловых электростанциях // Силовая электроника. – 2007. – № 3. – С. 41-49.
10. Ушков, А.С., Колганов, А.Р. Исследование современных методов энергосберегающего управления асинхронным электроприводом // Вестник ИГЭУ. – 2012. – вып. 2. – С. 12-17.

11. Fernando J. T. E. Ferreira, Aníbal T. de Almeida, Novel Multiflux Level, Three-Phase, Squirrel-Cage Induction Motor for Efficiency and Power Factor Maximization // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 2008. – Vol. 23, Issue: 1. – P. 101-109.
12. Bhavana T., Babli D. Control of Induction Motor Drive by Optimizing Efficiency: A Review // Proc. 2nd International Seminar On “Utilization of Non-Conventional Energy Sources for Sustainable Development of Rural Areas (ISNCEsr’16). – P. 249-258.
13. D. S. Kirschen, D. W. Novotny, and W. Suwanwisoot. Minimizing induction motor losses by excitation control in variable frequency drives // IEEE Trans. Ind. Appl. – 1984. – Vol. IA-20. – No. 5. – P. 1244–1250.
14. D. L. Logue and P. T. Krein. Machine efficiency optimization using ripple correlation control // Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., 2001. – P. 642 – 648.
15. G. S. Kim, I. J. Ha, and M. S. Ko. Control of induction motors for both high dynamic performance and high power efficiency // IEEE Trans. Ind. Electron. – 1992. – Vol. 39 – No. 4. – P. 323 – 333.
16. Dewan S.B., Rosenberg S.A., Slemon, G.R. «Fed Induction Motor Drive Using Power Factor Control» // Journal of the 1976 annual meeting of the IEEE society – 1976.
17. F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, P.Z. Grabowski, P. Thogersen «On the energy optimized control of standard and high-efficiency induction motors in CT and HVAC applications» // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1998. – Vol. 34. – Issue: 4. – P. 822 – 831.
18. M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella, G. Scelba, A. Testa. Efficiency Optimization Techniques via Constant Optimal Slip Control of Induction Motor Drives // SPEEDAM 2006 IEEE.
19. Park M.H., Sull S.K. Microprocessor-Based Optimal-Efficiency Drive of an Induction Motor // IEEE Trans. Ind. Elec. –1984. – Vol. IE-31. – No. 1. – P. 69 – 73.
20. M.E.H. Benbouzid, N.S. Nait Said. An Efficiency-Optimization Controller for Induction Motor Drives // Power Engineering Review, 1998 IEEE.
21. M. N. Uddin and S. W. Nam. New online loss-minimization-based control of an induction motor drive // IEEE Trans. Power Electron. – 2008. – Vol. 23. – No. 2. – P. 926–933.

22. I. Kioskeridis and N. Margaris. Loss minimization in induction motor adjustable-speed drives // *IEEE Trans. Ind. Electron.* – 1996. - Vol. 43 – No. 1. – P. 226–231.
23. G. O. Garcia, J. C. M. Luis, R. M. Stephan, and E. H. Watanabe. An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive // *IEEE Trans. Ind. Electron.* – 1994. – Vol. 41. – No. 5. – P. 533–539.
24. L. Kawecki and T. Niewlerowicz. Bi-criterial optimization in induction motors speed control taking into consideration the electromagnetic transients // *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.* – 1996. – Vol. 2. – P. 935–939.
25. A. Mannan, T. Murata, J. Tamura, and T. Tsuchiya. Efficiency optimized speed control of field oriented induction motor including core loss // *Proc. Power Convers. Conf.* – 2002 – Vol. 3. – P. 1316–1321.
26. S. Seleme, A. doPrado, and A. Marques. Sensorless speed control of induction motors with minimum loss // *Proc. Int. Conf. Control Appl.* – 2002. – Vol. 1. – P. 114–119.
27. G. Mino-Aguilar, J. M. Moreno-Eguilaz, B. Pryymak, and J. Peracaula. An induction motor drive including a self-tuning loss-model based efficiency controller // *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.* – 2008. – P. 1119–1125.
28. T. Stefanski and S. Karys. Loss minimisation control of induction motor drive for electrical vehicle // *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.* – 1996. – Vol. 2. – P. 952–957.
29. S. Sujitjorn and K. L. Areerak. Numerical approach to loss minimization in an induction motor // *Proc. Applied Energy Conf.* – 2004. – Vol. 79. – P. 87–96.
30. E. Poirier, M. Ghribi, and A. Kaddouri. Loss minimization control of induction motor drives based on genetic algorithms // *Proc. IEEE Int. Elect. Mach. Drives Conf.* – 2001. – P. 475–478.
31. A. M. Bazzi and P. T. Krein. Input power minimization of an induction motor operating from an electronic drive under ripple correlation control // *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.* – 2008. – P. 4675–4681.
32. J. G. Cleland, V. E. McCormick, and M. W. Turner. Design of an efficiency optimization controller for inverter-fed AC induction motors // *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting.* – 1995. – Vol. 1. – P. 16–21.

33. I. Kioskeridis and N. Margaris. Loss minimization in scalar-controlled induction motor drives with search controllers // *IEEE Trans. Power Electron.* – 1996. – Vol. 11. – No. 2. – P. 213–220.
34. P. Famouri and J. J. Cathey. Loss minimization control of an induction motor drive // *IEEE Trans. Ind. Appl.* – 1991. – Vol. 27. – No. 1. – P. 32–37.
35. L. Ramesh, S. P. Chowdhury, S. Chowdhury, A. K. Saha, and Y. H. Song. Efficiency optimization of induction motor using a fuzzy logic based optimum flux search controller // *Proc. Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst.* – 2006. – P. 1-6.
36. A. H. B. M. Yatim and W. M. Utomo. Neuro-fuzzy on-line optimal energy control for variable speed compressor motor drive system // *Proc. Int. Conf. Power Electron. Drives Syst.* – 2005. – Vol. 1. – P. 776-780.
37. B. Prymak, Juan M. Moreno-Eguilaz, Juan Peracaula. Neural network flux optimization using a model of losses in induction motor drives // *Mathematics and Computers in Simulation* 71 (2006). – P. 290–298.
38. Osama S. Ebrahim, Mohamed A. Badr, Ali S. Elgendy, Praveen K. Jain. ANN-Based Optimal Energy Control of Induction Motor Drive in Pumping Applications // *IEEE Transactions on Energy Conversion.* – 2010. – Vol. 25. – No. 3. – P. 113-118.
39. Ick Choy, Soon H. Kwon, J. Y. Choi, J. W. Kim K. B. Kim. On-Line Efficiency Optimization Control of a Slip Angular Frequency Controlled Induction Motor Drive Using Neural Networks // *Proc. of the 1996 IEEE IECON, 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation.* – P. 115-124.
40. Radwan H. A. Hamid, Amr M. A. Amin, Refaat S. Ahmed, Adel A. A., El-Gammal. Optimal Operation of Induction Motors Using Artificial Neural Network Based on Particle Swarm Optimization PSO // *Proc. of IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics.* – P. 26-31.
41. Radwan H. A., Hamid Amr M. A. Amin, Refaat S. Ahmed, Adel A. A. El-Gammal. New Technique for Maximum Efficiency and Minimum Operating Cost of Induction Motors based on Particle Swarm Optimization // *Proc. of 2006 IEEE International Conference on Industrial Technology.* – P. 45-52.

42. G. S. Kim, I. J. Ha, and M. S. Ko. Control of induction motors for both high dynamic performance and high power efficiency // *IEEE Trans. Ind. Electron.* – 1992. – Vol. 39. – No. 4. – P. 323–333.
43. T. Ohnishi, H. Miyazaki, and H. Okitsu. High efficiency drive of an induction motor by means of V/F ratio control // *Proc. IEEE Annu. Conf. Ind. Electron. Soc.* – 1988. – Vol. 3. – P. 780–785.
44. S. M. Yang. Loss-minimization control of vector-controlled induction motor drives // *J. Chin. Inst. Eng.* – 2003. – Vol. 26. – No. 1. – P. 37–45.
45. Бесекерский, В.А., Попов, Е.П. Теория систем автоматического управления. – М.: Издательство «Наука», 1975 – 768 с.
46. Воронов, А.А. Основы теории автоматического управления: Автоматическое регулирование непрерывных линейных систем. 2-е издание, переработанное. – М.: Издательство «Энергия», 1980. – 312 с.
47. Егоров, А. И. Основы теории управления. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 502 с.
48. Ерофеев, А.А. Теория автоматического управления: Учебник для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. – СПб.: Политехника, 2003. – 302 с.
49. Ким, Д. П. Теория автоматического управления. Т. 1. Линейные системы. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 312 с.
50. Ким, Д. П. Теория автоматического управления. Т. 2. Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы: Учеб. пособие. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 440 с.
51. Певзнер, Л.Д. Теория систем управления. – М.: Издательство Московского государственного горного университета. 2002. – 469 с.
52. Подчукаев, В.А. Теория автоматического управления (аналитические методы). – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 392 с.
53. Филлипс, Ч., Харбор, Р. Системы управления с обратной связью. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2001. – 616 с.
54. Острём, К., Виттенмарк, Б. Системы управления с ЭВМ. – М.: Мир, 1987. – 480 с.

55. Башарин, А.В., Новиков, В.А., Соколовский, Г.Г. Управление электроприводами. – Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1982. – 392 с.
56. Терехов, В.М. Системы управления электроприводов: учебник для студ. высш. учеб. заведений / В. М. Терехов, О. И. Осипов; под ред. В. М. Терехова. – 2-е изд., стер. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 304 с.
57. Анучин, А.С. Системы управления электроприводов: учебник для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2015. – 373 с.
58. Kwang Hee Nam. AC Motor Control and Electrical Vehicle Applications. CRC Press. 2019.
59. F. Blaschke. The principle of field-orientation as applied to the transvector closed loop control system for rotating-field machines // Siemens Rev. – 1972. – Vol. 34. – No. 1. – P. 217-220.
60. Рудаков, В.В., Столяров, И.М., Дартау, В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 134 с.
61. Boldea, I., and Nasar, S. A. Vector Control of AC Drives, CRC Press, Boca Raton, Florida, 1992.
62. Leonhard W. Control of Electrical Drives, 2nd ed., Springer-Verlag, Berlin, 1996.
63. Novotny, D. W., and Lipo, T. A. Vector Control and Dynamics of AC Drives, Oxford University Press, Oxford, 1996.
64. Vas, P. Vector Control of AC Machines, Oxford University Press, Oxford, 1990.
65. Bose, B. K. Power Electronics and Variable Frequency Drives, IEEE Press, New York, 1996.
66. Rajashekara, K., Kawamura, A., and Matsuse, K. (editors). Sensorless Control of AC Motor Drives, IEEE Press, New York, 1996.
67. Trzynadlowski A. M. Control of induction motors, Academic Press, 2001.
68. Kazmierkowski, M. P., and Tunia, H. Automatic Control of Converter-Fed Drives, Elsevier, Amsterdam, 1994.
69. Murphy, J. M. D., and Turnbull, F. G. Power Electronic Control of AC Motors, Pergamon Press, Oxford, 1988.

70. Колесников, А. А. Последовательная оптимизация нелинейных агрегированных систем управления. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 158 с.
71. Колесников, А.А. Синергетическая теория управления. – М: Энергоатомиздат, 1994. – 344 с.
72. Современная прикладная теория управления: Ч.II. Синергетический подход в теории управления / под ред. А.А. Колесникова. – Москва; Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000. – 557 с.
73. Современная прикладная теория управления: Ч.III. Новые классы регуляторов технических систем / под ред. А.А. Колесникова. – Москва; Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000. – 654 с.
74. Синергетика и проблемы теории управления / Под ред. А.А. Колесникова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 504 с.
75. Колесников, А.А. Синергетические методы управления сложными системами: теория системного синтеза. – Изд. стереотип. – Москва: URSS, 2019. – 240 с.
76. Копылов, И.П. Математическое моделирование электрических машин: Учеб. Для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 2001. – 326 с.
77. Колесников, А.А., Веселов, Г.Е., Попов, А.Н. Инварианты электромеханических систем и вибромеханики // Сборник научных трудов «Синергетика и проблемы теории управления»/ Под ред. А.А. Колесникова. – М.: Изд-во «ФИЗМАТЛИТ», 2004. – С. 251-269.
78. Колесников, А.А., Веселов, Г.Е., Попов, А.Н. Синергетическое управление нелинейным электроприводом. I. Концептуальные основы синергетического синтеза систем // Известия вузов. Электромеханика. – Новочеркасск: 2005. – № 6. – С. 8-15.
79. Колесников, А.А., Веселов, Г.Е., Попов, А.Н., Кузьменко А.А., Колесников Ал.А. Синергетическое управление нелинейными электромеханическими системами. М.: «Испо-Сервис», 2000. – 248 с.
80. Колесников, А.А., Веселов, Г.Е., Попов, А.Н., Колесников, Ал.А., Топчиев, Б.В., Мущенко, А.С., Кобзев, В.А. Синергетические методы управления сложными системами: механические и электромеханические системы. – Изд. стереотип. – М.: URSS, 2019. – 300 с.

81. Костенко, М. П. Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов // Электричество. – 1925. – № 2. – С. 85-95.
82. Булгаков, А.А. Частотное управление асинхронными двигателями. М.: Энергоатомиздат, 1982. – 216 с.
83. Шрейнер, Р. Т., Дмитренко, Ю. А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 224 с.
84. Браславский, И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод: учеб. пособие для студентов вузов, обучающихся по специальности 180400 «Электропривод и автоматика промышл. установок и технол. комплексов» направления 654500 «Электротехника, электромеханика и электротехнологии» / И. Я. Браславский, З. Ш. Ишматов, В. Н. Поляков; под ред. И. Я. Браславского. – М.: Academia, 2004 (ГУП Саратов. полигр. комб.). – 248 с.
85. Поляков, В.Н. Экстремальное управление электрическими двигателями / В. Н. Поляков, Р. Т. Шрейнер; под общ. ред. Р. Т. Шрейнера; Федеральное агентство по образованию, ГОУ ВПО «Уральский гос. технический ун-т – УПИ», ГОУ ВПО «Российский гос. проф.-пед. ун-т». – Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2006. - 419 с.
86. Колесников, А. А. Аналитическое конструирование нелинейных агрегированных регуляторов по заданной совокупности инвариантных многообразий. 1. Скалярное управление. // Известия вузов. Электромеханика. –1987. – № 3. – С. 100-109.
87. Колесников, А. А. Аналитическое конструирование нелинейных агрегированных регуляторов по заданной совокупности инвариантных многообразий. 2. Векторное управление. // Известия вузов. Электромеханика. – 1987. – № 5. – С. 58-66.
88. Колесников, А. А. Основы теории синергетического управления. – М.: «Испосервис», 2000.
89. Колесников, А. А. Основы синергетики управляемых систем. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2001. – 122 с.
90. Колесников, А.А. Синергетическая концепция системного синтеза: теория и применение // Нелинейный мир. – 2004. – т. 2. – №4. – С. 4-22.

91. Колесников, А.А. Синергетическая теория управления: концепция, методы, тенденции развития // Известия ТРТУ. Тематический выпуск «Синергетика и проблемы управления» – 2001. – № 5. – С. 7 - 27.
92. Колесников, А.А. Синергетический подход в современной теории управления: инварианты, самоорганизация, синтез / Сб. научных трудов «Новые концепции общей теории управления» / Под ред. А.А. Красовского. – Таганрог: ТРТУ, 1995. – С. 11-41.
93. Колесников, А.А. Основы синергетической теории синтеза нелинейных динамических систем / Сб. научных трудов «Новые концепции общей теории управления» / Под ред. А.А. Красовского. – Таганрог: ТРТУ, 1995. – С. 66-101.
94. Колесников, А.А., Веселов, Г.Е., Попов, А.Н., Кузьменко, А.А., Погорелов М.Е., Кондратьев И.В. Синергетические методы управления сложными системами: энергетические системы. – Изд. стереотип. – М: URSS, 2019. – 248 с.
95. Колесников, А.А., Веселов, Г.Е., Кузьменко, А.А. Новые технологии проектирования современных систем управления процессами генерирования электроэнергии. – М.: Издательский дом «МЭИ», 2011. – 278 с.
96. Веселов, Г.Е., Скляр, А.А., Скляр, С.А. Синергетический подход к управлению траекторным движением мобильных роботов в среде с препятствиями// Мехатроника, автоматизация, управление. – 2013. – № 7. – С. 20-25.
97. Veselov, G. Non-linear control of a group of tracked robots / G. Veselov, A. Sklyarov, V. Vyatkin // IEEE International Conference on Industrial Informatics (INDIN) : Proceedings - 2019 IEEE 17th International Conference on Industrial Informatics, INDIN 2019, Helsinki-Espoo, 22–25 июля 2019 года. Vol. 2019-July. – Helsinki-Espoo: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2019. – P. 1679-1684.
98. Веселов, Г. Е. Синерго-кибернетический подход к управлению группой гомогенных роботов / Г. Е. Веселов, А. А. Скляр, С. А. Скляр // Устойчивость и колебания нелинейных систем управления (конференция Пятницкого) : Материалы XIII Международной конференции, Москва, 01–03 июня 2016 года. – Москва: Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, 2016. – С. 98-101.

99. Kolesnikov A., Veselov G., Kolesnikov Al., Monti A., Ponci F., Santi E., Dougal R. Synergetic Synthesis of DC-DC Boost Converter Controllers: Theory and Experimental Analysis// Proc. of IEEE APEC 2002, Dallas, Texas, March 10-14, 2002. – P. 409-415.
100. Kondratiev I., Dougal R., Santi E., Veselov G. Synergetic control for DC-DC Buck Converters with Constant Power Load// Proc. of IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC'04 Aachen, Germany 2004. – P. 3758-3764.
101. Kondratiev I., Dougal R., Santi E., Veselov G. Synergetic Control for m-Parallel Connected DC-DC Buck Converters// Proc. of IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC'04 Aachen, Germany 2004. – P.182-188.
102. Колесников, А.А. Новые нелинейные методы управления полетом. – М.: Физматлит, 2013. – 196 с.
103. Колесников, А. А. Динамика полета и управление: синергетический подход / А. А. Колесников, В. А. Кобзев. – Таганрог: Таганрогский технологический институт ЮФУ, 2009. – 198 с.
104. Колесников, А.А, Кобзев, В.А, Нгуен, Ф. Синергетический синтез систем управления движением самолетов-амфибий, функционирующих в экстремальных условиях // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2010. – № 5 (106). – С. 150-155.
105. Веселов, Г. Е. Комбинированный метод синергетического синтеза законов управления пространственным движением БПЛА с жестким крылом в условиях ветровых возмущений / Г. Е. Веселов, А. Ингабире // Системный синтез и прикладная синергетика: сборник научных работ X Всероссийской научной конференции, пос. Нижний Архыз, 28 сентября – 02 октября 2021 года. – Ростов-на-Дону, Таганрог: Южный федеральный университет, 2021. – С. 42-50.
106. Veselov, G. E. Synergetic control of fixed-wings UAVs in the presence of wind disturbances / G. E. Veselov, A. Ingabire // 2021 IEEE 19th International Conference on Industrial Informatics (INDIN), 2021. – P. 1-6.
107. Колесников, А.А., Погорелов, М.Е. Синергетическое управление теплоэнергетическими объектами. – М.: Испо-Сервис, 2005. – 240 с.
108. Obukhova, Elena N., Popov, Andrey N. Synergetic Synthesis of Nonlinear Adaptive Control for Pneumatic Drives // Proceedings of IEEE IV International Conference on

Control in Technical Systems (CTS), 21 – 23 Spt. 2021, St. Petersburg, Russia.

109. Синергетическая теория управления нелинейными взаимосвязанными электромеханическими системами / А. А. Колесников, Г. Е. Веселов, А. Н. Попов, А. А. Колесников. – Таганрог: Таганрогский государственный радиотехнический университет, 2000. – 182 с.

110. Попов, А. Н. Синергетический синтез законов энергосберегающего управления электромеханическими системами / А. Н. Попов // Известия ТРТУ. – 2001. – № 5(23). – С. 179-185.

111. Kolesnikov, A.A., Veselov, G.E., Popov, A.N, Kolesnikov, Al.A. Synergetic synthesis of vector control for nonlinear electromechanical systems // Proceedings of the 5th IFAC Symposium Nonlinear Control Systems (NOLCOS'01), July 4-6, 2001, Saint-Petersburg, Russia. – P. 1242-1245.

112. Попов, А.Н. Синергетический синтез законов энергосберегающего управления электромеханическими системами. – Таганрог: Изд-во ТРТУ. 2003. – 78 с.

113. Колесников, А. А. Синергетическое управление нелинейными электроприводами. I. Концептуальные основы синергетического синтеза систем / А. А. Колесников, Г. Е. Веселов, А. Н. Попов // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2005. – № 6. – С. 8-15.

114. Колесников, А. А. Синергетическое управление нелинейными электроприводами. II. Векторное управление электроприводами постоянного тока / А. А. Колесников, А. Н. Попов // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2006. – № 1. – С. 6-17.

115. Колесников, А. А. Синергетическое управление нелинейными электроприводами. III. Векторное управление асинхронными электроприводами / А. А. Колесников, Г. Е. Веселов // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2006. – № 2. – С. 25-36.

116. Попов, А. Н. Синергетические законы управления электроприводом постоянного тока: стабилизация, позиционирование, слежение, энергосбережение / А. Н. Попов // Известия ТРТУ. – 2006. – № 6(61). – С. 121-148.

117. Попов, А.Н. Синергетический синтез энергосберегающих регуляторов

асинхронных электроприводов // Труды IV Международной научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока». – Екатеринбург: Изд-во УПИ, 2007. – С.123-127.

118. Веселов, Г.Е., Попов, А.Н., Радионов, И.А. Энергосберегающее управление асинхронным тяговым двигателем: синергетический подход // Мехатроника, автоматизация, управление. – М.:2013. – № 2. – С. 18-22.

119. Веселов, Г. Е. Синергетическое управление асинхронным тяговым электроприводом локомотивов / Г. Е. Веселов, А. Н. Попов, И. А. Радионов // Известия Российской академии наук. Теория и системы управления. – 2014. – № 4. – С. 123. – DOI 10.7868/S0002338814040155.

120. Veselov, G.E., Popov, A.N., Radionov, I.A. Synergetic control of asynchronous electric traction drives of locomotives // Journal of Computer and Systems Science International. – July 2014. – Vol.53. – Issue 4. – P. 587-600.

121. Popov, A.N. Energy-saving Regulators for Asynchronous Electric Drive Vector Control Systems: Design Procedure and Adaptive Control // Proceedings of IEEE 26th International Workshop on Electric Drives: Improvement in Efficiency of Electric Drives, IWED 2019. DOI: 10.1109/IWED.2019.8664255.

122. Popov, A.N. Design of energy-efficient regulators for vector control systems of induction motor of an electric vehicle propulsion system // Proc. of 3d IEEE International conference on control in technical systems, CTS 2019. – P. 47-52.

123. Veselov, G.E., Popov, A.N., Radionov, I.A., Mushenko, A.S. Adaptive Power Saving Control for Traction Asynchronous Electrical Drive: Synergetic Approach // Proc. of IEEE International Energy Conference «EnergyCon 2014», Dubrovnik, Croatia, 13-16 May 2014. – P. 1446-1453.

124. Popov, A.N., Radionov, I.A., Mushenko, A.S. Synergetic synthesis of power saving control for locomotive asynchronous drive systems // Proceedings of 6th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT-2014), 6-8 October 2014, St. Petersburg, Russia. – P. 546-550.

125. Попов, А.Н. Применение метода АКАР для синтеза законов управления частотой вращения ДПТ с независимым возбуждением // Синтез алгоритмов сложных

- систем. Сб. научн. трудов. – № 9. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 1997. – С. 134-146.
126. Колесников, А.А., Попов, А.Н. Методы синтеза обобщенных регуляторов для систем управления нелинейным электроприводом постоянного тока // Синтез алгоритмов сложных систем. Сб. научн. трудов. – № 9. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 1997. – С. 76-93.
127. Попов, А.Н. Синергетический синтез векторных регуляторов для нелинейных электромеханических систем постоянного тока // Материалы международной конференции «Нелинейные науки на рубеже тысячелетий» – Санкт-Петербург, 1999.
128. Kolesnikov, A.A., Veselov, G.E., Popov, A.N, Kuz'menko, A.A. Synergetic control for nonlinear electromechanical systems// Proceeding of the First International Conference «Control and self-organization in Nonlinear Systems», Bialystok, Poland, 2000. – P.145-160.
129. Kolesnikov, A.A., Veselov, G.E., Popov, A.N, Kolesnikov, Al.A. Synergetic control for DC and AC electric drives // Proceedings of the VII International SAUM Conference on Systems, Automatic Control and Measurements Vrnjachka Banja, 2001.
130. Колесников, А.А., Веселов, Г.Е., Попов, А.Н. Аналитическое конструирование агрегированных регуляторов: управление нелинейным электроприводом// Всероссийская научная конференция «Управление и информационные технологии», 3-4 апреля 2003 г., Санкт-Петербург. Сборник докладов в двух томах. – Том 1. – С. 47-52.
131. Попов, А.Н. Синергетический синтез законов управления электромеханическими системами // Научно-производственный информационный сборник «Автоматизация производства». – М.: 2004. – № 6. – С. 5-10.
132. Колесников, А.А., Веселов, Г.Е., Попов, А.Н., Колесников, Ал.А., Топчиев В.Б., Мущенко А.С., Кобзев В.А. Синергетические методы управления сложными системами: механические и электромеханические системы // Под ред. А.А. Колесникова. – М.: Едиториал УРСС, 2006. – 300 с.
133. Колесников, А.А., Веселов, Г.Е., Попов, А.Н., Колесников, Ал.А., Топчиев, Б.В., Мущенко, А.С., Кобзев, В.А. Синергетические методы управления сложными

системами: механические и электромеханические системы. – М.: Книжный дом «ЛИБРОКОМ», 2013. – 300 с.

134. Popov, A.N. Generalized Procedure for Synergetic Synthesis of Vector Regulators of Electromechanical Systems // Proceedings of 2023 5th International Conference on Control in Technical Systems, CTS 2023, 2023. P. 7–12.

135. Попов, А.Н. Обобщенная процедура синергетического синтеза векторных регуляторов электромеханических систем // V Международная научная конференция по проблемам управления в технических системах. 2023. – Т. 1. – С. 7-12.

136. Веселов, Г.Е., Попов, А.Н., Кузьменко, А.А. Синергетический подход в теории управления: истоки, развитие, результаты // X Всероссийская научная конференция «Системный синтез и прикладная синергетика»: сборник научных работ (Россия, пос. Нижний Архыз, 28 сентября-2 октября 2021 г.). – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2021. – С. 12-18. DOI: 10.18522/syssyn-2021-2.

137. Винер, Норберт. Кибернетика или управление и связь в животном и машине [Текст]: [Пер. с англ.] / [Предисл. Г. Н. Поварова, с. 5-28]. - 2-е изд. - Москва: Сов. радио, 1968. – 326 с.

138. Хакен, Г. Синергетика / Перевод с англ. В. И. Емельянова; Под ред.; (и с предисл.) Ю. Л. Климонтовича, С. М. Осовца. – М.: Мир, 1980. – 404 с.

139. Колесников, А. А. Теория синтеза нелинейных систем управления: сравнение методов / А. А. Колесников. – Таганрог: Южный федеральный университет, 2014. – 222 с.

140. Кузьменко, А.А., Сеницын, А.С., Колесниченко, Д.А. Принцип интегральной адаптации в задаче адаптивного управления системой «гидротурбина – синхронный генератор» // Системы управления и информационные технологии. – 2014. – №2.1(56). – С. 146-150.

141. Кузьменко, А.А., Сеницын, А.С. Робастная нелинейная система возбуждения синхронного генератора: интегральная адаптация // Вестник Донского государственного технического университета. – 2014. – Т. 14. – № 1(76). – С. 154-161.

142. Попов, А.Н., Колесников, Ал.А. Синергетический синтез нелинейных электромеханических осцилляторов // Известия ТРТУ. Тематический выпуск.

- Синергетика и проблемы управления. – Таганрог: 2001. – №5. – С. 190-199.
143. Попов, А.Н., Колесников, Ал.А. Синергетический синтез генераторов нелинейных электромеханических колебаний // Нелинейный мир. – М.: Изд-во «Радиотехника», 2004. – № 4. – С. 278 – 284.
144. Колесников, А.А. Попов, А.Н. Синергетический синтез электромеханических осцилляторов // Тезисы докладов VII Международного семинара «Устойчивость и колебания нелинейных систем управления». – М.: ИПУ РАН, 2002. – С.68-70.
145. Попов, А.Н., Колесников, Ал.А. Синергетический синтез электромеханических осцилляторов// Известия Тульского государственного университета. Серия «Проблемы управления электротехническими объектами». – вып. 2: Сб. трудов II Всероссийской научно-практической конференции «Системы управления электротехническими объектами». – Тула: Изд-во ТулГУ, 2002. – С. 87-89.
146. Попов, А.Н. Генерация режимов регулярных и хаотических колебаний: синергетический синтез регуляторов // Сб. докладов международной научной конференции «Системный синтез и прикладная синергетика». – Пятигорск: РИА на КМВ, 2009. – С. 159-163.
147. Попов, А.Н., Колесников, Ал.А. Метод синергетического синтеза генераторов нелинейных электромеханических колебаний // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Системный синтез и прикладная синергетика». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2011. – №6(119). – С. 233-245.
148. Попов, А.Н. Синергетический синтез регуляторов для задач генерации колебательных режимов в технических системах // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Комплексная безопасность сложных систем». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2012. – №4(129). – С. 156-162.
149. Popov, A.N., Kuz'menko, A.A. Design of closed-loop control for generation of nonlinear oscillations // Proceedings of 2017 IEEE 2nd International Conference on Control in Technical Systems, CTS 2017 14 November 2017. – № 8109525 – P. 199-202.
150. Попов, А. Н. Синтез алгоритмов замкнутого управления для задач генерации нелинейных колебаний / А. Н. Попов, А. А. Кузьменко // Международная научная конференция по проблемам управления в технических системах. – 2017. – Т. 1. –

С. 205-208.

151. Анищенко, В.С., Вадивасова, Т.Е., Астахов, В.В. Нелинейная динамика хаотических и стохастических систем. Фундаментальные основы и избранные проблемы/ Под ред. В.С. Анищенко. – Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 1999. 367 с.
152. Берже, Пьер. Порядок в хаосе: о детерминистском подходе к турбулентности / П. Берже, И. Помо, К. Видаль; Перевод с фр. Ю. А. Данилова. – М: Мир, 1991. – 366 с.
153. Теория колебаний [Текст] / А. А. Андронов, А. А. Витт, С. Э. Хайкин; Переработка и доп. Н. А. Железцова. – 2-е изд. – М.: Физматгиз, 1959. – 915 с.
154. Хэссард, Брайен. Теория и приложения бифуркации рождения цикла / Б. Хэссард, Н. Казаринов, И. Вэн; Перевод с англ. Ю. А. Кузнецова. – М.: Мир, 1985. – 280 с.
155. Mingcheng Lyu, Gongping Wu, Derong Luo, Fei Rong and Shoudao Huang Robust Nonlinear Predictive Current Control Techniques for PMSM // Energies. – 2019 – Vol. 12. – # 443.
156. Морозов, А.Д., Драгунов, Т.Н., Бойкова, С.А., Малышева О.В. Инвариантные множества динамических систем в Windows. М.: Эдиториал УРСС, 1998. – 240 с.
157. Табор, Михал. Хаос и интегрируемость в нелинейной динамике: Пер. с англ. / М. Табор; Науч. ред. В.А. Журавлев. – М.: Эдиториал УРСС, 2001. – 318 с.
158. Ахметжанов, А. А., Кочемасов, А. В. Следящие системы и регуляторы. Учебное пособие. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 286 с.
159. Барский А.Г. Оптико-электронные следящие системы: учебное пособие. – М.: Университетская книга; Логос, 2009. – 200 с.
160. Шубладзе, А.М., Попадисо, В.Е., Кузнецов, С.И., Кротов, А.В., Гуляев, С.В., Ольшванг, В.Р., Малахов, В.А. Быстродействующие следящие ПИ-системы максимальной степени устойчивости для управления технологическими объектами нефтегазовой отрасли // Автоматизация, телемеханизация и связь в нефтяной промышленности. – 2011. – № 8. – С. 3-6.
161. Никифоров, В.О., Лукьянова, Г.В. Следящая система комбинированного управления // Научно-технический вестник Санкт-Петербургского

государственного университета информационных технологий, механики и оптики. 2011. – № 6 (76). – С. 39-43.

162. Иванчура, В.И., Прокопьев, А.П. Оптимизация следящей системы автоматического управления // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М.Ф. Решетнева. – 2011. – № 5 (38). – С. 44-49.

163. Шапран, А.А., Устюгова, А.А. Синтез системы управления следящим приводом повышенной точности // Вестник Уральского государственного университета путей сообщения. – 2013. – № 3 (19). – С. 45-49.

164. Лысов, В.Е., Саранцев, С.С. Синтез корректирующего звена следящего электропривода подачи координатно-расточного станка для компенсации нелинейности типа «люфт» в кинематической цепи // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия: Технические науки. – 2012. – № 1 (33). – С. 148-155.

165. Bo Xiao, H.K. Lam, Ge Song, Hongyi Li Output-Feedback Tracking Control for Interval Type-2 Polynomial Fuzzy-Model-Based Control Systems // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2013. – Vol. 60, № 12. – P. 5830-5840.

166. Chang, Yeong-Chan. Robust tracking control for nonlinear MIMO systems via fuzzy approaches // Automatica. – 2010. – Vol. 36, № 10. – P. 1535-1545.

167. Иванчура В.И., Прокопьев А.П., Емельянов Р.Т. Модель следящей системы автоматического управления с нечетким регулятором // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М.Ф. Решетнева. – 2012. – № 3 (43). – С. 15-20.

168. Путов, В.В., Зунг, Ч.А., Куанг, Ф.К. Адаптивная электромеханическая следящая система с двух- и трехмассовыми нелинейными упругими объектами и нейро-нечетким управлением // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – 2018. – № 5. – С. 21-24.

169. Решетникова, Г.Н. Следящая система адаптивного управления с прогнозирующей моделью пониженного порядка // Вестник Томского государственного университета. – 2006. – № 290. – С. 237-240.

170. Мальцев, Г.Н., Афонин, Г.И. Оптимизация параметров адаптивного контура следящей системы автоматического управления на основе анализа частотной

- характеристики // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. – 2014. – Т. 57. – № 7. – С. 26-31.
171. Celentano L. Pseudo-PID robust tracking design method for a significant class of uncertain MIMO systems // in IFAC-PapersOnLine. – 2017. – Vol. 50, № 1. – P. 1545–1552.
172. Celentano L., Basin M.V. An Approach to Design Robust Tracking Controllers for Nonlinear Uncertain Systems // in IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems (Early Access). – 2018. DOI: 10.1109/TSMC.2018.2834908.
173. Kim S.H. H^∞ Output-Feedback Tracking Control for Networked Control Systems // Mathematical Problems in Engineering. – Volume 2015. Article ID 724389, 10 pages.
174. Попов, А.Н. Синергетический синтез следящих регуляторов // Сборник научных трудов VIII Всероссийской научной конференции «Системный синтез и прикладная синергетика», 18-20 сентября 2017 г., п. Нижний Архыз, Россия. – Ростов-на-Дону: Издательство ЮФУ, 2017. – С. 90-96.
175. Попов, А.Н. Синергетический синтез следящих регуляторов // Известия ЮФУ. Технические науки. – Таганрог: 2018. – №7 (201). – С. 220-231.
176. Popov, A.N. Synergetic synthesis of tracking control systems // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, 2021, 1029(1), 012032. DOI:10.1088/1757-899X/1029/1/012032.
177. Колесников, А.А., Балалаев, Н.В. Синергетический синтез нелинейных систем с наблюдателями состояния// Новые концепции общей теории управления: сборник научных трудов/ под ред. А.А. Красовского. – Москва; Таганрог: ТРТУ, 1995. С. 101-105.
178. Wasynczuk O. A maximum torque per ampere control strategy for Induction Motor Drives / O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, K. A. Corzine [et al.] // IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION. – 1998. – Vol. 13. – P. 163-169.
179. Sun, J.; Lin, C.; Xing, J.; Jiang, X. Online MTPA Trajectory Tracking of IPMSM Based on a Novel Torque Control Strategy. Energies – 2019 – 12 – 3261.
180. Halder, S.; Agarwal, P.; Srivastava, S.P. MTPA based Sensorless Control of PMSM using position and speed estimation by Back-EMF method. In Proceedings of the

IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS), New Delhi, India, 4–6 March 2016.

181. Bedetti, N.; Calligaro, S.; Olsen, C.; Petrella, R. Automatic MTPA Tracking in IPMSM Drives: Loop Dynamics, Design, and Auto-Tuning // IEEE Trans. Ind. Appl. 2017. – №53. –P. 4547–4558.

182. Dianov A., Anuchin A. Adaptive Maximum Torque per Ampere Control of Sensorless Permanent Magnet Motor Drives // Energies. – 2020. – #13. – P. 5071.

183. Попов, А.Н. Синергетический синтез энергосберегающего регулятора для систем векторного управления синхронными двигателями с постоянными магнитами // X Всероссийская научная конференция «Системный синтез и прикладная синергетика»: сборник научных работ (Россия, пос. Нижний Архыз, 28 сентября-2 октября 2021 г.). – Ростов-на-Дону; Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2021. – С. 30-34. DOI: 10.18522/syssyn-2021-5.

184. Колесников, А.А., Веселов, Г.Е., Попов, А.Н., Колесников, Ал.А. Новые законы энергосберегающего векторного управления нелинейным электроприводом // Наука производству. – М.: 2000. –№9. – С. 10-12.

185. Колесников, А.А., Веселов, Г.Е., Попов, А.Н., Колесников, Ал.А. Алгоритмы энергосберегающего управления электромеханическими системами // Труды VI Международной научно-технической конференции «Динамика технологических систем». – Ростов-на-Дону: Изд-во ДГТУ, 2001. – т. III. – С. 40 – 44.

186. Попов, А.Н. Синергетический синтез законов энергосберегающего управления электромеханическими системами// Известия Тульского государственного университета. Серия «Проблемы управления электротехническими объектами», вып. 2: Сб. трудов II Всероссийской научно-практической конференции «Системы управления электротехническими объектами». – Тула: Изд-во ТулГУ, 2002. – С. 85-87.

187. Попов, А.Н. Аналитическое конструирование агрегированных регуляторов: энергосберегающее управление электромеханическими системами// Всероссийская научная конференция «Управление и информационные технологии», 3-4 апреля 2003 г., Санкт-Петербург. Сборник докладов в двух томах. – Том 1. – С. 206-

211.

188. Попов, А.Н. Синергетический синтез энергосберегающих регуляторов для электроприводов постоянного и переменного тока // Синергетика и проблемы теории управления/ Под ред. А.А. Колесникова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. – С. 309-323.

189. Попов, А.Н. Синергетический подход к синтезу энергосберегающих регуляторов технических систем // Управление и информационные технологии. 2-я Всероссийская научная конференция. Сборник докладов в двух томах. Пятигорск: Изд-во «Спецпечать», 2004. – Том 1. – С. 76-80.

190. Попов, А.Н. Синергетический подход к синтезу законов энергосберегающего управления техническими системами // Нелинейный мир. – М.: Изд-во «Радиотехника», 2005. – № 3 – С. 112-123.

191. Попов, А.Н. Энергосберегающие технологии управления техническими системами: энергетические инварианты и синергетический синтез // 3-я Всероссийская научная конференция «Управление и информационные технологии (УИТ-2005)». Сборник докладов в двух томах. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ, 2005. – Том. 1. – С. 133-141.

192. Попов, А.Н. Энергетические инварианты электромеханических систем// Сборник трудов международной научной конференции «Системный синтез и прикладная синергетика». 3 – 5 октября 2006 г. Пятигорск, с. 127 – 133.

193. Попов, А.Н. Синергетический подход к синтезу энергосберегающих регуляторов технологических систем // Труды VIII Межд. научно-техн. конференции по динамике технологических систем «ДТС-2007». – Ростов-на-Дону: Изд-во ДГТУ, 2007. –Том 1. – С. 202-207.

194. Попов, А.Н. Синергетический синтез законов энергосберегающего управления электрическими приводами // Материалы V Межд. конференции АЭП-2007. – СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2007. – С. 78-82.

195. Попов, А.Н. Синергетическое управление асинхронным электроприводом: энергосбережение и адаптация // Сб. докладов 5-й научной конференции «Управление и информационные технологии (УИТ-2008)», Санкт-Петербург, 14-16

- октября, 2008г. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ («ЛЭТИ»), 2008. –Т. 2. – С. 141-146.
196. Popov, A.N., Petrakov, V.A. Synergetic synthesis of energy-saving controllers for electric drive systems // Proc. Of Chaotic Modeling and Simulation International Conference (CHAOS2008), 3–6 June 2008, Chania, Crete, Greece. –Vol. 1. – P. 462-468.
197. Popov, A.N. Synergetic synthesis of energy-saving control for electromechanical processes // Book of Abstract of 3rd Chaotic Modeling and Simulation International Conference (CHAOS2010), Greece. –2010. – P. 71.
198. Попов, А.Н. Синергетический синтез систем энергосберегающего управления электромеханическими процессами // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Системный синтез и прикладная синергетика». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2011. –№6(119). – С. 74-83.
199. Попов, А.Н. Синергетический синтез систем энергосберегающего управления электромеханическими процессами // Синергетика и проблемы управления: Сборник избранных статей. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2012. – С. 76-89.
200. Попов, А. Н. Теоретические основы синтеза энергосберегающих регуляторов электромеханических систем / А. Н. Попов // Современная наука и инновации. – 2016. – № 3(15). – С. 20-28.
201. Попов, А. Н. Энергосберегающие регуляторы для систем автоматизированного электропривода / А. Н. Попов // Инженерный вестник Дона. – 2016. – № 4(43). – С. 55.
202. Колесников, А.А., Веселов, Г.Е., Попов, А.Н., Клименко, Ю.И., Радионов, И.А. Метод синергетического синтеза энергосберегающего управления электроприводом подвижного состава // Труды X Международного научно-технического форума «Инновация, экология и ресурсосберегающие технологии (ИнЭРТ-2012)». – Ростов н/Д: 2012. – С. 124-128.
203. Kolesnikov, A.A., Veselov, G.E., Popov, A.N., Klimenko, Y.I., Radionov, I.A. The synergetic synthesis method of energy-saving control for electric traction drives of locomotives // Proceedings of 6th Chaotic Modeling and Simulation International Conference (CHAOS2013), June 11-14, 2013 Istanbul.
204. Попов, А.Н., Радионов, И.А. Синергетический синтез алгоритмов

энергосберегающего управления для систем автоведения железнодорожных транспортных средств // Материалы V Международной научной конференции «Системный синтез и прикладная синергетика». – Пятигорск: ФГАОУ ВПО «СКФУ», 2013. – Т 2. – С. 105-112.

205. Попов, А.Н., Радионов, И.А., Клименко, Ю.И. Синергетический синтез анти-боксовочных систем управления тяговым приводом локомотивов // Материалы V Международной научной конференции «Системный синтез и прикладная синергетика». – Пятигорск: ФГАОУ ВПО «СКФУ» (филиал) в г. Пятигорске 2013. – Т 2. – С. 113-119.

206. Popov, A.N., Radionov, I.A., Mushenko, A.S. Synergetic design of autopiloting systems with complex optimization of train traction // IFAC Proceedings Volumes, 1st IFAC Conference on Modelling, Identification and Control of Nonlinear Systems, MICNON 2015; Saint Petersburg; Russian Federation; 24 June 2015 through 26 June 2015; Code 117503, IFAC-PapersOnLine (2015). – № 48(11). – P. 457-462.

207. Попов, А.Н., Радионов, И.А. Синергетический синтез систем автоведения с комплексной оптимизацией тяги подвижного состава // Сборник трудов 7-й Всероссийской научной конференции «Системный синтез и прикладная синергетика» (ССПС-2015). – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2015. – С. 59-71.

208. Попов, А.Н., Радионов, И.А. Синергетический синтез алгоритмов комплексной оптимизации тяги подвижного состава // Сборник трудов XII международной научно-технической: конференции «Динамика технических систем» – Ростов н/Д: Изд-во ДГТУ, 2016. – С. 371-375.

209. Попов, А.Н., Радионов, И.А. Алгоритмы комплексной оптимизации тяги для систем автоведения подвижного состава железнодорожного транспорта // Инженерный вестник Дона. № 4. 2016. <http://ivdon.ru/ru/magazine/archive/n4y2016/3804>.

210. Попов, А.Н. Синергетический синтез регуляторов для систем векторного управления асинхронным двигателем электромобиля // Сборник научных трудов IX Всероссийской научной конференции «Системный синтез и прикладная синергетика», Ростов-на-Дону – Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2019. –С. 41-50.

211. Попов, А.Н., Адиняев, В.А. Разработка системы энергосберегающего управления силовой установкой электромобиля с тяговым асинхронным двигателем // Инженерный вестник Дона, 2020. – № 12.
(<http://www.ivdon.ru/ru/magazine/archive/n12y2020/6727>).
212. Справочник по теории автоматического управления / Под ред. А.А. Красовского. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987. – 712 с.
213. Аналитические самонастраивающиеся системы автоматического управления/Под ред. В.В. Солодовникова. – М.: Машиностроение, 1965. – 356 с.
214. Красовский, А.А. Динамика непрерывных самонастраивающихся систем. – М.: Физматгиз, 1963. – 486 с.
215. Фомин, В.П., Фрадков, А.Л., Якубович, В.А. Адаптивное управление динамическими объектами. – М.: Наука. 1981. – 447 с.
216. Фрадков, А.Л. Адаптивное управление в сложных системах: беспоисковые методы. – М.: Наука, 1990. – 292 с.
217. Воронов, А.А., Рутковский, В.Ю. Современное состояние и перспективы развития адаптивных систем // Вопросы кибернетики: Проблемы теории и практики адаптивного управления. М., 1985.
218. Цыпкин, Я.З. Основы теории обучающихся систем. М.: Наука, 1970. – 251 с.
219. Цыпкин, Я.З. Информационная теория идентификации. М.: Наука. Физматлит, 1995. – 336 с.
220. Isidori, A. Nonlinear Control Systems (3rd edn). Springer: New York, 1995.
221. Krstic, M., Kanellakopoulos, I., Kokotovic, P. Nonlinear and Adaptive Control Design. — Wiley and Sons Inc., 1995.
222. Мирошник, И.В., Никифоров, В.О., Фрадков, А.Л. Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. СПб.: Наука. 2000. – 548 с.
223. Karl J °Aström and Björn Wittenmark. Adaptive control. Courier Corporation, 2013.
224. Антипов, А. С. Синтез инвариантных нелинейных одноканальных систем слежения с сигмоидальными обратными связями с обеспечением заданной точности слежения / А. С. Антипов, С. А. Краснова, В. А. Уткин // Автоматика и

- телемеханика. – 2022. – № 1. – С. 40-66. – DOI 10.31857/S0005231022010032.
225. Борцов, Ю.А., Поляхов, Н.Д., Путов, В.В. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением. Л.: Энергоатомиздат, 1984. – 215 с.
226. Букреев, В. Г. Адаптивные регуляторы в дискретных системах управления сложными электромеханическими объектами / В. Г. Букреев, Ю. И. Параев. – Томск: Национальный исследовательский Томский политехнический университет, 2000. – 278 с.
227. Мещеряков, В.Н., Карантаев, В.Г. Применение беспойсковой адаптивной системы для управления электроприводом с вентильным двигателем // Электротехнические комплексы и системы управления. – 2006. – № 2. – С. 38-40.
228. Шетат, Б. Адаптивное управление в асинхронном электроприводе на базе искусственной нейронной сети с вычислением потока ротора / Шетат Б, Н. Кабаш, А. Н. Ладыгин // Электротехника. – 2007. – № 6. – С. 43-50.
229. Крутько, П. Д. Адаптивное управление электромеханическими исполнительными системами / П. Д. Крутько // Проблемы машиностроения и надежности машин. – 2008. – № 5. – С. 94-103.
230. Воронин, П.А. Адаптивные системы управления в электроприводах и системах автоматизации: методические указания / П.А. Воронин; Оренбургский гос. ун-т. – Оренбург: ОГУ, 2018. – 47 с.
231. R. Marino, S. Peresada and P. Valigi, Adaptive input- output linearization control of induction Motors // IEEE Trans. on Automat. Contr., 38, 1993. – P. 208-221.
232. Kaddouri A., Akhrif O., Ghribi M. and Le-Huy H. Adaptive Nonlinear Control of an Electric Motor // Applied Mathematical Sciences. – Vol. 2, 2008. – # 52. –P. 2557-2568.
233. Marino, P., M. Milano and F. Vasca. Linear quadratic state feedback and robust neural network estimator for field-oriented-controlled induction motors// IEEE Trans. Indust. Elect., 46. – P. 150-161.
234. Антипов, А. С. Управление ходовой тележкой с учетом динамики исполнительного устройства в условиях неопределенности / А. С. Антипов, С. А. Краснова // Математическая теория управления и ее приложения: МТУИП-2022: Материалы

- 15-ой мультиконференции конференции по проблемам управления, Санкт-Петербург, 04–06 октября 2022 года. – Санкт-Петербург: "Концерн "Центральный научно-исследовательский институт "Электроприбор", 2022. – С. 245-248.
235. Уткин, В. А. Наблюдатели состояния в системе управления асинхронным электроприводом / В. А. Уткин, С. А. Краснова // Проблемы устойчивости и управления: Сборник научных статей, посвященный 80-летию академика Владимира Мефодьевича Матросова. – Москва: ООО Издательская фирма "Физико-математическая литература", 2013. – С. 322-331.
236. Kochetkov, S. A. Block design of robust electromechanical systems / S. A. Kochetkov, S. A. Krasnova, V. A. Utkin // Proceedings of IEEE International Workshop on Variable Structure Systems: 14, Nanjing, 01–04 июня 2016 года. – Nanjing, 2016. – P. 86-91. – DOI 10.1109/VSS.2016.7506896.
237. Тюкин, И.Ю., Терехов, В.А. Адаптация в нелинейных динамических системах. – М.: [Изд-во ЛКИ: URSS], 2008. – 381 с.
238. Мощинский, Ю.А., Беспалов, В.Я., Кирякин, А.А. Определение параметров схемы замещения асинхронных машин по каталожным данным // Электричество–1998. –№ 4. – С. 38-42.
239. Каширских, В.Г. Динамическая идентификация асинхронных электродвигателей. – Кемерово: КузГТУ, 2005. – 139 с.
240. Макаров, В. Г. Оценивание параметров трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров, Ю. А. Яковлев // Вестник Казанского технологического университета. – 2010. – № 9. – С. 418-425.
241. Анисимов, А. А. Идентификация электромеханических систем с использованием искусственной нейронной сети / А. А. Анисимов, М. Н. Горячев // Вестник Ивановского государственного энергетического университета. – 2008. – № 3. – С. 55-58.
242. Авдеев, А.С., Осипов, О.И. Идентификация параметров синхронных двигателей с постоянными магнитами на основе их частотного анализа // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – 2020. – № 1 (174). – С. 8-14.
243. Avdeev A., Osipov O. PMSM Identification Using Genetic Algorithm // 26th

International Workshop on Electric Drives: Improvement in Efficiency of Electric Drives (IWED). 2019. 4 p. doi: 10.1109/IWED.2019.8664250.

244. Xing Zhan, Guohui Zeng, Jin Liu, Qingzhen Wang, Sheng Ou. A Review on Parameters Identification Methods for Asynchronous Motor // International Journal of Advanced Computer Science and Applications. – 2015 – Vol. 6. – No. 1. – P. 104-109.

245. H. A. Toliyat, E. Levi, and M. Raina, A review of rfo induction motor parameter estimation techniques // IEEE Transactions on Energy Conversion. – Vol. 18. – no. 2. – P. 271–283.

246. P. J. Coussens, A. P. V. den Bossche, and J. A. Melkebeek, Parameter estimation for induction motor field oriented control using a non-linear motor model //Proc. of Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, Oct 1994. – P. 198–203.

247. A. B. Proca and A. Keyhani, Identification of variable frequency induction motor models from operating data // IEEE Transactions on Energy Conversion. – Vol. 17, no. 1. – P. 24–31.

248. L. Peretti and M. Zigliotto, Automatic procedure for induction motor parameter estimation at standstill // IET Electric Power Applications. – Vol. 6. – No. 4. – P. 214-224.

249. Попов, А.Н. Синергетический синтез адаптивных регуляторов электромеханических систем // Сборник научных трудов XI Всероссийской научной конференции «Системный синтез и прикладная синергетика», 23-29 сентября 2024 г., п. Нижний Архыз, Россия. – Ростов-на-Дону: Издательство ЮФУ, 2024. – С. 10-17.

Приложение А

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель директора Института
компьютерных технологий и
информационной безопасности
ЮФУ по учебной работе,
кандидат технических наук, доцент



А.Е. Лызь

2025 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы
Попова Андрея Николаевича в учебный процесс
ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет»

Настоящим актом подтверждается, что материалы диссертационного исследования Попова Андрея Николаевича на тему «Прикладная теория и методы синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления нелинейными электромеханическими системами» внедрены в учебный процесс кафедры синергетики и процессов управления имени профессора А.А. Колесникова ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет» при подготовке бакалавров и магистров направления подготовки «Системный анализ и управление», аспирантов по научной специальности 2.3.1. Системный анализ, управление и обработка информации, статистика.

Заместитель заведующего кафедрой
синергетики и процессов управления
имени профессора А. А. Колесникова
по учебной работе,
к.т.н., доцент

 А.А. Кузьменко

Приложение Б



МИНОБРНАУКИ РОССИИ
Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
**«Северо-Кавказский
федеральный университет»**

ПЯТИГОРСКИЙ ИНСТИТУТ (ФИЛИАЛ) СКФУ

40 лет Октября проспект, д. 56, г. Пятигорск 357500
Тел.: 7 (8793) 39-16-30; Тел/факс: 97-39-27
E-mail: pt.info@ncfu.ru; http://pf.ncfu.ru.
ОКПО 10251080; ОГРН 1022601961580
ИНН/КПП 2635014955/263202001

21.06.2024 № *21.20/46*

На № _____ от _____

УТВЕРЖДАЮ

Зам. директора по научной и
инновационной деятельности

А.А. Похилько
«21» 06 2024 г.



АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы
Попова Андрея Николаевича тему «Прикладная теория и методы
синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления
нелинейными электромеханическими системами» в учебный процесс
кафедры «Систем управления и информационных технологий» Пятигорского
института (филиала)
ФГАОУ ВО «Северо-Кавказский федеральный университет»

Настоящим актом подтверждается, что материалы диссертационного исследования Попова Андрея Николаевича на тему «Прикладная теория и методы синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления нелинейными электромеханическими системами» внедрены в учебный процесс кафедры СУ и ИТ ФГАОУ ВО «Северо-Кавказский федеральный университет», а именно «Прикладная теория и методы синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления нелинейными электромеханическими системами» читаются в курсе «Системный анализ данных и модели принятия решений» магистров направления подготовки 09.04.02 «Информационные системы и технологии», и в курсе «Технические средства автоматизации и управления» при подготовке бакалавров направления 27.03.04 «Управление в технических системах»

И.о. заведующего кафедрой СУ и ИТ
к.т.н., доцент кафедры СУ и ИТ
д.т.н., профессор кафедры СУ и ИТ
д.т.н., профессор кафедры СУ и ИТ

И.о. заведующего
А.А. Похилько

В.В. Цаплева
А.Б. Чернышов
И.М. Першин

Приложение В



ОБЩЕСТВО С ОГРАНИЧЕННОЙ ОТВЕТСТВЕННОСТЬЮ
НАРЗАН ГИДРОРЕСУРСЫ
ОГРН 1032600547196
ИНН 2628043916

Россия, 357700, Ставропольский край,
г. Кисловодск, ул. Кирова, д. 43



УТВЕРЖДАЮ

Директор

ООО «Нарзан-гидроресурсы»

В.Ф. Дубогрей

2024 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационного исследования А.Н. Попова на соискание ученой степени доктора технических наук на тему «Прикладная теория и методы синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления нелинейными электромеханическими системами»

Комиссия в составе:

председатель: Заместитель директора Департамента недропользования Бондин И.А.

члены комиссии: Главный гидрогеолог к.т.н., доцент Помеляйко И.С.,

Ведущий инженер-гидрогеолог Снурницын Г.К.

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Попова А.Н. актуальны, характеризуются научной новизной и практической значимостью, в связи с чем внедрены в научную и проектную деятельность ООО «Нарзан-гидроресурсы» и использованы при разработке методов управления электромеханическими системами (погружными насосами марки Grundfos SP 17-5, ЭЦВ 6-25-140, поверхностными перекачивающими насосами, сервоприводами, а также штуцерными камерами) в процессах добычи гидроресурсов на Кисловодском и Эссентукском месторождениях и их дальнейшей транспортировки.

Представленные результаты исследования использовались при проектировании системы управления гидродинамическими режимами эксплуатации скважин и электромеханических систем, используемых для перекачки добытого гидроминерального сырья к местам потребления (санаториям и заводам подготовки и розлива гидроминерального сырья).

Использование предлагаемых алгоритмов энергосберегающего управления позволили снизить потребление электроэнергии на 6.5%.

Результаты внедрялись при выполнении НИР и ОКР по договору №575 от 31.08.2022 г.

Председатель комиссии:

Бондин И.А.

Члены комиссии:

Помеляйко И.С.

Снурницын Г.К.

Приложение Г

Экз. № 1

УТВЕРЖДАЮ

Исполнительный директор АО НКБ ВС



С.А. Сивцов

21 октября 2024 г.

АКТ

о внедрении результатов

диссертационного исследования А.Н. Попова на соискание ученой степени доктора технических наук на тему «Прикладная теория и методы синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления нелинейными электромеханическими системами»

Комиссия в составе:

Михалев М.В., заместитель главного конструктора по направлению, к.т.н. –
председатель комиссии;

Боровков И.К., заведующий отделом, к.т.н.;

Грищенко С.Г., старший научный сотрудник, к.т.н.,

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы «Прикладная теория и методы синергетического синтеза алгоритмов энергосберегающего управления нелинейными электромеханическими системами», представленной на соискание ученой степени доктора технических наук, представляют интерес для АО НКБ ВС при разработке электромеханических систем стабилизации и внедрены в рамках выполнения проекта «Стабилизация».

Основными внедряемыми результатами являются:

1) процедура синергетического синтеза алгоритмов векторного управления нелинейными электромеханическими системами;

2) метод синергетического синтеза алгоритмов адаптивного управления электромеханическими системами с синхронными двигателями с постоянными магнитами.

Акт составлен в 3 экз:

- экз. 1, 2 – объединенный диссертационный совет 99.2.107.02 ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет»;

- экз. 3 – АО НКБ ВС.

Председатель комиссии:

М.В. Михалев

Члены комиссии:

И.К. Боровков

С.Г. Грищенко

Приложение Д

Листинг программы Maple 6 для синергетического синтеза алгоритма векторного управления электромеханической системой постоянного тока

Модель ЭМС

```
> f[1]:=x[2];
f[2]:= (a1*(x[1]-x[3])+a2*(x[2]-x[4])-ms-x[9])*a3;
f[3]:=x[4]; f[4]:= (a5*x[5]*x[6]-a1*(x[1]-x[3])-a2*(x[2]-x[4]))*a4;
f[5]:= (x[7]-a5*x[4]*x[6]-a6*x[5])*a7;
f[6]:= (x[8]-a8*x[6])*a9;
f[7]:= (a10*u[1]-x[7])*a11;
f[8]:= (a10*u[2]-x[8])*a11;
f[9]:=k*(x[2]-x2_0);
```

$$f_1 := x_2$$

$$f_2 := (a1(x_1 - x_3) + a2(x_2 - x_4) - am0 - am1 x_1 - x_9) a3$$

$$f_3 := x_4$$

$$f_4 := (a5 x_5 x_6 - a1(x_1 - x_3) - a2(x_2 - x_4)) a4$$

$$f_5 := (x_7 - a5 x_4 x_6 - a6 x_5) a7$$

$$f_6 := (x_8 - a8 x_6) a9$$

$$f_7 := (a10 u_1 - x_7) a11$$

$$f_8 := (a10 u_2 - x_8) a11$$

$$f_9 := k(x_2 - x2_0)$$

Синтез регулятора

Инвариантные многообразия этапа 1

```
> psi[1]:=x[7]-phi[1]; psi[2]:=x[8]-phi[2];
```

$$\psi_1 := x_7 - \phi_1$$

$$\psi_2 := x_8 - \phi_2$$

Декомпозированная система 1

```
> ff[1]:=x[2];
ff[2]:= (a1*(x[1]-x[3])+a2*(x[2]-x[4])-ms-x[9])*a3;
```

```

ff[3]:=x[4];
ff[4]:= (a5*x[5]*x[6]-a1*(x[1]-x[3])-a2*(x[2]-x[4]))*a4;
ff[5]:= (phi[1]-a5*x[4]*x[6]-a6*x[5])*a7;
ff[6]:= (phi[2]-a8*x[6])*a9;
ff[7]:=0;ff[8]:=0;
ff[9]:=k*(x[2]-x2_0);

```

$$ff_1 := x_2$$

$$ff_2 := (a1(x_1 - x_3) + a2(x_2 - x_4) - am0 - am1 x_1 - x_9) a3$$

$$ff_3 := x_4$$

$$ff_4 := (a5 x_5 x_6 - a1(x_1 - x_3) - a2(x_2 - x_4)) a4$$

$$ff_5 := (\phi_1 - a5 x_4 x_6 - a6 x_5) a7$$

$$ff_6 := (\phi_2 - a8 x_6) a9$$

$$ff_7 := 0$$

$$ff_8 := 0$$

$$ff_9 := k(x_2 - x2_0)$$

Инвариантные многообразия этапа 2

```
> psi[3]:=x[5]-phi[3];psi[4]:=x[6]-x6_0;
```

$$\psi_3 := x_5 - \phi_3$$

$$\psi_4 := x_6 - x6_0$$

Декомпозированная система 2

```

> fff[1]:=x[2];
fff[2]:= (a1*(x[1]-x[3])+a2*(x[2]-x[4])-ms-x[9])*a3;
fff[3]:=x[4];
fff[4]:= (a5*phi[3]*x6_0-a1*(x[1]-x[3])-a2*(x[2]-x[4]))*a4;
fff[5]:=0;fff[6]:=0;
fff[7]:=0;
fff[8]:=0;
fff[9]:=f[9];

```

$$fff_1 := x_2$$

$$fff_2 := (a1(x_1 - x_3) + a2(x_2 - x_4) - am0 - am1 x_1 - x_9) a3$$

$$fff_3 := x_4$$

$$fff_4 := (a5 \phi_3 x6_0 - a1 (x_1 - x_3) - a2 (x_2 - x_4)) a4$$

$$fff_5 := 0$$

$$fff_6 := 0$$

$$fff_7 := 0$$

$$fff_8 := 0$$

$$fff_9 := k (x_2 - x2_0)$$

Инвариантное многообразие этапа 3

> **psi[5] := fff[2] - beta * (x[2] - x2_0);**

$$\psi_5 := (a1 (x_1 - x_3) + a2 (x_2 - x_4) - am0 - am1 x_1 - x_9) a3 - \beta (x_2 - x2_0)$$

Основное функциональное уравнение этапа 3

> **eq1 := sum('diff(psi[5], x[i]) * fff[i]', 'i'=1..9) + psi[5];**

$$\begin{aligned} eq1 := & (a1 - am1) a3 x_2 \\ & + (a2 a3 - \beta) (a1 (x_1 - x_3) + a2 (x_2 - x_4) - am0 - am1 x_1 - x_9) a3 - a1 a3 x_4 \\ & - a2 a3 (a5 \phi_3 x6_0 - a1 (x_1 - x_3) - a2 (x_2 - x_4)) a4 - a3 k (x_2 - x2_0) \\ & + (a1 (x_1 - x_3) + a2 (x_2 - x_4) - am0 - am1 x_1 - x_9) a3 - \beta (x_2 - x2_0) \end{aligned}$$

Внутреннее управление для декомпозированной системы 2

> **phi[3] := solve(eq1=0, phi[3]);**

$$\begin{aligned} \phi_3 := & -(a1 a3 x_4 + a3 am1 x_1 + a3 a2 x_4 - a3 a2 x_2 + a3 a1 x_3 - a3 a1 x_1 - a3 k x2_0 \\ & + a3 k x_2 - a3 \beta x_9 - a3 \beta am0 + a2 a3^2 x_9 + a2 a3^2 am0 + a2^2 a3^2 x_4 - a2^2 a3^2 x_2 \\ & + \beta x_2 - \beta x2_0 - a2 a3 a4 a1 x_1 + a2 a3 a4 a1 x_3 + a2^2 a3 a4 x_4 + a3 am0 + a3 x_9 \\ & - a2 a3^2 a1 x_1 + a2 a3^2 a1 x_3 + a2 a3^2 am1 x_1 + a3 \beta a1 x_1 - a3 \beta a1 x_3 \\ & + a3 \beta a2 x_2 - a3 \beta a2 x_4 - a3 \beta am1 x_1 - a2^2 a3 a4 x_2 + a3 x_2 am1 - a3 x_2 a1) / \\ & (a2 a3 a5 x6_0 a4) \end{aligned}$$

Основные функциональные уравнения этапа 2

> **eq2 := sum('diff(psi[3], x[i]) * ff[i]', 'i'=1..9) + psi[3];**

eq3 := sum('diff(psi[4], x[i]) * ff[i]', 'i'=1..9) + psi[4];

$$\begin{aligned}
eq2 := & \frac{(a3 \text{ am}1 - a1 \text{ a}3 - a2 \text{ a}3 \text{ a}4 \text{ a}1 - a2 \text{ a}3^2 \text{ a}1 + a2 \text{ a}3^2 \text{ am}1 + a3 \beta \text{ a}1 - a3 \beta \text{ am}1)}{a2 \text{ a}3 \text{ a}5 \text{ x}6_0 \text{ a}4} \\
& + ((-a2 \text{ a}3 + a3 \text{ k} - a2^2 \text{ a}3^2 + \beta + a3 \beta \text{ a}2 - a2^2 \text{ a}3 \text{ a}4 + a3 \text{ am}1 - a1 \text{ a}3) \\
& (a1 (x_1 - x_3) + a2 (x_2 - x_4) - am0 - am1 x_1 - x_9))/(a2 \text{ a}5 \text{ x}6_0 \text{ a}4) \\
& + \frac{(a1 \text{ a}3 + a2 \text{ a}3 \text{ a}4 \text{ a}1 + a2 \text{ a}3^2 \text{ a}1 - a3 \beta \text{ a}1) x_4}{a2 \text{ a}3 \text{ a}5 \text{ x}6_0 \text{ a}4} + \frac{(a1 \text{ a}3 + a2 \text{ a}3 + a2^2 \text{ a}3^2 + a2^2 \text{ a}3 \text{ c}}{a2 \text{ a}3 \text{ a}5 \text{ x}6_0 \text{ a}4} \\
& + (\phi_1 - a5 x_4 x_6 - a6 x_5) a7 + \frac{(-a3 \beta + a2 \text{ a}3^2 + a3) k (x_2 - x2_0)}{a2 \text{ a}3 \text{ a}5 \text{ x}6_0 \text{ a}4} + x_5 + (a1 \text{ a}3 x_4 \\
& + a3 \text{ am}1 x_1 + a3 \text{ a}2 x_4 - a3 \text{ a}2 x_2 + a3 \text{ a}1 x_3 - a3 \text{ a}1 x_1 - a3 \text{ k} x2_0 + a3 \text{ k} x_2 \\
& - a3 \beta x_9 - a3 \beta \text{ am}0 + a2 \text{ a}3^2 x_9 + a2 \text{ a}3^2 \text{ am}0 + a2^2 \text{ a}3^2 x_4 - a2^2 \text{ a}3^2 x_2 + \beta x_2 \\
& - \beta x2_0 - a2 \text{ a}3 \text{ a}4 \text{ a}1 x_1 + a2 \text{ a}3 \text{ a}4 \text{ a}1 x_3 + a2^2 \text{ a}3 \text{ a}4 x_4 + a3 \text{ am}0 + a3 x_9 \\
& - a2 \text{ a}3^2 \text{ a}1 x_1 + a2 \text{ a}3^2 \text{ a}1 x_3 + a2 \text{ a}3^2 \text{ am}1 x_1 + a3 \beta \text{ a}1 x_1 - a3 \beta \text{ a}1 x_3 \\
& + a3 \beta \text{ a}2 x_2 - a3 \beta \text{ a}2 x_4 - a3 \beta \text{ am}1 x_1 - a2^2 \text{ a}3 \text{ a}4 x_2 + a3 x_2 \text{ am}1 - a3 x_2 \text{ a}1)/(\\
& a2 \text{ a}3 \text{ a}5 \text{ x}6_0 \text{ a}4) \\
eq3 := & (\phi_2 - a8 x_6) a9 + x_6 - x6_0
\end{aligned}$$

Внутренние управления для декомпозированной системы 1

> **phi [1] :=solve (eq2=0, phi [1]) ; phi [2] :=solve (eq3=0, phi [2]) ;**

$$\begin{aligned}
\phi_1 := & (-2 \text{ a}1 \text{ a}3 x_4 - a3 \text{ am}1 x_1 - a3 \text{ a}2 x_4 + a3 \text{ a}2 x_2 - a3 \text{ a}1 x_3 + a3 \text{ a}1 x_1 + 2 \text{ a}3 \text{ k} x2_0 \\
& - 2 \text{ a}3 \text{ k} x_2 + 2 \text{ a}3 \beta x_9 + 2 \text{ a}3 \beta \text{ am}0 - 2 \text{ a}2 \text{ a}3^2 x_9 - 2 \text{ a}2 \text{ a}3^2 \text{ am}0 - 2 \text{ a}2^2 \text{ a}3^2 x_4 \\
& + 2 \text{ a}2^2 \text{ a}3^2 x_2 + 2 \text{ a}3^2 x_2 \text{ a}2 \text{ a}1 - \beta x_2 + \beta x2_0 + 2 \text{ a}2 \text{ a}3 \text{ a}4 \text{ a}1 x_1 \\
& - 2 \text{ a}2 \text{ a}3 \text{ a}4 \text{ a}1 x_3 - 2 \text{ a}2^2 \text{ a}3 \text{ a}4 x_4 - a3 \text{ am}0 - a3 x_9 + 2 \text{ a}2 \text{ a}3^2 \text{ a}1 x_1 \\
& - 2 \text{ a}2 \text{ a}3^2 \text{ a}1 x_3 - 2 \text{ a}2 \text{ a}3^2 \text{ am}1 x_1 - 2 \text{ a}3 \beta \text{ a}1 x_1 + 2 \text{ a}3 \beta \text{ a}1 x_3 - 2 \text{ a}3 \beta \text{ a}2 x_2 \\
& + 2 \text{ a}3 \beta \text{ a}2 x_4 + 2 \text{ a}3 \beta \text{ am}1 x_1 + 2 \text{ a}2^2 \text{ a}3 \text{ a}4 x_2 - a2^2 \text{ a}3^3 \text{ am}0 + a3^2 \text{ am}1 x_9 \\
& + a3^2 \text{ am}1 \text{ am}0 + a2^3 \text{ a}3^3 x_2 - a2^3 \text{ a}3^3 x_4 + a3^2 \text{ am}1^2 x_1 + a1^2 \text{ a}3^2 x_1 - a1^2 \text{ a}3^2 x_3 \\
& - a2^2 \text{ a}3^3 x_9 - a1 \text{ a}3^2 x_9 + a3^2 \text{ k} x_9 + a3^2 \text{ k} \text{ am}0 - a1 \text{ a}3^2 \text{ am}0 - 2 \text{ a}3 x_2 \text{ am}1 \\
& - x_5 \text{ a}2 \text{ a}3 \text{ a}5 \text{ x}6_0 \text{ a}4 + 2 \text{ a}3 x_2 \text{ a}2 \text{ a}4 \text{ a}1 + a7 \text{ a}2 \text{ a}3 \text{ a}5^2 \text{ x}6_0 \text{ a}4 x_4 x_6 \\
& + a7 \text{ a}2 \text{ a}3 \text{ a}5 \text{ x}6_0 \text{ a}4 \text{ a}6 x_5 - a3^2 \beta \text{ a}2 \text{ a}1 x_1 + a3^2 \beta \text{ a}2 \text{ a}1 x_3 + a3^2 \beta \text{ a}2 \text{ am}1 x_1 \\
& + 2 \text{ a}2^2 \text{ a}3^2 \text{ a}4 \text{ a}1 x_1 - 2 \text{ a}2^2 \text{ a}3^2 \text{ a}4 \text{ a}1 x_3 - a2^2 \text{ a}3^2 \text{ a}4 \text{ am}1 x_1 - 2 \text{ a}3 \text{ a}4 \text{ a}1 \text{ a}2 x_4 \\
& - a3 \text{ a}4 \beta \text{ a}2^2 x_2 - a3^2 \text{ a}4 \text{ a}2^2 \text{ a}5 x_5 x_6 - a3 \text{ a}4^2 \text{ a}2^2 \text{ a}5 x_5 x_6 + a3 \text{ a}4 \beta \text{ a}2 \text{ a}5 x_5 x_6
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + a^3 a^4 a^2 a^2 a^1 x_1 - a^3 a^4 a^2 a^2 a^1 x_3 - a^3 a^4 \beta a^2 a^1 x_1 + a^3 a^4 \beta a^2 a^1 x_3 \\
& - a^3 a^4 a^1 a^5 x_5 x_6 - a^3 a^4 a^2 a^5 x_5 x_6 + a^3 a^4 \beta a^2 x_4 + a^1 a^3 x_4 \beta \\
& - 2 a^3 x_2 a^2 a m_1 - a^3 x_2 \beta a^1 + a^3 x_2 \beta a m_1 + a^3 k \beta x_2 - a^3 k \beta x_{2_0} \\
& - 2 a^3 k a^2 x_2 + a^3 k a^2 x_{2_0} - a^3 k a^1 x_1 + a^3 k a^1 x_3 + a^3 k a^2 x_4 \\
& + a^3 k a m_1 x_1 + a^2 a^3 a^1 x_1 - a^2 a^3 a^1 x_3 - a^2 a^3 a m_1 x_1 - a^3 \beta a^2 x_2 \\
& + a^3 \beta a^2 x_4 + 2 a^2 a^3 a^2 a^4 x_2 - 2 a^2 a^3 a^2 a^4 x_4 - 2 a^3 a m_1 a^1 x_1 \\
& + a^3 a m_1 a^1 x_3 + a^3 a m_1 a^2 x_4 - 2 a^1 a^3 a^2 a^2 x_4 + a^3 \beta a^2 a m_0 + a^3 \beta a^2 x_9 \\
& - a^2 a^3 a^2 a^4 a m_0 - a^2 a^3 a^2 a^4 x_9 - a^3 a^4 a^2 a^3 x_4 + a^3 a^4 a^2 a^3 x_2 + a^3 a^4 a^1 x_1 \\
& - a^3 a^4 a^1 x_3 + 2 a^3 x_2 a^1) / (a^2 a^3 a^5 x_{6_0} a^4 a^7)
\end{aligned}$$

$$\phi_2 := \frac{a^8 x_6 a^9 - x_6 + x_{6_0}}{a^9}$$

Основные функциональные уравнения этапа 1

> **eq4:=T1*sum('diff(psi[1],x[i])*f[i]','i'=1..9)+psi[1];**

eq5:=T2*sum('diff(psi[2],x[i])*f[i]','i'=1..9)+psi[2];

$$\begin{aligned}
eq4 := & T1 (- ((-a^3 a m_1 + a^1 a^3 + 2 a^2 a^3 a^4 a^1 + 2 a^2 a^3 a^2 a^1 - 2 a^2 a^3 a^2 a m_1 \\
& - 2 a^3 \beta a^1 + 2 a^3 \beta a m_1 + a^3 a^2 a m_1^2 + a^1 a^2 a^3 a^2 - a^3 a^2 \beta a^2 a^1 + a^3 a^2 \beta a^2 a m_1 \\
& + 2 a^2 a^2 a^3 a^2 a^4 a^1 - a^2 a^2 a^3 a^2 a^4 a m_1 + a^3 a^4 a^2 a^2 a^1 - a^3 a^4 \beta a^2 a^1 - a^3 a^2 k a^1 \\
& + a^3 a^2 k a m_1 + a^2 a^2 a^3 a^1 - a^2 a^2 a^3 a m_1 - 2 a^3 a^2 a m_1 a^1 + a^3 a^4 a^1 x_2) / (\\
& a^2 a^3 a^5 x_{6_0} a^4 a^7) - ((a^2 a^3 - 2 a^3 k + 2 a^2 a^3 a^2 + 2 a^2 a^3 a^2 a^1 - \beta - 2 a^3 \beta a^2 \\
& + 2 a^2 a^2 a^3 a^4 + a^2 a^3 a^3 a^3 - 2 a^3 a m_1 + 2 a^2 a^3 a^4 a^1 - a^3 a^4 \beta a^2 a^2 - 2 a^2 a^3 a^2 a m_1 \\
& - a^3 \beta a^1 + a^3 \beta a m_1 + a^3 k \beta - 2 a^3 a^2 k a^2 - a^3 a^2 \beta a^2 a^2 + 2 a^2 a^3 a^2 a^4 \\
& + a^3 a^4 a^2 a^3 + 2 a^1 a^3) (a^1 (x_1 - x_3) + a^2 (x_2 - x_4) - a m_0 - a m_1 x_1 - x_9) / (\\
& a^2 a^5 x_{6_0} a^4 a^7) - ((-a^1 a^3 - 2 a^2 a^3 a^4 a^1 - 2 a^2 a^3 a^2 a^1 + 2 a^3 \beta a^1 - a^1 a^2 a^3 a^2 \\
& + a^3 a^2 \beta a^2 a^1 - 2 a^2 a^2 a^3 a^2 a^4 a^1 - a^3 a^4 a^2 a^2 a^1 + a^3 a^4 \beta a^2 a^1 + a^3 a^2 k a^1 \\
& - a^2 a^2 a^3 a^1 + a^3 a^2 a m_1 a^1 - a^3 a^4 a^1 x_4) / (a^2 a^3 a^5 x_{6_0} a^4 a^7) - ((-2 a^1 a^3 \\
& - a^2 a^3 - 2 a^2 a^2 a^3 a^2 - 2 a^2 a^2 a^3 a^4 + 2 a^3 \beta a^2 - a^2 a^3 a^3 a^3 + a^7 a^2 a^3 a^5 x_{6_0} a^4 x_6 \\
& - 2 a^2 a^3 a^4 a^1 + a^3 a^4 \beta a^2 a^2 + a^3 \beta a^1 + a^3 a^2 k a^2 + a^3 a^2 \beta a^2 a^2 - 2 a^2 a^3 a^3 a^2 a^4 \\
& + a^2 a^3 a^2 a m_1 - 2 a^2 a^3 a^2 a^1 - a^3 a^4 a^2 a^2 a^3) (a^5 x_5 x_6 - a^1 (x_1 - x_3) - a^2 (x_2 - x_4))) / \\
& (a^2 a^3 a^5 x_{6_0} a^7) - ((-2 a^3 a^5 x_{6_0} a^4 + a^7 a^2 a^3 a^5 x_{6_0} a^4 a^6 \\
& - a^3 a^2 a^4 a^2 a^5 x_6 - a^3 a^4 a^2 a^2 a^5 x_6 + a^3 a^4 \beta a^2 a^5 x_6 - a^3 a^4 a^1 a^5 x_6
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& - a3 a4 a2 a5 x_6) (x_7 - a5 x_4 x_6 - a6 x_5) / (a2 a3 a5 x6_0 a4) - ((\\
& a7 a2 a3 a5^2 x6_0 a4 x_4 - a3^2 a4 a2^2 a5 x_5 - a3 a4^2 a2^2 a5 x_5 + a3 a4 \beta a2 a5 x_5 \\
& - a3 a4 a1 a5 x_5 - a3 a4 a2 a5 x_5) (x_8 - a8 x_6) a9) / (a2 a3 a5 x6_0 a4 a7) \\
& + (a10 u_1 - x_7) a11 - ((2 a3 \beta - 2 a2 a3^2 - a3 + a3^2 am1 - a2^2 a3^3 - a1 a3^2 \\
& + a3^2 k + a3^2 \beta a2 - a2^2 a3^2 a4) k (x_2 - x2_0)) / (a2 a3 a5 x6_0 a4 a7) + x_7 - (\\
& -2 a1 a3 x_4 - a3 am1 x_1 - a3 a2 x_4 + a3 a2 x_2 - a3 a1 x_3 + a3 a1 x_1 + 2 a3 k x2_0 \\
& - 2 a3 k x_2 + 2 a3 \beta x_9 + 2 a3 \beta am0 - 2 a2 a3^2 x_9 - 2 a2 a3^2 am0 - 2 a2^2 a3^2 x_4 \\
& + 2 a2^2 a3^2 x_2 + 2 a3^2 x_2 a2 a1 - \beta x_2 + \beta x2_0 + 2 a2 a3 a4 a1 x_1 \\
& - 2 a2 a3 a4 a1 x_3 - 2 a2^2 a3 a4 x_4 - a3 am0 - a3 x_9 + 2 a2 a3^2 a1 x_1 \\
& - 2 a2 a3^2 a1 x_3 - 2 a2 a3^2 am1 x_1 - 2 a3 \beta a1 x_1 + 2 a3 \beta a1 x_3 - 2 a3 \beta a2 x_2 \\
& + 2 a3 \beta a2 x_4 + 2 a3 \beta am1 x_1 + 2 a2^2 a3 a4 x_2 - a2^2 a3^3 am0 + a3^2 am1 x_9 \\
& + a3^2 am1 am0 + a2^3 a3^3 x_2 - a2^3 a3^3 x_4 + a3^2 am1^2 x_1 + a1^2 a3^2 x_1 - a1^2 a3^2 x_3 \\
& - a2^2 a3^3 x_9 - a1 a3^2 x_9 + a3^2 k x_9 + a3^2 k am0 - a1 a3^2 am0 - 2 a3 x_2 am1 \\
& - x_5 a2 a3 a5 x6_0 a4 + 2 a3 x_2 a2 a4 a1 + a7 a2 a3 a5^2 x6_0 a4 x_4 x_6 \\
& + a7 a2 a3 a5 x6_0 a4 a6 x_5 - a3^2 \beta a2 a1 x_1 + a3^2 \beta a2 a1 x_3 + a3^2 \beta a2 am1 x_1 \\
& + 2 a2^2 a3^2 a4 a1 x_1 - 2 a2^2 a3^2 a4 a1 x_3 - a2^2 a3^2 a4 am1 x_1 - 2 a3 a4 a1 a2 x_4 \\
& - a3 a4 \beta a2^2 x_2 - a3^2 a4 a2^2 a5 x_5 x_6 - a3 a4^2 a2^2 a5 x_5 x_6 + a3 a4 \beta a2 a5 x_5 x_6 \\
& + a3 a4^2 a2^2 a1 x_1 - a3 a4^2 a2^2 a1 x_3 - a3 a4 \beta a2 a1 x_1 + a3 a4 \beta a2 a1 x_3 \\
& - a3 a4 a1 a5 x_5 x_6 - a3 a4 a2 a5 x_5 x_6 + a3 a4 \beta a2^2 x_4 + a1 a3 x_4 \beta \\
& - 2 a3^2 x_2 a2 am1 - a3 x_2 \beta a1 + a3 x_2 \beta am1 + a3 k \beta x_2 - a3 k \beta x2_0 \\
& - 2 a3^2 k a2 x_2 + a3^2 k a2 x2_0 - a3^2 k a1 x_1 + a3^2 k a1 x_3 + a3^2 k a2 x_4 \\
& + a3^2 k am1 x_1 + a2^2 a3^3 a1 x_1 - a2^2 a3^3 a1 x_3 - a2^2 a3^3 am1 x_1 - a3^2 \beta a2^2 x_2 \\
& + a3^2 \beta a2^2 x_4 + 2 a2^3 a3^2 a4 x_2 - 2 a2^3 a3^2 a4 x_4 - 2 a3^2 am1 a1 x_1 \\
& + a3^2 am1 a1 x_3 + a3^2 am1 a2 x_4 - 2 a1 a3^2 a2 x_4 + a3^2 \beta a2 am0 + a3^2 \beta a2 x_9 \\
& - a2^2 a3^2 a4 am0 - a2^2 a3^2 a4 x_9 - a3 a4^2 a2^3 x_4 + a3 a4^2 a2^3 x_2 + a3 a4 a1^2 x_1 \\
& - a3 a4 a1^2 x_3 + 2 a3 x_2 a1) / (a2 a3 a5 x6_0 a4 a7)
\end{aligned}$$

$$eq5 := T2 (-(a8 a9 - 1) (x_8 - a8 x_6) + (a10 u_2 - x_8) a11) + x_8 - \frac{a8 x_6 a9 - x_6 + x6_0}{a9}$$

Закон управления

> $u[1] := \text{solve}(eq4=0, u[1]) ; u[2] := \text{solve}(eq5=0, u[2]) ;$

$$\begin{aligned}
 u_1 := & -(2 a1 a3 x_4 + a3 aml x_1 + a3 a2 x_4 - a3 a2 x_2 + a3 a1 x_3 - a3 a1 x_1 - 2 a3 k x2_0 \\
 & + 2 a3 k x_2 - 2 a3 \beta x_9 - 2 a3 \beta am0 + 2 a2 a3^2 x_9 + 2 a2 a3^2 am0 + 2 a2^2 a3^2 x_4 \\
 & - 2 a2^2 a3^2 x_2 - 2 a3^2 x_2 a2 a1 + \beta x_2 - \beta x2_0 - 2 a2 a3 a4 a1 x_1 \\
 & + 2 a2 a3 a4 a1 x_3 + 2 a2^2 a3 a4 x_4 + a3 am0 + a3 x_9 - 2 a2 a3^2 a1 x_1 \\
 & + 2 a2 a3^2 a1 x_3 + 2 a2 a3^2 aml x_1 + 2 a3 \beta a1 x_1 - 2 a3 \beta a1 x_3 + 2 a3 \beta a2 x_2 \\
 & - 2 a3 \beta a2 x_4 - 2 a3 \beta aml x_1 - 2 a2^2 a3 a4 x_2 + a2^2 a3^3 am0 - a3^2 aml x_9 \\
 & - a3^2 aml am0 - a2^3 a3^3 x_2 + a2^3 a3^3 x_4 - a3^2 aml^2 x_1 - a1^2 a3^2 x_1 + a1^2 a3^2 x_3 \\
 & + a2^2 a3^3 x_9 + a1 a3^2 x_9 - a3^2 k x_9 - a3^2 k am0 + a1 a3^2 am0 + 2 T1 a3 a2^3 a4^2 x_4 \\
 & + 2 T1 a3^2 a1 am0 - 2 T1 a3^2 k am0 - 2 T1 a3^2 k x_9 + 2 T1 a3^2 a1 x_9 + T1 a3 a1 x_4 \\
 & + T1 a3^4 a2^3 am0 + T1 a3^2 a1^2 x_4 + T1 a3^2 k^2 x2_0 + T1 a3^2 a2 am0 \\
 & - T1 a3 \beta am0 - T1 a3 \beta x_9 + 2 T1 a3^3 a2^2 x_9 + 2 T1 a3^2 a1^2 x_3 - 2 T1 a3^2 a1^2 x_1 \\
 & - 2 T1 a3^2 aml^2 x_1 + 2 T1 a3^3 a2^3 x_4 - 2 T1 a3^3 a2^3 x_2 + T1 a3 k x_2 - T1 a3 k x2_0 \\
 & - 2 T1 a3^2 aml am0 - T1 a3^2 a2^2 x_2 - 2 T1 a3^2 aml x_9 + T1 a3^4 a2^4 x_4 \\
 & - T1 a3^4 a2^4 x_2 - T1 a3^2 x_2 a1^2 - T1 a3^2 x_2 aml^2 + 2 T1 a3^3 a2^2 am0 \\
 & + T1 a3^2 a2^2 x_4 + T1 a3 x_2 aml - T1 a3 x_2 a1 - T1 a3^2 k^2 x_2 + T1 a3^2 a2 x_9 \\
 & + T1 a3^4 a2^3 x_9 + x_7 a7 a2 a3 a5 x6_0 a4 - T1 a3 \beta aml x_1 - T1 a3 \beta a1 x_3 \\
 & + T1 a3 \beta a2 x_2 - T1 a3 \beta a2 x_4 - T1 a3 a4 a2^2 x_2 + T1 a3 \beta a1 x_1 \\
 & + 2 T1 a3 a4 a1^2 x_3 + 2 T1 a3 a2 a4^2 a1 a5 x_5 x_6 - 2 T1 a3 a2^3 a4^2 x_2 \\
 & - T1 a3^2 a2 a1 x_1 + T1 a3^2 a2 a1 x_3 + T1 a3^2 a2 aml x_1 - 2 T1 a3^3 a2 aml x_9 \\
 & + T1 a3 a1^2 x_4 a4 + T1 a3^2 k \beta a2 x2_0 - T1 a3^2 k a2^2 a4 x2_0 \\
 & + T1 a3 a7 a2^2 a5^2 x6_0 a4^2 x_6 x_2 - T1 a3 a7 a2^2 a5^2 x6_0 a4^2 x_6 x_4 \\
 & - T1 a3 a4^2 \beta a2^2 a5 x_5 x_6 + T1 a3 a4^2 \beta a2^2 a1 x_1 - T1 a3 a4^2 \beta a2^2 a1 x_3 \\
 & + 2 T1 a3^2 a2^3 a4^2 a5 x_5 x_6 + T1 a3 a4^3 a2^3 a5 x_5 x_6 \\
 & - T1 a3 a7 a2 a5^3 x6_0 a4^2 x_6^2 x_5 + T1 a3 a7 a2 a5^2 x6_0 a4^2 x_6 a1 x_1 \\
 & - T1 a3 a7 a2 a5^2 x6_0 a4^2 x_6 a1 x_3 + 2 T1 a3 a2^2 a4^2 a5 x_5 x_6 \\
 & - T1 a3 a4 \beta a1 a5 x_5 x_6 - T1 a3^2 a4 k a2 a5 x_5 x_6 + T1 a3^2 a4 k a2 a1 x_1 \\
 & - T1 a3^2 a4 k a2 a1 x_3 - T1 a3^2 a4 \beta a2^2 a5 x_5 x_6 - T1 a3^2 a4 a2 aml a5 x_5 x_6
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& - T1 a^3 a^2 a_4 a_2 a m_1 a_1 x_3 + 2 T1 a^3 a^2 a_4 a_2 a_1 a_5 x_5 x_6 + T1 a^3 a^3 a_4 a_2^3 a_5 x_5 x_6 \\
& + 2 T1 a^3 a^2 a_4 k a_2^2 x_2 - T1 a^3 a^2 a_4 k a_2^2 x_4 - T1 a^3 a^2 a_4 a_2^2 a m_1 x_4 \\
& + 2 T1 a^3 a^2 a_4 a_2^2 a_5 x_5 x_6 - 2 T1 a_3 a_4 \beta a_2 a_5 x_5 x_6 + 2 T1 a_3 a_4 \beta a_2 a_1 x_1 \\
& - 2 T1 a_3 a_4 \beta a_2 a_1 x_3 + 2 T1 a_3 a_4 a_1 a_5 x_5 x_6 + T1 a_3 a_4 a_2 a_5 x_5 x_6 \\
& + T1 a_3 a_5 a_4 a_7 a_2 x_{6_0} x_7 - T1 a_3 a_5^2 a_4 a_7 a_2 x_{6_0} x_4 x_6 \\
& - T1 a_3 a_5 a_4 a_7 a_2 x_{6_0} a_6 x_5 - T1 a_3 a_5 a_4 a_7^2 a_2 x_{6_0} a_6 x_7 \\
& + T1 a_3 a_5^2 a_4 a_7^2 a_2 x_{6_0} a_6 x_4 x_6 + T1 a_3 a_5 a_4 a_7^2 a_2 x_{6_0} a_6^2 x_5 \\
& + T1 a^3 a^2 a_5 a_4 a_7 a_2^2 x_6 x_7 - T1 a^3 a^2 a_5^2 a_4 a_7 a_2^2 x_6^2 x_4 \\
& - T1 a^3 a^2 a_5 a_4 a_7 a_2^2 x_6 a_6 x_5 + T1 a_3 a_5 a_4^2 a_7 a_2^2 x_6 x_7 \\
& - T1 a_3 a_5^2 a_4^2 a_7 a_2^2 x_6^2 x_4 - T1 a_3 a_5 a_4^2 a_7 a_2^2 x_6 a_6 x_5 \\
& - T1 a_3 a_5 a_4 a_7 \beta a_2 x_6 x_7 + T1 a_3 a_5^2 a_4 a_7 \beta a_2 x_6^2 x_4 \\
& + T1 a_3 a_5 a_4 a_7 \beta a_2 x_6 a_6 x_5 + T1 a_3 a_5 a_4 a_7 a_1 x_6 x_7 \\
& - T1 a_3 a_5^2 a_4 a_7 a_1 x_6^2 x_4 - T1 a_3 a_5 a_4 a_7 a_1 x_6 a_6 x_5 + T1 a_3 a_5 a_4 a_7 a_2 x_6 x_7 \\
& - T1 a_3 a_5^2 a_4 a_7 a_2 x_6^2 x_4 - T1 a_3 a_5 a_4 a_7 a_2 x_6 a_6 x_5 \\
& - T1 a_3 a_5^2 a_4 a_9 a_7 a_2 x_{6_0} x_4 x_8 + T1 a_3 a_5^2 a_4 a_9 a_7 a_2 x_{6_0} x_4 a_8 x_6 \\
& + T1 a^3 a^2 a_5 a_4 a_9 a_2^2 x_5 x_8 - T1 a^3 a^2 a_5 a_4 a_9 a_2^2 x_5 a_8 x_6 \\
& + T1 a_3 a_5 a_4^2 a_9 a_2^2 x_5 x_8 - T1 a_3 a_5 a_4^2 a_9 a_2^2 x_5 a_8 x_6 \\
& - T1 a_3 a_5 a_4 a_9 \beta a_2 x_5 x_8 + T1 a_3 a_5 a_4 a_9 \beta a_2 x_5 a_8 x_6 \\
& + T1 a_3 a_5 a_4 a_9 a_1 x_5 x_8 - T1 a_3 a_5 a_4 a_9 a_1 x_5 a_8 x_6 + T1 a_3 a_5 a_4 a_9 a_2 x_5 x_8 \\
& - T1 a_3 a_5 a_4 a_9 a_2 x_5 a_8 x_6 - 2 T1 a_3 a_1 x_4 a_4 \beta a_2 - T1 a^3 \beta a_2^2 a m_1 x_1 \\
& - 3 T1 a^3 a^2 a^3 a_4 a_1 x_1 + 3 T1 a^3 a^2 a^3 a_4 a_1 x_3 + 2 T1 a^3 a^2 a^3 a_4 a m_1 x_1 \\
& - 3 T1 a^3 a^2 a_4^2 a_2^3 a_1 x_1 + 3 T1 a^3 a^2 a_4^2 a_2^3 a_1 x_3 + T1 a^3 a^2 a_4^2 a_2^3 a m_1 x_1 \\
& + 2 T1 a^3 a^2 a_2 a_4 a_1 a m_0 + 2 T1 a^3 a^2 a_2 a_4 a_1 x_9 - T1 a^3 a^2 a_4 \beta a_2^2 a m_0 \\
& - T1 a^3 a^2 \beta a_1 a m_0 - T1 a^3 a^2 \beta a_1 x_9 + T1 a^3 a^2 \beta a m_1 a m_0 + T1 a^3 a^2 \beta a m_1 x_9 \\
& + T1 a^3 a^2 k \beta a m_0 + T1 a^3 a^2 k \beta x_9 - 2 T1 a^3 a^3 k a_2 a m_0 - 2 T1 a^3 a^3 k a_2 x_9 \\
& - T1 a^3 a^3 \beta a_2^2 a m_0 - T1 a^3 a^3 \beta a_2^2 x_9 + 2 T1 a^3 a^3 a_2^3 a_4 a m_0 + 2 T1 a^3 a^3 a_2^3 a_4 x_9 \\
& + T1 a^3 a^2 a_4^2 a_2^3 a m_0 + T1 a^3 a^2 a_4^2 a_2^3 x_9 + 4 T1 a_3 a_1 x_4 a_2 a_4
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + 3 Tl a3 a1 x_4 a4^2 a2^2 - Tl a3^2 a1 x_4 k - Tl a3^2 a1 x_4 am1 \\
& - 2 Tl a3 a2 a4^2 a1^2 x_1 + 2 Tl a3 a2 a4^2 a1^2 x_3 + Tl a3 a4^2 \beta a2^3 x_2 \\
& - Tl a3 a4^2 \beta a2^3 x_4 - Tl a3 a4^3 a2^3 a1 x_1 + Tl a3 a4^3 a2^3 a1 x_3 \\
& - 2 Tl a3 a2^2 a4^2 a1 x_1 + 2 Tl a3 a2^2 a4^2 a1 x_3 + Tl a3 a4 a2 a1 x_3 \\
& + 2 Tl a3 a4 \beta a2^2 x_2 - Tl a3 a4 \beta a1^2 x_3 + Tl a3 a4 \beta a1^2 x_1 - Tl a3 a4 a2 a1 x_1 \\
& - 2 Tl a3 a4 \beta a2^2 x_4 - 2 Tl a3^2 k a2 x2_0 + Tl a3^2 k am1 x2_0 \\
& - Tl a3^3 k a2^2 x2_0 - Tl a3^2 k a1 x2_0 - Tl a3^2 a4 \beta a2^2 x_9 - 2 Tl a3 x_2 \beta am1 \\
& + 2 Tl a3 x_2 \beta a1 - Tl a3 x_2 a4 a1^2 - 2 Tl a3 a1 x_4 \beta + 2 Tl a3 k \beta x2_0 \\
& - 2 Tl a3 k \beta x_2 + 2 Tl a3^2 \beta a2 a1 x_1 - 2 Tl a3^2 \beta a2 a1 x_3 \\
& - 2 Tl a3^2 \beta a2 am1 x_1 - 4 Tl a3^2 a2^2 a4 a1 x_1 + 4 Tl a3^2 a2^2 a4 a1 x_3 \\
& + 2 Tl a3^2 a2^2 a4 am1 x_1 - 4 Tl a3 x_2 a2 a4 a1 - 3 Tl a3 x_2 a4^2 a2^2 a1 \\
& + 2 Tl a3^2 x_2 k a1 - 2 Tl a3^2 x_2 k am1 - 3 Tl a3^3 x_2 a2^2 a1 + 3 Tl a3^3 x_2 a2^2 am1 \\
& + 2 Tl a3^2 x_2 am1 a1 - 2 Tl a3^3 a2 a1^2 x_1 + 2 Tl a3^3 a2 a1^2 x_3 \\
& + 3 Tl a3^3 a2^2 a1 x_4 - Tl a3^4 a2^3 a1 x_1 + Tl a3^4 a2^3 a1 x_3 + Tl a3^4 a2^3 am1 x_1 \\
& - 2 Tl a3^3 a2^2 am1 x_4 - 2 Tl a3^3 a2 am1^2 x_1 + Tl a3^2 \beta a1^2 x_1 - Tl a3^2 \beta a1^2 x_3 \\
& + Tl a3^2 \beta am1^2 x_1 + 3 Tl a3^3 k a2^2 x_2 - 2 Tl a3^3 k a2^2 x_4 + Tl a3^3 \beta a2^3 x_2 \\
& - Tl a3^3 \beta a2^3 x_4 - 3 Tl a3^3 a2^4 a4 x_2 + 3 Tl a3^3 a2^4 a4 x_4 - 3 Tl a3^2 a4^2 a2^4 x_2 \\
& + 3 Tl a3^2 a4^2 a2^4 x_4 + 2 Tl a3^3 a2 a1 am0 + 2 Tl a3^3 a2 a1 x_9 \\
& - 2 Tl a3^3 a2 am1 am0 + 2 Tl a3^2 k a1 x_1 - 2 Tl a3^2 k a1 x_3 + 4 Tl a3^2 k a2 x_2 \\
& - 2 Tl a3^2 k a2 x_4 - 2 Tl a3^2 k am1 x_1 - 2 Tl a3^3 a2^2 a1 x_1 + 2 Tl a3^3 a2^2 a1 x_3 \\
& + 2 Tl a3^3 a2^2 am1 x_1 + 2 Tl a3^2 \beta a2^2 x_2 - 2 Tl a3^2 \beta a2^2 x_4 - 4 Tl a3^2 a2^3 a4 x_2 \\
& + 4 Tl a3^2 a2^3 a4 x_4 + 4 Tl a3^2 am1 a1 x_1 - 2 Tl a3^2 am1 a1 x_3 \\
& + 4 Tl a3^2 am1 a2 x_2 - 2 Tl a3^2 am1 a2 x_4 - 4 Tl a3^2 a1 a2 x_2 + 4 Tl a3^2 a1 a2 x_4 \\
& - 2 Tl a3^2 \beta a2 am0 - 2 Tl a3^2 \beta a2 x_9 + 2 Tl a3^2 a2^2 a4 am0 \\
& + 2 Tl a3^2 a2^2 a4 x_9 - Tl a3 x_7 a11 a7 a2 a5 x6_0 a4 + 2 Tl a3^2 x_2 \beta a2 a1 \\
& - 2 Tl a3^2 x_2 \beta a2 am1 - 6 Tl a3^2 x_2 a2^2 a4 a1 + 2 Tl a3^2 x_2 a2^2 a4 am1 \\
& + 2 Tl a3 x_2 a4 \beta a2 a1 + 4 Tl a3^3 a2 a1 am1 x_1 - 4 Tl a3^2 a2 a4 a1^2 x_1
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + 4 T1 a3^2 a2 a4 a1^2 x_3 + 6 T1 a3^2 a2^2 a4 a1 x_4 + 3 T1 a3^2 a2 a4 a1 am1 x_1 \\
& + 2 T1 a3^2 a4 \beta a2^2 a1 x_1 - 2 T1 a3^2 a4 \beta a2^2 a1 x_3 + 2 T1 a3^2 a4 \beta a2^3 x_2 \\
& - 2 T1 a3^2 a4 \beta a2^3 x_4 - T1 a3^2 a4 \beta a2^2 am1 x_1 - 2 T1 a3^3 a2 am1 a1 x_3 \\
& - 2 T1 a3^2 \beta a1 a2 x_4 - 2 T1 a3^2 \beta a1 am1 x_1 + T1 a3^2 \beta am1 a1 x_3 \\
& + T1 a3^2 \beta am1 a2 x_4 - T1 a3^2 k \beta a1 x_1 + T1 a3^2 k \beta a1 x_3 - 2 T1 a3^2 k \beta a2 x_2 \\
& + T1 a3^2 k \beta a2 x_4 + T1 a3^2 k \beta am1 x_1 + 2 T1 a3^3 k a2 a1 x_1 - 2 T1 a3^3 k a2 a1 x_3 \\
& - 2 T1 a3^3 k a2 am1 x_1 + T1 a3^3 \beta a2^2 a1 x_1 - T1 a3^3 \beta a2^2 a1 x_3 \\
& - 2 T1 a3 a4 a1^2 x_1 - T1 a3 a4^3 a2^4 x_2 + T1 a3 a4 a2^2 x_4 + 2 a3 x_2 am1 \\
& + x_5 a2 a3 a5 x6_0 a4 - 2 a3 x_2 a2 a4 a1 - a7 a2 a3 a5^2 x6_0 a4 x_4 x_6 \\
& - a7 a2 a3 a5 x6_0 a4 a6 x_5 + a3^2 \beta a2 a1 x_1 - a3^2 \beta a2 a1 x_3 - a3^2 \beta a2 am1 x_1 \\
& - 2 a2^2 a3^2 a4 a1 x_1 + 2 a2^2 a3^2 a4 a1 x_3 + a2^2 a3^2 a4 am1 x_1 + 2 a3 a4 a1 a2 x_4 \\
& + a3 a4 \beta a2^2 x_2 + a3^2 a4 a2^2 a5 x_5 x_6 + a3 a4^2 a2^2 a5 x_5 x_6 - a3 a4 \beta a2 a5 x_5 x_6 \\
& - a3 a4^2 a2^2 a1 x_1 + a3 a4^2 a2^2 a1 x_3 + a3 a4 \beta a2 a1 x_1 - a3 a4 \beta a2 a1 x_3 \\
& + a3 a4 a1 a5 x_5 x_6 + a3 a4 a2 a5 x_5 x_6 - a3 a4 \beta a2^2 x_4 - a1 a3 x_4 \beta \\
& + 2 a3^2 x_2 a2 am1 + a3 x_2 \beta a1 - a3 x_2 \beta am1 - a3 k \beta x_2 + a3 k \beta x2_0 \\
& + 2 a3^2 k a2 x_2 - a3^2 k a2 x2_0 + a3^2 k a1 x_1 - a3^2 k a1 x_3 - a3^2 k a2 x_4 \\
& - a3^2 k am1 x_1 - a2^2 a3^3 a1 x_1 + a2^2 a3^3 a1 x_3 + a2^2 a3^3 am1 x_1 + a3^2 \beta a2^2 x_2 \\
& - a3^2 \beta a2^2 x_4 - 2 a2^3 a3^2 a4 x_2 + 2 a2^3 a3^2 a4 x_4 + 2 a3^2 am1 a1 x_1 \\
& - a3^2 am1 a1 x_3 - a3^2 am1 a2 x_4 + 2 a1 a3^2 a2 x_4 - a3^2 \beta a2 am0 - a3^2 \beta a2 x_9 \\
& + a2^2 a3^2 a4 am0 + a2^2 a3^2 a4 x_9 + a3 a4^2 a2^3 x_4 - a3 a4^2 a2^3 x_2 - a3 a4 a1^2 x_1 \\
& + a3 a4 a1^2 x_3 + T1 a3 a4^3 a2^4 x_4 - 2 a3 x_2 a1)/(a7 a2 a3 a5 x6_0 a4 T1 a10 a11) \\
u_2 := & (T2 a9^2 a8 x_8 - T2 a9^2 a8^2 x_6 - T2 a9 x_8 + T2 a9 a8 x_6 + T2 a9 x_8 a11 - x_8 a9 \\
& + a8 x_6 a9 - x_6 + x6_0)/(a9 T2 a10 a11)
\end{aligned}$$

Приложение Е

Листинг программы Maple 6 для синергетического синтеза электромеханического осциллятора на базе асинхронного двигателя (пример 3.3)

Модель

```
> f[1]:=x[2]; f[2]:=(a1*x[3]*x[5]-ms)*a2;
f[3]:=-a3*x[3]+a4*x[4];
f[4]:=-a5*x[4]+a6*x[2]*x[5]+a7*x[5]^2/x[3]+a8*x[3]+bb*u1;
f[5]:=-a5*x[5]-a6*x[2]*x[4]-a7*x[4]*x[5]/x[3]-a9*x[2]*x[3]+bb*u2;
f[6]:=(mu[1]-x[6]^2-x[7]^2)*x[6]+mu[2]*x[7];
f[7]:=(mu[1]-x[6]^2-x[7]^2)*x[7]-mu[2]*x[6];
```

$$f_1 := x_2$$

$$f_2 := (a1 x_3 x_5 - ms) a2$$

$$f_3 := -a3 x_3 + a4 x_4$$

$$f_4 := -a5 x_4 + a6 x_2 x_5 + \frac{a7 x_5^2}{x_3} + a8 x_3 + bb u1$$

$$f_5 := -a5 x_5 - a6 x_2 x_4 - \frac{a7 x_4 x_5}{x_3} - a9 x_2 x_3 + bb u2$$

$$f_6 := (\mu_1 - x_6^2 - x_7^2) x_6 + \mu_2 x_7$$

$$f_7 := (\mu_1 - x_6^2 - x_7^2) x_7 - \mu_2 x_6$$

Процедура синергетического синтеза

Инвариантные многообразия этапа 1

```
> psi[1]:=x[4]-phi[1]; psi[2]:=x[5]-phi[2];
```

$$\psi_1 := x_4 - \phi_1$$

$$\psi_2 := x_5 - \phi_2$$

Декомпозированная система 1

```
> ff[1]:=f[1];
```

```
ff[2]:=subs(x[5]=phi[2], f[2]);
```

```
ff[3]:=subs(x[4]=phi[1], f[3]);
```

```
ff[4]:=0;
```

`ff[5]:=0; ff[6]:=f[6];ff[7]:=f[7];`

$$ff_1 := x_2$$

$$ff_2 := (a1 x_3 \phi_2 - ms) a2$$

$$ff_3 := -a3 x_3 + a4 \phi_1$$

$$ff_4 := 0$$

$$ff_5 := 0$$

$$ff_6 := (\mu_1 - x_6^2 - x_7^2) x_6 + \mu_2 x_7$$

$$ff_7 := (\mu_1 - x_6^2 - x_7^2) x_7 - \mu_2 x_6$$

Инвариантные многообразия этапа 2

`> psi[3]:=x[3]-x3_0;psi[4]:=x[2]-k*(x[1]-x[6]);`

$$\psi_3 := x_3 - x3_0$$

$$\psi_4 := x_2 - k(x_1 - x_6)$$

Функциональные уравнения этапа 2

`> eq3:=T3*sum('diff(psi[3],x[i])*ff[i]','i'=1..7)+psi[3];`

`eq4:=T4*sum('diff(psi[4],x[i])*ff[i]','i'=1..7)+psi[4];`

$$eq3 := T3(-a3 x_3 + a4 \phi_1) + x_3 - x3_0$$

$$eq4 := T4(-k x_2 + (a1 x_3 \phi_2 - ms) a2 + k((\mu_1 - x_6^2 - x_7^2) x_6 + \mu_2 x_7)) + x_2 - k(x_1 - x_6)$$

Внутренние управления

`> phi[1]:=solve(eq3=0,phi[1]);phi[2]:=solve(eq4=0,phi[2]);`

$$\phi_1 := \frac{T3 a3 x_3 - x_3 + x3_0}{T3 a4}$$

$$\phi_2 := \frac{T4 k x_2 + T4 ms a2 - T4 k x_6 \mu_1 + T4 k x_6^3 + T4 k x_6 x_7^2 - T4 k \mu_2 x_7 - x_2 + k x_1 - k x_6}{T4 a1 x_3 a2}$$

Функциональные уравнения этапа 1

`> eq1:=T1*sum('diff(psi[1],x[i])*f[i]','i'=1..7)+psi[1];`

`eq2:=T2*sum('diff(psi[2],x[i])*f[i]','i'=1..7)+psi[2];`

$$eq1 := T1 \left(-\frac{(T3 a3 - 1)(-a3 x_3 + a4 x_4)}{T3 a4} - a5 x_4 + a6 x_2 x_5 + \frac{a7 x_5^2}{x_3} + a8 x_3 + bb ul \right) + x_4 - \frac{T3 a3 x_3 - x_3 + x3_0}{T3 a4}$$

$$\begin{aligned}
 eq2 := T2 & \left(-\frac{k x_2}{T4 a1 x_3 a2} - \frac{(T4 k - 1) (a1 x_3 x_5 - ms)}{T4 a1 x_3} + \left(\right. \right. \\
 & T4 k x_2 + T4 ms a2 - T4 k x_6 \mu_1 + T4 k x_6^3 + T4 k x_6 x_7^2 - T4 k \mu_2 x_7 - x_2 + k x_1 - k x_6 \\
 & \left. \left. (-a3 x_3 + a4 x_4) \right) / (T4 a1 x_3^2 a2) - a5 x_5 - a6 x_2 x_4 - \frac{a7 x_4 x_5}{x_3} - a9 x_2 x_3 \right. \\
 & \left. + bb u2 - \frac{(-T4 k \mu_1 + 3 T4 k x_6^2 + T4 k x_7^2 - k) ((\mu_1 - x_6^2 - x_7^2) x_6 + \mu_2 x_7)}{T4 a1 x_3 a2} \right) \\
 & - \frac{(2 T4 k x_6 x_7 - T4 k \mu_2) ((\mu_1 - x_6^2 - x_7^2) x_7 - \mu_2 x_6)}{T4 a1 x_3 a2} \Bigg) + x_5 - \frac{T4 k x_2 + T4 ms a2 - T4 k}{T4 a1 x_3 a2}
 \end{aligned}$$

Закон управления

> **u1:=solve(eq1=0,u1);u2:=solve(eq2=0,u2);**

$$\begin{aligned}
 u1 := & - (T1 T3 a3^2 x_3^2 - T1 x_3 T3 a3 a4 x_4 - T1 a3 x_3^2 + T1 x_3 a4 x_4 - T1 a5 x_4 T3 a4 x_3 \\
 & + T1 a6 x_2 x_5 T3 a4 x_3 + T1 a7 x_5^2 T3 a4 + T1 a8 x_3^2 T3 a4 + x_4 T3 a4 x_3 \\
 & - T3 a3 x_3^2 + x_3^2 - x_3 x3_0) / (T3 a4 x_3 T1 bb)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 u2 := & - (-T2 T4 k x_6^3 a3 x_3 + x_3 k x_6 - T2 k x_6 a4 x_4 + x_3 T4 k \mu_2 x_7 - x_3 k x_1 \\
 & - T2 x_3 a2 ms - T2 k x_3 x_6^3 + T2 x_2 a3 x_3 - T2 x_2 a4 x_4 - T2 k x_2 x_3 - x_3 T4 k x_2 \\
 & - x_3 T4 ms a2 - x_3 T4 k x_6^3 + x_3 x_2 + x_5 T4 a1 x_3^2 a2 + T2 x_3^2 a2 a1 x_5 \\
 & - T2 k x_1 a3 x_3 + T2 k x_1 a4 x_4 + T2 k x_6 a3 x_3 + 3 T2 k x_3 T4 x_6^5 + T2 k x_3 x_6 \mu_1 \\
 & - T2 k x_3 x_6 x_7^2 + T2 k x_3 \mu_2 x_7 - T2 a5 x_5 T4 a1 x_3^2 a2 - T2 a6 x_2 x_4 T4 a1 x_3^2 a2 \\
 & - T2 a9 x_2 x_3^3 T4 a1 a2 - T2 a7 x_4 x_5 T4 a1 x_3 a2 - T2 x_3^2 a2 T4 k a1 x_5 \\
 & + T2 x_3 a2 T4 k ms - T2 T4 k x_2 a3 x_3 + T2 T4 k x_2 a4 x_4 - T2 T4 ms a2 a3 x_3 \\
 & + T2 T4 ms a2 a4 x_4 + T2 T4 k x_6 \mu_1 a3 x_3 - T2 T4 k x_6 \mu_1 a4 x_4 + T2 T4 k x_6^3 a4 x_4 \\
 & - T2 T4 k x_6 x_7^2 a3 x_3 + T2 T4 k x_6 x_7^2 a4 x_4 + T2 T4 k \mu_2 x_7 a3 x_3 \\
 & - T2 T4 k \mu_2 x_7 a4 x_4 + T2 k x_3 T4 \mu_1^2 x_6 - 4 T2 k x_3 T4 \mu_1 x_6^3 \\
 & - 4 T2 k x_3 T4 \mu_1 x_6 x_7^2 + 2 T2 k x_3 T4 \mu_1 \mu_2 x_7 + 6 T2 k x_3 T4 x_6^3 x_7^2 \\
 & - 2 T2 k x_3 T4 x_6^2 \mu_2 x_7 + 3 T2 k x_3 T4 x_7^4 x_6 - 2 T2 k x_3 T4 x_7^3 \mu_2 \\
 & - T2 T4 k x_3 \mu_2^2 x_6 + x_3 T4 k x_6 \mu_1 - x_3 T4 k x_6 x_7^2) / (T4 a1 x_3^2 a2 T2 bb)
 \end{aligned}$$

Приложение Ж

Листинг программы Maple 6 для синергетического синтеза следящей электромеханической системы на базе асинхронного двигателя (пример 3.5)

Модель синтеза

```
> f[1]:=x[2];f[2]:=(a1*x[3]*x[5]-ms)*a2;f[3]:=-a3*x[3]+a4*x[4];
f[4]:=-a5*x[4]+a6*x[2]*x[5]+a4*x[5]^2/x[3]+a7*x[3]+bb*u1; f[5]:=-
a5*x[5]-a6*x[2]*x[4]-a4*x[4]*x[5]/x[3]-a8*x[2]*x[3]+bb*u2;
f[6]:=x[7];f[7]:=0;
```

$$f_1 := x_2$$

$$f_2 := (a1 x_3 x_5 - ms) a2$$

$$f_3 := -a3 x_3 + a4 x_4$$

$$f_4 := -a5 x_4 + a6 x_2 x_5 + \frac{a4 x_5^2}{x_3} + a7 x_3 + bb u1$$

$$f_5 := -a5 x_5 - a6 x_2 x_4 - \frac{a4 x_4 x_5}{x_3} - a8 x_2 x_3 + bb u2$$

$$f_6 := x_7$$

$$f_7 := 0$$

Процедура синергетического синтеза

Инвариантные многообразия этапа 1

```
> psi[1]:=x[4]-phi[1];psi[2]:=x[5]-phi[2];
```

$$\psi_1 := x_4 - \phi_1$$

$$\psi_2 := x_5 - \phi_2$$

Декомпозированная система

```
> ff[1]:=f[1];ff[2]:=subs(x[5]=phi[2],f[2]);
```

```
ff[3]:=subs(x[4]=phi[1],f[3]);ff[4]:=0;ff[5]:=0;ff[6]:=f[6];
```

```
ff[7]:=f[7];
```

$$ff_1 := x_2$$

$$ff_2 := (a1 x_3 \phi_2 - ms) a2$$

$$ff_3 := -a3 x_3 + a4 \phi_1$$

$$ff_4 := 0$$

$$ff_5 := 0$$

$$ff_6 := x_7$$

$$ff_7 := 0$$

Инвариантные многообразия этапа 2

> **psi[3] := x[3] - flux_nom; psi[4] := x[2] - k*(x[1] - x[6]);**

$$\psi_3 := x_3 - flux_nom$$

$$\psi_4 := x_2 - k(x_1 - x_6)$$

Функциональные уравнения этапа 2

> **eq3 := T3*sum('diff(psi[3], x[i])*ff[i]', 'i'=1..8)+psi[3];**

eq4 := T4*sum('diff(psi[4], x[i])*ff[i]', 'i'=1..8)+psi[4];

$$eq3 := T3(-a3 x_3 + a4 \phi_1) + x_3 - flux_nom$$

$$eq4 := T4(-k x_2 + (a1 x_3 \phi_2 - ms) a2 + k x_7) + x_2 - k(x_1 - x_6)$$

Внутренние управления

> **phi[1] := solve(eq3=0, phi[1]); phi[2] := solve(eq4=0, phi[2]);**

$$\phi_1 := \frac{T3 a3 x_3 - x_3 + flux_nom}{T3 a4}$$

$$\phi_2 := -\frac{-T4 k x_2 - T4 ms a2 + T4 k x_7 + x_2 - k x_1 + k x_6}{T4 a1 x_3 a2}$$

Функциональные уравнения этапа 1

> **eq1 := T1*sum('diff(psi[1], x[i])*f[i]', 'i'=1..7)+psi[1];**

eq2 := T2*sum('diff(psi[2], x[i])*f[i]', 'i'=1..7)+psi[2];

$$eq1 := T1 \left(-\frac{(T3 a3 - 1)(-a3 x_3 + a4 x_4)}{T3 a4} - a5 x_4 + a6 x_2 x_5 + \frac{a4 x_5^2}{x_3} + a7 x_3 + bb ul \right) + x_4 - \frac{T3 a3 x_3 - x_3 + flux_nom}{T3 a4}$$

$$\begin{aligned}
 \text{eq2} := & T2 \left(-\frac{k x_2}{T4 a1 x_3 a2} + \frac{(-T4 k + 1) (a1 x_3 x_5 - ms)}{T4 a1 x_3} \right. \\
 & - \frac{(-T4 k x_2 - T4 ms a2 + T4 k x_7 + x_2 - k x_1 + k x_6) (-a3 x_3 + a4 x_4)}{T4 a1 x_3^2 a2} - a5 x_5 \\
 & \left. - a6 x_2 x_4 - \frac{a4 x_4 x_5}{x_3} - a8 x_2 x_3 + bb u2 + \frac{k x_7}{T4 a1 x_3 a2} \right) + x_5 \\
 & + \frac{-T4 k x_2 - T4 ms a2 + T4 k x_7 + x_2 - k x_1 + k x_6}{T4 a1 x_3 a2}
 \end{aligned}$$

Закон управления

> **u1:=solve(eq1=0,u1);u2:=solve(eq2=0,u2);**

$$\begin{aligned}
 u1 := & (-T1 T3 a3^2 x_3^2 + T1 x_3 T3 a3 a4 x_4 + T1 a3 x_3^2 - T1 x_3 a4 x_4 + T1 a5 x_4 T3 a4 x_3 \\
 & - T1 a6 x_2 x_5 T3 a4 x_3 - T1 a4^2 x_5^2 T3 - T1 a7 x_3^2 T3 a4 - x_4 T3 a4 x_3 + T3 a3 x_3^2 \\
 & - x_3^2 + x_3 \text{flux_nom}) / (T3 a4 x_3 T1 bb)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 u2 := & (T2 T4 ms a2 a3 x_3 - x_3 x_2 + T2 k x_2 x_3 + T2 x_3 a2 ms - T2 x_2 a3 x_3 + T2 x_2 a4 x_4 \\
 & - T2 k x_7 x_3 + x_3 T4 k x_2 + x_3 T4 ms a2 - x_3 T4 k x_7 + T2 a8 x_2 x_3^3 T4 a1 a2 \\
 & - T2 T4 k x_2 a4 x_4 - T2 T4 ms a2 a4 x_4 - T2 T4 k x_7 a3 x_3 + T2 T4 k x_7 a4 x_4 \\
 & + T2 k x_1 a3 x_3 - T2 k x_1 a4 x_4 - T2 k x_6 a3 x_3 + T2 k x_6 a4 x_4 \\
 & + T2 a5 x_5 T4 a1 x_3^2 a2 + T2 a6 x_2 x_4 T4 a1 x_3^2 a2 + T2 a4 x_4 x_5 T4 a1 x_3 a2 \\
 & - x_5 T4 a1 x_3^2 a2 + T2 x_3^2 a2 T4 k a1 x_5 - T2 x_3 a2 T4 k ms - T2 x_3^2 a2 a1 x_5 \\
 & - x_3 k x_6 + x_3 k x_1 + T2 T4 k x_2 a3 x_3) / (T4 a1 x_3^2 a2 T2 bb)
 \end{aligned}$$

Приложение И

Листинг программы Maple 6 для синергетического синтеза алгоритма энергосберегающего управления электромеханической системой с асинхронным двигателем (оптимизация поперечной составляющей тока статора)

Модель

```
> f[1]:=a1*x[2]*x[4]-a2*ms; f[2]:=-a4*x[2]+a3*x[3]; f[3]:=-
a5*x[3]+a7*x[4]*x[1]+a4*a6*x[2]+a3*x[4]^2/x[2]+bb*u[1]; f[4]:=-
a5*x[4]-a7*x[3]*x[1]-a6*a7*x[2]*x[1]-a3*x[4]/x[2]*x[3]+bb*u[2];
```

$$f_1 := a1 x_2 x_4 - a2 ms$$

$$f_2 := -a4 x_2 + a3 x_3$$

$$f_3 := -a5 x_3 + a7 x_4 x_1 + a4 a6 x_2 + \frac{a3 x_4^2}{x_2} + bb u_1$$

$$f_4 := -a5 x_4 - a7 x_3 x_1 - a6 a7 x_2 x_1 - \frac{a3 x_4 x_3}{x_2} + bb u_2$$

Процедура синергетического синтеза

Инвариантные многообразия этапа 1

```
> psi[1]:=x[3]-phi[1]; psi[2]:=x[4]-iy_opt;
```

$$\psi_1 := x_3 - \phi_1$$

$$\psi_2 := x_4 - iy_{opt}$$

Декомпозированная система

```
> ff[1]:=subs(x[3]=phi[1],x[4]=iy_opt,f[1]);
```

```
ff[2]:=subs(x[3]=phi[1],x[4]=iy_opt,f[2]);
```

$$ff_1 := a1 x_2 iy_{opt} - a2 ms$$

$$ff_2 := -a4 x_2 + a3 \phi_1$$

Инвариантное многообразие этапа 2

```
> psi[3]:=ff[1]-beta1*(x[1]-x1_0);
```

$$\psi_3 := a1 x_2 iy_{opt} - a2 ms - \beta 1 (x_1 - x1_0)$$

Функциональное уравнение этапа 2

```
> eq3:=T3*sum('diff(psi[3],x[i])*ff[i]', 'i'=1..2)+psi[3];
```

$$eq3 := T3 (-\beta1 (a1 x_2 iy_{opt} - a2 ms) + a1 iy_{opt} (-a4 x_2 + a3 \phi_1)) + a1 x_2 iy_{opt} - a2 ms - \beta1 (x_1 - x1_0)$$

Внутреннее управление

> **phi [1] := solve (eq3=0, phi [1]) ;**

$$\phi_1 := (T3 \beta1 a1 x_2 iy_{opt} - T3 \beta1 a2 ms + T3 a1 iy_{opt} a4 x_2 - a1 x_2 iy_{opt} + a2 ms + \beta1 x_1 - \beta1 x1_0) / (T3 a1 iy_{opt} a3)$$

Функциональные уравнения этапа 1

> **eq1 := T1 * sum ('diff (psi [1], x [i]) * f [i]', 'i' = 1..4) + psi [1] ;**

eq2 := T2 * sum ('diff (psi [2], x [i]) * f [i]', 'i' = 1..4) + psi [2] ;

$$eq1 := T1 \left(-\frac{\beta1 (a1 x_2 x_4 - a2 ms)}{T3 a1 iy_{opt} a3} - \frac{(T3 \beta1 a1 iy_{opt} + T3 a1 iy_{opt} a4 - a1 iy_{opt}) (-a4 x_2 + a3 x_3)}{T3 a1 iy_{opt} a3} - a5 x_3 + a7 x_4 x_1 + a4 a6 x_2 + \frac{a3 x_4^2}{x_2} + bb u_1 \right) + x_3 - (T3 \beta1 a1 x_2 iy_{opt} - T3 \beta1 a2 ms + T3 a1 iy_{opt} a4 x_2 - a1 x_2 iy_{opt} + a2 ms + \beta1 x_1 - \beta1 x1_0) / (T3 a1 iy_{opt} a3)$$

$$eq2 := T2 \left(-a5 x_4 - a7 x_3 x_1 - a6 a7 x_2 x_1 - \frac{a3 x_4 x_3}{x_2} + bb u_2 \right) + x_4 - iy_{opt}$$

Закон управления

> **u [1] := solve (eq1=0, u [1]) ; u [2] := solve (eq2=0, u [2]) ;**

$$u_1 := -(-T1 \beta1 x_2^2 a1 x_4 + T1 \beta1 x_2 a2 ms + T1 a1 x_2^2 iy_{opt} T3 \beta1 a4 - T1 a1 x_2 iy_{opt} T3 \beta1 a3 x_3 + T1 a1 x_2^2 iy_{opt} T3 a4^2 - T1 a1 x_2 iy_{opt} T3 a4 a3 x_3 - T1 a1 x_2^2 iy_{opt} a4 + T1 a1 x_2 iy_{opt} a3 x_3 - T1 a5 x_3 T3 a1 iy_{opt} a3 x_2 + T1 a7 x_4 x_1 T3 a1 iy_{opt} a3 x_2 + T1 a4 a6 x_2^2 T3 a1 iy_{opt} a3 + T1 a3^2 x_4^2 T3 a1 iy_{opt} + x_3 T3 a1 iy_{opt} a3 x_2 - T3 \beta1 a1 x_2^2 iy_{opt} + x_2 T3 \beta1 a2 ms - T3 a1 iy_{opt} a4 x_2^2 + a1 x_2^2 iy_{opt} - x_2 a2 ms - x_2 \beta1 x_1 + x_2 \beta1 x1_0) / (T3 a1 iy_{opt} a3 x_2 T1 bb)$$

$$u_2 := \frac{T2 a5 x_4 x_2 + T2 a7 x_3 x_1 x_2 + T2 a6 a7 x_2^2 x_1 + T2 a3 x_4 x_3 - x_4 x_2 + iy_{opt} x_2}{x_2 T2 bb}$$