

Министерство образования и науки Российской Федерации  
Южно-Уральский государственный университет  
(национальный исследовательский университет)

658.382  
С365

Григорьев М. А., Бычков А.Е., Белоусов Е.В.,  
Смирнов Ю.С., Кинас С.И.

**СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ  
ДЛЯ ПИТАНИЯ СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ  
ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ И ОБЕСПЕЧЕНИЕ  
ЭЛЕКТРОБЕЗОПАСНОСТИ ПЕРСОНАЛА,  
ОБСЛУЖИВАЮЩЕГО ЭТИ УСТАНОВКИ**

МОНОГРАФИЯ

Челябинск  
Издательский центр ЮУрГУ  
2014

УДК 658.382+62-83:658.382

С365

*Одобрено  
Советом энергетического факультета*

*Рецензенты:*

д-р техн. наук, профессор Ф.Н. Сарапулов,  
д-р техн. наук, профессор А.С. Сарваров

С365      Силовые полупроводниковые преобразователи для питания синхронных реактивных электроприводов и обеспечение электробезопасности персонала, обслуживающего эти установки: монография / М.А. Григорьев, А.Е. Бычков., Е.В. Белоусов и др. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2014. – 99 с.

ISBN978-5-696-04590-0

Приводятся методы расчета и оптимизации вентильных преобразователей, ориентированных на работу в вентильных электроприводах переменного тока.

УДК 621.382+62-83:658.382

ISBN 978-5-696-04590-0

© Издательский центр ЮУрГУ, 2014

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>Введение</b> .....	<b>5</b>
<b>1. Анализ уровня развития элементной базы полупроводниковой преобразовательной техники для регулируемых электроприводов</b> .....	<b>6</b>
1.1 Техничко-экономические показатели полупроводниковой техники .....	7
1.2 Техничко-экономические показатели микропроцессорной техники .....	8
1.3. Новые типы электроприводов .....	9
<b>2. Математическая модель комплекса "система управления – полупроводниковый преобразователь"</b> .....	<b>11</b>
<b>3. Оптимизация комплекса "полупроводниковый преобразователь – двигатель"</b> .....	<b>21</b>
3.1. Постановка задачи многокритериальной оптимизации с позиции достижения предельных показателей по быстродействию и перегрузочной способности .....	21
3.2. Общая задача определения рационального соотношения затрат на активные материалы в системе "Регулируемый преобразователь – двигатель" .....	28
3.2.1. Решение задачи в системе с идеальным источником питания .....	28
3.2.2. Уточнение задачи с учетом нагрузочной диаграммы электропривода .....	32
3.2.3. Решение задачи в системе с реальным источником питания .....	35
3.4. Выбор структуры и параметров силовых цепей .....	41
3.4.1. Особенности работы электропривода при ограниченном числе фаз полупроводникового преобразователя .....	41
3.4.2. Выбор схемы силовых цепей при минимизации затрат на электропривод .....	50
3.4.3. Выбор схемы силовых цепей при минимизации электрических потерь в электроприводе .....	54
<b>4. Синтез законов управления полупроводниковыми преобразователями</b> .....	<b>59</b>
4.1. Синтез структур управления электроприводами с СРМНВ ....	64
4.1.1. Системы управления с независимым возбуждением ...	64
4.1.2. Системы управления с последовательным возбуждением .....	66
4.1.3. Системы управления с двухзонным регулированием скорости .....	67
4.1.4. Потери в электроприводах при разных законах регулирования .....	69

4.2. Особенности работы электропривода с СРМНВ на повышенных угловых скоростях .....	70
4.2.1. Структурная схема канала регулирования момента ....	71
4.2.2. Расчетные и экспериментальные ЛЧХ КРТ и КРМ.....	73
4.3. Синтез систем управления электроприводом с DTC.....	74
4.3.1. Особенности и возможности систем с DTC-управлением в синхронных реактивных электроприводах .....	74
4.3.2. Результаты теоретических и экспериментальных исследований на математических моделях и физическом макете электропривода .....	77
<b>5. Обеспечение электробезопасности при обслуживании электроустановок с синхронными реактивными электроприводами .....</b>	<b>79</b>
5.1. Анализ факторов, влияющих на уровень опасности в электроустановках с синхронными реактивными электроприводами.....	79
5.2. Организационно-технические мероприятия, обеспечивающие снижение уровня опасности поражения электрическим током....	79
<b>Заключение .....</b>	<b>80</b>
<b>Библиографический список .....</b>	<b>81</b>

## **ВВЕДЕНИЕ**

Появление новых технологий и совершенствование существующих не только повышает требования к электроприводу, но и требует реализации нового характера движения. Привычные требования к электроприводу: диапазон регулирования скорости и момента, полоса пропускания частот электропривода, энергоэффективность, – резко увеличиваются.

В настоящее время наибольший прогресс в современных регулируемых электроприводах наблюдается в приводах переменного тока и идет он за счет комплексного подхода, который учитывает особенности совместной работы полупроводникового преобразователя и электрической машины. Так, если обратить большее внимание на новые типы электрических машин и в комплексе “преобразователь – двигатель” проектировать не преобразователь под традиционный двигатель с синусоидальным напряжением на статоре, а попытаться при конструировании электропривода учесть особенности совместной работы электродвигателя с преобразователем, то можно добиться высоких результатов.

# 1. АНАЛИЗ УРОВНЯ РАЗВИТИЯ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ ДЛЯ РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Совершенствование технологии производства предъявляет новые требования к современному регулируемому электроприводу, которые могут быть обеспечены только при системном подходе к синтезу электротехнического комплекса. Этот подход требует обязательного учета совместной работы полупроводникового преобразователя и двигателя. В современной технической литературе появился новый технический термин *Converter Fed Machine*[192] (электрические машины, запитываемые от электрического преобразователя). На сегодняшний день при проектировании сформировались два основных направления.

Первое направление [5, 6, 7, 68, 83] предполагает проектирование так называемых энергосберегающих двигателей, в которые закладывается больше активной меди и электротехнической стали. За счет этого достигаются повышенные технические показатели системы, такие как КПД и  $\cos\phi$ . Электрические машины могут проектироваться для работы как от питающей сети, так и от полупроводникового преобразователя. Существенный эффект и окупаемость капитальных затрат на электропривод достигается, если график нагрузки рабочего механизма носит ровный характер, а электропривод подобран по мощности наиболее правильно. Этот подход нашел применение при проектировании систем общепромышленных механизмов с вентиляторным характером нагрузки.

Второй подход [25, 77, 85, 204 – 208] предусматривает больший учет особенностей совместной работы преобразователя и двигателя и обусловлено это тем, что в этом случае электропривод работает в тяжелых условиях эксплуатации с «рваным» характером нагрузки, либо (и) к электрооборудованию предъявляются жесткие требования по массогабаритным показателям. Добиться интенсивного использования активных материалов можно только при обязательном учете совместной работы всего комплекса. При этом такие привычные требования, как трехфазность, синусоидальность не являются обязательными. Наиболее полное использование активных материалов может быть реализовано только при учете возможностей всех компонентов электропривода и требований технологического процесса: от графика нагрузки и силовых элементов электропривода и заканчивая микропроцессорными устройствами управления.

Уровень развития современной элементной базы электропривода напрямую влияет на возможности системы и качества реализации движения рабочего органа. Принятие технических решений

жестко связано не только с техническими возможностями современной элементной базы, но и предусматривает экономическое обоснование.

## 1.1 Технико-экономические показатели полупроводниковой техники

В начале 21 века проф. Ильинский Н.Ф. отметил, что бурный рост силовой полупроводниковой техники приведет к тому, что соотношение в цене между полупроводниковым преобразователем и двигателем изменится от 1:5 к соотношению 1:1 [53]. На рис. 1.1 показаны удельные цены на полупроводниковые преобразователи с разными типами конфигурации силовой цепи. Интересен тот факт, что в диапазоне малых мощностей (до 10 кВт) мостовой преобразователь постоянного тока (Mentor II) имеет наибольшую стоимость по сравнению с преобразователями частоты (для наглядности на рис. 1.1 проведена поперечная плоскость, пересекающая стоимость других типов преобразователей частоты). В области больших мощностей (при  $P_H > 1$  МВт) лидерство по условиям наименьшей цены остается за тиристорными преобразователями. Средняя стоимость преобразователя частоты лежит в диапазоне (50–100) долларов за 1 А.

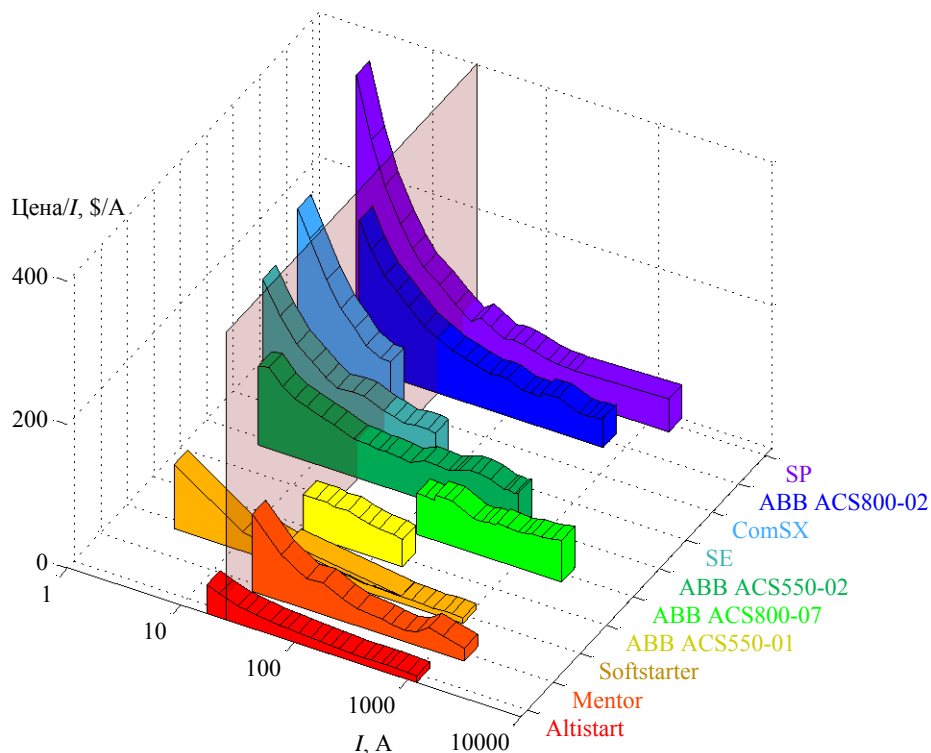


Рис. 1.1. Зависимость удельных цен на полупроводниковые преобразователи от тока и схем силовых цепей *Altistart*, *Mentor*, *Softstarter*, *ACS550-01*, *ACS800-07*, *ACS550-02*, *SE*, *ComSX*, *ACS800-02*, *UnidriveSP*

## 1.2 Техничко-экономические показатели микропроцессорной техники

Возможности полупроводниковой техники и современного электропривода значительно недоиспользовались, если бы гибкие устройства управления на базе микропроцессорных устройств управления отсутствовали или находились бы на начальной ступени развития. В современных системах электропривода применяются цифровые сигнальные процессоры, выполненные по Гарвардской архитектуре [58]. Несмотря на то, что различия между архитектурами Фон Неймана и Гарвардской постепенно исчезают, но за последней сохраняется ряд обязательных функций: аппаратная организация работы узлов ШИМ и цифровых фильтров. За счет увеличения быстродействия тактовой частоты процессора, увеличения объема памяти программ и данных, увеличения скорости доступа к системной шине данных удалось существенно снизить время расчета одного скана программы. При этом на несущих частотах до 1кГц время задержки в контуре регулирования оценивается величиной 0,1 мс. На микроконтроллеры накладываются не только функции управления, но и задачи диагностики элементов системы управления электроприводом.

Решение задач управления технологическими координатами (регулирование натяжения на станах холодной прокатки, синхронизация движения транспортных средств) может реализовываться на специальных технологических контроллерах, которые синхронизируются по быстродействующим последовательным шинам данных [197, 209]. Эти контроллеры имеют достаточный набор программных инструментов, позволяющих реализовывать соответствующие функции автоматического регулирования и управления.

В тех случаях, когда необходимо решать задачи регулирования координат электропривода по напряжению, току, электромагнитному моменту рекомендуется некоторые блоки и узлы программировать на "низком" уровне. Наиболее эффективно данная задача может быть решена на базе менее мощных, но более простых в программировании микропроцессорных систем, например, "Atmega"[14], и именно этим устройствам нужно в первую очередь отдавать предпочтение. При этом снизить время расчета скана одной программы можно за счет параллельного включения нескольких процессоров. В электроприводах, работающих в функции положения ротора, синхронизация процессоров, включенных параллельно, решается очень просто по сигналам с выхода датчика положения ротора. Реализация же сложных алгоритмов управления электроприводом (пространственной векторной ШИМ-модуляции, быстродействующих векторных систем управления электроприводами)



возможна только на базе мощных сигнальных цифровых процессоров (DSP)[206]. Примеры реализации таких сложных алгоритмов представлены и в отечественной школе электропривода [50, 58, 60].

### 1.3. Новые типы электроприводов

Новые подходы к синтезу электроприводов коснулись и “новых” типов электромеханических преобразователей. Идея и принципы работы этих типов электродвигателей были известны давно, однако реальное развитие они получили относительно недавно, только благодаря уровню развития полупроводниковой и микропроцессорной техники. Примерами таких типов электроприводов являются: усовершенствованные синхронные реактивные двигатели (СРД), вентильно-индукторные электроприводы (ВИП), синхронные реактивные электроприводы с независимым управлением по каналу возбуждения (СРМНВ).

В классических реактивных машинах удельные показатели улучшались за счет усложнения конструкции электрической машины, добиваясь максимального значения  $L_d/L_q$ [64].

В частности, совсем недавно компания АВВ заявила о выходе в свет новых энергоэффективных электроприводов на базе синхронных реактивных машин, имеющих повышенный КПД при относительно улучшенных массогабаритных показателях.

Ярким примером нетрадиционного перспективного электропривода является синхронный реактивный электропривод с независимым управлением по каналу возбуждения [85, 180, 182](*FRRM – Field Regulated Reluctance Machine*)[204, 205, 207, 208]. В этой бесконтактной машине роль обмотки возбуждения может выполнять и обмотка, размещенная на статоре, если, во-первых, ее витки располагаются в межполюсном промежутке и, во-вторых, эта обмотка имеет полный шаг. Такой двигатель работает как обращенная машина постоянного тока (рис. 1.2), ее фазные обмотки статора могут питаться как от независимых индивидуальных источников, так и от традиционных многофазных управляемых преобразователей, выполненных, например, по мостовой схеме. Так как ротор может выполняться массивным, то достигается высокая механическая жесткость вала. Двигатель может быть выполнен в том же корпусе и с тем же пакетом железа статора, что и у асинхронных двигателей, а при той же токовой линейной нагрузке статора развивает момент на 20...35% больше. Благодаря умышленному смещению физической нейтрали на край полюса двигатель может развивать большие (до 4...10 номиналов) перегрузочные моменты.

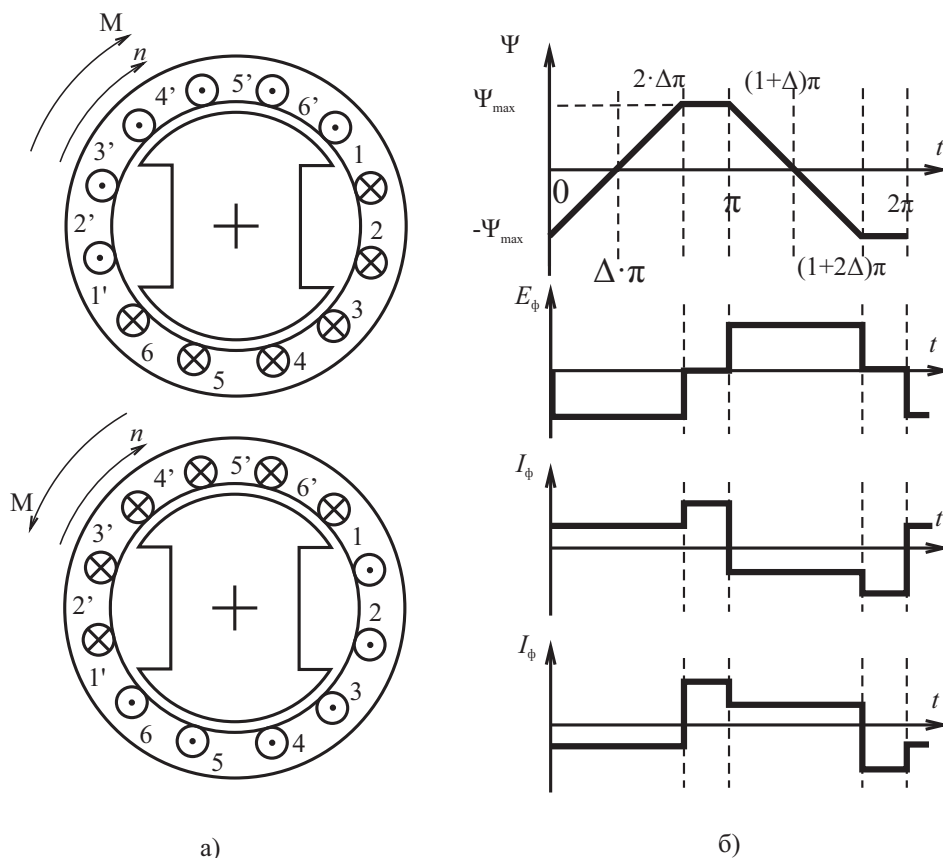


Рис. 1.2. Сечение СРМНВ (а) и идеальные диаграммы (б), поясняющие принцип работы электропривода с СРМНВ

В описываемом реактивном (с явно выраженными полюсами) двигателе при вращении ротора каждая обмотка (пара диаметрально расположенных проводников) работает попеременно или как обмотка возбуждения, или как обмотка якоря (создает вращающий момент). Токи в обмотках возбуждения, расположенных надмежполюсными промежутками ротора, и токи в якорных обмотках, расположенных над полюсами ротора, могут регулироваться независимо и переключаться в функции положения ротора. По этим обмоткам нет необходимости пропускать синусоидальный ток. Более эффективной оказывается прямоугольная форма тока, как в секциях обмотки двигателя постоянного тока. Двигатель работает как многофазный, ток и ЭДС каждой последующей фазы сдвинуты на  $\pi/m$  электрических градусов, где  $m$  – число фаз двигателя. Так, на рис.  $1.8m = 6$ .

При вращении вала реально работающего шестифазного двигателя через каждые  $30^\circ$ , соответствующие ширине его фазной зоны, происходит переключение знака тока в одной из фазных обмоток, переходящей из зоны возбуждения в зону якоря (рис. 1.2, б).

## **2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КОМПЛЕКСА “СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ – ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ”**

Современные полупроводниковые преобразователи в системах электропривода работают в ШИМ- или ЧШИМ-режимах [186, 114, 115, 178]. Учет импульсного режима работы преобразователей электрической энергии при детализированном учете работы электромеханического преобразователя энергии на основе метода конечных элементов потребовал бы 40 тыс. точек на 1 с расчетного времени при минимальной частоте ШИМ 1,5 кГц. Указанный предел на сегодняшний день не достигается даже с использованием суперкомпьютерных технологий. Поэтому в работе предлагается выполнить замену реального источника питания идеальным непрерывным. Далее будет выполнена оценка правомерности такой замены. Одновременно с этим может быть решена задача определения предельного быстродействия, достигаемого в современных полупроводниковых преобразователях частоты.

Далее примем следующие допущения:

- полупроводниковый преобразователь рассматривается как устройство, описываемое непрерывными звеньями;
- падение напряжения на полупроводниковых ключах отсутствует;
- время включения полупроводникового ключа равно нулю;
- управление полупроводниковым преобразователем осуществляется от микропроцессорного устройства с бесконечно малым временем одного скана.

Указанные допущения очень часто используют при анализе процессов в системах электроприводов [45, 49, 114, 115, 121]. Применение второго, третьего и четвертого допущений очевидно и зависит напрямую от технических характеристик современных транзисторных модулей и микропроцессорных систем управления [58, 60]. Замена же импульсного преобразователя непрерывными звеньями требует дополнительного обоснования и определения границ применимости этого допущения. Более того, если считать, что быстродействие микропроцессорной системы управления велико, то можно считать, что выполнение скана программы выполняется мгновенно, поэтому предельные возможности контура регулирования тока будут ограничены импульсными свойствами полупроводникового преобразователя и поэтому потребуют дополнительной оценки.

Для оценки правомерности замены импульсного источника питания непрерывными звеньями была разработана имитационная модель электропривода в программе *Matlab Simulink*.

На рис. 2.1 даны укрупненные блоки имитационной (математической) модели комплекса "Полупроводниковый преобразователь – линейризованная часть электропривода". Остановимся на описании наиболее принципиальных узлов, которое позволит повторить условия проведения эксперимента. Блок *Shim* задает частоту ШИМ-модуляции и является опорным для системы управления полупроводниковыми ключами *SIFU*. На блок *SIFU* подается управляющий сигнал с выхода модуля *Currentcontrol 1*, который является задающим для транзисторного преобразователя частоты *IGBTBridge*. Модуль *Transfer Function* описывает "линейную" (реально непрерывную) часть электропривода. Наблюдение за координатами электропривода выполняется на модуле *Scope2*. Модули *Fourier 1harm*, *Fourier 3harm*, *TotalHarmonicDistortion*, позволяющие методами синхронного детектирования выделить амплитуду и фазу соответственно 1-ой, 3-ей гармоник, а также результирующий коэффициент несинусоидальности.

На рис. 2.2 представлена схема силовых цепей полупроводникового преобразователя. В качестве базовой схемы выбран мостовой однофазный автономный инвертор напряжения. В случае применения  $m$ -фазного преобразователя частоты он может быть дополнен нужным количеством ( $m$ ) аналогичных узлов. На данном этапе исследования вопросы поиска рациональных схем и оптимизации количества ключей не рассматривались. С исследовательской точки зрения более интересны вопросы выбора законов управления электроприводом, включающим в себя полупроводниковые элементы и линейную (непрерывную) часть (передаточной функции *Transfer Fcn*).

Анализ широкого диапазона полупроводниковой техники (на уровне изучения технической документации и практической проверки на лабораторных макетах преобразователей частоты разных фирм), выпускаемой современными электротехническими фирмами, показал, что в большинстве из них реализуются режимы ШИМ-модуляции [197,209] и только в преобразователях частоты АВВ [177] с DTC-управлением применяется ЧШИМ-модуляция. Как правило, несущая частота ШИМ лежит в диапазоне от 1,5 до 16 кГц. Примерно в этом же диапазоне изменяется частота ЧШИМ в преобразователях ACS800, ACS880. В ряде исследований достаточно подробно рассматриваются проблемы искажения передаваемого сигнала путем сопоставления ШИМ- и ЧШИМ-модуляции для управления линейными звеньями первого порядка.

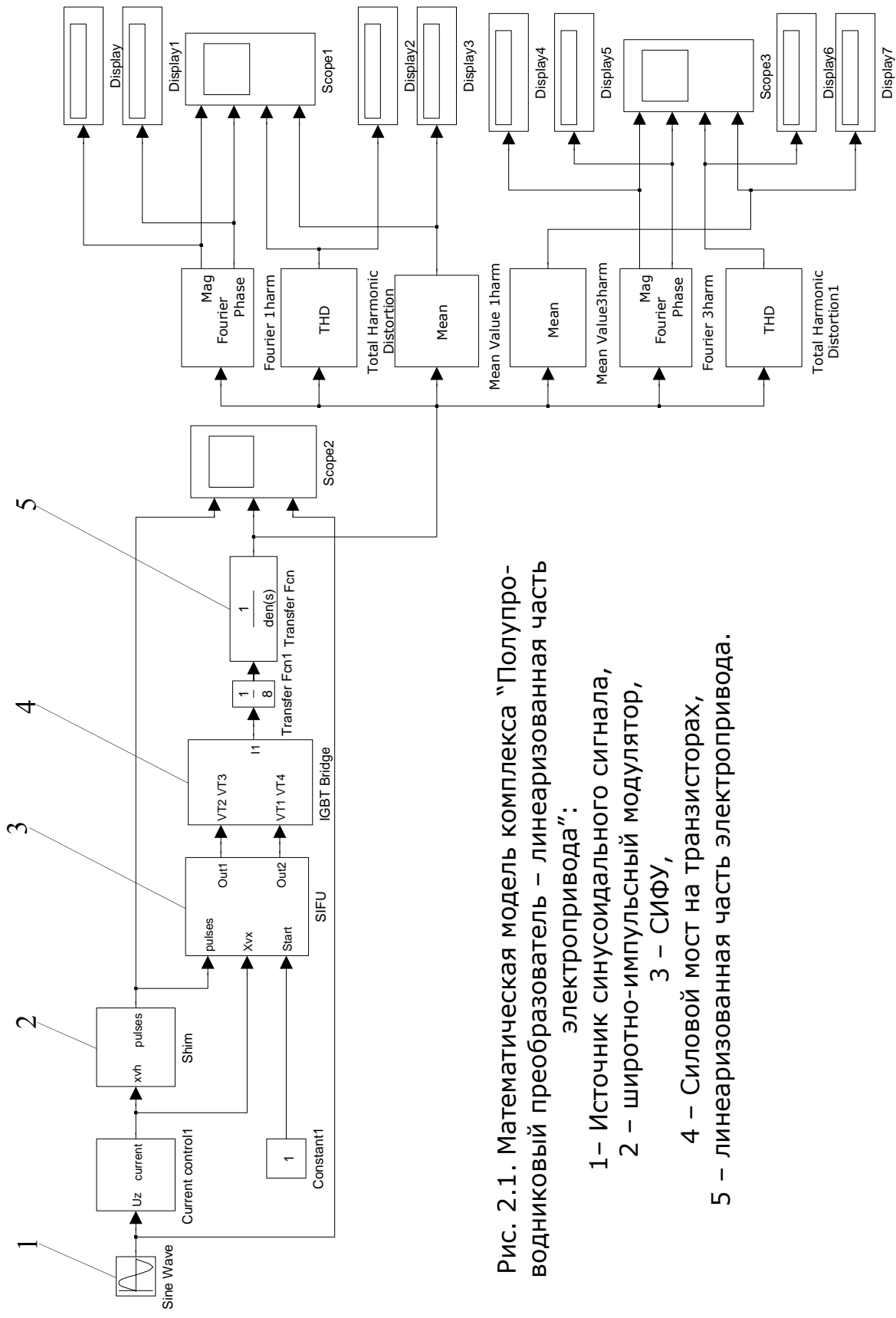


Рис. 2.1. Математическая модель комплекса "Полупроводниковый преобразователь – линейризованная часть электропривода":

- 1 – Источник синусоидального сигнала,
- 2 – широтно-импульсный модулятор,
- 3 – СИФУ,
- 4 – Силовой мост на транзисторах,
- 5 – линейризованная часть электропривода.

При этом обращается внимание на незначительные отличия этих искажений [40, 154, 155, 156, 157]. Однако, обмотка двигателя, на которую работает полупроводниковый преобразователь, в первом приближении может быть представлена передаточной функцией второго или третьего порядка, поэтому требуются дальнейшие исследования влияния импульсного характера источника питания на свойства электропривода. Более того, определение формы сигнала вблизи частоты Найквиста позволит обосновать предельное достигаемое быстродействие в электроприводах с полупроводниковыми преобразователями, работающими на несущей частоте, не равной бесконечности.

Некоторые авторы предлагают расширять полосу равномерного пропускания частот за пределы, определяемые теоремой Котельникова-Найквиста, за счет формирования упреждающих сигналов управления [2]. Такие режимы работы электропривода возможны

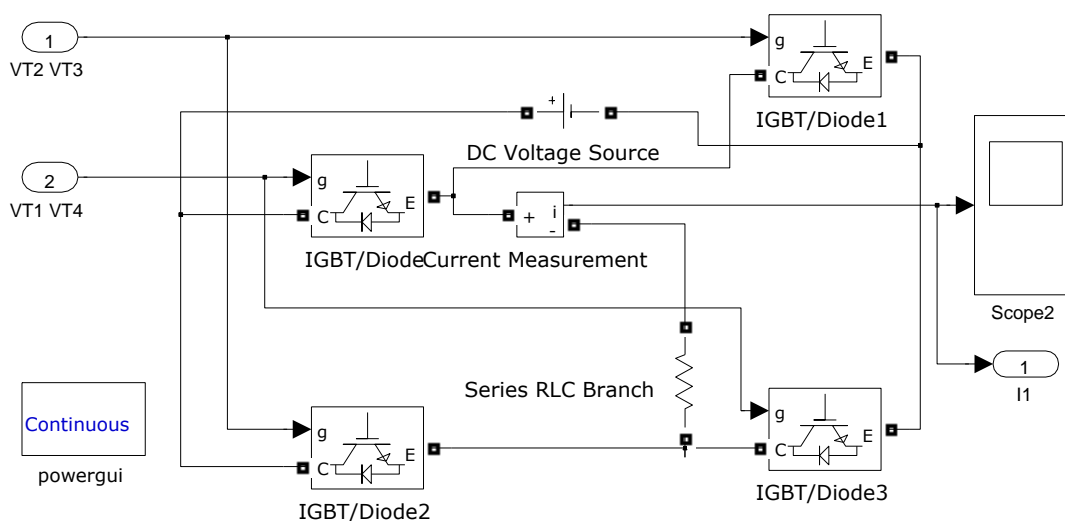


Рис. 2.2. Силовая часть полупроводникового преобразователя (*IGBT Bridge*)

только для очень малых мощностей. Автор обращает внимание на работоспособность схемы даже при двойном разбросе параметров электрической схемы, но при этом значения тока варьируются в диапазоне 10-25%, что не допускается в мощных приводах. Иными словами, работа контура регулирования тока в электроприводах за частотой Найквиста предполагает отсутствие непосредственного контроля тока в определенные моменты времени и оценку его значения по модели.

Как известно [184], любой аналоговый сигнал  $U_3(t)$ , который характеризуется конечным спектром с предельной частотой, не превышающей половину от несущей, может быть восстановлен абсолютно точно, если этот измеренный сигнал подать на фильтр (интерполяционный ряд) вида:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} U_3(n\Delta) \cdot \text{sinc}\left(\pi(t - n\Delta)\frac{\pi}{\Delta}\right), \quad (2.1)$$

где  $U_3(n\Delta)$  – отсчеты, полученные на выходе импульсного элемента с дискретой, большей в два раза максимальной частоты спектра, содержащегося в исходном измеряемом сигнале;  $\text{sinc}\left(\pi(t - n\Delta)\frac{\pi}{\Delta}\right)$  – кардинальный синус.

Продемонстрируем как “работает” теорема Котельникова в идеальном случае. Исходная формулировка теоремы может быть применена для сигналов, модулированных по амплитуде. В большинстве случаев в электроприводах преобразователи частоты модулируют сигнал по широте с фиксированной амплитудой. Поэтому для анализа процессов в системах с ШИМ-модуляцией необходим преобразователь, позволяющий модулированный по частоте сигнал преобразовать в сигнал, модулированный по амплитуде.

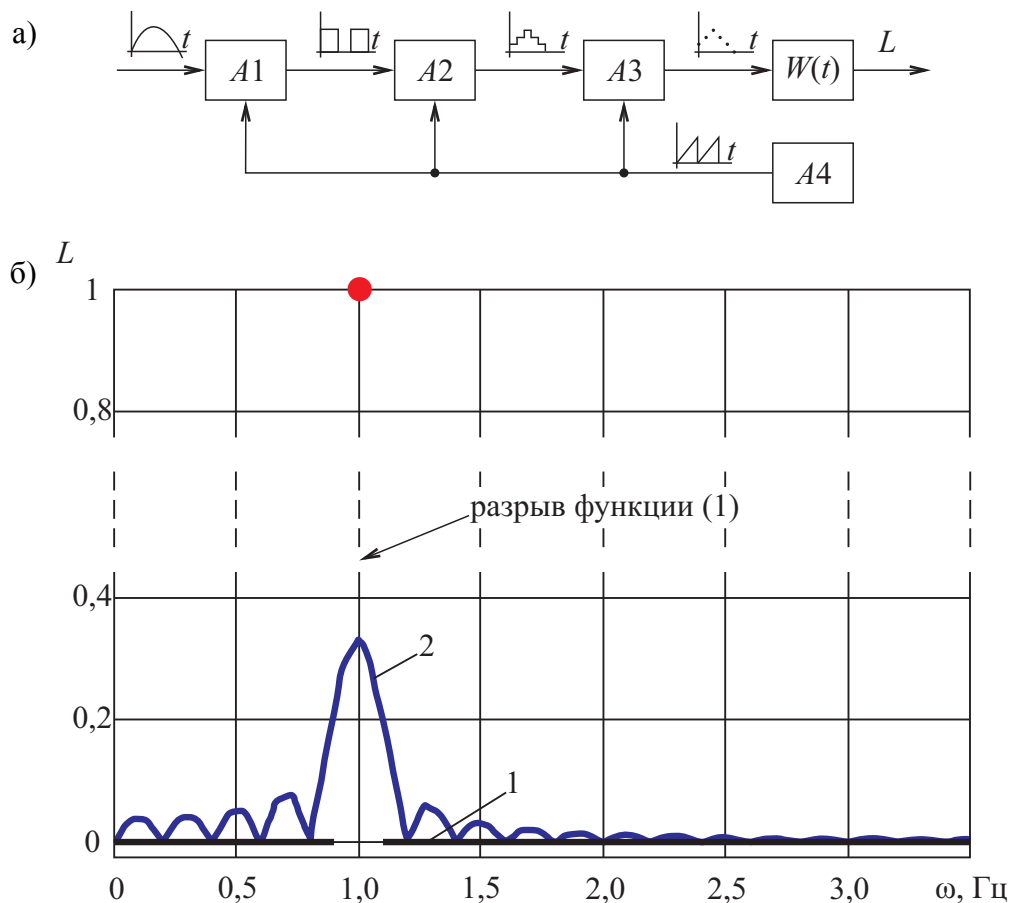


Рис. 2.3. Принцип восстановления сигнала по его отсчетам: а) функциональная схема измерения; б) примеры частотных характеристик сигналов синусоидальной формы без ограничения во времени (1) и с ограничением во времени пятью периодами (2)

На рис. 2.3, а представлена функциональная схема, которая была реализована в программе *Matlab Simulink*. Модуль  $A1$  преобразует входной непрерывный сигнал  $U_3(t)$  произвольной формы (в

нашем случае синусоидальный) в ШИМ-сигнал со скважностью импульсов, пропорциональной в каждый момент времени входному сигналу. На выходе модуля А2 (цифрового фильтра) формируется ступенчатый сигнал, каждая "ступенька" которого пропорциональна площади входного сигнала на интервале дискретизации. Модуль А3 работает в ключевом режиме и подключает выходной сигнал модуля А2 с интервалом несущей частоты. Для согласованной работы все узлы синхронизируются генератором опорного сигнала (например, пилообразной формы), формируемого на выходе модуля А4. Наконец, выходной сигнал модуля А3 подается на вход модуля с передаточной функцией  $W(t)$ , реализующей интерполяционный ряд (2.1).

Рассмотрим предельный случай, когда на вход системы подается сигнал синусоидальной формы, нефинитный сигнал [184] с частотой, равной половине от несущей. Его частотная характеристика равна единице на частоте входного сигнала  $U_3(t)$ , на всех остальных частотах она равна нулю (см. рис. 2.3, б, точка 1), а сам выходной сигнал восстанавливается абсолютно точно и равен входному сигналу  $U_3(t)$ , как это и должно быть по теореме Котельникова. Но в реальных системах финитные (ограниченные по времени сигналы) содержат высшие гармоники, которые превышают несущую. На рис. 2.3, б, кривая 2 является частотной характеристикой входного сигнала  $U_3(t)$ , финитного во времени четырьмя периодами. Как видно из рисунка, на основной частоте входного сигнала амплитуда снизилась, но появились слева и справа "хвосты" частотной характеристики. Выходной (восстановленный) сигнал содержит, кроме участка синусоиды длиной в четыре периода (от входного сигнала), еще и значения за этой границей. Таким образом, мы обобщили вывод общеизвестный вывод теоремы Котельникова на случай ШИМ-модуляции входного сигнала: входной сигнал, приближаясь к предельной частоте Найквиста, может быть абсолютно точно восстановлен только в одном (идеальном) случае, если он нефинитный и подается на вход "фильтра", реализующего функцию (2.1).

В реальных схемах электроприводов полупроводниковые преобразователи частоты подключаются к фазным обмоткам с индуктивным характером нагрузки. При работе в замкнутых системах регулирования контуры тока многофазных схем управления с большой степенью точности могут быть аппроксимированы передаточной функцией порядка не выше третьего:

$$W_{\text{лч}}(p) = \frac{1}{a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + 1}. \quad (2.2)$$

Фактически, фазная обмотка двигателя может рассматриваться как своего рода фильтр с максимальным порядком системы – три.



Наша задача заключается в том, чтобы определить поведение системы вблизи несущей частоты, когда фильтр описывается уравнением (2.2), а не как того требует теорема Котельникова – уравнением вида (2.1). Задача актуальна потому, что позволяет оценить границы допустимости применения классических законов управления к импульсным схемам. Эта граница может рассматриваться как предельное быстродействие, достигаемое в электроприводах, питаемых от полупроводниковых элементов.

Для решения поставленной задачи был проведен комплекс исследований на математической модели электропривода (см. рис. 2.4). Достоверность проводимых исследований в дальнейшем была подтверждена опытными исследованиями на реальных макетах электроприводов (см. гл. 5). Указанные исследования проводились в следующей последовательности: рассматривались системы первого, второго и третьего порядков, т.е. в передаточной функции линейной части (2.2) коэффициенты  $a_3$  и  $a_2$  в нужных ситуациях принимались равными нулю.

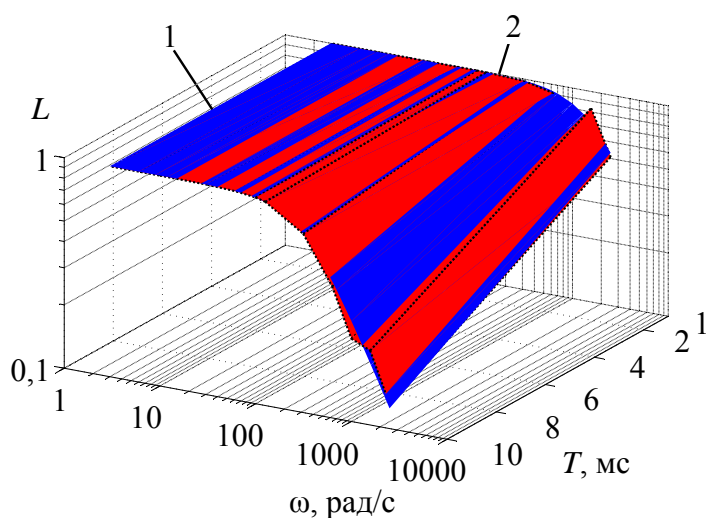


Рис. 2.4. Частотные характеристики системы, в которой линеаризованная часть электропривода представлена звеном первого порядка: 1 – идеальная; 2 – экспериментальная

Наибольший интерес представляют частотные характеристики системы, когда линейная часть имела второй и третий порядок, при этом выбором соотношений обобщенных параметров системы  $a_1, a_2, a_3$  варьировались амплитуда и положение резонансного максимума относительно несущей частоты. На рис. 2.4, 2.5 и 2.6 даны результаты исследований для отдельно взятой частоты резонансного максимума. Здесь поверхности 2 (красным фоном) частотных характеристик электропривода зависят от частоты те-

стового сигнала  $\omega$  и постоянной времени апериодического звена  $T$  (для рис. 2.4) или показателя колебательности  $m$  (для рис. 2.5, 2.6), пропорционального амплитуде резонансного максимума. Во всех случаях несущая частота была фиксирована и равна 0,5 кГц. На рис. 2.5 и 2.6 представлены поверхности 1 (синим фоном) объекта управления. В случае поверхностей 1 частотные характеристики регистрировались для объектов, у которых передаточная

функция была представлена непрерывными звеньями, а преобразователь был представлен линейным звеном. Как видно из рисунков, частотные характеристики в первом и во втором случаях в области низких частот (намного меньших частоты Найквиста) совпадают.

Как и ожидалось, при приближении частоты задающего сигнала к половине частоты от несущей появляются расхождения между поверхностями 1 и 2, причем эти отличия начинают проявляться еще задолго до частоты Найквиста и за-

висят они как от порядка системы (второй или третий), так и от амплитуды резонансного максимума: частотная характеристика импульсной системы имеет незначительный подъем, в то время как частотная характеристика непрерывной системы (не содержащей импульсных элементов) снижается круто вниз. Объясняется это тем, что частотные характеристики вычисляются методом синхронного детектирования сигнала и форма опорного сигнала представляет собой синусоидальный сигнал той же частоты, что и задающий тестовый сигнал. При подаче тестового сигнала на вход нелинейных элементов (в том числе импульсных) происходит изменение спектра, чем и объясняется небольшой подъем поверхности 2. Частотная характеристика системы при дальнейшем увеличении частоты тестового сигнала за границу частоты Найквиста приводит к замедленной дискретизации измеряемого сигнала [155] и физического смысла не имеет.

Обнаруженные явления потребовали количественной оценки влияния параметров линейной части системы (2.2) на положение частоты (назовем ее граничной  $\omega_{ГР}$ ), начиная с которой необходимо учитывать импульсные свойства полупроводникового преобразователя. Для этого параметры звена (2.2) выбирались таким образом, чтобы в ходе эксперимента изменялась не только амплитуда резонансного максимума, но и его положение. При этом линейное звено имело резонансный максимум, относительная частота которого принималась:  $\bar{\omega}_p = 0,32, 0,48, 0,64$ .

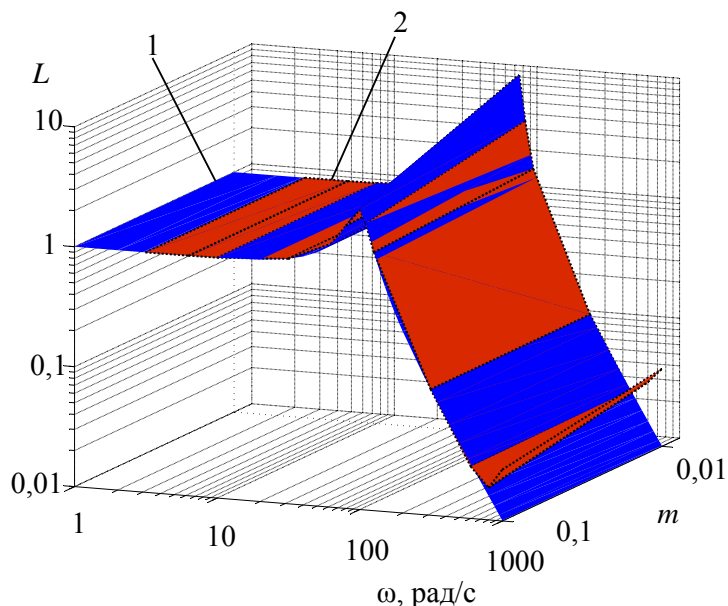


Рис. 2.5. Частотные характеристики системы, в которой линеаризованная часть электропривода представлена звеном второго порядка:  
1 – для непрерывной системы;  
2 – для импульсной системы

В расчете величина расхождения между амплитудными характеристиками на граничной частоте принималась равной 5%. Чтобы избежать влияния случайной ошибки на результаты измерений, была выполнена их статистическая обработка (см. табл. 2.2). Для этого частотная характеристика была разделена на два участка. На первом участке (до частоты  $\omega_{ГР}$ ) характеристики имели различия, которые нельзя считать статистически значимыми. На втором участке эти различия оказывались существенными с вероятностью 0,95. По такой методике проводились расчеты для каждой из кривых. Показано (рис. 2.7), что величина  $\omega_{ГР}$  зависит от относительного значения резонансного максимума линейной части и порядка системы.

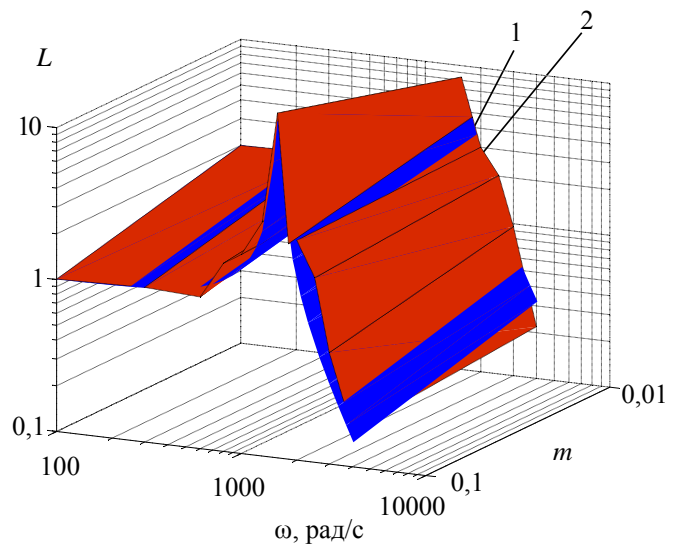


Рис. 2.6. Частотные характеристики системы, в которой линейризованная часть электропривода представлена звеном третьего порядка:  
1 – для непрерывной системы;  
2 – для импульсной системы

Таблица 2.2  
Результаты статистической обработки измерений граничной частоты

$\omega_{СР}$	0,64									
$A_m$	0,5				2			3		
$\alpha=0,05$	$\omega$ , рад/с	$K_{ЭМП}$	$K_{ИД}$	$d_{0,5}^2$	$K_{ЭМП}$	$K_{ИД}$	$d_2^2$	$K_{ЭМП}$	$K_{ИД}$	$d_3^2$
	0,51	0,59	0,61	0,0004	1,80	1,69	0,0125	2,07	2,11	0,002
	0,57	0,58	0,55	0,0008	1,96	1,90	0,0036	2,75	2,67	0,007
	0,64	0,51	0,50	0,0001	2,00	2,03	0,0007	3,00	3,06	0,003
	0,70	0,51	0,45	0,0033	1,80	1,94	0,0184	2,50	2,63	0,017
	0,76	0,45	0,41	0,0015	1,70	1,66	0,0020	1,95	1,91	0,002
	0,83	0,43	0,37	0,0034	1,25	1,34	0,0080	1,35	1,38	0,001
	0,95	0,34	0,31	0,001	0,90	0,87	0,001	0,90	0,82	0,006
	1,00	0,33	0,29	0,0021	0,90	0,76	0,0189	0,84	0,71	0,016
$\omega_{ГР}$	0,57				0,70			0,95		
$S_d$	0,03				0,09			0,09		
$t$	2,98				4,06			2,52		

При этом  $\omega_{гр}$  не доходит до частоты Найквиста. Наиболее близкие результаты получаются при высоте резонансного максимума  $A_m > 1$ . Эти результаты могут рассматриваться как обобщающие для систем электроприводов переменного тока, которые показывают наличие предельной границы, за которой обязателен учет дискретных свойств объекта управления. Но, с другой стороны, эти данные не могут быть применимы при синтезе конкретных систем управления, так как с целью обобщения результатов исследований на этом этапе не учитывались нелинейный характер параметров  $(2.2)a_1, a_2, a_3$ , зависимости высших гармоник от частоты тестового сигнала. При синтезе конкретной системы все эти обстоятельства могут быть учтены в пределах предложенной методики.

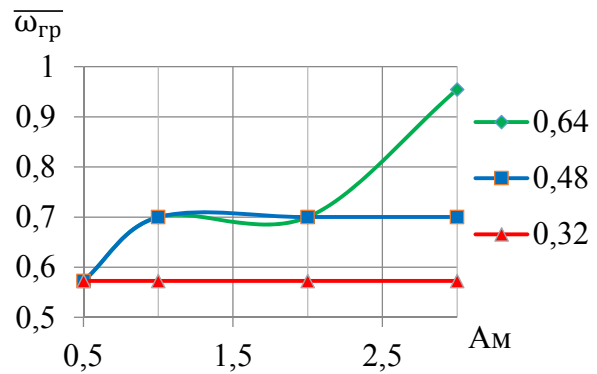


Рис. 2.7. Зависимость граничной частоты от амплитуды резонансного максимума

### **3. ОПТИМИЗАЦИЯ КОМПЛЕКСА “ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ – ДВИГАТЕЛЬ”**

#### **3.1. Постановка задачи многокритериальной оптимизации с позиции достижения предельных показателей по быстродействию и перегрузочной способности**

Уровень развития современной элементной базы, а именно, силовой преобразовательной техники и микропроцессорных систем управления устраняет жёсткую необходимость в выборе “стандартных” или иным образом фиксированных напряжений и токов на входах и выходах силовых элементов, что открывает дополнительные, не учтённые ранее возможности улучшения массогабаритных показателей за счёт вариации “номинальными” и другими параметрами (число фаз, форма линейной плотности поверхностного тока). Далее, массогабаритные пропорции компонентов электрической машины, оптимальные при проектировании отдельно взятой машины, могут оказаться не самыми лучшими при работе её, например, в регулируемом электроприводе, запитываемом полупроводниковым преобразователем. При учёте работы электропривода в зоне существенных перегрузок по моменту приходится в процессе проектирования иначе перераспределять активные материалы так, чтобы обеспечить технологические требования производственного процесса. На рис. 3.1 представлены основные компоненты обобщенного электропривода переменного тока: активные узлы электромеханического преобразователя (железо магнитопровода статора и ротора, при этом ротор условно показан явнополюсным; активная медь статора и при необходимости ротора; силовая часть полупроводникового преобразователя). Рациональный подход к выбору соотношения этих элементов – задача непростая, требующая от специалиста комплексных знаний не только в области электропривода и силовой полупроводниковой техники, но и в сфере электромеханики. Масса активных материалов на компоненты электропривода зависит не только от величин удельных затрат (масса меди на единицу активной составляющей тока или масса активного железа на единицу потока), но и от совместного влияния этих компонентов друг на друга. Например, если ставится задача увеличить линейную токовую нагрузку в электроприводе при фиксированных внешних размерах, то приходится учитывать, что удельные затраты на активное железо возрастают, так как в этом случае насыщается спинка статора. В полупроводниковых преобразователях весовые коэффициенты (масса на единицу тока или масса на единицу номинального напряжения) могут изменяться в широком диапазоне.

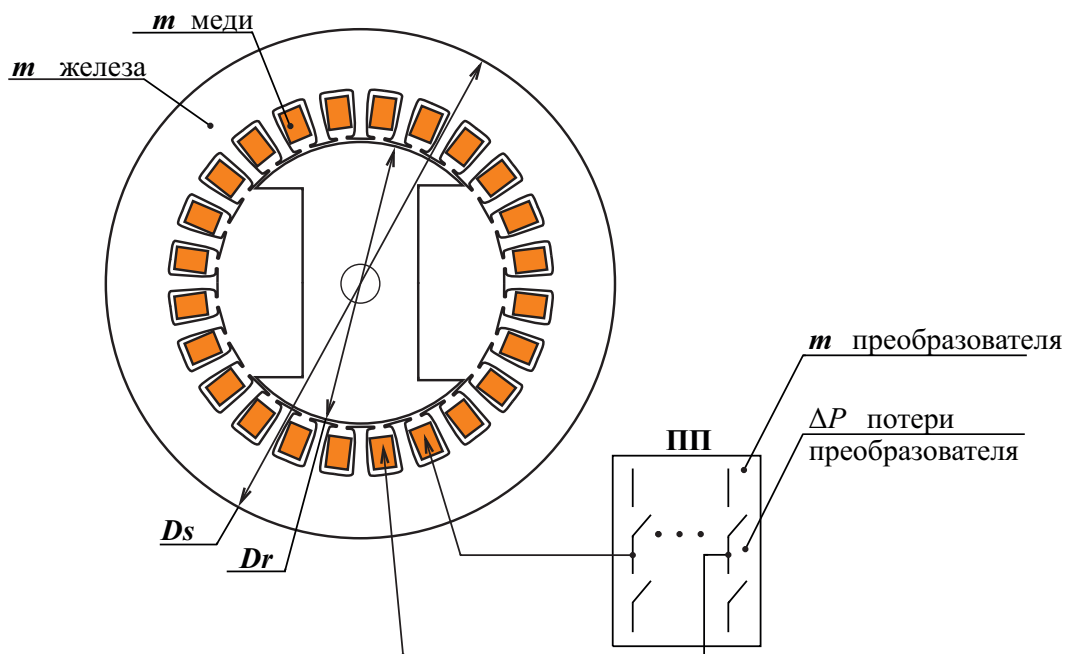


Рис. 3.1. Основные оптимизируемые узлы

При использовании традиционных методов проектирования электроприводов, как правило, в качестве критерия эффективности выбирают энергетические показатели ( $\cos\varphi$ ,  $\eta$ ) [5, 6, 7]. Обусловлено это тем, что массовым является электропривод насосов и вентиляторов [53] – это та группа механизмов, в которых момент сопротивления нагрузки носит равномерный характер, перегрузки в электроприводе небольшие, поэтому выбор в пользу энергетических критериев является наиболее естественным. В электроприводах, в которых достигаются предельные возможности, требуется иначе выбирать соотношение компонентов силового оборудования и активных материалов. Эти критерии могут оказаться противоречивыми. Так, в электроприводах с СРМНВ, улучшая удельные показатели электрической машины, приходится увеличивать количество фаз, но при этом показатель экономической эффективности (массогабаритный показатель или показатель потерь в полупроводниковом преобразователе) падает. Поэтому при решении задачи многокритериальной оптимизации приходится находить компромиссные решения.

Вопросам оптимизации силовой части электропривода посвящено большое количество работ. Выполним анализ наиболее важных работ и дадим оценку предлагаемым решениям.

На сегодняшний день специалисты в области электромеханики, как правило, ориентируются на оптимизацию электроприводов, питающихся от промышленной сети. Поэтому в задачах многокритериальной оптимизации в качестве критериев выступают такие параметры, как  $\cos\varphi$ , КПД, сервис-фактор, повышенная кратность пускового момента. При этом для высоты оси вращения 280 мм достигается КПД 95 % и выше, а потери снижаются на (25–30) %

[111]. В гл. 1 проанализированы пути достижения этих показателей, в частности, обращается внимание на то, что ротор становится тяжелее и увеличивается его момент инерции.

При переходе к регулируемому электроприводу авторы [212] показали, что критерии оптимизации могут быть другими, например, для высокоскоростных приводов в качестве целевой функции эффективнее применять критерий:  $\Delta P \rightarrow \min$ . Варьируя величину отношения диаметра ротора  $D_p$  к величине внешнего диаметра  $D$ , удалось добиться минимума при  $D_p/D = 0,6$  при отношении индуктивностей  $L_d/L_q = 10$ .

При обзоре технической литературы наибольший интерес вызвали решения в следящих электроприводах, так как в этих системах, как правило, реализуются режимы с предельными характеристиками по быстродействию и перегрузочным способностям из-за существенного влияния динамических показателей на качество протекания процессов. В большинстве случаев решение задачи оптимизации неоднозначно. Здесь наиболее распространённым критериями являются время позиционирования [87], применение электрической машины с наилучшими обобщёнными показателями типа приемистости

$$\Pi = \frac{M_H^2}{J},$$

добротности (номинального углового ускорения)

$$D = \frac{M_H}{J}.$$

Улучшения этих показателей можно достигнуть применением электромеханических преобразователей особой конструкции [54], например, двигателей с плоским якорем. Задача значительно усложняется при проектировании электроприводов больших мощностей ( $P_H > 100$  кВт). Однако, применение электромеханических преобразователей, имеющих сложную нетехнологичную конструкцию, не могут составить конкуренцию более простым техническим решениям.

При проектировании электроприводов, реализующих предельные режимы работы, не исключены и другие критерии оптимизации, в частности, учитывающие наличие податливостей в механической передаче – точностной с применением поэтапной оптимизации [82, 144]. Примечательно, что с использованием аппарата частотных характеристик удалось сформулировать, детализировать по этапам и решить задачу многокритериальной оптимизации следящих автономных объектов с позиции единого точностного критерия. В данной работе представлены убедительные доказательства

того, что для объектов, работающих в тяжелых условиях эксплуатации, могут быть успешно применены частотные методы синтеза не только на этапе разработки системы управления, но и при выборе параметров и элементов силовой части. Минимум затрат на активные материалы комплекса "Преобразователь – двигатель" учитывался введением критерия оптимизации  $q = Q/M_H$ , где  $Q$  – масса активных материалов в элементах электропривода,  $M_H$  – номинальный электромагнитный момент электрической машины. При этом оптимизировалась форма треугольника, образованного векторами МДС в обобщенной электрической машине с учётом удельных затрат на каждое слагаемое. Результаты оптимизации, выполненной для ряда конкретных электроприводов с различными источниками питания, показали, что желаемая форма моментного треугольника, образованного векторами МДС, зависит от удельных затрат на активные материалы как в самих электрических машинах, так и в источниках питания цепей статора (якоря) и возбуждения.

Другая группа механизмов, в которых также актуальны задачи обеспечения предельных характеристик, – тяговые механизмы. Наибольшие сложности при проектировании этих объектов связаны с обеспечением широкого диапазон регулирования по моменту. Традиционные подходы к проектированию не позволяют обеспечить современных требуемых показателей по габаритам, перегрузочной способности, диапазонам регулирования скорости и момента. На сегодняшний день существует ряд примеров реализации электроприводов с пассивной конструкцией ротора для тяговых электроприводов с единичной установленной мощностью до 250 кВт и выше [59]. При проектировании авторами был применен надежный бесконтактный электропривод. В качестве критериев оптимизации был принят максимальный момент при минимуме пульсаций электромагнитного момента. Как показали результаты проектирования, в этом электроприводе достигаются улучшенные удельные показатели на (20–30) % по сравнению с асинхронным электроприводом и обеспечиваются существенные перегрузки по моменту (больше  $3 M_H$ ).

Анализ технической литературы показал, что можно выделить два основных направления, реализующих принципиально разные подходы к оптимальному проектированию: первый – направлен на поиск оптимальных решений для электроприводов, запитываемых от промышленной сети; второй – комплексный, учитывающий особенности совместной работы полупроводникового преобразователя и двигателя, при этом число фаз обмотки статора может быть увеличено, и каждая из этих обмоток может питаться несинусоидальным током, как это решается в вентильно-индукторных электроприводах [15, 16, 51, 52].



И первый и второй путь имеют право на существование. Например, применяя принципы многообъектной оптимизации [111] для энергоэффективных нерегулируемых электроприводов, удалось обеспечить окупаемость повышенных затрат на электрическую машину за 2 года. Второй путь, учитывающий совместную работу комплекса "Электрический преобразователь – двигатель" как единого целого, на сегодняшний день уже не считается особенным и принимается обязательным к исполнению.

Однако, рассмотренные самостоятельные подходы обладают существенным недостатком – они не могут совместно учесть детализированное описание электромеханического и полупроводникового преобразователей. В первом случае расчет электромеханической системы может выполняться методом конечных элементов, но при этом учитывать работу источника питания нет необходимости. Во втором случае оптимизацию комплекса, как правило, выполняют для объектов, описываемых звеньями с сосредоточенными параметрами. Указанные подходы вполне допустимы при оптимальном проектировании традиционных систем для традиционных электромеханических преобразователей (имеющих обычную конфигурацию магнитной системы) с синусоидальным возбуждением. Этот подход, дает существенные погрешности в зоне перегрузок и при описании систем с особой конфигурацией магнитной системы. Указанная проблема преодолевается переходом к многоэтапной оптимизационной процедуре. Ниже будет дан алгоритм и детализированно будут рассмотрены этапы и некоторые результаты оптимизации. Обобщенный алгоритм был разработан в соавторстве с научным коллективом в [94], при этом автору принадлежит постановка проблемы и задачи оптимизации.

Постановка задачи оптимизации электротехнического комплекса требует определения и обоснования критериев оптимизации, параметров оптимизации, ограничений и функциональных связей.

Задача многокритериальной оптимизации в общем случае может быть сформулирована в виде обобщенной целевой функции

$$Q = \min_{X \in X_{\text{доп}}} \{q_1(\mathbf{X}), q_2(\mathbf{X}), q_3(\mathbf{X})\}. \quad (3.1)$$

Здесь  $q_1, q_2, q_3$  – критерии оптимизации, являющиеся функциями вектора решений  $\mathbf{X} \in X_{\text{доп}}$  и  $\mathbf{X} = (F_B, F_A, F, \frac{D_p}{D_c}, f, \alpha_p)$ ;  $F_B, F_A, F$  – МДС потокосцепления возбуждения, потокосцепления "якоря" и результирующего вектора соответственно;  $\frac{D_p}{D_c}$  – отношение диаметра ротора к внешнему диаметру статора;  $f$  – количество фаз силовых цепей полупроводникового преобразователя (двигателя);  $\alpha_p$  – полюс-

ное деление ротора. В общем случае вектор  $\mathbf{X}$  и количество критериев  $q$  указанным набором не исчерпывается и может дополняться другими переменными в зависимости от решаемых задач, например, вектор решений может быть представлен параметрами корректирующих устройств системы управления. Выбор типа и критериев оптимизации в общем случае выполняется из следующих соображений. С одной стороны, регулируемый электропривод имеет в своем составе большой набор элементов и узлов, поэтому специалисту-проектировщику выгодно увеличить набор критериев до предельного значения, равного количеству элементов. С другой стороны, каждый из критериев конфликтует между собой, поэтому увеличение целевых функций значительно усложняет задачу. В ряде источников [67] считается, что разумным оптимумом является 2–3 целевые функции. Если предполагается, что функция  $Q$  является непрерывной, то в первом случае обобщенный критерий  $Q$  является функцией двух переменных  $q_1, q_2$ , которые вместе образуют геометрическое место точек на плоскости, во втором случае аргументы  $q_1, q_2, q_3$  образуют в пространстве поверхность.

После того, как определяются с нужным количеством целевых функций, решается задача выбора и обоснования этих критериев. При благоприятном стечении обстоятельств, что бывает крайне редко и зависит от выбора целевых функций, решением задачи оптимизации является идеальная точка (или точка надир) [67]  $Q^I = (Q_1^I, Q_2^I, Q_3^I)$ , где

$$Q_i^I = \min_{X \in X_{\text{доп}}} q_i(\mathbf{X}).$$

При проектировании электроприводов, работающих в предельных режимах в зоне значительных перегрузок, обязателен учет характера распределения магнитного поля в активных частях электромеханических преобразователей. Более того, в зависимости от вида формы управляющих воздействий изменяются удельные массогабаритные показатели электропривода, а следовательно, изменяется отношение электромагнитного момента к току  $M/I$ , поэтому при решении задачи оптимизации электротехнических комплексов с особыми режимами работы требуется оперировать математическим описанием, в котором электромеханический преобразователь представляется с распределенными параметрами. Но применение такого сложного математического аппарата в задачах поиска наилучших решений – довольно сложная задача, поэтому полезно задачу (3.1) разделить на этапы таким образом, чтобы на главном (первом) можно было бы применить упрощенные модели, а уже на последующих, когда определены наиболее значимые факторы, уточнить полученные значения, применив обобщенную математическую модель электропривода.

С учетом этого был предложен алгоритм оптимизации электропривода по массогабаритным показателям, содержащий этапы, показанные на рис. 3.2. На первом этапе выполнялся поиск оптимального распределения активных материалов в электроприводе по критерию минимального значения отношения массы к моменту. При этом, упростив математическую модель электропривода, можно получить аналитическое решение задачи. Это позволило выявить влияние наиболее значимых параметров электропривода на величину электромагнитного момента. На втором этапе выполнялось уточнение и коррекция значений первого этапа, для этого оптимизировался электромеханический преобразователь по критерию минимума величины, обратно пропорциональной электромагнитному моменту, при этом расчет выполнялся с использованием обобщенной математической модели. Второй этап позволил уточнить весовые коэффициенты активных материалов, исходные значения которых брались исходя из рекомендаций заводов-изготовителей электротехнического оборудования. При существенных расхождениях значений, полученных на первом и втором этапах, алгоритм предусматривает возможность возврата к первому этапу. На третьем этапе оптимизировались схемы силовых цепей (выбор конфигурации и количества фаз полупроводникового преобразователя) с позиции экономического критерия качества. Решение задачи на этом этапе допускает применение детализированного математического аппарата, описывающего электромагнитные процессы в полупроводниковых преобразователях с учетом импульсного режима работы. Но на практике в силу ограниченного (дискретного) набора топологий схем силовых цепей источника питания электропривода наиболее эффективным оказался метод обмоточных функций [163].

Полученные решения (идеальные точки)  $Q_1^I$ ,  $Q_2^I$ ,  $Q_3^I$  могут конфликтовать: улучшение одного из критериев ведет к ухудшению других. Поэтому поиск оптимального решения на этом этапе по критерию Парето наиболее рационально выполнять методом скаляризации (скалярного ранжирования). Для указанной целевой функции (3.1) наиболее эффективной оказалась аддитивная функция скаляризации [11].

Рассмотрим общие результаты и дадим оценку эффективности предлагаемого метода поэтапной оптимизации для электроприводов с предельными характеристиками.



Рис. 3.2. Методика поэтапной оптимизации

### 3.2. Общая задача определения рационального соотношения затрат на активные материалы в системе “Регулируемый преобразователь – двигатель”

#### 3.2.1. Решение задачи в системе с идеальным источником питания

Как известно, электромагнитный момент, создаваемый  $i$ -гармоникой, пропорционален модулю векторного произведения [144, 147]:

$$M = \frac{f}{2R} |F_A \times F_B| = \frac{f}{R} S. \quad (3.2)$$

Здесь  $f$  – число фаз;  $R$  – магнитное сопротивление потоку в электрической машине;  $F_B, F_A$  – амплитудные значения первых  $i$ -гармоник МДС, создаваемых обмотками, расположенными над полюсом и над межполюсными промежутком соответственно;  $S$  – площадь треугольника (будем по тексту его называть “моментным треугольником”), образованного векторами-слагаемыми  $F_B, F_A$  и  $F$  – вектором-суммой. Необходимо обратить внимание на геометрический смысл выражения для электромагнитного момента: векторное произведение пропорционально площади треугольника, образованного

векторами потокосцепления статора, ротора и результирующего вектора (для обобщённой электрической машины).

В уравнении (3.2) не учитывается влияние высших гармоник на величину электромагнитного момента. В обычных (классических) машинах это вполне допустимо, тем более, что высшие гармоники полезный электромагнитный момент не создают [23, 109]. В электроприводах с СРМНВ высшие гармоники принимают участие в создании момента. В первой главе выполнялась оценка такой добавки и она составила около 20 %. Неучет этой величины вполне допустим, так как на последующих этапах будет выполнено уточнение.

Затраты на активные материалы электропривода могут быть представлены суммой:

$$Q = aF_B + bF_A + cF,$$

где  $a, b, c$  – удельные весовые коэффициенты, а именно,  $a, b$  оценивают удельные затраты на медь и полупроводниковый преобразователь, коэффициент  $c$  – на сталь магнитной системы. Эти коэффициенты для серийных электроприводов известны. Однако, когда ставится задача выбора параметров двигателя и полупроводникового преобразователя, их номинальных данных для новых типов электроприводов, то эта задача далека от завершения.

Задачу минимизации удельных затрат активных материалов удобно решать введением критерия, обоснованного проф. Усыниным Ю.С. [144]:

$$q_1 = \sum \frac{Q}{M}. \quad (3.3)$$

При этом на оптимизируемую систему накладываются ограничения:

$F_X = \{F_B + F_A: F_B + F_A \leq F\}$  – из условий геометрических ограничений на “моментный треугольник”;  $F \leq F_{\text{доп}}$  – определяется насыщением магнитной системы.

Уравнения связи устанавливают связь между линейными размерами “моментного треугольника” и его площадью:

$F_A \cdot F \cdot \sin \alpha = S = \text{Const}$ , где  $\alpha$  – угол между векторами  $F_A, F$ .

Для решения задачи оптимизации электропривода можно уравнение (3.4) представить в следующем виде:

$$q = \frac{a \cdot F_B + b \cdot F_A + c \cdot F}{p \cdot (p - x) \cdot (p - y) \cdot (p - z)}, \quad (3.4)$$

где  $p = \frac{x+y+z}{2}$  – полупериметр моментного треугольника, длины сторон которого  $x = F_B, y = F_A, z = F$ .

Оптимум достигается, когда составляющие магнитодвижущей силы в электрической машине подчиняются следующему условию [144]:

$$\frac{\cos\alpha}{a} = \frac{\cos\beta}{b} = \frac{\cos\gamma}{c}, \quad (3.5)$$

где  $\alpha, \beta$  и  $\gamma$  – углы в треугольнике, лежащие напротив сторон  $x, y$  и  $z$ .

Удобно имеющиеся уравнения при численных методах решения привести к кубическому уравнению, которое решается относительно  $\cos\alpha$

$$2 \cdot b \cdot c \cdot \cos^3\alpha = a^2 - (a^2 + b^2 + c^2) \cdot \cos^2\alpha.$$

Правая часть уравнения на отрезке от 0 до 90° монотонно возрастает, а левая – монотонно убывает. Система имеет единственное решение, т.к. кривые, которые соответствуют левой и правой частям рассматриваемого нами уравнения, пересекаются в одной точке. Чтобы не обращаться к сложным современным методикам, предложен следующий очень простой численный метод решения уравнения. Необходимо разбить имеющийся отрезок от 0 до 90° на несколько и на каждом из получившихся отрезков найти разницу между правой и левой частями уравнения. Определить отрезок, на котором эта разница меняет свой знак, и разбить его снова на 10 еще более мелких отрезков и т.д. Повторять данную процедуру разбиения до тех пор, пока не достигнем требуемой точности. Достаточной точностью является разница около 1°. Значения других углов (например,  $\beta$  и  $\gamma$ ) можно определить по уравнению (3.5).

На начальном этапе удельные показатели двигателей и полупроводниковых преобразователей, выбирались по данным заводов-изготовителей электротехнического оборудования.

В более общем случае необходимо скорректировать удельные коэффициенты, которые входят в уравнение (3.4):

$$\begin{cases} a_{\Sigma} = a_{\text{ЭМ}} + a_{\text{ИП}}; \\ b_{\Sigma} = b_{\text{ЭМ}} + b_{\text{ИП}}; \\ c = \text{const}, \end{cases}$$

где  $a_{\text{ЭМ}}, a_{\text{ИП}}, a_{\Sigma}$  – удельные затраты на элементы цепи статора: суммарные затраты, обмотку статора электродвигателя, регулируемый источник питания;

$b_{\text{ЭМ}}, b_{\text{ИП}}, b_{\Sigma}$  – удельные затраты на элементы цепи ротора: регулируемый источник питания, обмотку ротора электродвигателя, суммарные затраты;

$c$  – удельные затраты на магнитопровод электродвигателя, принятые неизменными в том случае, если у двигателя остается неизменным номинальное напряжение.

Массогабаритные показатели сравнивались для асинхронных электроприводов и электроприводов с СРМНВ, обмотки статора которых были подключены к различным вентильным преобразователям. В качестве базового варианта были выбраны электроприводы, которые предназначены для работы от промышленной трехфазной сети переменного тока, двигатели в этом случае оптимизированы по

общепринятым методам проектирования электрических машин. Конкретные результаты расчета проиллюстрируем на примере разных типов электроприводов, реализованных в корпусе двигателя *MTF 312-6* (*MTF 312 – 6*,  $P_H = 15$  кВт,  $\eta = 0,82$ ,  $\cos \varphi = 0,73$ ,  $n_H = 955$  об/мин,  $I_c = 38$  А,  $I_p = 46$  А). Соответствующие заводским данным удельные коэффициенты расхода активных материалов для этого двигателя:  $\alpha = 0,2$  кг/А,  $\beta = 0,22$  кг/А и  $c = 3,87$  кг/А. Показатель  $q_1 = 0,76$  кг/Нм. Так как электропривод с СРМНВ был реализован в корпусе асинхронного двигателя *MTF 312-6*, то и исходный показатель критерия  $q_1$  был принят таким же как и в асинхронном электроприводе.

В первом случае массогабаритные показатели полупроводникового преобразователя принимались равными нулю. Этот случай актуален для стационарных объектов, в которых реализуются предельные показатели по быстродействию, например, механизмов металлургического производства. Форма моментного треугольника в базовых вариантах была такой же, как при питании серийного двигателя от сети (рис. 3.3). По предложенной методике проводилась оптимизация, критерием которой выступал минимум массы активных материалов. Перераспределением МДС, которые образуют моментный треугольник, подбиралось оптимальное решение. В случае, когда принят идеальный источник питания, т.е. учитывались только затраты на активные материалы в двигателе, показатель  $q_1 = 0,46$  кг/Нм. Благодаря тому, что удельные массогабаритные показатели электроприводов с СРМНВ оказываются лучше, этот эффект оказался выше и  $q_1 = 0,39$  кг/Нм. Такой случай можно считать идеальным, т.к. затраты на источник питания приняты нулевыми, напряжение на статоре двигателя может иметь любую форму и амплитуду, а насыщение в машине отсутствует. Тот же самый расчет для электроприводов средней и большой мощностей показал, что эффект от оптимизации оказывается скромнее и составляет не более 10 %.

Этот результат объясняется тем, что в приводах больших мощностей, спроектированных для сложных технологических объектов, в большей степени учитывают регулировочные показатели и в меньшей степени традиционные критерии, характерные для массовых регулируемых электроприводов.

Необходимое изменение формы моментного треугольника достигается посредством перераспределения отношения площади пазов к площади зубцов в сечении статора двигателя (т.е. перераспределением величин сомножителей в произведении  $B \cdot A$ , где  $B$  – индукция в зазоре электрической машины,  $A$  – линейная плотность тока статора) и изменение числа проводников обмотки статора достигается.

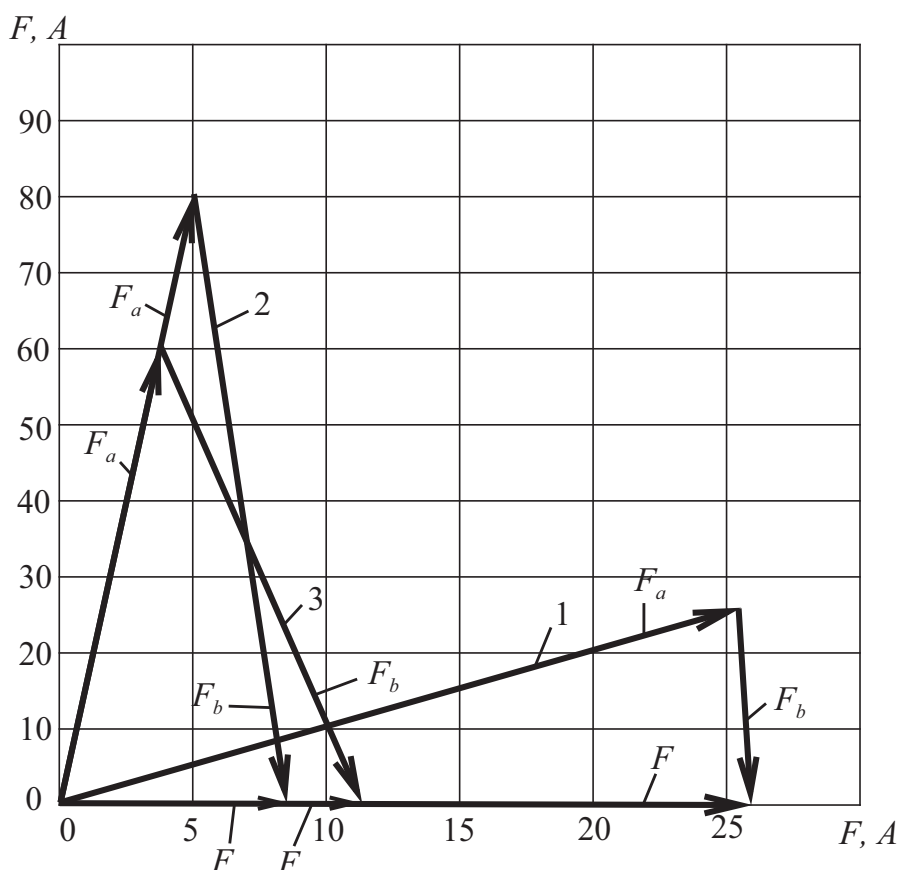


Рис. 3.3. Пространственные векторные диаграммы токов в обобщенном электроприводе переменного тока при различных способах оптимизации "моментного треугольника": исходный (1); при идеальном источнике питания (2); в реальной схеме "преобразователь частоты – двигатель"(3)

После получения результатов оптимизации необходимо оценить возможность реализации формы моментного треугольника. На рис. 3.3. (треугольник 2) такая форма может быть получена только при полностью управляемом электроприводе как со стороны статора, так и со стороны ротора, например, в электроприводе с машиной двойного питания [80, 152].

### 3.2.2. Уточнение задачи с учетом нагрузочной диаграммы электропривода

В электроприводах, работающих в предельных режимах работы с нагрузочной диаграммой, имеющей "рваный" характер, придется несколько иначе решать поставленную задачу.



Таблица 3.1

Результаты оптимизации первого этапа

Система электропривода		Исходный вариант	Оптимизированный вариант
"Идеальный полупроводниковый преобразователь-асинхронный двигатель"	$F_A, A$	38	82,2
	$F_B, A$	28,2	82,1
	$F, A$	25,97	8,93
	$q_1$	0,76	0,46
Система "Преобразователь частоты – асинхронный двигатель"	$F_A, A$	38	63
	$F_B, A$	28,2	63,5
	$F, A$	25,97	11,6
	$q_1$	0,84	0,65
Электропривод с СРМНВ	$F_A, A$	38	70
	$F_B, A$	28,2	72,4
	$F, A$	25,97	9,6
	$q_1$	0,76	0,39

В предыдущем пункте предполагалось, что электропривод работает в "спокойном" режиме, с незначительными перегрузками по моменту. В этом случае вполне допустимо пренебрегать насыщением магнитной системы (рис. 3.3, треугольник 2). В оптимизированном электроприводе материалы перераспределяются в пользу малозатратных частей (в данном случае в пользу активной меди).

В электроприводах, работающих со значительными перегрузками, например, это характерно для тяговых механизмов, главных приводов прокатных станов и др., приходится накладывать ограничения на длину результирующего вектора потокосцепления. В этом случае наилучшие результаты могут быть получены при ортогональном положении активной составляющей тока  $F_B$  и результирующего вектора  $F$  (см. рис. 3.4).

В [144] для данного случая было уточнено соотношение для решения системы уравнения (4.5):

$$a \cdot \sin \alpha + c \cdot \sin^2 \alpha = b \cdot \cos \alpha + c \cdot \cos^2 \alpha. \quad (3.6)$$

Параметры уравнения (3.6) определяют форму "моментного" треугольника для случая тяжелого режима работы электропривода.

Наибольший интерес представляет даже не решение уравнения (3.6), а ответ на вопрос, в каких случаях требуется накладывать ограничение на форму треугольника (рис. 3.4), а в каких – выполнять расчет по п.п. 3.2.1. Решить эту задачу можно, только выполняя детализированный расчет электропривода, с учетом насыщения

магнитной системы. В ходе реализации НИР [172] был получен следующий результат: в электрических машинах с неявнополюсным ротором (асинхронных и синхронных) ограничения на величину результирующего вектора МДС  $F$  накладываются при перегрузках по моменту  $M/M_H > 2$ . В электроприводах с явнополюсной конструкцией ротора (в синхронных с активным ротором и реактивных машинах) это ограничение проявляется немного раньше  $M/M_H > 1,8$  и обусловлено локальным насыщением участков магнитопровода вблизи полюсов.

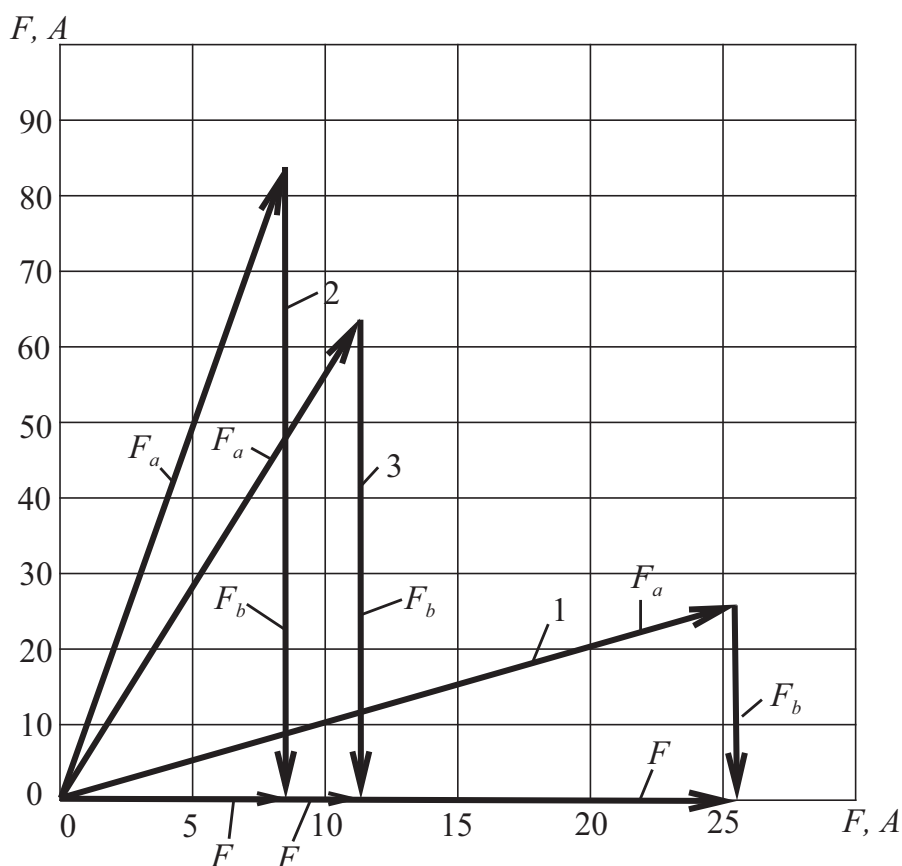


Рис. 3.4. Пространственные векторные диаграммы токов в обобщенном электроприводе переменного тока при различных способах оптимизации "моментного треугольника" с углом  $\alpha = 90^\circ$ : исходный (1); при идеальном источнике питания (2); в реальной схеме "преобразователь частоты – двигатель" (3)

Выбор формы моментного треугольника по рис. 3.3 или по рис. 3.4 выполняется на основании расчета среднеквадратичного отклонения момента сопротивления рабочего органа. При этом расчет нагрузочной диаграммы электропривода выполняется по стандартным методикам, подробно изложенным в существующей технической литературе по электрическому приводу [56, 57]. Исследования [172] показали, что если среднеквадратичное значение момента превышает среднее более чем в 2,5 раза, то при проектировании

электромеханического преобразователя необходимо так перераспределять активные материалы, чтобы форма моментного треугольника соответствовала рис. 3.4.

### 3.2.3. Решение задачи в системе с реальным источником питания

Во втором случае учитывались массогабаритные показатели полупроводниковой части. Эта задача актуальна, например, для автономных объектов в тяговых электроприводах или тогда, когда комплектный электропривод является составной частью рабочего органа. В этом случае учет выполнялся корректировкой весовых коэффициентов  $a$  и  $b$  в сторону увеличения.

Современные полупроводниковые преобразователи выпускаются рядом электротехнических фирм и имеют в части типопроисхождения определенную унификацию: выполненные в одном корпусе (примерно до 100 кВт) и модульного исполнения (выше 100 кВт).

Оценку весовых коэффициентов полупроводниковых преобразователей  $b_{ип} = m/I_H$  удобно выполнять статистическими методами, если разделить всю линейку мощностей, на которую выпускаются полупроводниковые преобразователи, на ряд участков и из каждой области взять случайную выборку. Для каждого выбранного преобразователя по его техническим характеристикам можно определить его весовой коэффициент.

В [175] на начальном этапе процедуры оптимизации расчетом коэффициента корреляции Пирсона установлено, что при линейной регрессии коэффициент корреляции принимает значение 0,48 и соответствует слабой отрицательной связи между переменными тока и удельной массы преобразователя частоты.

На рис. 3.5 даны регрессионные линейные зависимости коэффициента  $m/I_H$  от номинального тока преобразователей разных производителей: ABB, Siemens и др. Представленные зависимости позволяют дать приближенную оценку разного типа преобразователям. Наиболее значимыми отличиями обладают кривые 5 и 4. Эти отличия обусловлены тем, что рассмотренные преобразователи относятся к разным поколениям (ACS 660 – разработка середины 90-х годов, ACS 800 – разработка начала 2000).

Учитывая, что связь между переменными в линейной регрессии слабая, а также то, что различные полупроводниковые преобразователи имеют весовые коэффициенты  $a_{ип}, b_{ип}$ , зависящие от типопроисхождения привода (в полупроводниковых преобразователях модульного исполнения коэффициенты  $a_{ип}, b_{ип}$  имеют большее значение, чем в преобразователях частоты “компактного исполнения”), полезно дать обобщенную регрессионную зависимость, аппроксимированную степенным полиномом. Анализ выборочных

среднеквадратичных отклонений для различных порядков уравнения регрессии показал, что наиболее приемлемое значение показателя полинома составляет – 5. В НИР [172] под руководством автора, показано, что при этом достигается минимум среднеквадратичного отклонения измеренных точек и точек регрессионной зависимости.

$m/I_H$ , кг/А

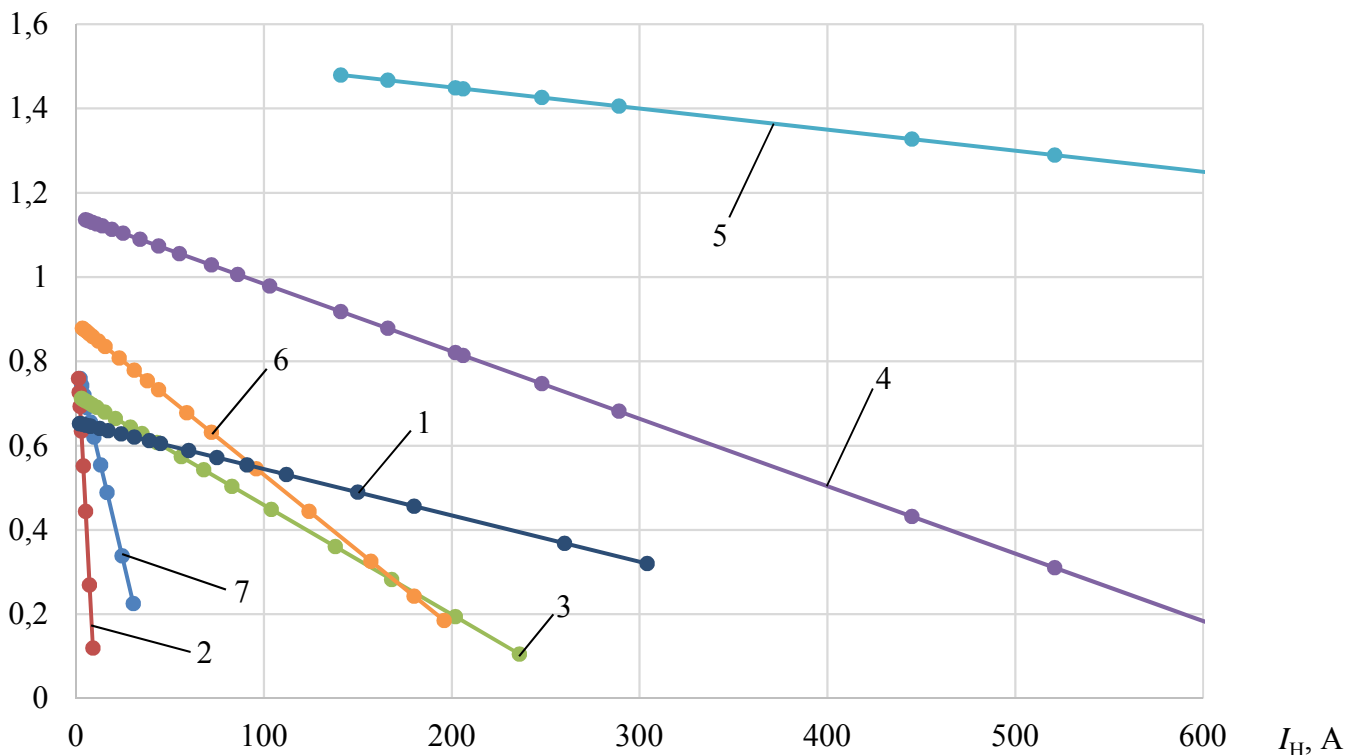


Рис. 3.5. Линейная регрессионная зависимость удельной массы вентильных преобразователей от номинального тока нагрузки: 1 – SE фирмы *ControlTechniques*; 2 – SK фирмы *ControlTechniques*; 3 – SP фирмы *ControlTechniques*, 4 – ACS800-01 фирмы *ABB*; 5 – ACS660, фирмы *ABB*; 6 – ACS550-01 фирмы *ABB*; 7 – 3G3RVA фирмы *Omron*

Уравнение для весовых коэффициентов  $a_{инп}, b_{инп}$  может быть представлено в виде:

$$a_{инп} = m/I(I_H) = A_{25} \cdot I_H^5 + A_{24} \cdot I_H^4 + A_{23} \cdot I_H^3 + A_{22} \cdot I_H^2 + A_{21} \cdot I_H + A_{20},$$

где  $A_{ij}$  – коэффициенты уравнения регрессии.

Методом наименьших квадратов коэффициенты регрессии  $A = (A_0, A_1, \dots, A_m)^T$  могут быть найдены согласно уравнению [39]:

$$\Lambda \cdot A = \beta,$$

где  $\Lambda = \Phi^T \cdot \Phi, \beta = \Phi^T \cdot y$ .

Матрица  $\Phi$  принимает следующий вид:

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & x_0 & \dots & x_0^m \\ 1 & x_1 & \dots & x_1^m \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & x_n & \dots & x_n^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & I_{H0} & \dots & I_{H0}^5 \\ 1 & I_{H1} & \dots & I_{H1}^5 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & I_{Hn} & \dots & I_{Hn}^5 \end{bmatrix},$$

где  $x$  – значение номинального тока вентиляционного преобразователя;  
 $n$  – порядковый номер коэффициента уравнения регрессии;  
 $m$  – максимальная принятая степень уравнения регрессии.

В результате расчета получено уравнение регрессии:

$$m/I(I_H) = A_{25} \cdot I_H^5 + A_{24} \cdot I_H^4 + A_{23} \cdot I_H^3 + A_{22} \cdot I_H^2 + A_{21} \cdot I_H + A_{20}.$$

На рис. 3.6 показана зависимость весовых коэффициентов полупроводникового преобразователя в функции тока со средним квадратичным отклонением не более 15%, а в табл. 3.2 представлены результаты статистической обработки показателя  $m/I(I_H)$ . Предложенная зависимость является теоретической и отражает зависимость удельной массы абстрактного преобразователя частоты от тока в наиболее используемом диапазоне мощностей.

При оптимизации массогабаритных показателей электропривода проектировщик обычно не знает фирму-поставщика электротехнического оборудования, так как тендер среди участников конкурса проводится уже после принятия принципиальных решений. Во-вторых, значения обобщенных весовых показателей позволяют дать оценку удельных показателей современной полупроводниковой технике и дать некоторый прогноз на ближайшее время. Проанализируем зависимость кривой на рис. 3.6. При линейной регрессии (рис. 3.5) было показано, что удельный показатель  $m/I_H$  преобразователей частоты снижается линейно в функции тока. В действительности (рис. 3.6), эта зависимость имеет более сложный характер. Ряд локальных минимумов кривой рис. 3.6 обусловлены стандартной линейкой типоразмеров: обычно в целях унификации оборудования один габарит выполняется на несколько мощностей, затем происходит скачкообразный переход на следующий габарит. Начиная с мощностей, больших 100 кВт (150–200 А) экономически оправдан переход к модульному исполнению полупроводниковых преобразователей частоты (на рис. 3.6 в этом диапазоне токов наблюдается локальный максимум).

При оптимизации электропривода по массогабаритным показателям удобно пользоваться кривыми рис. 3.5 (если тип преобразователя частоты известен на этапе проектирования) или кривой рис. 3.6, если тип источника питания на начальном этапе неизвестен.

Показатель  $q_1$  при подключении электродвигателя к реальному источнику питания становится хуже. Рассматривался реверсивный транзисторный широтно-импульсный преобразователь как реальный источник питания с удельным коэффициентом  $a_{ин} = 0,12$  кг/А. Сначала, как и в базовом варианте, форма моментного треугольника двигателя не менялась. При этом для всего электропривода увеличились удельные затраты активных материалов из-за источника питания и стали составлять  $q_1 = 0,84$  кг/Нм.

Результаты статистической обработки удельных цен  
на полупроводниковые преобразователи

Параметр	$I_H, A$	$C_{ЭМП}/I_H,$ Евро/А	$C_{РЕГ}/I_H,$ Евро/А	$d$	$d^2$
Номер опыта					
1	5	106	73	34	1150
2	11	72	68	4	16
3	20	51	63	-11	121
4	25	50	60	-9,3	88
...	...	...	...	...	...
31	1000	33	24	8,4	70,6
$s_d = \sqrt{\frac{\sum d^2 - \frac{(\sum d)^2}{n}}{n-1}}$	8,16				
$t = \frac{\bar{d} - \mu_d}{\frac{s_d}{\sqrt{n}}}$	0,326				
$t_{\text{КРИТ}}$	2,042				

$m/I_H, \text{ кг/А}$

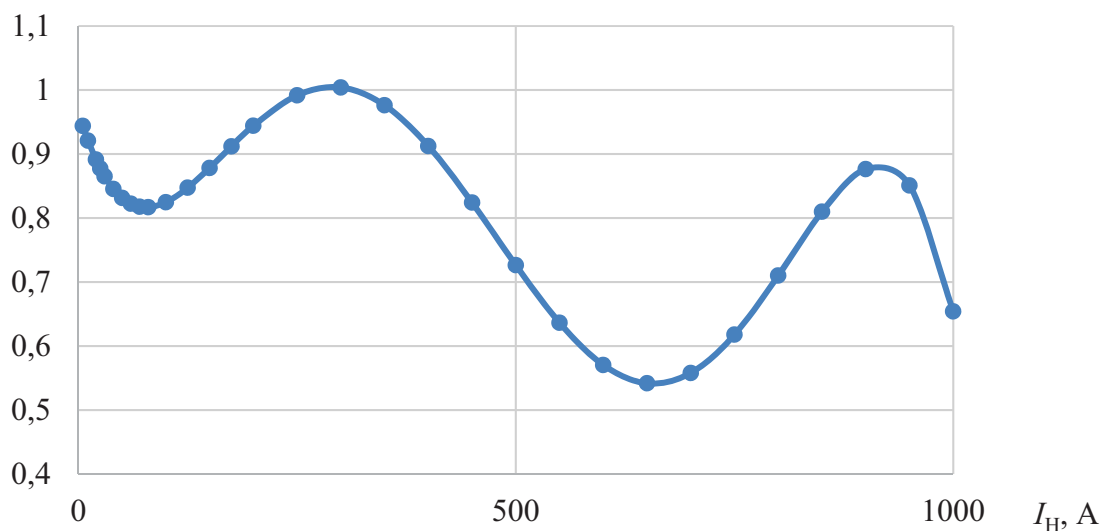


Рис. 3.6. Обобщенная регрессионная зависимость удельной массы полупроводникового преобразователя от тока

Выполненная затем в соответствии с уравнением (4.5) оптимизация комплекса «источник питания – двигатель» с учетом массы источника питания привела к весьма вытянутому моментному треугольнику ЭД ( $F_A = 63 \text{ А}$ ,  $F_B = 63,5 \text{ А}$ ,  $F = 1,6 \text{ А}$ ), что вызвано значительным увеличением коэффициента  $a_{\text{ипп}}$ . Удельные затраты активных материалов в электродвигателе увеличились, но в целом для

электропривода показатель затрат уменьшился до  $q_1 = 0,6$  кг/Нм (см. табл. 3.1).

На основании приведенных вариантов решений (табл. 3.1) видно, что при больших удельных затратах на источник питания (т.е. когда увеличиваются численные значения коэффициента  $a_{ип}$ ) эффективное согласование цепей электродвигателя и источника питания по массогабаритным показателям утрачивается. Т.е. улучшить можно «хорошие» решения и достаточно трудно и почти невозможно – «плохие». Это заставляет настойчивее вести поиск вариантов источников питания, имеющих относительно малые  $a_{ип}$ . В этой связи полезно внимательнее присмотреться к нетрадиционным схемотехническим решениям, например, в многофазных системах рассмотреть варианты силовых цепей с нулевой точкой источника питания звена постоянного тока.

С целью обобщения результатов и выявления устойчивости решений была построена пространственная поверхность критерия оптимизации от соотношения  $k = F / F_B$  и угла между векторами  $F$  и  $F_B$  (рис. 3.7). В первом случае (рис. 3.7, а) предполагалось, что удельные затраты на активные материалы (железо и медь) одинаковые. Как и следовало ожидать, оптимальная форма «моментного» треугольника – это равносторонний треугольник с углом  $\alpha = 60^\circ$  (на рис. 3.7, а оптимальная точка выделена красным цветом). В реальных электроприводах положение оптимальной точки смещается в сторону малозатратных элементов электропривода. Из рис. 3.7 (б и в) следует, что с увеличением мощности электропривода оптимальная точка движется в направлении, при котором угол  $\alpha$  увеличивается, при этом в мощных электроприводах показатель  $q_1$  снижается по сравнению с маломощными решениями, что вполне согласуется с практикой, потому как при увеличении мощности использование активных материалов улучшается за счет больших значений электромагнитных нагрузок. Если в электроприводе учитывать массогабаритные показатели полупроводникового преобразователя, поверхности 1 стремятся занять положение поверхности 2 (рис. 3.7 б, в).

Использование обобщенных пространственных поверхностей позволяет решать задачу не аналитическими, а численными методами. На основании анализа изолиний пространственных поверхностей, которые представляют собой кривые, близкие к окружности, можно сделать вывод, что задача оптимизации относится к классу корректно поставленных и не требует применения дополнительных методов регуляризации. При этом анализ получаемых поверхностей позволяет указать путь, по которому можно отклоняться от оптимальных решений так, чтобы показатель  $q_1$  изменялся незначи-

тельно, но при этом в силу существования других критериев, выгоднее принять другие соотношения между активными элементами электропривода.

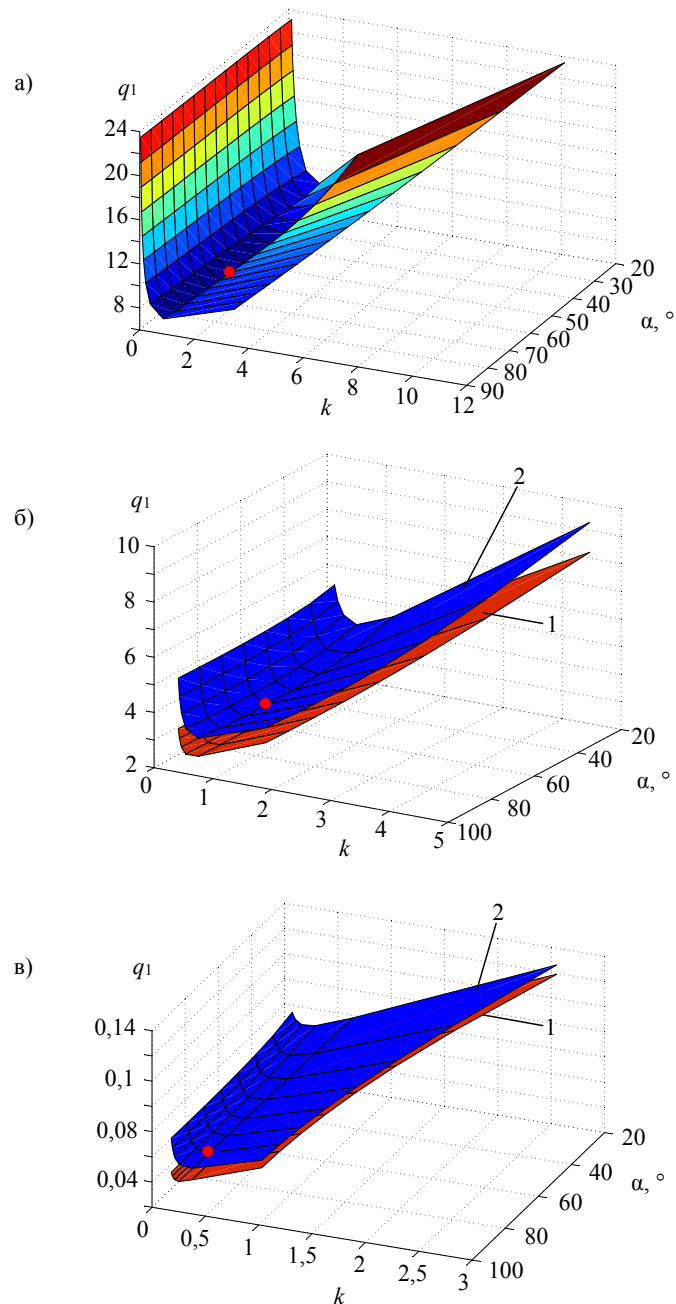


Рис. 3.7. Зависимость критерия  $q_1$  оптимизации от  $k=F/F_{в}$  и угла  $\alpha$  для случаев:

- а) весовые коэффициенты в электрической машине равны;
- б) мощность электропривода 5 кВт, с идеальным источником (1) и преобразователем частоты (2);
- б) мощность электропривода 100 кВт, с идеальным источником (1) и преобразователем частоты (2).



### 3.4. Выбор структуры и параметров силовых цепей

#### 3.4.1. Особенности работы электропривода при ограниченном числе фаз полупроводникового преобразователя

При анализе возможностей электропривода полезно дать аналитические зависимости, которые в отличие от обобщенной математической модели дают приближенные значения, но при этом позволяют оценить влияния наиболее важных факторов.

Установим зависимость удельных показателей электропривода от схемы силовых цепей, аналитическими и численными методами получим оптимальные сигналы управляющих воздействий, сопоставим результаты оптимизации с полученными ранее по детализированным математическим моделям.

В традиционных электроприводах переменного тока (в машинах с синусоидальным питанием и распределённой, с укороченным шагом обмоткой) удаётся при относительно малом количестве фаз иметь в зазоре равномерно вращающийся магнитный поток.

В электроприводе с СРМНВ управляющие воздействия (сигналы задания на источники питания) имеют прямоугольную форму, поэтому электрическая машина работает при прямоугольной волне токов. В двигателе постоянного тока форма токов секций якоря также является прямоугольной, однако число этих секций велико, поэтому их конечное число слабо сказывается на пульсациях момента.

При вращении вала реально работающего шестифазного электропривода через каждые 30 электрических градусов, соответствующих ширине фазной зоны, происходит переключение знака тока в одной из фазных обмоток, переходящей из зоны возбуждения в якорную.

Учтём дискретную работу машины, воспользовавшись угловой моментной характеристикой. В замкнутой системе кривая электромагнитного момента в функции положения ротора будет идти по огибающей семейства угловых характеристик, смещённых на величину фазной зоны статора.

Примем те же допущения, которые были предложены при расчёте угловой моментной характеристики. Будем также считать, что коммутация тока в обмотке происходит мгновенно (машина питается от идеального источника тока).

Среднее значение электромагнитного момента можно определить следующим образом (рис. 3.8) [28]

$$M_{cp} = \frac{M_{cp1} \cdot b + M_{cp2} \cdot (1/m - b)}{1/m}, \quad (3.7)$$

где  $M_{cp1}$  – среднее значение момента на участке  $0-\alpha_b$  (длина участка в долях от полюсного деления равна  $b$ ) моментной характеристики

(характеристики машины в замкнутой системе), линейно возрастающей от некоторого минимального значения  $M_{min1}$ , которое будет определяться выбором угла переключения тока в фазе, до  $M_{max}$ , соответствующего амплитудному значению момента на угловой моментной характеристике;  $M_{cp2}$  – среднее значение момента на участке  $\alpha_b - \alpha_m$  (длина участка равна  $1/m - b$ ), который изменяется от  $M_{max}$  до  $M_{min2}$ ;  $b$  – участок кривой в долях от полюсного деления, отсчитываемый от момента перехода с одной угловой характеристики на другую (при работе машины в замкнутой системе) до положения, соответствующего максимальному значению электромагнитного момента на угловой характеристике;  $1/m$  – длина фазной зоны в долях от полюсного деления (рис. 3.8).

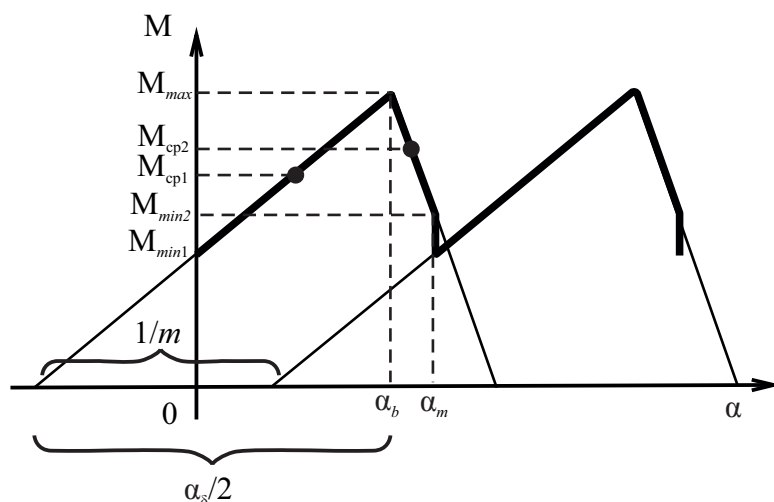


Рис. 3.8 Угловая характеристика машины, при переключении тока в функции положения ротора, поясняющая определение коэффициента пульсаций  $k_{cp}$

Среднее значение электромагнитного момента на участке  $0 - \alpha_b$

$$M_{cp1} = \frac{M_{min1} + M_{max}}{2} = M_{max} \cdot \left(1 - \frac{b}{\alpha_\delta}\right). \quad (3.8)$$

На участке же  $\alpha_b - \alpha_m$  среднее значение момента

$$M_{cp2} = \frac{M_{max} + M_{min2}}{2} = M_{max} \left(1 + \frac{b - 1/m}{1 - \alpha_\delta}\right). \quad (3.9)$$

Таким образом, среднее значение электромагнитного момента за период пульсаций

$$\begin{aligned} M &= M_{max} \cdot \frac{m}{(1 - \alpha_\delta)} \cdot \left( -\frac{b^2}{\alpha_\delta} + 2 \cdot b \cdot \frac{1}{m} + \frac{1}{m} \cdot (1 - \alpha_\delta) - \frac{1}{m^2} \right) = \\ &= M_{max} \cdot k_{cp}, \end{aligned} \quad (3.10)$$

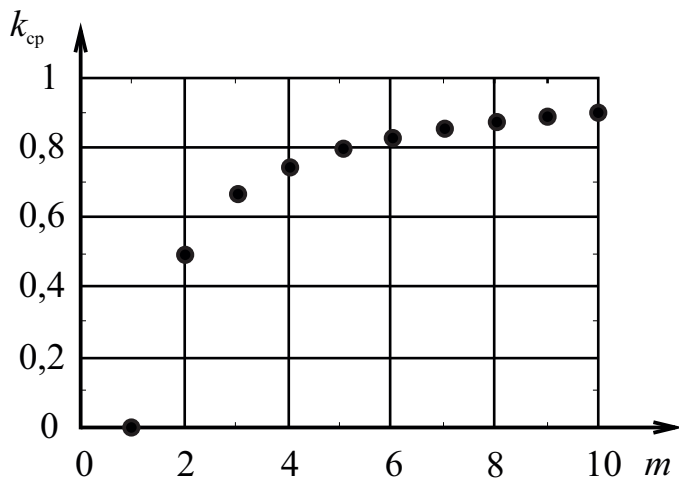


Рис. 3.9. Зависимость коэффициента пульсаций от числа фаз СРМНВ

где коэффициентом  $k_{cp}$ , учитываются пульсации момента. Очевидно, что при увеличении числа фаз  $k_{cp}$  стремится к единице. Действительно, предел функции  $k_{cp}=f(m)$  будет равен единице при условии, что  $m$  стремится к бесконечности и, следовательно, к нулю будет стремиться ограниченная функция  $b = f(m)$ .

Принимая критерием оптимизации максимум среднего значения момента (3.10), можно найти оптимальное значение угла начала коммутации тока в обмотке фазы. Очевидно, что функция  $M = f(b)$  будет иметь экстремум, точнее – максимум, т.к. по виду зависимости она является квадратичной со знаком минус перед квадратом аргумента. Для того чтобы определить экстремум функции (3.10), найдём её производную и приравняем к нулю, тогда получим

$$b = \frac{1}{m} \cdot \alpha_{\delta}.$$

Выражение (3.10) также позволяет выполнять анализ влияния числа фаз на величину пульсаций электромагнитного момента (рис. 3.9).

Полученная зависимость весьма приближенно учитывает влияние количества фаз на величину электромагнитного момента, создаваемого СРМНВ. Эта зависимость приближается к реальной при относительно большом количестве пазов в электромеханическом преобразователе и бесконечно большой полосе равномерного пропуска частот полупроводникового преобразователя. Этим требованиям соответствуют электроприводы большой мощности.

Далее, будем предполагать, что электропривод отвечает обозначенным требованиям, а с учетом этого сформулируем задачу оптимизации управляющих воздействий в электроприводе с СРМНВ для случаев с бесконечным и ограниченным числом фаз.

В электроприводах переменного тока при соответствующем исполнении фазной обмотки при неучете высших гармоник форма управляющего сигнала во времени совпадает с формой пространственного распределения МДС двигателя. Поэтому поставленную задачу оптимизации формы управляющего сигнала можно переформулировать и решать задачу оптимизации пространственной формы МДС статора (линейной плотности поверхностного тока).

Критерии оптимизации выберем так, чтобы обеспечить наилучшие массогабаритные показатели электропривода. Из практики проектирования одного из узлов электропривода – электромеханического преобразователя – известно [109], что габарит электродвигателя определяется электромагнитным моментом.

В общем виде МДС, создаваемая обмоткой статора, определяется из выражения:

$$y(t) = \int x(t)dt + C,$$

где  $C$  – постоянная, которую можно определить из условия симметрии картины МДС в зазоре  $y(\tau) = y(-\tau)$ . Параметром  $\tau$  будем обозначать полюсное деление.

Касательное усилие, действующее на ротор в текущей точке  $t$ ,

$$z(t) = x(t) \cdot y(t).$$

В частном случае, когда необходимо учитывать явнополюсную форму ротора (для СРМНВ), введём функцию  $u(t)$  вида [21, 35]

$$u(t) = \begin{cases} z(t), & \text{где } z(t) > 0 \\ 0, & \text{где } z(t) < 0 \end{cases}.$$

Тогда площадь, ограниченная кривыми  $a-b-c$ ,  $d-e-f$ , будет пропорциональна величине окружной силы, создающей электромагнитный момент двигателя:

$$S = \int_{-\tau}^{+\tau} u(t)dt. \quad (3.11)$$

В качестве критерия оптимизации примем

$$q = \frac{S}{\int_{-\tau}^{+\tau} x^2 \cdot dt}. \quad (3.12)$$

Критерий  $q$  (3.12) пропорционален отношению величины электромагнитного момента двигателя к величине потерь в обмотке статора при единичных осевой длине ротора, окружности расточки статора, активном сопротивлении обмотки статора. Он удобен тем, что имеет нулевую размерность относительно величины тока статора, так как и числитель и знаменатель в равной степени (во второй) зависят от этого тока.

В качестве искомой функции (параметра оптимизации) примем форму линейной плотности поверхностного тока  $x = x(t)$ , где  $t$  – текущая координата, отсчитываемая вдоль расточки статора.

Ограничения, которые накладываются на изменение параметров объекта оптимизации, определяются техническим заданием на

проектирование, стандартами и другими директивными документами, а также геометрическими, физическими, технико-экономическими соотношениями, включаемыми в методику проектирования данного типа привода. Наиболее актуальными ограничениями в электрической машине являются допустимое по нагреву значение тока и максимальная величина индукции в зазоре.

В нашем случае примем в качестве ограничений:

– насыщение магнитной системы:

$$y < y_{max}; \quad (3.13)$$

– ограничение по нагреву:

$$\frac{1}{2\tau} \cdot \int_{-\tau}^{+\tau} x^2(t) dt \leq x_{max}. \quad (3.14)$$

Наконец, функциональные связи, характеризующие свойства объекта оптимизации, могут описываться графиками нагрузочных и скоростных диаграмм, учитывающих действие приложенных возмущений. Уравнения связи для нашего случая будут описываться выражениями:

$$\begin{aligned} \int_{-\tau}^{+\tau} x(t) dt &= 0; \\ y(t) &= \int x(t) dt + C; \\ z(t) &= x(t) \cdot y(t); \\ u(t) &= \begin{cases} z(t), & \text{где } z(t) > 0 \\ 0, & \text{где } z(t) < 0 \end{cases}. \end{aligned} \quad (3.15)$$

Рассмотрим наиболее простую форму линейной нагрузки  $A(x)$  в электрической машине, когда на каждом отрезке полюсной дуги электродвигателя величина  $A = \text{Const}$  (рис. 3.10, а).

В этом случае необходимо найти оптимальное соотношение между величинами линейной нагрузки в полюсной зоне и зоне межполюсного промежутка, которые в общем случае могут быть неравными между собой.

Выполним предварительные математические выкладки. На рис. 3.10, а показан принятый закон изменения линейной плотности поверхностного тока вдоль расточки статора, где  $A_1$  – плотность тока в фазных обмотках, расположенных над полюсом двигателя,  $A_2$  – плотность тока в фазных обмотках, расположенных над межполюсным промежутком.

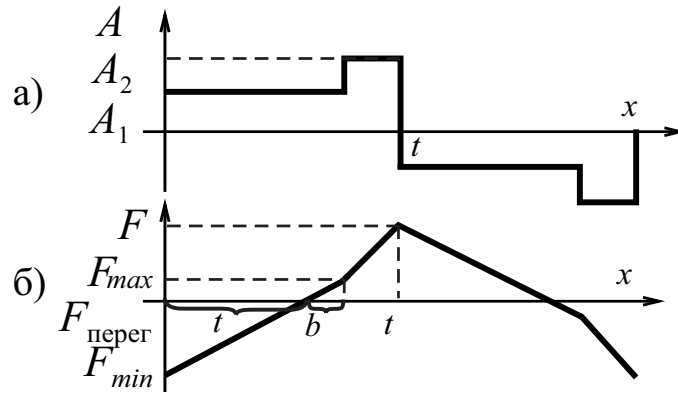


Рис. 3.10. Распределение линейной нагрузки  $A$  (а), магнитодвижущей силы  $F$  (б) вдоль рашочки сатора  $x$

Тогда амплитудное значение МДС  $F_{max}$ , можно определить [23] из выражения

$$F = \int A \cdot dx + C, \quad (3.16)$$

где  $C$  выбирается из условия  $|F_{max}| = |F_{min}|$ . В нашем случае

$$F_{max} = (A_1 \cdot \alpha_\delta + A_2(1 - \alpha_\delta)) \cdot \frac{1}{2} \tau. \quad (3.17)$$

Для определённости будем считать, что  $A_1 \cdot \alpha_\delta \cdot \tau > A_2 \cdot (1 - \alpha_\delta) \cdot \tau$ . Обозначим  $t$  – расстояние (в долях от полюсного деления) вдоль рашочки сатора от  $F_{min}$  до  $F = 0$  (рис. 3.10, б), тогда

$$t = \frac{1}{2 \cdot A_1} \cdot [A_1 \cdot \alpha_\delta + A_2(1 - \alpha_\delta)]. \quad (3.18)$$

Пусть  $F_{перег}$  – значение МДС, при котором происходит изменение наклона кривой МДС

$$F_{перег} = F_{max} - A_2 \cdot (1 - \alpha_\delta) \cdot \tau = \frac{1}{2} \cdot [A_1 \cdot \alpha_\delta - A_2 \cdot (1 - \alpha_\delta)] \cdot \tau. \quad (3.19)$$

Длина участка  $b$ , на котором касательные усилия направлены встречно усилиям, создающим результирующий электромагнитный момент (рис. 3.10, б),

$$b = (\alpha_\delta - t) = \frac{1}{2} \cdot [\alpha_\delta - n \cdot (1 - \alpha_\delta)], \quad (3.20)$$

где  $n = A_2/A_1$ .

В линейной в магнитном отношении системе электромагнитный момент пропорционален МДС

$$\begin{aligned}
M &= 2 \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot F_{max} \cdot t \cdot A_1 - \frac{1}{2} \cdot b \cdot F_{перег} \cdot A_1 \right) \cdot \tau \cdot l_\delta \cdot \frac{D}{2} \cdot \frac{\mu_0}{L_\delta} = \\
&= \frac{1}{2} \cdot A_1 \cdot A_2 \cdot \alpha_\delta \cdot (1 - \alpha_\delta) \cdot \tau^2 \cdot l_\delta \cdot \frac{D \cdot \mu_0}{L_\delta},
\end{aligned} \tag{3.21}$$

где  $l_\delta$  – длина магнитопровода в осевом направлении;  $D$  – диаметр ротора;

$L_\delta$  – воздушный зазор.

Квадрат действующего значения тока

$$I_{\text{ср.кв.}}^2 = \left( I_a^2 \cdot T \cdot \alpha_\delta + I_B^2 \cdot T \cdot (1 - \alpha_\delta) \right) \frac{1}{T} = \frac{\tau^2}{m^2 \cdot w_\phi^2} \cdot \left[ A_1^2 \cdot \alpha_\delta + A_2^2 \cdot (1 - \alpha_\delta) \right] \tag{3.22}$$

где  $m$  – число фаз;  $w_\phi$  – число витков, приходящихся на фазу;  $f = 1/T$  – частота вращения ротора.

Для косвенного учета ограничения по нагреву, удобней оказывается разделить электромагнитный момент на квадрат действующего значения тока.

В этом случае минимум габаритов электрической машины может быть учтён критерием

$$q = \frac{M}{I^2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{n \cdot \alpha_\delta \cdot (1 - \alpha_\delta)}{\alpha_\delta + n^2 \cdot (1 - \alpha_\delta)} \cdot l_\delta \cdot \frac{D}{L_\delta} \mu_0. \tag{3.23}$$

Задача нахождения экстремали сведена к нахождению экстремума функции двух переменных (3.23). Необходимые условия экстремума на основании [4] можно записать в виде

$$\frac{\partial q}{\partial n} = 0; \quad \frac{\partial q}{\partial \alpha_\delta} = 0. \tag{3.24}$$

Найдём частную производную функции (4.30) по  $n$  и приравняем её нулю

$$\frac{\partial q}{\partial n} = \frac{1}{2} \cdot \alpha_\delta \cdot (1 - \alpha_\delta) \cdot \frac{\alpha_\delta - n^2 \cdot (1 - \alpha_\delta)}{(\alpha_\delta + n^2 \cdot (1 - \alpha_\delta))^2} \cdot l_\delta \cdot \frac{D}{L_\delta} \cdot \mu_0 = 0. \tag{3.25}$$

Стационарной точкой (возможной точкой экстремума) является

$$n = \sqrt{\frac{\alpha_\delta}{1 - \alpha_\delta}}. \tag{3.26}$$

Если подставить полученное значение  $n$  в функцию (3.13), то получим

$$q = \frac{1}{4} \cdot \sqrt{\alpha_\delta \cdot (1 - \alpha_\delta)} \cdot l_\delta \cdot \frac{D}{L_\delta} \cdot \mu_0. \tag{3.27}$$

В уравнении (3.27) критерий  $q$  зависит только от одной переменной  $\alpha_\delta$ , поэтому при нахождении второй стационарной точки достаточно найти производную (3.27) и приравнять её нулю

$$\frac{dq}{d\alpha_\delta} = \frac{1}{8} \cdot \frac{(1 - \alpha_\delta) - \alpha_\delta}{\sqrt{\alpha_\delta \cdot (1 - \alpha_\delta)}} \cdot l_\delta \cdot \frac{D}{L_\delta} \cdot \mu_0 = 0. \tag{3.28}$$

Решая совместно (3.26) и (3.28), найдём стационарные точки:

$$\alpha_{\delta} = 0,5; n = 1. \quad (3.29)$$

Достаточным условием наличия экстремума функции двух переменных является [4]:

$$\left( \frac{\partial^2 q}{\partial n \partial \alpha_{\delta}} \right)^2 - \frac{\partial^2 q}{\partial n^2} \cdot \frac{\partial^2 q}{\partial \alpha_{\delta}^2} < 0. \quad (3.30)$$

В нашем случае

$$\frac{\partial^2 q}{\partial n \partial n} = \frac{1}{8}; \quad \frac{\partial^2 q}{\partial n^2} = -\frac{1}{16}; \quad \frac{\partial^2 q}{\partial \alpha_{\delta}^2} = -\frac{1}{2},$$

на основании чего можно заключить, что стационарные точки (3.30) являются экстремальными, а т.к.

$$\frac{\partial^2 q}{\partial n^2} < 0; \quad \frac{\partial^2 q}{\partial \alpha_{\delta}^2} < 0,$$

то при таких параметрах полюсной дуги и отношении тока возбуждения к току якоря выполняется максимум функционала.

Физически полученные результаты можно объяснить следующим образом:

– при произвольной величине полюсной дуги  $\alpha_{\delta}$  и  $n$ , соответствующей, МДС, создаваемая статорными обмотками, не будет изменять своего знака, поэтому удельные усилия вдоль полюсной дуги имеют один знак, как следствие, электромагнитный момент принимает максимальное значение;

– аналогично, при заданной величине отношения тока возбуждения к току якоря  $n$ , экстремальное значение функционала выполняется при таком значении  $\alpha_{\delta}$ , при котором МДС не изменяет своего знака.

В общем случае решая задачу (уравнение 3.12), удобней искать не форму линейной плотности поверхностного тока ( $x(t)$ ), а кривую МДС ( $y(t)$ ) в зазоре. С учётом этого функционал (3.12) будет иметь вид

$$M = \frac{1}{2} \cdot \int_{-\tau}^{+\tau} (y(t) \cdot y'(t) + |y(t) \cdot y'(t)|) \cdot dt \quad (3.31)$$

при ограничениях:

$$y \leq y_{max}; \quad \frac{1}{2\tau} \cdot \int_{-\tau}^{+\tau} (y')^2 dt \leq A. \quad (3.32)$$

Такая задача относится к классу изопериметрических, в которых требуется определить экстремум функционала (3.31) при наличии так называемых изопериметрических условий (3.32) [166]. Как известно [166], эти задачи могут быть сведены к задачам на условный экстремум путём введения новых неизвестных. Для получения



основного необходимого условия надо составить вспомогательный функционал (функционал Лагранжа):

$$M = \int_{-\tau}^{+\tau} \left( \frac{1}{2} (y(t) \cdot y'(t) + |y(t) \cdot y'(t)|) + \lambda_1 \cdot (y'(t))^2 + \lambda_2 \cdot y'(t) \right) dt, \quad (3.33)$$

где  $\lambda_1, \lambda_2$  – постоянные Лагранжа, и написать для него уравнение Эйлера [166].

Произвольные постоянные  $\lambda_1, \lambda_2$  в общем решении системы уравнений Эйлера, постоянные  $C_1, C_2$  определяются из изопериметрических (4.39) и граничных условий:  $y(-\tau) = F_{max}$ , где  $F_{max}$  – максимальное значение МДС.

В частном случае ротора с круглым сечением, когда не отбрасываются отрицательные участки кривой удельных усилий  $z(t)$ , знака модуля в функционале (3.31) нет, следовательно

$$M = \int_{-\tau}^{+\tau} \left( (y(t) \cdot y'(t) + \lambda_1 \cdot (y'(t))^2 + \lambda_2 \cdot y'(t)) \right) dt. \quad (3.34)$$

Т.к. функционал (3.34) сводится к виду  $M = \int F(y, y') \cdot dt$ , то уравнение Эйлера имеет первый интеграл  $F - y' \cdot F_{y'} = A$ .

Экстремаль функционала (3.34) будет соответствовать произвольной функции, удовлетворяющей условиям (3.32), а это вполне согласуется с равенством нулю электромагнитного момента для случая ротора круглого сечения.

В общем случае нахождения экстремали функционала (3.31) необходимо рассматривать его субдифференциал и решать задачу, используя теорию выпуклого анализа [166], при этом решение становится достаточно громоздким, что затрудняет его использование на последующих этапах проектирования электропривода.

Прежде чем переходить к численным методам решения задачи, полезно дать возможные схемы силовых цепей электропривода. Это позволит пояснить суть ограничений, накладываемых на форму управляющего сигнала.

На рис. 3.11 представлены варианты схем силовых цепей. В работе [146] дан подробный анализ разработанных схем вентильных преобразователей для СРМНВ. Наиболее унифицированной является схема (рис. 3.11, а), в которой полупроводниковый преобразователь выполнен на базе двух стандартных автономных инверторов напряжения и потому имеет наименьшее число ключей. Увеличивая число фаз, так чтобы оно оставалось кратным трем, можно предложить схему на рис. 3.11, б. Наиболее просто реализуется схема с индивидуальными источниками на каждую фазу, но при этом резко возрастает общее количество полупроводниковых элементов (транзисторов) по закону  $4f$  (где  $f$  – общее количество фаз в

электроприводе). Наиболее перспективным вариантом схемы является конфигурация, представленная на рис. 3.11, г. Она сочетает в себе возможности схемы (рис. 3.11, в), при этом количество транзисторных ключей снижается вдвое.

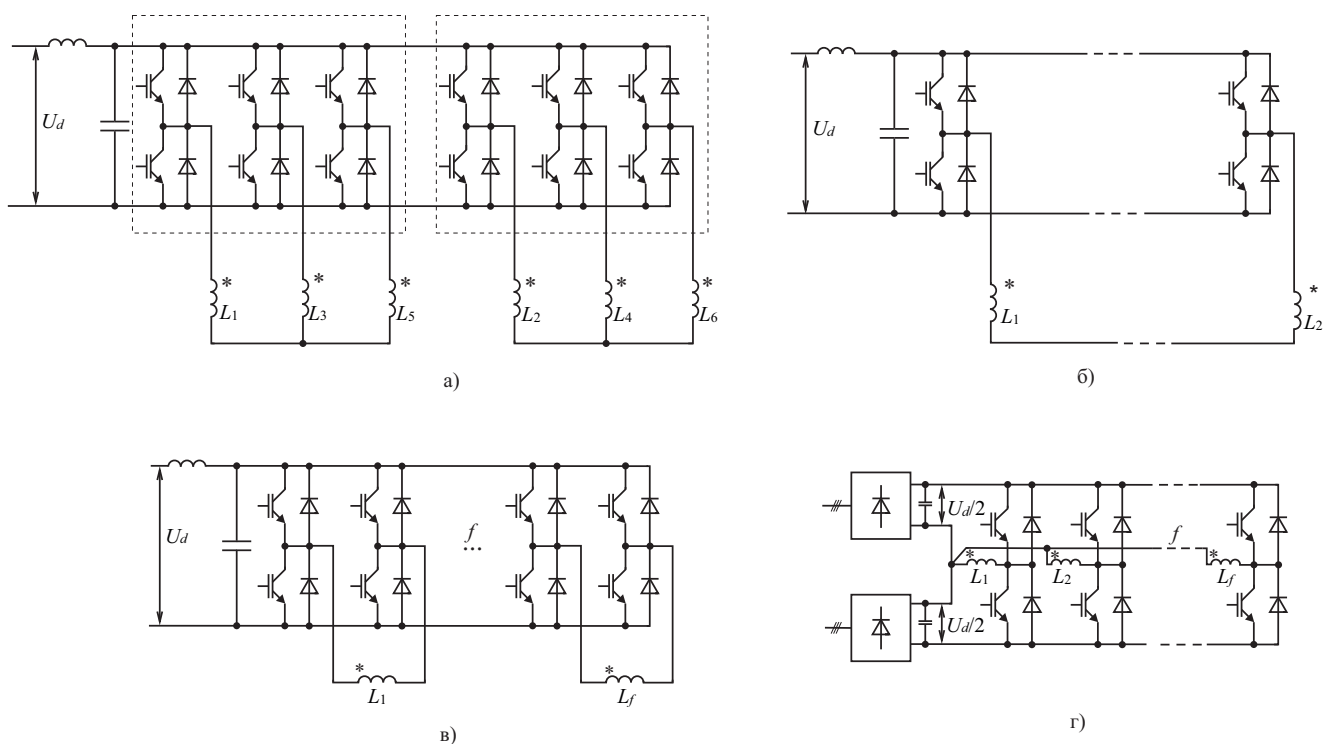


Рис. 3.11. Варианты силовых цепей

Выбор в пользу той или иной схемы может быть сделан только при комплексном подходе. Эта задача будет рассмотрена ниже. Учет конфигурации схемы силовых цепей необходим для того, чтобы сформулировать ограничения на форму фазного тока.

Решение задачи оптимизации численными методами удобнее выполнять с использованием метода обмоточных функций, так как этот метод, пожалуй, единственный, который позволяет наиболее продуктивно учесть дискретную природу электромеханического преобразователя.

### 3.4.2. Выбор схемы силовых цепей при минимизации затрат на электропривод

На третьем этапе оптимизации электропривода выполняется поиск схем силовых цепей. При этом критерий оптимизации может быть сформулирован в виде функции, которая бы учитывала затраты на компоненты электропривода. Как известно, полупроводниковый преобразователь вносит существенную долю в общую стоимость комплектного электропривода. Поэтому применение нестандартных (несерийных) схем силовых цепей требует дополнитель-

ного обоснования. С другой стороны, в диапазоне больших мощностей унификация элементной базы не имеет такого значения, как в серийных электроприводах малых и средних мощностей.

В электроприводах с СРМНВ при снижении количества фаз возрастают пульсации электромагнитного момента, а среднее значение электромагнитного момента снижается. При этом затраты на полупроводниковую часть снижаются.

Сформулируем задачу оптимизации следующим образом: целевая функция может быть представлена в виде:

$$q_3 = \frac{C(X)}{M} = \frac{C(F_B^0, F_A^0, F^0, \frac{D_p^0}{D_c}, \alpha^0, f)}{M},$$

где  $C(\mathbf{X})$  – затраты на комплекс “Полупроводниковый преобразователь – двигатель” в функции вектора решений  $\mathbf{X}$ . На этом этапе параметры оптимизации:  $F_B^0, F_A^0, F^0, \frac{D_p^0}{D_c}, \alpha^0$ , – фиксируются, а  $f$  – варьируется и принадлежит области допустимых значений  $F = \{f: 0 \leq f \leq \infty\}$ ;  $M$  – величина номинального электромагнитного момента двигателя.

При расчете критерия  $q_3$  приходится учитывать, что функция  $C(X)$  является зависимой от числа фаз  $f$ , при этом среднее значение электромагнитного момента  $M$  также является функцией количества фаз. Приближенный учет влияния числа фаз на его значение может быть выполнен по зависимости (рис. 3.10). При необходимости эти значения могут быть уточнены детализированным расчетом по обобщенной математической модели.

Для завершения постановки задач требуется уточнить зависимость функции  $C(X)$  от количества фаз электропривода. Так как значения  $F_B^0, F_A^0, F^0, \frac{D_p^0}{D_c}, \alpha^0$  на этом этапе оптимизации фиксируются, то числитель в критерии  $q_3$  будет пропорционален стоимости полупроводниковой части.

Оценка стоимостных показателей для разных схем силовых цепей может быть достоверна дана только для стандартных трехфазных схем силовых цепей (см. рис. 3.11, а) по данным фирм-дилеров силовой полупроводниковой техники. Но косвенная оценка может быть выполнена и для других вариантов схем, если их рассматривать как комбинацию стандартных мостовых схем. Как показывают исследования, проводимые в рамках НИР [175], такой подход дает незначительные расхождения между реальной ценой на нестандартные схемы и её оценкой. Поэтому найдем зависимость весового стоимостного коэффициента от величины тока.

$C_{\text{ПР}}/I_{\text{Н}}$ , евро/А

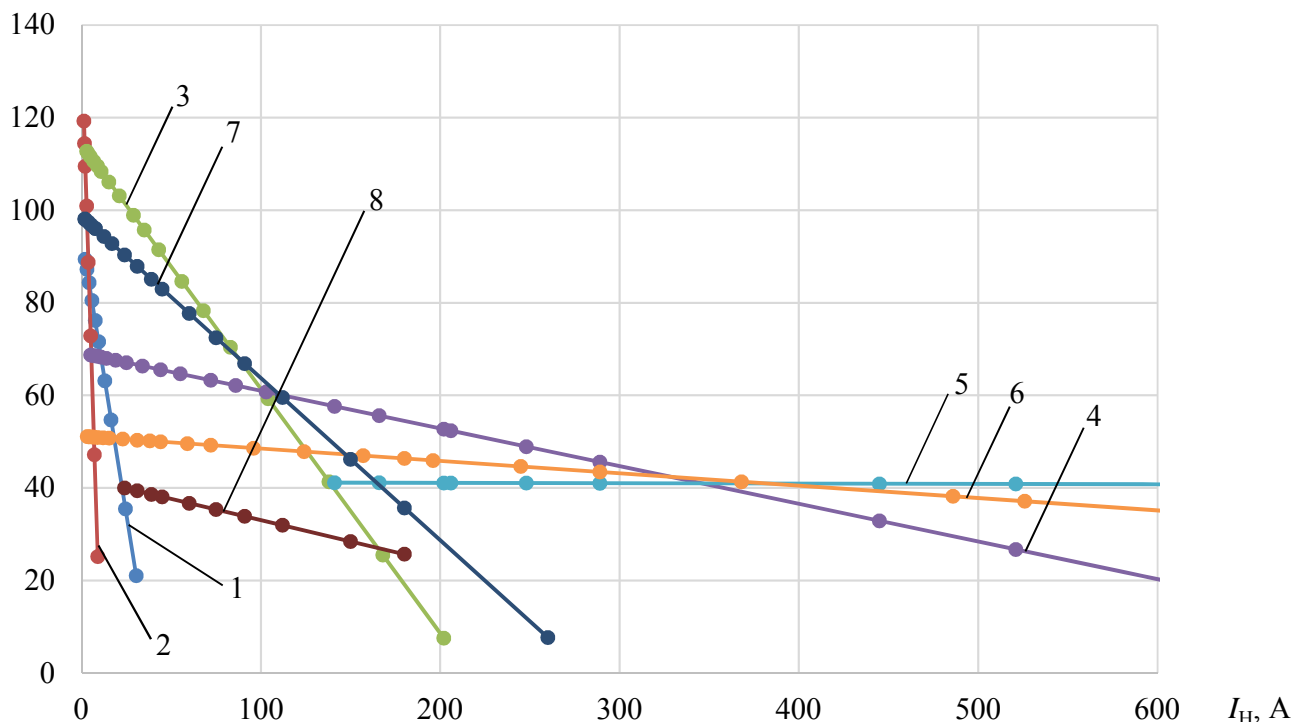


Рис. 3.12. Линейная регрессионная зависимость удельной цены вентильных преобразователей от номинального тока нагрузки: 1 – SE фирмы *ControlTechniques*, 2 – SK фирмы *ControlTechniques*, 3 – SP фирмы *ControlTechniques*, 4 – ACS800 фирмы *ABB*, 5 – ACS880 фирмы *ABB*, 6 – ACS550-01 фирмы *ABB*, 7 – 3G3RVA фирмы *Omron*, 8 – 3G3PVA фирмы *Omron*

На рис. 3.12 представлены линейные регрессионные зависимости исследуемого весового коэффициента от тока для разных типов полупроводниковых преобразователей. С целью снизить влияние разброса ценовых показателей между разными фирмами-поставщиками была получена обобщенная регрессионная зависимость, которая описывается уравнением:

$$C(X)/I(I_{\text{Н}}) = A_{15} \cdot I_{\text{Н}}^5 + A_{14} \cdot I_{\text{Н}}^4 + A_{13} \cdot I_{\text{Н}}^3 + A_{12} \cdot I_{\text{Н}}^2 + A_{11} \cdot I_{\text{Н}} + A_{10}.$$

Как известно, данные, полученные на основании регрессионного анализа, требуют обязательного физического обоснования, так как наличие сильной корреляционной связи не гарантирует реальную “физическую” зависимость одной переменной от другой. Из рис. 3.12 видно, что в области малых токов зависимость удельного коэффициента является существенно нелинейной. Объясняется это тем, что при малых номиналах тока существенную долю в стоимости полупроводникового преобразователя составляет цена на аппаратно-программную часть (стоимость микропроцессорного устройства и разработанного системного и прикладного программного обеспечения). Такая нелинейная зависимость наиболее выразительно проявляется для преобразователей, которые реализуют сложные алгоритмы регулирования координат электропривода

(например, замкнутые схемы векторного управления с датчиком положения ротора [209]). В диапазоне же больших токов удельная цена на преобразователь представляет собой практически линейную функцию, проходящую горизонтально.

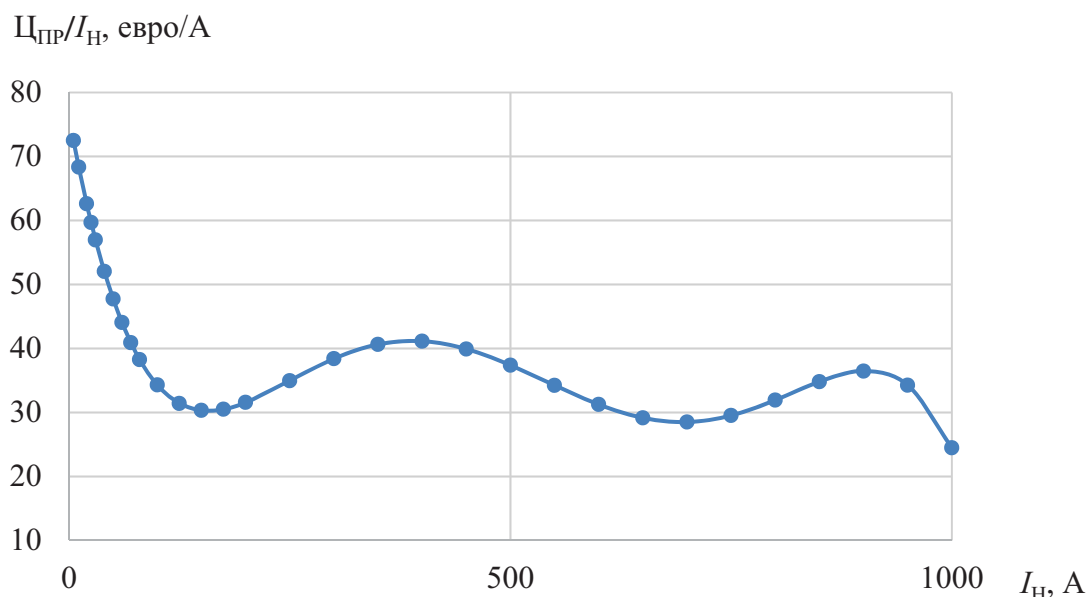


Рис. 3.13. Обобщенная регрессионная зависимость удельной цены полупроводникового преобразователя от тока

Исходя из регрессионной зависимости, можно определить значение номинала преобразователя частоты, начиная с которого один полупроводниковый преобразователь может быть заменен двумя, меньшего номинала, при этом общая стоимость одного “большого” источника питания будет равна стоимости двух “малых”.

Поставленную задачу оптимизации удобнее решать численными методами. При этом для оценки сходимости этих методов удобно построить результирующую поверхность. Сама задача оптимизации для конкретной мощности превращается в задачу одномерного поиска наилучшего решения.

На рис. 3.14 представлена поверхность критерия  $q_3$  как функции количества фаз электропривода и номинального момента двигателя. В области малых номиналов момента критерий оптимизации принимает наименьшие значения, если число фаз не превышает 3. Объясняется это тем, что увеличение фазности электропривода приводит к существенному увеличению стоимости комплектного электропривода и в первую очередь, полупроводниковой части. При увеличении номинальной мощности электропривода значения критерия  $q_3$  увеличиваются при стандартном количестве фаз. Увеличение фазности электропривода способствует уменьшению  $q_3$ .

Объясняется это несколькими причинами: снижением доли полупроводниковой части в общей стоимости и в силу линейной зависимости цены на преобразователь частоты от номинала тока. На рис. 3.14 для сопоставления красной линией показана зависимость критерия  $q_3$  для серийного асинхронного электропривода. В зоне больших мощностей эти критерии для асинхронного электропривода и для СРМНВ оказываются сопоставимыми.

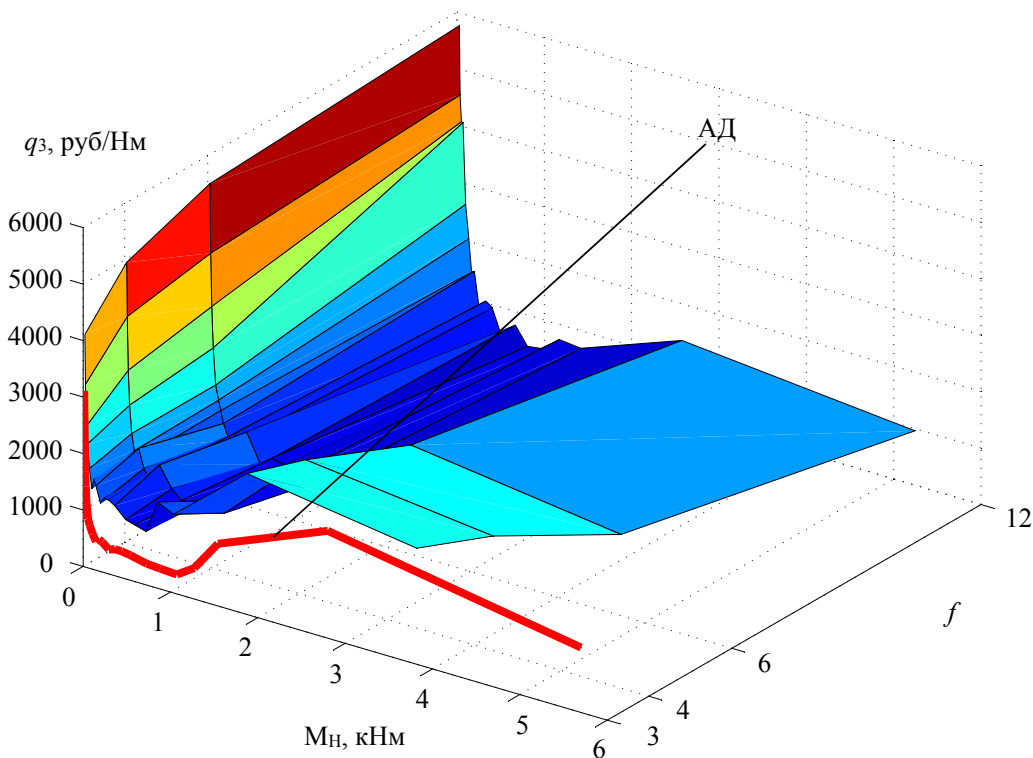


Рис. 3.14. Зависимость критерия  $q_3=C(X)/M$  от момента и количества фаз  $f$

### 3.4.3. Выбор схемы силовых цепей при минимизации электрических потерь в электроприводе

На некоторых технологических объектах условия размещения силового оборудования жестко ограничены. Например, электроприводы бурового электрооборудования размещаются в контейнере, размеры которого определяются условиями транспортирования. До середины 2000 годов в качестве главных электроприводов на этих объектах применялся привод постоянного тока. Переход к электроприводу переменного тока потребовал иначе разрабатывать систему охлаждения. Обусловлено это тем, что в полупроводниковых преобразователях частоты электрические потери и, вызванный ими нагрев окружающего замкнутого пространства, выше [175].

При увеличении количества фаз возрастает число полупроводниковых элементов, растут и электрические потери в электрическом преобразователе. С другой стороны, электромеханический преобразователь имеет наилучшие массогабаритные показатели при  $f > 6$ . Поэтому задача выбора оптимальной схемы силовых цепей электропривода с СРМНВ является актуальной.

На третьем этапе критерий оптимизации может быть сформулирован в виде функции

$$q_3 = \frac{\Delta P(\mathbf{X})}{M} = \frac{\Delta P(F_B^0, F_A^0, F^0, \frac{D_p^0}{D_c}, \alpha^0, f)}{M},$$

где  $\Delta P$  – величина, пропорциональная суммарным электрическим потерям,  $F_B^0, F_A^0, F^0, \frac{D_p^0}{D_c}, \alpha^0$  фиксируются, а  $f$  – варьируется и принадлежит области допустимых значений  $F = \{f: 0 \leq f \leq \infty\}$ ;  $M$  – величина номинального электромагнитного момента двигателя.

Алгоритм поиска оптимальных решений полностью повторяет п.п. 3.4.2. Остановимся на расчетах удельных весовых коэффициентов. На рис. 3.15 представлены линейные регрессионные зависимости удельных потерь в полупроводниковых преобразователях частоты от величины номинального тока. В табл. 3.3 представлены результаты статистической обработки полученных регрессионных зависимостей.

Для статистических исследований была сделана выборка из 31 точки. Статистическая обработка выполнялась методом парной выборки, при этом использовалось распределение Стьюдента. Расчетный коэффициент  $t$  оказался меньше критического. Анализ кривых показывает, что абсолютные электрические потери зависят от класса преобразователя частоты (см. рис. 3.15, зависимости 1, 2) и от производителя (см. рис. 3.15, зависимости 2, 4). Так, фирма *Control Techniques* выпускает преобразователи нескольких типов.

Наиболее “дорогой” в линейке выпускаемых преобразователей частоты *Unidrive SP* имеет пониженные электрические потери по сравнению с более “дешевым” решением на базе *SE*. Можно предположить, что пониженные электрические потери достигаются за счет использования полупроводниковых ключей с пониженным прямым падением напряжения. Регрессионные зависимости 2, 3, 4 (рис. 3.15) во всем диапазоне токов проходят горизонтально, следовательно, электрические потери в этих типах преобразователей частоты пропорциональны току и могут быть аппроксимированы линейными функциями от номинального тока источника питания.

Известно, что электрические потери в конкретном преобразователе частоты зависят от несущей частоты [45]. Увеличивая несущую частоту ШИМ преобразователя частоты, удастся улучшить форму

выходного тока, но при этом растут электрические потери в преобразователе частоты и уровень перенапряжений импульсного сигнала на обмотках двигателя.

Таблица 3.3

Результаты статистической обработки удельных потерь в полупроводниковых преобразователях

Параметр	$I_H, A$	$P_{ЭМП}/I_H, \text{Вт/А}$	$P_{РЕГ}/I_H, \text{Вт/А}$	$d$	$d^2$
Номер опыта					
1	5	15,62	14,45	1,17	1,36
2	11	13,07	14,24	-1,17	1,36
3	20	15,14	13,96	1,19	1,4
4	25	15,14	13,81	1,33	1,77
...	...	...	...	...	...
31	1000	12,24	12,13	0,11	0,012
$s_d = \sqrt{\frac{\sum d^2 - \frac{(\sum d)^2}{n}}{n-1}}$	0,73				
$t = \frac{\bar{d} - \mu_d}{\frac{s_d}{\sqrt{n}}}$	0,001				
$t_{\text{КРИТ}}$	2,042				

$\Delta P/I_H, \text{Вт/А}$

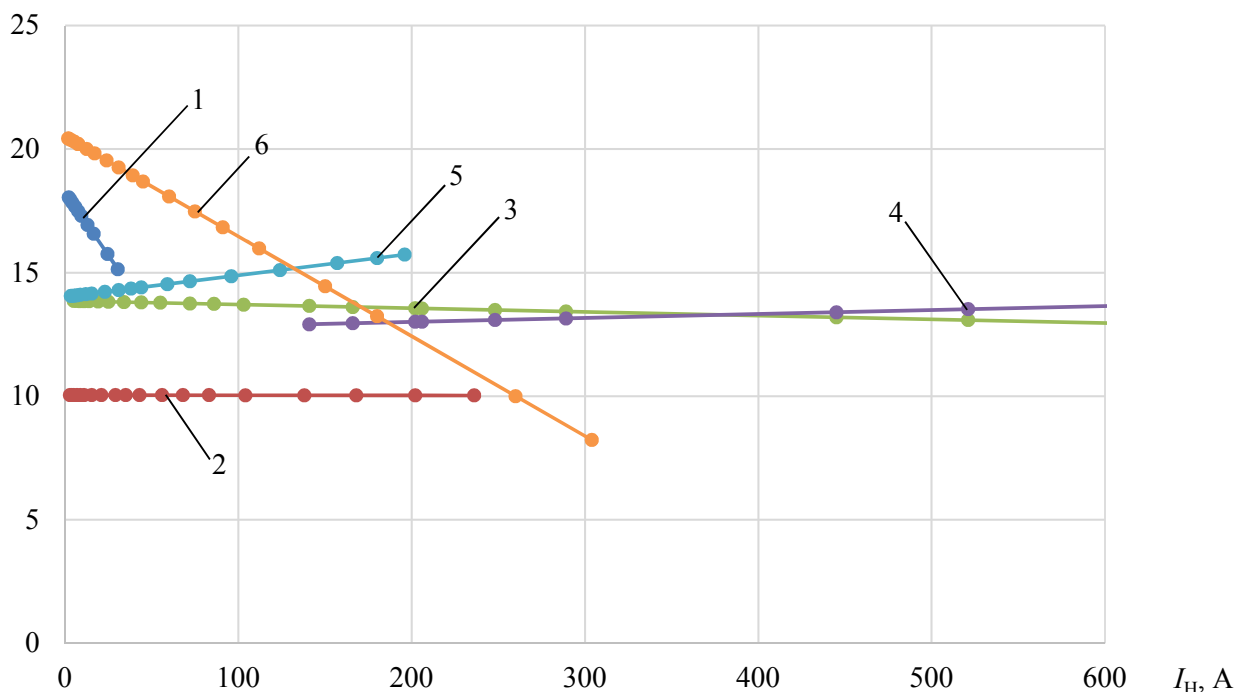


Рис. 3.15. Линейная регрессионная зависимость удельных потерь вентильных преобразователей от номинального тока нагрузки: 1 – SE фирмы *Control Techniques*, 2 – SP фирмы *Control Techniques*, 3 – ACS800-01 фирмы *ABB*, 4 – ACS880 фирмы *ABB*, 5 – ACS550-01 фирмы *ABB*, 6 – 3G3RVA фирмы *Omron*



Компромисс в выборе несущей частоты может быть получен исходя из решаемых задач.

В случае, когда основным критерием оптимизационной задачи является минимум электрических потерь, актуальной оказывается задача поиска зависимости электрических потерь в функции несущей частоты ШИМ. С этой целью была построена регрессионная зависимость электрических потерь в преобразователе частоты от токовой нагрузки при частоте ШИМ-сигнала 0 Гц.

В табл. 3.4 дана статистическая обработка результатов. Из рис. 4.23 следует, что, установив несущую частоту на минимум, можно снизить потери в 1,5–1,7 раза [125].

Решать задачу поиска оптимального значения критерия  $q_3$  можно выполнять численными методами как задачу одномерного поиска. На рис. 3.16 представлена поверхность критерия  $q_3$  в функции числа фаз и номинального момента двигателя. Для электроприводов с СРМНВ в зоне малых мощностей наихудшие показатели критерия  $q_3$  получаются в многофазных схемах.

По мере увеличения мощности электропривода эта зависимость сохраняется, но разница между лучшим решением (в случае 3-фазных схем) и для многофазной схемы становится несущественной. Объяснить этот факт можно линейной зависимостью электрических потерь в функции тока (см. рис. 3.16).

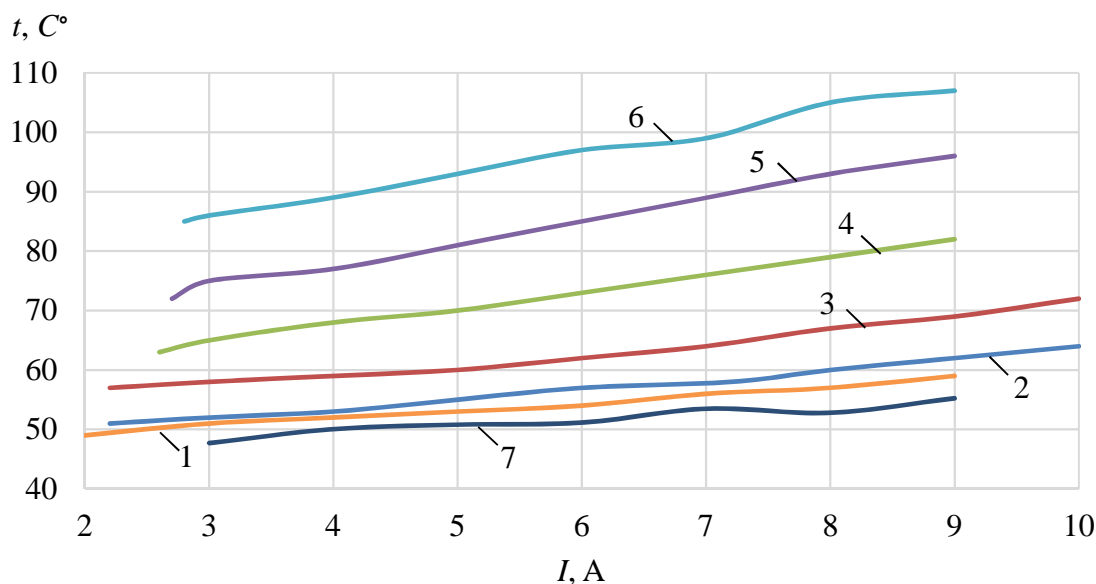


Рис. 3.16. Зависимость потерь в полупроводниковых преобразователях в функции несущей частоты ШИМ 1кГц(1), 2кГц(2), 4кГц(3), 8 кГц(4), 12 кГц(5), 16 кГц(6), 0 кГц (7)

Таблица 3.4

Статистическая оценка потерь в полупроводниковых преобразователях  
при различных значениях частоты ШИМ

$f, \text{кГц}$	$t_{\text{ЭКСП}}$	$t_{\text{РЕГ}}$	$d$	$E_1 = d - t \cdot \frac{s_d}{\sqrt{n}}$	$E_2 = d + t \cdot \frac{s_d}{\sqrt{n}}$
1	59	58,87	0,13	-0,04	0,31
2	62	62,28	0,28	0,1	0,45
4	69	68,8	0,2	0,02	0,38
8	82	82,1	0,09	-0,09	0,26
12	96	95,9	0,03	-0,15	0,21
16	107	107,01	0,01	-0,16	0,19
$s_d = \sqrt{\frac{\sum d^2 - \frac{(\sum d)^2}{n}}{n-1}}$			0,17		
$t = \frac{\bar{d} - \mu_d}{\frac{s_d}{\sqrt{n}}}$			0,03		
$t_{\text{КРИТ}}$			2,571		

## **4. СИНТЕЗ ЗАКОНОВ УПРАВЛЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРЕОРАЗОВАТЕЛЯМИ**

Обобщенная математическая модель электропривода с СРМНВ может успешно использоваться на этапах разработки электропривода, принятия новых решений, выбора оптимальных соотношений активных материалов в электроприводе. На этапе же наладки требования к уровню сложности математической модели резко изменяются. Во-первых, это обусловлено другим уровнем квалификации специалистов, занимающихся настройкой и вводом систем в эксплуатацию. Во-вторых, качество результатов расчета любой математической модели определяется не только объемом и сложностью заложеного математического аппарата, но и исходными данными. Как правило, в силу отсутствия полной информации об объекте наладки и работы систем в условиях помех получить достоверные данные об объекте невозможно. С другой стороны, электропривод, в котором рационально выбраны активные материалы, и спроектированный под конкретные режимы работы, будет отличаться линеаризованными характеристиками. Поэтому на данном этапе актуальной оказывается задача обоснования и детализации "простейших" методов наладки для объекта управления.

В тех случаях, когда объект регулирования малоизучен, резко возрастает интерес к частотно-топологическим моделям разрабатываемых систем электропривода, особенно тогда, когда имеется аппаратура для определения экспериментальных частотных характеристик реальных объектов [70]. Актуальность частотных методов синтеза обосновывается не только их применением в научных исследованиях [107, 112, 149, 167], но и практической реализацией этого подхода к синтезу ряда электроприводов фирмами-производителями электротехнического оборудования, например, Siemens [197].

Идея похода к частотному анализу и синтезу систем регулирования электроприводов достаточно подробно изложена в [70]. Сначала обратимся к примеру исследования современных серийных регулируемых электроприводов переменного тока. Подробное описание выполнено в соавторстве и дано в [167]. Остановимся на некоторых принципиальных моментах.

Чтобы преодолеть указанную проблему, был разработан и реализован алгоритм, позволяющий регистрировать частотные характеристики электропривода, не включая в измерительный канал инерционные звенья АЦП-ЦАП [110]. Тестовый гармонический сигнал формировался непосредственно во встроенном микроконтроллере электропривода.

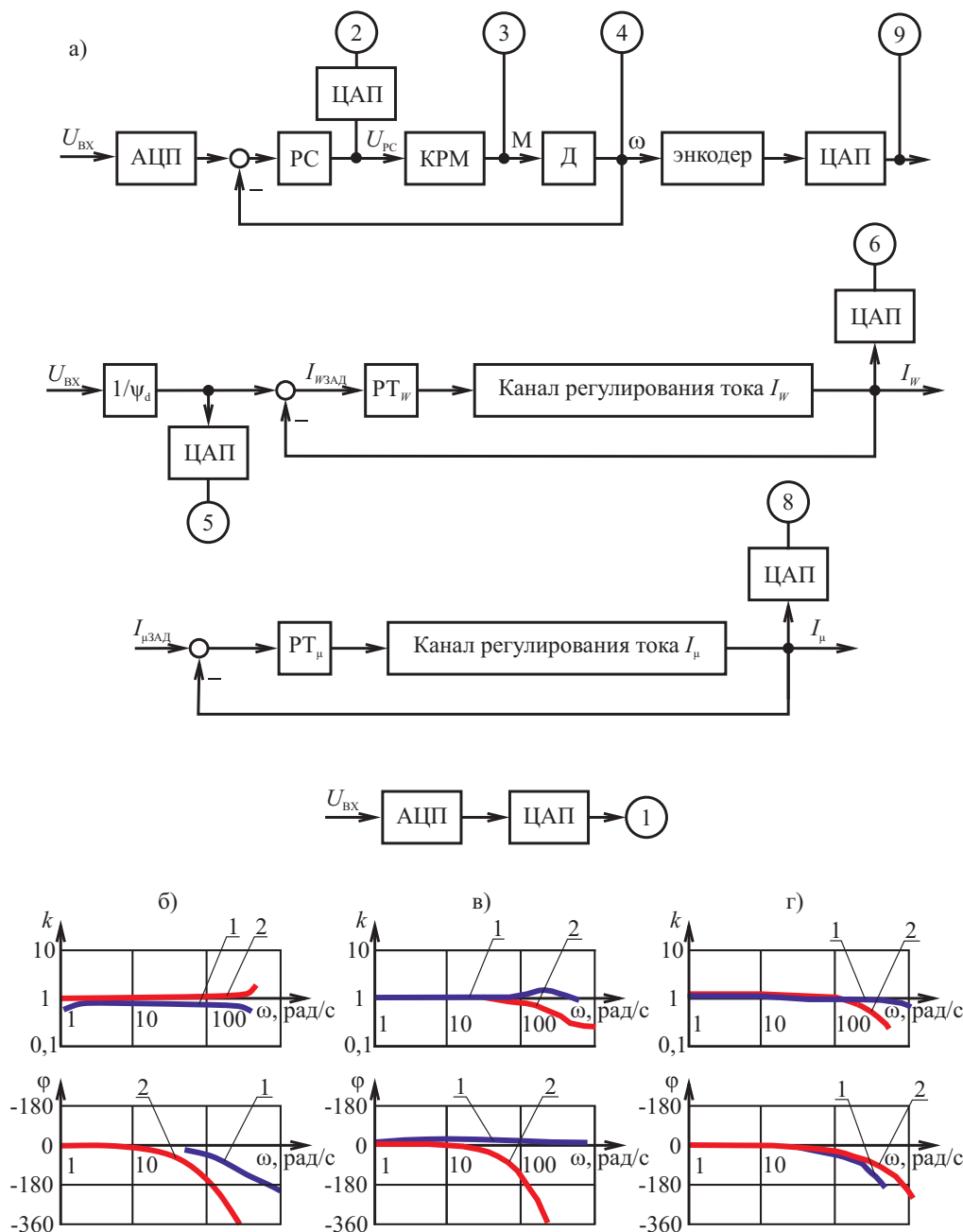


Рис. 4.1. Частотные характеристики современных электроприводов переменного тока: а) структурные схемы, объясняющие методику измерения координат, б) ЛАЧХ «ЦАП – АЦП» преобразователей Simovert (1) и Unidrive SP (2), в) ЛАЧХ КРТ преобразователей Simovert (1) и Unidrive SP (2), г) ЛАЧХ КРМ преобразователей Simovert (1) и Unidrive SP (2)

Например, в частотнорегулируемом электроприводе Unidrive SP функция узла формирования тестового гармонического сигнала возлагалась на технологический контроллер SM Application, который связан по внутренней скоростной шине данных с главным процессором CPU электропривода (рис. 4.2). На рис. 4.2, а DO1, DO2 – быстродействующие цифровые выходы, на которых формируются сигналы в момент перехода тестового синусоидального сигнала через ноль от отрицательного значения к положительному.

В алгоритме по событию (см. рис. 4.2, б), определяемом по прерываниям таймера (частота тестового сигнала) в SM Application (см. рис. 4.2, а) происходит формирование тестового гармонического сигнала, который через быстродействующую шину подаётся в модуль CPU. В модуле CPU тестовый сигнал подаётся на вход объекта управления: контур регулирования скорости или контур регулирования момента. В традиционных схемах экспериментального определения частотных характеристик на измерительный осциллограф подаётся тестовый сигнал задания и измеряемая выходная переменная. В предложенном алгоритме на измерительный осциллограф подаётся логический сигнал с цифрового выхода DO1. Этот сигнал формируется в момент перехода через ноль тестового гармонического сигнала от отрицательного значения к положительному.

При изучении динамических систем удобно рассчитывать частотные характеристики в прикладных программных пакетах, например, MatlabSimulink. Но этот программный продукт не содержит стандартных средств, позволяющих получать частотные характеристики для объектов с двойной модуляцией управляющего сигнала. Поэтому была разработана и зарегистрирована программа расчета частотных характеристик [122]. На рис. 4.3 представлена идея снятия частотных характеристик произвольного звена А. Для этого на исследуемый динамический объект подается тестовый гармонический сигнал, частота которого изменяется в автоматическом режиме. Границы этой частоты задаются в начале исследования. В блоке Б выполняется синхронное детектирование измеряемой частотной характеристики (получение амплитуды и фазы выходного сигнала). Длительность измерения одной точки определяется блоками В, Г, Д, Е: в блоке В фильтруется мгновенное значение вычисленной компоненты частотной характеристики; в блоке Г оценивается значение переменной составляющей измеряемой частотной характеристики; блок Д реализует функцию масштабирования измеряемой характеристики по времени; в блоке Е задается допустимая точность вычислений. Предложенная структура успешно была использована при исследовании электроприводов, работающих в широком диапазоне регулирования скорости.

При изучении динамических систем удобно рассчитывать частотные характеристики в прикладных программных пакетах, например, MatlabSimulink. Но этот программный продукт не содержит стандартных средств, позволяющих получать частотные характеристики для объектов с двойной модуляцией управляющего сигнала. Поэтому была разработана и зарегистрирована программа расчета частотных характеристик [122].

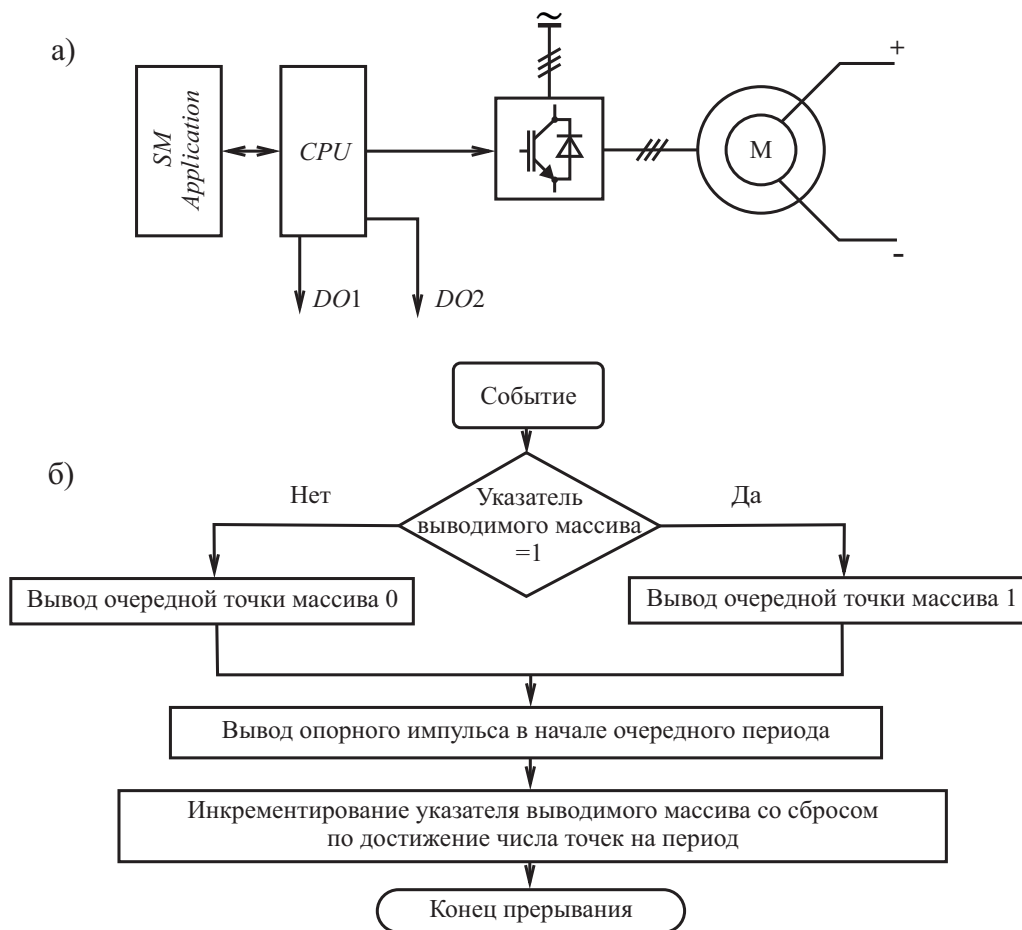


Рис. 4.2. Алгоритм частотной идентификации электроприводов переменного тока: функциональная схема объекта исследования (а); алгоритм формирования тестового сигнала задания (б)

На рис. 4.3 представлена идея снятия частотных характеристик произвольного звена А. Для этого на исследуемый динамический объект подается тестовый гармонический сигнал, частота которого изменяется в автоматическом режиме. Границы этой частоты задаются в начале исследования. В блоке Б выполняется синхронное детектирование измеряемой частотной характеристики частотной характеристики (получение амплитуды и фазы выходного сигнала). Длительность измерения одной точки определяется блоками В, Г, Д, Е: в блоке В фильтруется мгновенное значение вычисленной компоненты частотной характеристики; в блоке Г оценивается значение переменной составляющей измеряемой частотной характеристики; блок Д реализует функцию масштабирования измеряемой характеристики по времени; в блоке Е задается допустимая точность вычислений. Предложенная структура успешно была использована при исследовании электроприводов, работающих в широком диапазоне регулирования скорости.

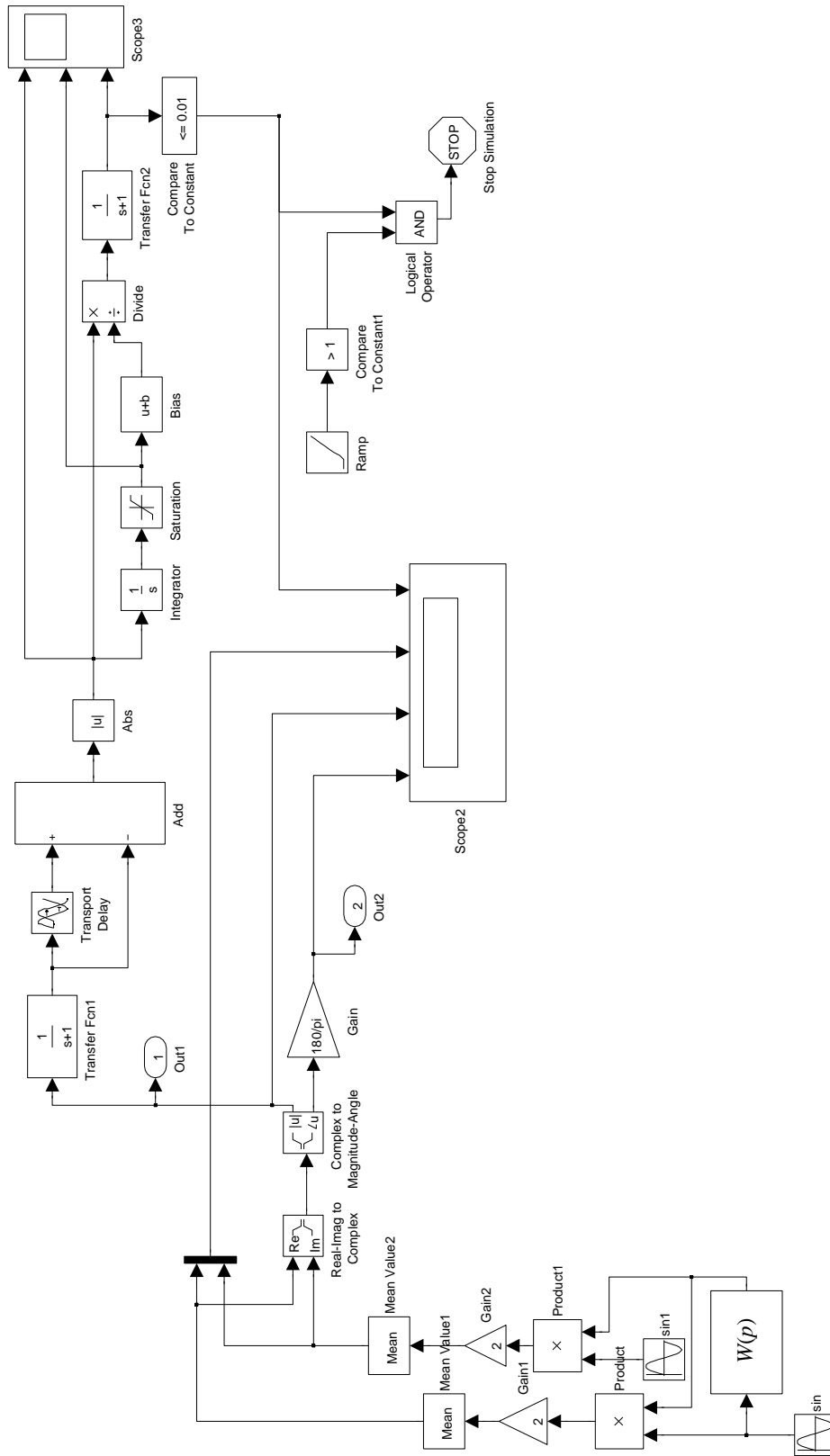


Рис. 4.3. Функциональная схема исследования характеристик систем с двойной амплитудной модуляцией сигнала

## 4.1. Синтез структур управления электроприводами с СРМНВ

Так как в электроприводе с СРМНВ и постоянного тока существует однозначная линейная связь между электромагнитным моментом и якорным током, то структуры управления могут строиться по схемам, аналогичным электроприводам постоянного тока. Формирование электромагнитного момента проще всего осуществляется в схеме подчиненного регулирования.

### 4.1.1. Системы управления с независимым возбуждением

На рис. 4.4, а приведён один из возможных вариантов функциональной схемы электропривода. Здесь статорные обмотки питаются от шести источников тока. Задание на ток якорных обмоток (напряжение  $+U_{pc}$ , и  $-U_{pc}$ ) подаётся с выходов регулятора скорости РС (AR) и инвертора И1 (A2) через узел формирования фазных токов УФФТ. Элементарный принцип работы УФФТ рассмотрен в п.п. 3.2.1. Нерегулируемое задание на ток возбуждения (напряжения  $+U_v$ ,  $-U_v$ ) подаётся с выходов потенциометра RP1 и инвертора И2 (A3) [130, 147].

При подаче на вход задатчика интенсивности (ЗИ) (на схеме рис. 4.4 он не показан) напряжения  $U_{вх}$  увеличивается напряжение на выходе ЗИ, затем – напряжение на выходе РС, а это вызывает появление заданий  $+U_{pc}$  и  $-U_{pc}$  на ток якоря. Напряжения  $+U_{pc}$  и  $-U_{pc}$  вызовут в источниках тока и якорных обмотках протекание соответствующих токов, в свою очередь эти токи взаимодействуют с полем возбуждения, так что двигатель М развивает момент, его ротор придёт во вращение.

Когда напряжение на выходе ЗИ сравняется с  $U_{вх}$ , его рост прекратится. Переходный же процесс нарастания скорости электропривода будет продолжаться, пока не сравняются между собой напряжения с выхода ЗИ  $n_z$  и сигнала с выхода датчика скорости  $n_{oc}$ . Как правило, функции датчика скорости BR и датчика положения BQ совмещаются в одном устройстве. Тогда напряжение на выходе РС упадёт или до нуля (это произойдёт в случае, если электропривод работает в режиме идеального холостого хода), или до значения  $U_{pc}$ , соответствующего моменту статической нагрузки на валу двигателя.

При торможении электропривода работа протекает аналогично, только знак напряжения на выходе РС изменится на противоположный и, следовательно, изменится последовательность заданий:  $+U_{pc}$ ,  $+U_v$ ,  $-U_{pc}$  и  $-U_v$  на  $-U_{pc}$ ,  $+U_v$ ,  $+U_{pc}$  и  $-U_v$ , что приведёт к изменению последовательности токов статора, а следовательно, к изменению знака электромагнитного момента.



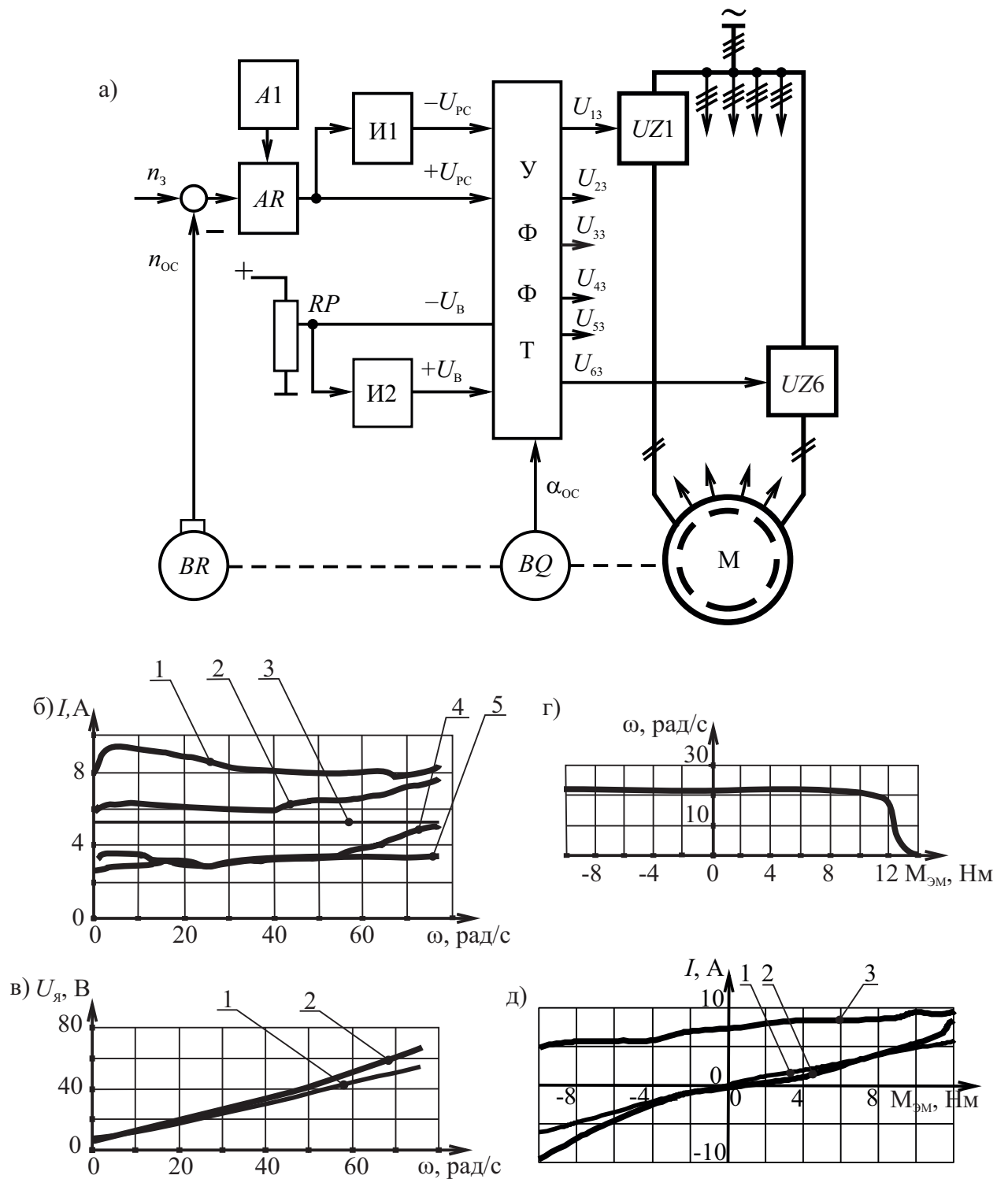


Рис. 4.4. Электропривод с СРМНВ с независимым управлением по возбуждению: а) функциональная схема; б) зависимости реального значения тока возбуждения (1), экспериментального (4) и расчётного (5) значений тока якоря, экспериментального (2) и расчётного (3) тока фазы от скорости; в) Расчётная (1) и экспериментальная (2) кривые напряжения на якорной обмотке в функции скорости; г) механическая характеристика электропривода ( $n_3 = 22$  рад/с;  $I_B = 7$ ); д) Расчётная (1), экспериментальная (2) кривые тока якоря и ток возбуждения (3) в функции нагрузки на валу двигателя

Техническая реализация предложенной схемы и условия проведения исследований подробно описаны в [35, 172]. Остановимся на обсуждении результатов исследований.

Расчетные кривые вычислялись на обобщенной математической модели и по упрощенным методикам, описанным в [27, 76, 113].

Анализ регулировочных характеристик электропривода (рис. 4.4, б) показывает, что в диапазоне скоростей от 0 до 70 рад/с, ошибка между расчётными данными, полученными по упрощенной модели и экспериментальными значениями не превосходит 15 %. Экспериментальные и теоретические кривые, полученные на обобщенной математической модели, практически сливаются на рис. 4.4.

Механические характеристики (рис. 4.4, г) исследовались при изменении момента сопротивления на валу, который создавался электроприводом нагрузочной машины [35]. Анализ моментных кривых (зависимостей якорной составляющей тока статора от момента (рис. 4.4, д) показал, что расчетные значения тока по упрощенной модели (кривая 2) отличаются от экспериментальных в зоне перегрузок. Обусловлено это весьма приближенным учетом насыщения магнитной системы. Расчетные значения, полученные на обобщенной математической модели, практически сливаются с экспериментальными данными.

С учетом полученных результатов можно сформулировать следующие выводы. Схема с независимым возбуждением налаживается аналогично структуре электропривода постоянного тока с тем лишь отличием, что приходится выполнять настройку не одного, а  $f$  (по числу фаз) контуров регулирования тока. Во-вторых, результаты исследований показали область допустимого использования упрощенных математических моделей: при необходимости точного учета насыщения магнитной системы электропривода приходится применять обобщенную математическую модель системы.

#### *4.1.2. Системы управления с последовательным возбуждением*

В случае схемы электропривода с последовательным возбуждением ток возбуждения изменяется пропорционально абсолютной величине напряжения  $U_{pc}$ , для чего применён функциональный преобразователь (рис. 4.5, а, (1)), напряжение на выходе которого пропорционально модулю  $U_{pc}$ .

В зоне малых моментов нагрузки напряжение на выходе РС мало, следовательно, малы и напряжения задания на токи возбуждения  $+U_B$  и  $-U_B$ , а значит, снижается значение тока возбуждения и связанные с ними потери в электроприводе.

В зоне же перегрузок увеличение сигнала  $U_{pc}$  приводит к увеличению задания на ток возбуждения. Рост тока возбуждения позволяет ослаблять или даже подавлять размагничивающее влияние поперечной реакции якоря, за счёт чего двигатель способен выдерживать кратковременные перегрузки по моменту (до 4 и более), существенно большие, чем в электроприводах асинхронных или постоянного тока.

Содержание экспериментальных исследований представлено в [27]. На рис. 4.5, б, в даны результаты экспериментальных и теоретических исследований. Установлено, что расчеты по упрощенной математической модели достаточно точно описывают поведение системы как в зоне номинальных нагрузок, так и при перегрузках электропривода. Обусловлено это тем, что при последовательном возбуждении размагничивающая реакция якоря компенсируется последовательной обмоткой возбуждения. Рассматриваемая схема может быть рекомендована для технологических объектов с существенными перегрузками по моменту.

#### *4.1.3. Системы управления с двухзонным регулированием скорости*

В схеме электропривода с двухзонным регулированием скорости (рис. 4.5, а, (2)) максимум выходного напряжения ограничен с помощью блока ограничения БО2 и соответствует номинальному току возбуждения двигателя.

При скорости вращения ниже основной, пока напряжение на выходе ДН ниже напряжения задания  $U_{zn}$ , регулятор РН находится в насыщенном состоянии, благодаря чему ток возбуждения двигателя поддерживается постоянным, равным номинальному. Регулирование скорости вращения двигателя производится только за счёт изменения напряжения на якорной обмотке.

Когда напряжение на якоре двигателя увеличится до значения, соответствующего  $U_{zn}$ , регулятор РН уменьшает свой выходной сигнал, снижая тем самым и уставки  $+U_v$  и  $-U_v$ . Поток в двигателе начинает ослабляться. Если использовать регулятор напряжения РН интегрального типа, то в установившихся режимах работы электропривода на скорости выше скорости холостого хода выходное напряжение на "якоре" будет соответствовать заданию  $U_{zn}$ .

Схема с двухзонным регулированием скорости может быть рекомендована для производственных механизмов, у которых работа электропривода на высоких скоростях происходит с уменьшенными значениями статической нагрузки. К таким механизмам относятся, например, продольно-строгальные станки, у которых во время обратного хода резца стружка с обрабатываемой детали не снимается,

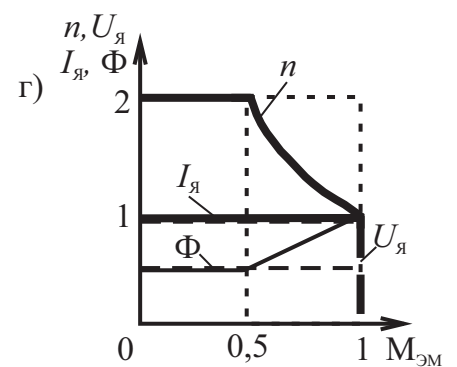
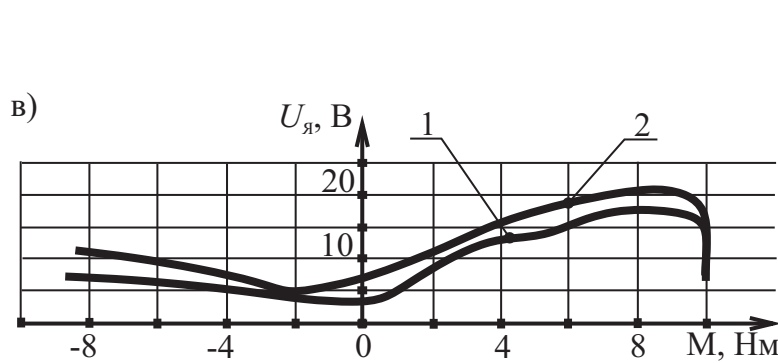
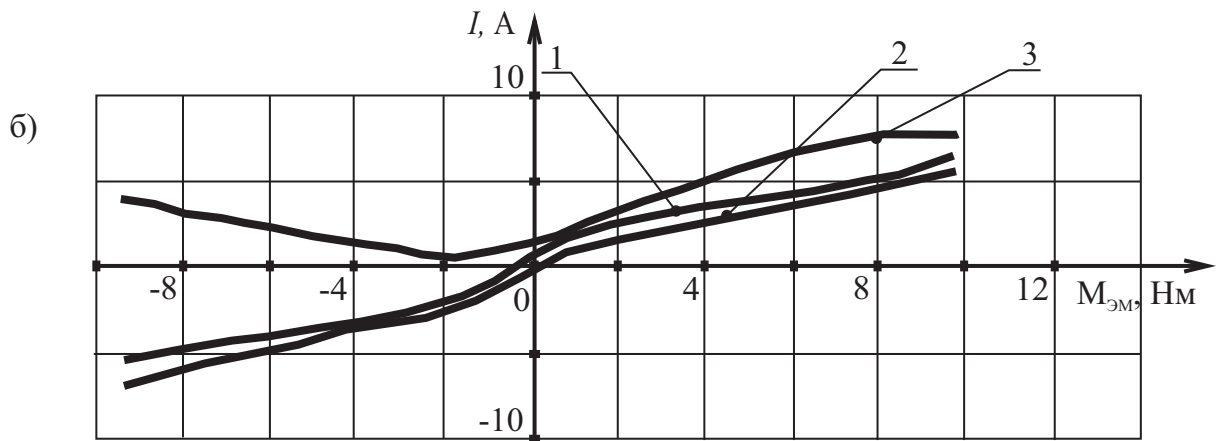
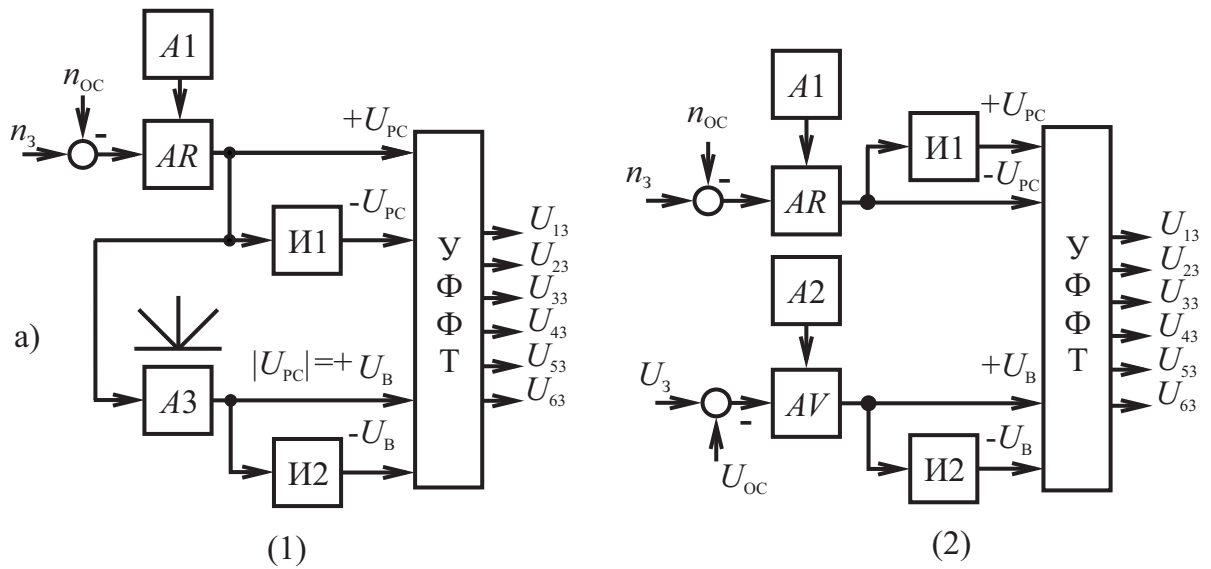


Рис. 4.5. Электропривод с СРМНВ с "последовательным возбуждением" и двухзонным регулированием скорости: а) функциональная схема с последовательным (1) и двухзонным регулированием (2); б) расчётная кривая фазного тока 1, экспериментальный якорный ток 2 и ток возбуждения 3 в схеме с последовательным возбуждением; в) расчётная 1 и экспериментальная 2 кривые якорного напряжения в схеме с последовательным возбуждением; г) идеальные кривые скорости, якорных напряжения и тока, потока в схеме с двухзонным регулированием скорости

поэтому обратный ход целесообразно и возможно производить с повышенной скоростью. Далее, на реверсивных станах горячей прокатки последние пропуски прокатываемого слитка происходят с малыми величинами статического момента, длина же слитка в этих пропусках наибольшая. Это также способствует увеличению скорости привода.

Особенности работы электропривода в зоне ослабления поля будут рассмотрены ниже (п.п. 4.2.2) при решении задачи расширения диапазона регулирования скорости.

#### *4.1.4. Потери в электроприводах при разных законах регулирования*

Работа современного регулируемого электропривода, как правило, происходит при переменной нагрузке и с разными законами регулирования момента и скорости. Это приводит к перераспределению составляющих потерь и требует их учёта, что наиболее актуально для технологических объектов, работающих в условиях перегрузок. В основу анализа положено наблюдение, которое заключается в том, что у двигателей, имеющих близкие значения КПД, характер изменения составляющих потерь также близок, хотя при этом абсолютные потери могут отличаться весьма значительно. Этот факт дал возможность при изменении нагрузки представить изменение составляющих потерь в относительных единицах, взяв за базовое значение суммарные потери в электродвигателе в номинальном режиме. При этом внутри каждой серии электродвигателей абсолютные потери отличаются и весьма значительно. В [106, 201] соавторстве с научным коллективом были представлены исходные данные для анализа, а также результаты расчетов.

Установлено, что двигатели общепромышленного исполнения, имеющие номинальный КПД в пределах  $\eta_n = 0,8 \dots 0,95$ , независимо от типа (синхронные, асинхронные, постоянного тока, реактивные) при изменении момента нагрузки имеют практически совпадающий характер изменения относительных значений постоянных и переменных составляющих потерь.

При регулировании скорости и(или) момента в электроприводах с поддержанием постоянства магнитного потока двигателя обобщённая зависимость суммарных потерь в долях от их значения в номинальном режиме двигателя может быть описана уравнением [26, 106]:

$$\Delta P_{\Sigma} = 0,57 + 0,43 \cdot M^2.$$

а в электроприводах, где ток возбуждения изменяют пропорционально току якоря:

$$\Delta P_{\Sigma} = 0,1 + 0,9 \cdot M.$$

Когда момент нагрузки близок к номинальному значению или не отличается от него в ту или иную сторону более чем на 50 %, то, как это следует из сопоставления кривых на рис. 4.6, а, б, суммарные потери при обоих способах регулирования магнитного потока отличаются незначительно. Заметная выгода при работе с регулируемым магнитным потоком наблюдается в зоне малых нагрузок, когда момент нагрузки  $M \leq 0,5 \cdot M_n$ . Работу в зоне больших моментов при  $M \geq 0,5 \cdot M_n$  также выгоднее выполнять при регулируемом магнитном потоке, но на практике это не всегда удаётся из-за возможного насыщения магнитной системы электродвигателя. Тогда приходится переходить на двухзонное регулирование скорости или момента.

#### 4.2. Особенности работы электропривода с СРМНВ на повышенных угловых скоростях

В типовых электроприводах постоянного тока между током якоря двигателя и его моментом существует прямая зависимость, что упрощает настройку внутреннего контура. В то же время в электроприводах переменного тока такой явной зависимости нет. Ниже дана краткая аннотация результатов теоретических и экспериментальных исследований динамических свойств канала регулирования электромагнитного момента в частотнорегулируемых электроприводах и в электроприводе с СРМНВ. Более подробно результаты представлены в [149].

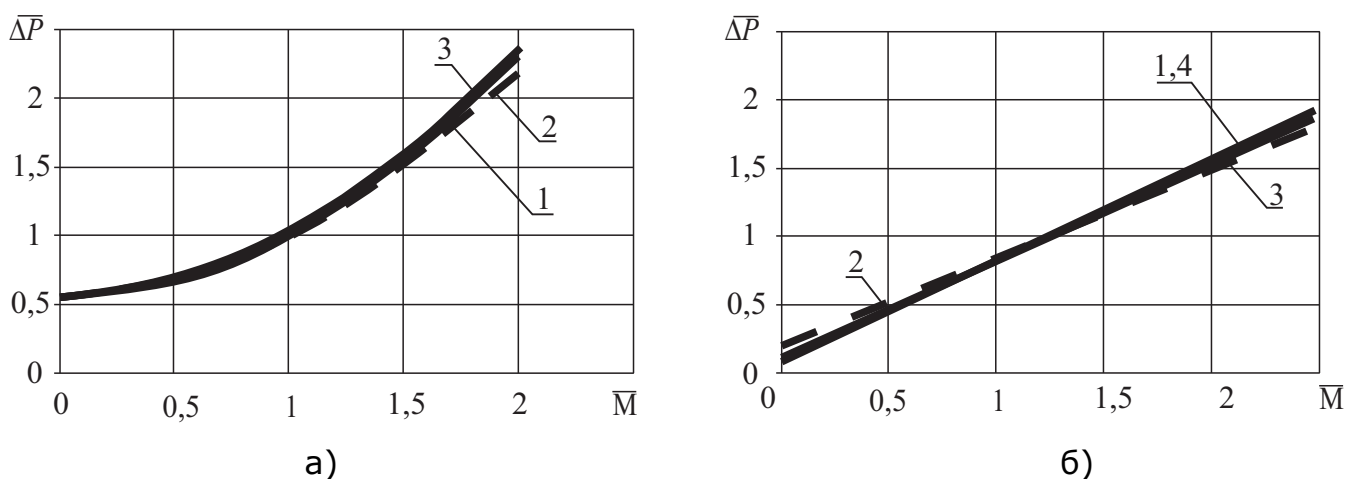


Рис. 4.6. Зависимость суммарных потерь от момента нагрузки в электроприводах:

- а) постоянного тока при постоянном возбуждении (1); синхронных с активным ротором при постоянном магнитном потоке (2); асинхронных при постоянном магнитном потоке (3) б) постоянного тока при последовательном возбуждении (1); синхронных с активным ротором при регулируемом возбуждении (2); асинхронном двигателе при постоянном скольжении (3); СРМНВ при регулируемом токе возбуждения (4)

#### 4.2.1. Структурная схема канала регулирования момента

Структурная схема показывает последовательные математические операции, которые описывают процесс передачи сигнала через звенья одной фазы статора синхронного двигателя. На схеме УФФТ – узел формирования фазных токов, КРТ – контур регулирования фазного тока статора, СД – синхронный двигатель, – соединены последовательно (рис. 4.7, а).

Составляющая электромагнитного момента электродвигателя  $M_i$ , показана в виде результата демодуляции (вторичного умножения) тока  $i$  на синусоидальную величину с такой же частотой, как и в УФФТ, но при этом сигнал сдвинут по фазе на угол  $\gamma$ :

$$M_i = L_M \cdot L_P \cdot i \cdot \sin(\omega_1 t + \gamma).$$

В данном уравнении  $L_M$  – максимальное значение коэффициента взаимной индуктивности между обмотками ротора и фазы статора;  $I_P$  – ток ротора синхронного двигателя,  $\gamma$  – угол сдвига между синусоидальными величинами, которые подаются на входы звеньев УФФТ и СД.

В сумматоре на выходе данной системы две тройки синусоид, сдвинутых между собой на 120 градусов, взаимно уравновешиваются, и поэтому на вал двигателя не проходят, следовательно, в выражении для расчета электромагнитного момента присутствуют только две утроенные гармоники основной частоты  $\omega$ . Амплитуда этих гармоник и величина фазового сдвига определена значениями частотных характеристик звена КРТ на боковых частотах  $(\omega - \omega_1)$  и  $(\omega + \omega_1)$ :

$$\begin{aligned} M &= M_A + M_B + M_C = M_1(\omega - \omega_1) + M_2(\omega + \omega_1) = \\ &= 0,75U_M \cdot L_M \cdot I_P \cdot A_{\text{КРТ}}(\omega - \omega_1) \sin[\omega t + \gamma - \varphi(\omega - \omega_1)] + \\ &+ 0,75U_M \cdot L_M \cdot I_P \cdot A_{\text{КРТ}}(\omega + \omega_1) \sin[\omega t - \gamma - \varphi(\omega + \omega_1)] \quad (4.1) \end{aligned}$$

Анализ выражения (5.1) показал, что когда необходимо учитывать ограниченную полосу пропускания частот КРТ, а  $(\omega - \omega_1)$  и  $(\omega + \omega_1)$  имеют довольно существенные различия, слагаемые  $M_1$  и  $M_2$  (рис. 4.7, б) изменяются по-разному в функции  $\omega$ . Наиболее значительно эта разница видна в районе частоты среза КРТ  $\omega_T$ . Тогда при частоте напряжения на статоре, близкой частоте среза КРТ, когда  $\omega_1 \approx \omega_T$ , разность частот  $(\omega - \omega_1)$  находится в рабочей полосе пропускания частот КРТ, а там вектор  $M_1$  почти не изменяется. Другая же боковая частота  $(\omega + \omega_1)$  выходит за правую границу равномерного пропускания частот, а там амплитуда вектора  $M_2$  становится значительно меньше. В результате оказывается  $|M_1| > |M_2|$ , следовательно, величина и направление результирующего вектора  $M = M_1 + M_2$  в большей мере определено вектором  $M_1$ , который почти не изменяется.

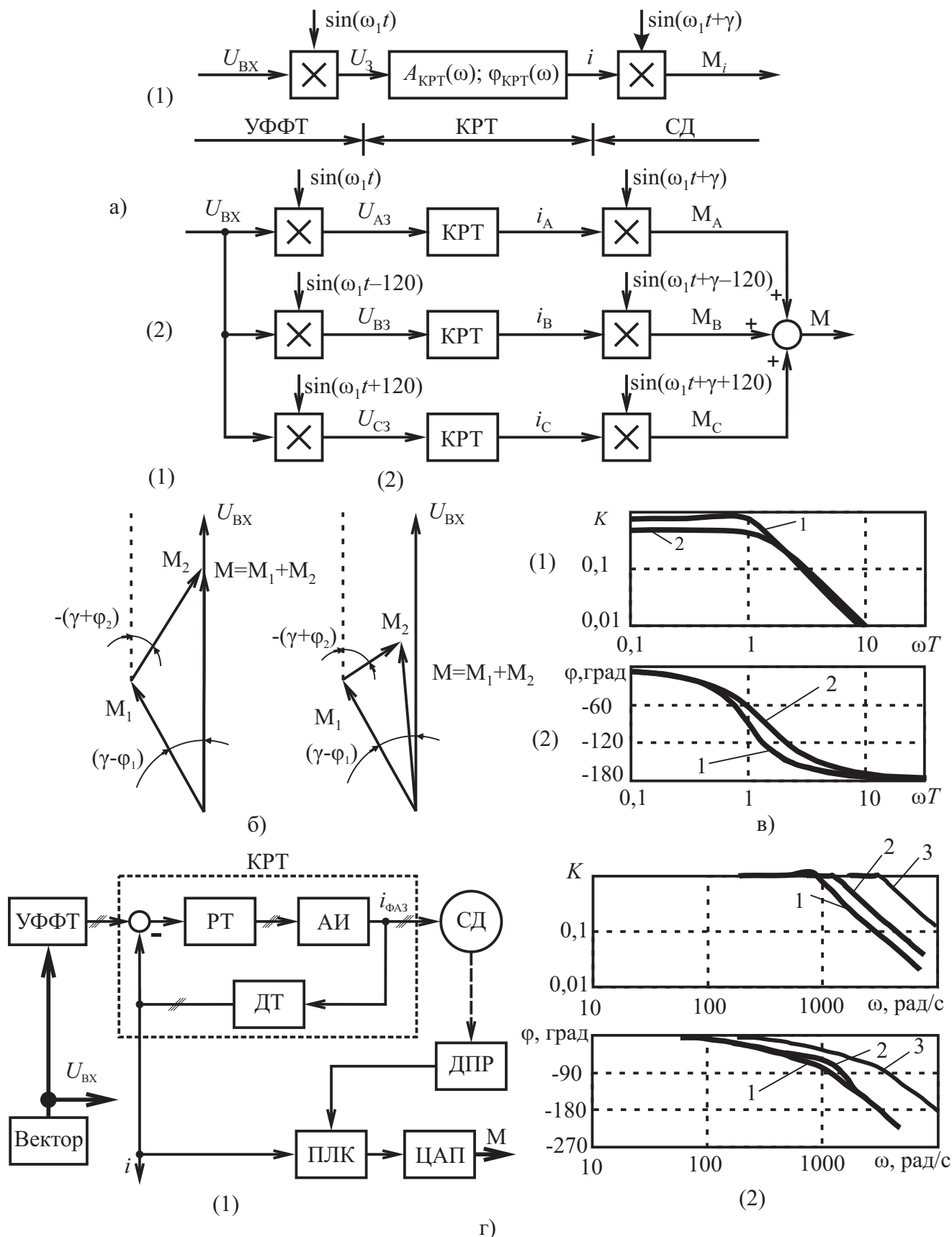


Рис. 4.7. а) Схема прохождения сигнала  $U_{BX}$  через однофазный (1) и трехфазный (2) каналы регулирования момента; б) Сложение составляющих момента в синхронном электроприводе при: (1)  $\omega_1 \ll \omega T$ ; (2) при  $\omega_1 \approx \omega T$ ; в) Амплитудные (1) и фазовые (2) ЛЧХ КРТ и КРМ при  $\omega_1 = 0$  (кривые 1) и КРМ при  $\omega_1 \approx \omega T$  (кривые 2); г) Функциональная схема опыта (1) и экспериментальные ЛЧХ КРТ и КРМ (2): 1 – КРМ СД; 2 – КРТ СД; 3 – КРТ СРДНВ



На результирующей амплитудной ЛЧХ можно заметить определенное расширение полосы равномерного пропускания частот, а фазовая ЛЧХ КРМ будет проходить выше, чем фазовая ЛЧХ КРТ.

Описанное явление проявляется тем больше, чем ближе величина  $\omega_1$  и, следовательно, угловая скорость двигателя, к частоте среза  $\omega_T$  КРТ.

В граничных случаях, при  $\omega \approx 0$  или  $\omega \approx \infty$ , ЛЧХ КРТ и КРМ совпадают. В районе же средних частот, когда  $\omega_1$  и  $\omega_T$  довольно близки, эти характеристики отличаются, а для их вычисления следует пользоваться выражением (4.1).

#### 4.2.2. Расчетные и экспериментальные ЛЧХ КРТ и КРМ

Расчет выполнялся для контура регулирования момента, при этом КРТ фаз статора аппроксимировался колебательным звеном второго порядка, передаточная функция которого

$$W_{\text{КРТ}}(p) = \frac{1}{(1 + 2\xi Tp + T^2 p^2)}.$$

Расчетные ЛЧХ, которые соответствуют приведенной передаточной функции, получаются заменой  $p = j\omega$  и представляются в функции безразмерной величины  $\omega T$ . Амплитудные ЛЧХ КРТ и КРМ приведены в относительных единицах. В качестве базовых значений амплитуды тока и момента берутся их значения при  $\omega_1 = 0$  и  $\omega = 0$ . Коэффициент демпфирования принимался равным  $\zeta = 0,5$ , т.е. соответствующим стандартной настройке замкнутого КРТ с относительной частотой среза  $\omega_T = 1$  и запасом устойчивости по фазе  $\Delta\varphi \approx 50^\circ$  (рис. 4.7, б).

Расчетные ЛЧХ КРТ и КРМ при  $\omega_1 = 0$  совпадают и соответствуют модели преобразования фазных токов  $i_A, i_B, i_C$  в момент  $M$ .

При увеличенных значениях  $\omega_1$ , т.е. при угловой скорости электропривода, приближенной к частоте среза (то есть  $\omega_1 \approx \omega_T$ ), ЛЧХ КРМ изменяет свой вид: её амплитуда снижается, но фазовая ЛЧХ на протяжении примерно декады проходит на 40–50 градусов выше, это объясняется доминирующим влиянием первого слагаемого в выражении (4.1). На ЛЧХ КРМ при  $\omega_1 > \omega_T$  увеличенный подъем фазы по сравнению с фазовой ЛЧХ КРТ сохраняется и немного увеличивается. Но чтобы получить равномерное усиление КРТ на участке крутого падения амплитуды, необходимо обеспечить неоправданно большие форсировки напряжения источников питания статора, поэтому практический эффект из данного обстоятельства не удастся извлечь.

Экспериментально определенные ЛЧХ КРТ и КРМ, полученные в схеме (см. рис. 4.7, г) с П-регулятором тока и при коэффициенте усиления разомкнутого КРТ  $K_{\text{КРТ}} = 5$ , имеют довольно большую, до

$(2-4) \cdot 10^3$  рад/с полосу равномерного пропускания частот. Это дает возможность почти полностью ослабить влияние перекрестных связей на характер протекающих процессов, которые вызваны имеющимися взаимными индуктивностями обмоток статора. Экспериментально показана обоснованность аппроксимации замкнутого КРТ фазы статора колебательным звеном второго порядка в диапазоне частот до  $(2-4) \cdot 10^3$  рад/с. Из-за наличия определенной инерции в цифровых преобразованиях, которые осуществляются в ПЛК (программируемом логическом контроллере ЦАП (цифро-аналоговом преобразователе)), КРМ в сравнении с КРТ имеет меньшую полосу равномерного пропускания частот.

**Вывод.** При частотном анализе динамических свойств регулируемых электроприводов переменного тока с синхронными двигателями удобно рассматривать КРМ как линейную систему с амплитудной модуляцией. При ограниченной полосе пропускания частот КРТ на больших скоростях происходит изменение взаимного положения векторов потокосцепления статора и ротора. В систему управления необходимо вводить корректирующий сигнал на величину скоростной ошибки.

В электроприводах с СРМНВ при увеличении скорости вращения форма фазного тока искажается, превращаясь из прямоугольной в треугольную. На критической частоте, полученной в ходе выполнения научно-исследовательской работы [172]:

$$f = p \frac{0,63}{T_{\text{ср}}} 2\pi$$

электромагнитный момент при той же величине тока снижается в такой же пропорции (приблизенно).

### **4.3. Синтез систем управления электроприводом с DTC**

#### *4.3.1. Особенности и возможности систем с DTC-управлением в синхронных реактивных электроприводах*

Если электропривод с СРМНВ выполнить с соблюдением только критерия минимальных затрат на компоненты электропривода, то выгодно было бы иметь стандартные трехфазные схемы силовых цепей, а обмотку двигателя с СРМНВ – так же трехфазную, создающую в зазоре индукцию синусоидальной формы. Если, к тому же, ротор выполнить массивным (без немагнитопроводящих частей), то удельные показатели электропривода с СРМНВ будут уступать электроприводу с СРД, в котором ротор имеет большое отношение  $L_d/L_q$ . Традиционные схемы векторного управления в таких электроприводах с СРМНВ не позволяют реализовать высокие динамические показатели. Поэтому в работе были предложены и проанализированы возможности схем релейно-векторного управления.

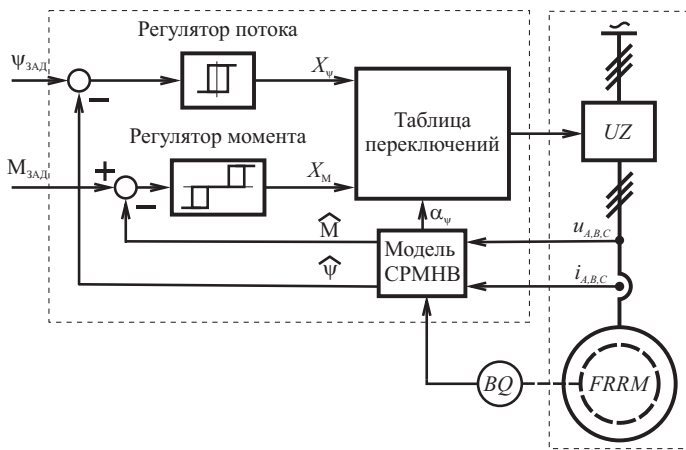


Рис. 4.8 Функциональная схема DTC-управления электропривода с СРМНВ

Системы импульсно-векторного управления (DTC) реализуют предельные по быстродействию режимы работы, что достигается не изменением модулей векторов, а изменением угла между, например, векторами потокосцепления статора и ротора [132]. В традиционных схемах DTC-управления для асинхронных электроприводов управление организуется на основе математической

модели, которая выполняет расчет вектора потокосцепления статора [1, 20 62, 63, 116].

На рис. 4.8, представлена функциональная схема электропривода с СРМНВ, в которой реализуется алгоритм DTC-управления. Схема содержит традиционные для асинхронного электропривода узлы: релейный регулятор потока (с двумя состояниями); релейный регулятор момента (с тремя состояниями), в котором третье состояние – ноль-вектор; модель электропривода; таблицу переключений. В схеме присутствует датчик положения ротора  $BQ$ , который заводится непосредственно в математическую модель. Все вышеперечисленные узлы, кроме датчика положения  $BQ$ , присутствуют в асинхронных электроприводах. Реализация основных узлов DTC-управления в электроприводе с СРМНВ практически не отличается от соответствующих элементов для асинхронного электропривода и представлена в [175]. В электроприводе с СРМНВ датчик положения ротора необходим для ограничения предельных значений угла расхождения между пространственными составляющими результирующего вектора магнитного потока.

Рассмотрим особенности взаимодействия узлов системы управления (регуляторов, таблицы переключений, модели СРМНВ и датчика  $BQ$ ). На рис. 4.9 представлена матричная структура управления, реализующая релейно-векторный принцип регулирования.

Таблица переключений, реализована на блоках 1, 2, ..., 4 и модуле Sector (рис. 4.9). Условия срабатывания каждого из модулей (1–4) дано в соответствующем блоке. Состояние "0" диктуется модулем "Состояние 0" по условию, формируемому на выходе регулятора момента и оно имеет наивысший приоритет: в этом режиме блокируются сигналы с выхода  $\&$ , при этом на выходе преобразователя частоты формируется одно из двух нулевых состояний вектора напряжения  $U$ . Если, при работающем электроприводе сигнал рассогласования между векторами потокосцепления статора и ротора не превышает допустимый предел  $\Delta\theta_{зад}$ , то элементы матрицы столбца В (размером  $1 \times 4$ ) формируют сигналы ноль, и элементы матрицы  $\bar{B}$  – ноль. По сигналам с выходов регуляторов момента и потока происходит переключение вектора ключей инвертора и выполняется поворот вектора напряжения  $U$ . Если сигнал рассогласо-

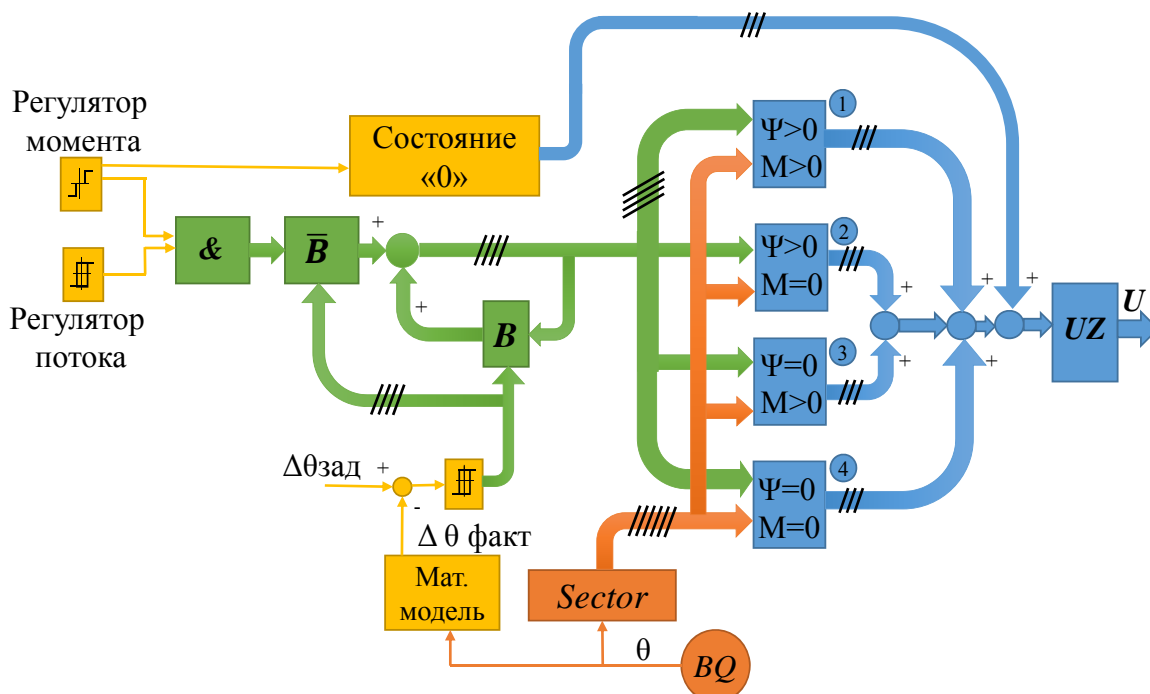


Рис. 4.9. Особенности DTC-управления электроприводом с СРМНВ  
 вания  $\Delta\theta_{факт}$  превысил предельное значение  $\Delta\theta_{зад}$ , сигнал с выходов регуляторов блокируется и на выходе за счет сигнала обратной связи с матрицы  $B$  сохраняется предыдущее состояние электропривода, когда вектор потокосцепления статора становится "неподвижным". Как только сигнал рассогласования войдет в допустимый предел, схема начинает работать в своем обычном режиме.

### 4.3.2. Результаты теоретических и экспериментальных исследований на математических моделях и физическом макете электропривода

На основании теоретических и экспериментальных исследований была дана оценка динамических показателей электропривода с СРМНВ при DTC-управлении. Наиболее полно объем исследований проводился на модели.

В качестве исследовательской ситуации рассматривалась зависимость быстродействия электропривода с реактивными машинами, в которых варьировались параметры отношения  $L_d/L_q$ . Это сравнение наиболее актуально для электроприводов с СРМНВ, в которых это отношение не превышает 2 [172].

Параметры электропривода с СРМНВ оценивались по данным обобщенной математической модели в специально составленной для этих целей программе [124]. В процессе моделирования исследовалась зависимость времени переходного процесса в контуре регулирования электромагнитного момента, при этом изменялись параметры  $x_d/x_q$  и на вход системы управления подавались разные значения заданий амплитуды вектора потокосцепления статора  $\psi_{зад}$ . На рис. 4.10 показана поверхность – зависимость времени переходного процесса от параметров машины и заданного значения вектора потокосцепления статора.

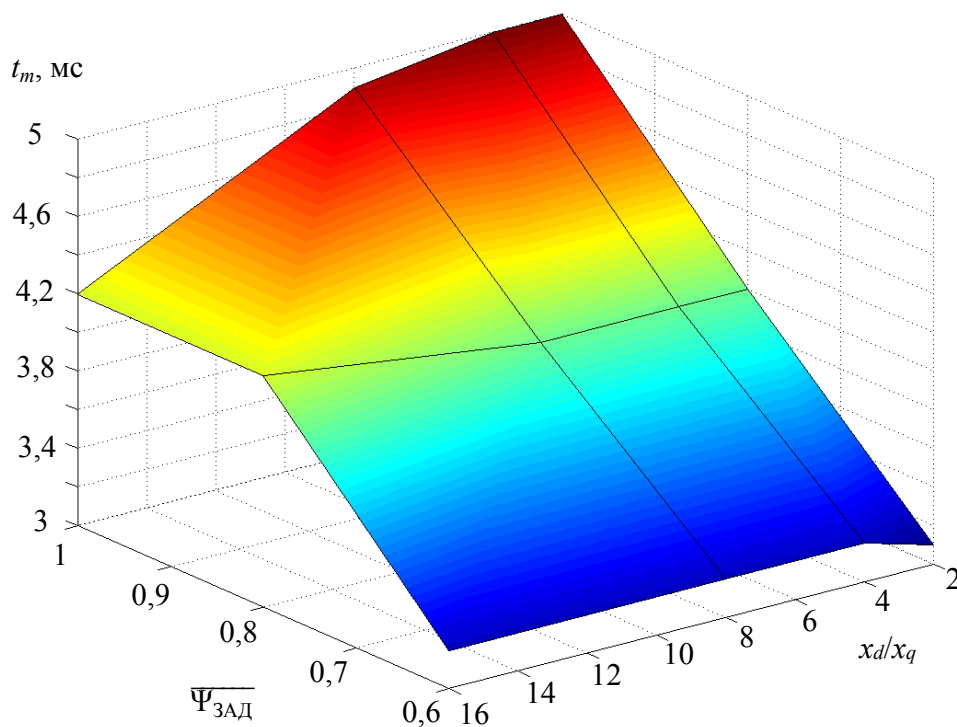


Рис. 4.10. Динамические характеристики электропривода с СРМНВ при DTC управлении

Анализ этих кривых показал, что время переходного процесса контура регулирования момента незначительно изменяется от отношения параметров машины при полном потоке, практически не изменяется при уставке задания потока 0,5. Следовательно, изменение параметров реактивной машины слабо сказывается на ее динамических показателях при реализации релейно-векторных законов управления.

Аналогичные исследования были проведены для лабораторного макета синхронного реактивного электропривода, реализованного компанией АВВ [183, 193, 199]. По понятным причинам исследование проводилось только для одного значения отношения  $x_d/x_q$ . Результаты экспериментальных и теоретических исследований дали удовлетворительное совпадение.

## **5. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОБЕЗОПАСНОСТИ ПРИ ОБСЛУЖИВАНИИ ЭЛЕКТРОУСТАНОВОК С СИНХРОННЫМИ РЕАКТИВНЫМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ**

### **5.1. Анализ факторов, влияющих на уровень опасности в электроустановках с синхронными реактивными электроприводами**

Схемы силовых цепей электроприводов переменного тока на базе синхронных реактивных машин с независимым управлением по каналу возбуждения могут выполняться с независимыми источниками питания на каждую фазу. Эта схема является наиболее естественной при мощностях больших 300 кВт.

При обслуживании этих схем поражающими факторами являются:

- опасное напряжение в звене постоянного тока, которое сохраняется в течении нескольких минут при отключении основного напряжения питания;
- повышенный риск нарушения изоляции кабельной линии и обмоток двигателя при питании электрической машины без выходных фильтров, что обусловлено импульсным характером выходного напряжения;
- выходом из строя полупроводникового ключа (ключей);
- нарушением изоляции внутри полупроводникового преобразователя;
- несимметрией работы каждого из питающих модулей (отдельных фаз), что обусловлено независимым управлением каждой из фаз электрической машины.

### **5.2. Организационно-технические мероприятия, обеспечивающие снижение уровня опасности поражения электрическим током**

Для решения обозначенных проблем рекомендуются стандартные мероприятия, сформулированные в Правилах устройств электроустановок. Однако, защита от несимметричных режимов требует пересмотра алгоритмов управления полупроводниковыми ключами. В частности, отказ от режимов ШИМ-модулирования напряжения и переход к ЧШИМ-управлению, что реализовано в схемах с DTC-регулированием, позволяет значительно снизить долю времени, в котором наблюдается несимметричная загрузка по фазам. При этом вектор напряжения смещения нейтрали стремится к нулю.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В монографии освещена крупная актуальная научно-техническая проблема – разработка и исследование характеристик вентильных преобразователей переменного тока, ориентированных на современные типы электроприводов, имеющая важное хозяйственное значение.

Предложена и показала свою эффективность обобщённая математическая модель электроприводов переменного тока, в которой параметры полупроводникового преобразователя в диапазоне частот до половины от несущей аппроксимированы непрерывными динамическими звеньями, развит алгоритм параллельного вычисления, выполненный по критерию минимума расчетного времени. Благодаря углублённому изучению физики процессов в электроприводе, предложенная модель позволила обосновать ряд важных допущений и рекомендовать для применения в инженерных расчетах упрощенные методики, например, с использованием обмоточных функций.

Обобщена на электроприводы переменного тока процедура идентификации электроприводов постоянного тока с использованием спектральных оценок и синхронного детектирования. Показана целесообразность выделения (вычисления) трудноизмеряемых переменных электропривода (прежде всего, электромагнитного момента) с помощью наблюдателей, которые построены на основании моделей, ранее доказанных и учитывающих специфику электромагнитных процессов в СРМНВ.

Предложена и экспериментально проверена математическая модель контура регулирования момента электропривода с СРМНВ как многомерной однотипной системы регулирования с амплитудной модуляцией, в которой последовательно включены модулятор (узел формирования фазных токов), линейная часть (контур регулирования фазных токов) и демодулятор (статорные и роторные цепи, взаимодействующие в синхронном двигателе). Отличительной особенностью этой модели является то, что она представлена частотными характеристиками двух параллельных с переменными параметрами каналов регулирования фазных токов, при этом амплитуда и фаза одного из них определяется суммой, а второго – разностью двух частот: частотой пробного сигнала и частотой, соответствующей текущей угловой скорости двигателя.



## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Алексеев, В.В. Выбор системы координат при реализации алгоритма векторного управления асинхронным электроприводом / Алексеев В.В., Козярук А.Е., Рудаков В.В., Язев В.И. // Электротехника. – 2010 – № 12. – С. 2 – 10.
2. Анучин, А.С. Система управления с прогнозированием для реализации контура тока предельного быстродействия / А.С. Анучин // Труды МЭИ. Электропривод и системы управления. Вып. 686. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – С. 69 – 76.
3. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин, Е.А. Соболенский. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 504 с.
4. Бермант, А.Ф. Курс математического анализа. – Изд. девятое. – М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1959. – 358 с.
5. Беспалов, В.Я. Основные направления совершенствования конструкций и технологии производства асинхронных двигателей / В.Я. Беспалов, Л.Н. Макаров // Сборник материалов V Международной (16 Всесоюзной) конференции по автоматизированному электроприводу: 18–21 сентября 2007 г. Санкт-Петербург. – 2007. – С. 32–36.
6. Беспалов, В.Я. Перспективы создания отечественных электродвигателей нового поколения для частотно-регулируемого электропривода / В.Я. Беспалов // Автоматизированный электропривод в XXI веке: пути развития: тр. IV Международной (XV Всероссийской) конф. по автоматизированному электроприводу (АЭП–2004, Магнитогорск, 14–17 сент. 2004 г.). – Магнитогорск, 2004. – Ч. 1. – С. 24–31.
7. Беспалов, В.Я. Электрические двигатели в XXI веке / В.Я. Беспалов // Тр. III Международной (XIV Всероссийской) науч.-техн. конф. по автоматизированному электроприводу “АЭП–2001” / под ред. С.В. Хватова. – Н. Новгород: Вектор–ТиС, 2001. – С. 17 – 19.
8. Беспалов, В.Я. Электрические машины. Учебное пособие для студентов высших учебных заведений / В.Я. Беспалов, Н.Ф. Котеленец. – М.: Издательский центр “Академия”, 2006. – 320 с.
9. Борцов, Ю.А. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением / Ю.А. Борцов, Н.Д. Поляхов, В.В. Путов. – Л.: Энергоатомиздат, 1984. – 216 с.
10. Браславский, И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков; под ред. И.Я. Браславского. – М.: Издательский центр “Академия”, 2004. – 256 с.

11. Брахман Т. Р. Многокритериальность и выбор альтернативы в технике. — М.: Радио и связь, 1984. — 287 с.
12. Бродовский, В.Н. Приводы с частотно-токовым управлением / В.Н. Бродовский, Е.С. Иванов. — М.: Энергия, 1974. — 168 с.
13. Булгаков, А.А. Частное управление асинхронными электродвигателями / А.А. Булгаков. — 2-е изд., доп. — М.: Наука, 1966. — 297 с.
14. Бычков А.Е. Система управления электропривода с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения: дис. - канд. техн. наук / А.Е. Бычков. — Челябинск, 2013. — 125 с.
15. Бычков, М.Г. Анализ вентильно-индукторного электропривода с учётом локального насыщения магнитной системы // Электричество. — 1998. — №6. — С. 50 — 53.
16. Бычков, М.Г. Основы теории, управление и проектирование вентильно- индукторного электропривода: дис. - докт. техн. наук / М.Г. Бычков. — М., 1999. — 372 с.
17. Валов, А.В. Импульсно-векторное управление асинхронным электроприводом с фазовым ротором: дис. - канд. техн. наук: спец. 05.09.03 — "Электрические комплексы и системы" / А. В. Валов; ЮУрГУ. — Челябинск, 2009. — 166 с.
18. Вейнгер, А.М. Регулируемый синхронный электропривод / А.М. Вейнгер. — М.: Энергоатомиздат, 1985. — 224 с.
19. Вентильный электропривод с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков// Электротехника. — № 3. — С. 37 — 43.
20. Виноградов, А.Б. Цифровая релейно-векторная система управления асинхронным электроприводом с улучшенными динамическими характеристиками / А.Б. Виноградов // Электричество. — №2003. — №6. — С. 43 — 52.
21. Виноградов, К.М. Автономная электроэнергетическая установка с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения: дис.- канд. техн. наук: спец. 05.09.03. — "Электротехнические комплексы и системы" / К.М. Виноградов; ЮУрГУ. — Челябинск, 2006. — 173 с.
22. Воеводин, В.В. Параллельные вычисления/ В.В. Воеводин, Вл. В. Воеводин. — СПб: БХВ-Петербург, 2002. — 608 с.
23. Вольдек, А.И. Электрические машины/ А.И. Вольдек. Учебник для студентов высш. техн. учебных заведений. — Изд. 2-е, перераб. и доп. — Л.: Энергия, 1974. — 840 с.
24. Высокнадёжные энергосберегающие комплексы на основе новых типов вентильных электроприводов и обеспечение их безопасности: гк № П 1135 от 02.06.2010/ рук. А.Б. Тряпицын; исполн. М.А. Григорьев. — Челябинск, ЮУрГУ, 2012. Т1, Т2, Т3, Т4

25. Гаврилов, П.Д. Оптимальный выбор частоты, полюсности и электромагнитных нагрузок взрывозащищенных асинхронных двигателей при частотном управлении / П. Д. Гаврилов // Сборник материалов V Международной (16 Всесоюзной) конференции по автоматизированному электроприводу: 18–21 сентября 2007 г. – Спб., 2007. – С. 151–153.

26. Горожанкин, А.Н. Вентильный электропривод с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения: Дис. - канд. техн. наук : Специальность 05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы. – Челябинск, 2010. – 138 с.

27. Григорьев, М.А. Вентильный электропривод с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения: монография / М.А. Григорьев; под ред. Ю.С. Усынина. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2010. – 159 с.

28. Григорьев, М.А. Линейная плотность поверхностного тока в энергосберегающих электроприводах с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / М.А. Григорьев, А.Е. Бычков // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия "Энергетика". – 2010. – Вып. 14. – №32(208). – С. 46 – 51.

29. Григорьев, М.А. Предельные возможности электроприводов с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / М.А. Григорьев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия "Энергетика". – 2009. – Вып. 12. – № 34(167). – С. 51 – 55.

30. Григорьев, М.А. Система управления электроприводом с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / М.А. Григорьев // Электротехника. – 2013 – № 10. – С. 29 – 35.

31. Григорьев, М.А. Системы с переменной структурой для синхронных реактивных электроприводов с независимым управлением по каналу возбуждения / М.А. Григорьев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия "Энергетика". – 2013. – Том 13. – №2. – С. 91 – 96.

32. Григорьев, М.А. Удельные массогабаритные показатели электроприводов / М.А. Григорьев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия "Энергетика". – 2013. – Том 13. – №1. – С. 111 – 117.

33. Григорьев, М.А. Физические основы теории электропривода с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения / М.А. Григорьев // Электротехнические системы и комплексы: Межвуз. сб. науч. тр. – Магнитогорск: Изд-во МГТУ, 2002. – вып. 7. – С. 52 – 60.

34. Григорьев, М.А. Электропривод с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / М.А. Григорьев // Изв. вузов. Электромеханика. – 2013. – № 4. – С. 32 – 36.

35. Григорьев, М.А. Электропривод с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения: дис. - канд. техн. наук / М.А. Григорьев. – Челябинск, 2004. – 138 с.

36. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями / Б.А. Ивоботенко, В.П. Рубцов, Л.А. Садовский и др. – М.: Энергия, 1972.– 624 с.

37. Дмитриевский, В.А. Конечноэлементная модель электрической машины с переключением потока для исследования динамических режимов работы/ В.А. Дмитриевский, В.А. Прахт, Ф.Н. Сарапулов, В.А. Климарев // Электротехника. – 2012 – №3. – С. 7 – 13.

38. Дралюк, Б.Н. Двухдиапазонное управление электродвигателем моталки стана рулонной прокатки листа / Б.Н. Дралюк, А.Е. Тикоцкий // Электричество. 1969. – №5. – С. 41 – 45.

39. Дрейпер Н. Прикладной регрессионный анализ. Множественная регрессия /Н. Дрейпер, Г.Смит // AppliedRegressionAnalysis. — 3-е изд. — М.: «Диалектика», 2007.

40. Дудкин, М.М. Динамические спектральные характеристики разворачивающих преобразователей с широтно-импульсной модуляцией / М.М. Дудкин, Л.И. Цытович, О.Г. Брылина // Практическая силовая электроника. – 2012. – № 4 (48). – С. 49 – 55.

41. Дудкин, М.М. Однофазные обратимые преобразователи напряжения для улучшения качества электрической энергии в сетях ограниченной мощности / М.М. Дудкин // Практическая силовая электроника. – 2012. – № 2 (46). – С. 19 – 27.

42. Евдокимцев О.В., Расчет и проектирование стальных балочных клеток. Учебное пособие/ О.В. Евдокимцев, О.В. Умнова - Тамбов: Изд-во ТГТУ, 2004. - 104 с.

43. Емельянов, С.В. Системы с переменной структурой / С.В. Емельянов. – М.: Изд. Наука, 1967. – 336 с.

44. Ефимов, А.А. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока / А.А. Ефимов, Р.Т. Шрейнер; под общ. ред. Р.Т. Шрейнера. – Новоуральск: НГТИ, 2001. – 250 с.

45. Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники: учебное пособие / Г.С. Зиновьев. – 3-е изд., перераб. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 672 с.

46. Иванов, О.В. Статистика: Учебный курс для социологов и менеджеров. Ч. 1. Описательная статистика. Теоретико-вероятностные основания статистического вывода/ О.В. Иванов. - М. 2005. - 187 с.

47. Иванов, О.В. Статистика: Учебный курс для социологов и менеджеров. Ч. 2. Доверительные интервалы/ О.В. Иванов. – М. 2005. – 220 с.

48. Иванов-Смоленский, А.В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электромеханических машинах. В двух томах /

- А.В. Иванов-Смоленский. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Изд-во МЭИ, 2006. – 652 с.
49. Изосимов, Д.Б. Алгоритмы векторно-импульсной модуляции трехфазного автономного инвертора напряжения / Д.Б. Изосимов, С.В. Байда // Электротехника. – 2004. – №5. – С. 21–31.
50. Изосимов, Д.Б. Алгоритмы и системы цифрового управления электроприводами переменного тока / Д.Б. Изосимов, В.Ф. Козаченко // Электротехника. – 1999. – №4. – С. 41 – 51.
51. Ильинский Н.Ф. Вентильно-индукторный привод для лёгких электрических транспортных средств / Н.Ф. Ильинский, М.Г. Бычков // Электротехника. – 2000. – № 2. – С. 28 – 31.
52. Ильинский, Н.Ф. Вентильно-индукторный электропривод перед выходом на широкий рынок / Н.Ф. Ильинский // Приводная техника. – 1998.– № 3. – С. 2 – 5.
53. Ильинский, Н.Ф. Электропривод в современном мире / Н.Ф. Ильинский // Сборник материалов V Международной (16 Всесоюзной) конференции по автоматизированному электроприводу: 18–21 сентября 2007 г. – Спб. 2007. – С. 17 – 19.
54. Каган, В.Г. Электроприводы с предельным быстродействием для систем воспроизведения движений / В.Г. Каган. – М. : Энергия, 1975. – 241 с.
55. Карташев, Е. Электролитические конденсаторы для силовой электроники / Е. Карташев // Силовая электроника. – 2007. – №4.
56. Ключев, В.И. Теория электропривода: учеб. для вузов / В.И. Ключев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.
57. Ключев, В.И. Электропривод и автоматизация общепромышленных механизмов: учебник для вузов / В.И. Ключев, В.М. Терехов. – М.: Энергия, 1980. – 360 с.
58. Козаченко, В.Ф. Перспективная микропроцессорная элементная база и опыт разработки современных систем управления электроприводами и силовыми преобразователями энергии / В.Ф. Козаченко // Известия ТулГУ. Технические науки. – 2010. – Вып. 3. – Ч.2. – С. 14 – 28.
59. Козаченко, В.Ф. Перспективные типы тяговых электроприводов/ В.Ф. Козаченко, В.Н. Остриров, А.М. Русаков // Труды VII Международной (XVIII Всероссийской) научно-технической конференции по автоматизированному электроприводу: ФГБОУ ВПО ИГЭУ. – Иваново, 2012. – С. 16 – 21.
60. Козаченко, В.Ф. Создание высокопроизводительных встраиваемых микроконтроллерных систем управления для современного комплектного электропривода: дис. - докт. техн. наук / В.Ф. Козаченко. – М, 2007. – 326 с.

61. Козина, Т.А. Система импульсно-векторного управления асинхронным электродвигателем с фазным ротором и косвенным определением углового положения ротора: дис. - канд. техн. наук : специальность 05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы / Т. А. Козина. – Челябинск, 2012. – 192 с.

62. Козярук, А.Е. Математическая модель системы прямого управления моментом асинхронного электропривода / А.Е. Козярук, В.В. Рудаков // Электротехника. – 2005 – № 9. – С. 8 – 14.

63. Козярук, А.Е. Структура, состав и алгоритмы управления высокоэффективными электроприводами газоперекачивающих агрегатов/ А.Е. Козярук, Б.Ю. Васильев // Электротехника. – 2013 – № 2. С. 43 – 51.

64. Кононенко, Е. В. Синхронные реактивные машины / Е. В. Кононенко. – М. : Энергия , 1970. – 208 с.

65. Крановое электрооборудование: Справочник / Под ред. А.А. Рабиновича. – М.: Энергия, 1979. – 238с.

66. Красовский, А.Б. Имитационные модели в теории и практике вентильно-индукторного электропривода: дис.- д-ра техн. наук / А.Б. Красовский. – М, 2003. – 317 с.

67. Лемешко, Б.Ю. Методы оптимизации: Конспект лекций / Б.Ю. Лемешко. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009. - 126 с.

68. Макаров, Л.Н. Особенности работы асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в системе частотного регулирования / Л.Н. Макаров, С.В. Ястреба // Электроприводы переменного тока: труды международной 14 научно-технической конференции. – Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2007, – С. 227 – 230.

69. Математическая модель электропривода с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Журавлев А.М., Белюсов Е.В., Бычков А.Е., Кодкин В.Л., Гладышев С.П. //Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. 2012. – № 37 (296). – С. 34 – 37.

70. Маурер, В.Г. Средства частотного анализа элементов, устройств и систем управления вентильных электроприводов: Учебное пособие/ В.Г. Маурер. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 1998. – 120 с.

71. Методика расчета электродвигателей и генераторов на базе синхронной реактивной машины независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов и др. // Электротехнические системы и комплексы: Межвуз. сб. науч. тр. – Магнитогорск: МГТУ, 2009. Сборник №17. – С.43 – 47.

72. Моделирование электропривода активного прицепа / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков и др. // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия "Энергетика". – 2013. – Том 13. – №2. – С. 106 – 114.

73. Монюшко, Н.Д. К определению размеров рифления массивных полюсных наконечников / Н. Д. Монюшко // Электротехника. – 1969. – № 4. – С. 21 – 23.

74. Морозов, Д.П. К теории электромеханических процессов станов холодной прокатки. Вестник электропромышленности. 1944. – №3. – С. 16 – 19.

75. Нейман, Л.Р. Теоретические основы электротехники/ Л.Р. Нейман, К.С. Демерчян. – Изд. 2-е, стереотип. – Л.: Энергия, 1975. – Т1. – 522 с.

76. Новые высокомоментные энергосберегающие электроприводы с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков и др. // Известия ТулГУ. Технические науки – 2010. – Вып. 3. – Ч.4. – С.71 – 76.

77. Новые направления развития регулируемых электроприводов / М.Г. Бычков, В.Ф. Козаченко, Л.М. Миронов и др. // Приводная техника. – 1997. – №5. – С. 23 – 25.

78. Нос, О.В. Математическая модель асинхронного двигателя при энергооптимальном управлении вектором тока статора / О.В. Нос // Материалы второй научно-техн. конф. с международным участием “Электротехника, электромеханика и электротехнологии”/ под ред. Н.И. Шурова. – Новосибирск: НГТУ. – 2005. – С. 91 – 95.

79. Нос, О.В. Оптимальное векторное управление асинхронным двигателем по критерию минимума токов статора / О.В. Нос // Электротехника, электромеханика и электротехнологии ЭЭЭ-2007: материалы третьей науч.-техн. конф. с международным участием. – Новосибирск: НГТУ, 2007. – С. 79 – 85.

80. Онищенко, Г.Б. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания / Г.Б. Онищенко, И.Л. Локтева. – М.: Энергия, 1979. – 133 с.

81. Оптимальная форма линейной нагрузки в синхронном реактивном двигателе независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.С. Герасимов // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – 2003. – Вып. 3. – № 11(27) – С. 80 – 83.

82. Оптимизация параметров электромеханической системы в следящем электроприводе с упругими связями / Ю.С. Усынин, Ю.С. Шестаков, В.И. Смирнов и др. // Исследование автоматизированных электроприводов, электрических машин и вентильных преобразователей: Сб. научн. тр. – Челябинск: ЧПИ, 1987. – С. 54 – 58.

83. Опыт разработки тяговых электрических машин для перспективных транспортных силовых установок / М.С. Драгомиров, С.А. Журавлев, А.М. Зайцев, А.С. Кобелев, О.В. Кругликов // Тр. VII Международной (XVIII Всероссийской) науч.-техн. конф. по автоматизированному электроприводе “АЭП-2012”. – Иваново, 2012. – С. 431 – 436

84. Орлов А. И. Экспертные оценки. Учебное пособие. М.: ИВСТЭ, 2002. – 31 с.
85. Основы теории электропривода с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, С.А. Чупин, М.А. Григорьев и др. // Тр. VII Международной (XVIII Всероссийской) науч.-техн. конф. по автоматизированному электроприводу "АЭП-2012". – Иваново, 2012. – С. 31 – 34.
86. Особенности расчета электромагнитного момента синхронных реактивных двигателей независимого возбуждения // Ю.С. Усынин, Н.Д. Монюшко, Г.В. Караваев, М.А. Григорьев // Электротехнические системы и комплексы: Межвузовский сб. научн. тр. Вып. 6 / под ред. А.С. Сарварова, К.Э. Одинцова. – Магнитогорск: МГТУ, 2001. – С. 16 – 24.
87. Остроухов В.В. Электропривод стана холодной прокатки труб: дис. - канд. техн. наук / В.В. Остроухов. – Челябинск, 2012. – 153 с.
88. Панкратов, В.В. Алгоритмы энергосберегающего управления асинхронными электроприводами / В.В. Панкратов, Е.А. Зима // Электротехника, электромеханика и электротехнологии: материалы третьей науч.-техн. конф. с международным участием. – Новосибирск: НГТУ, 2003. – С. 61 – 65.
89. Панкратов, В.В. Бездатчиковый асинхронизированный синхронный электропривод с векторным управлением / В.В. Панкратов В.В., Д.А. Котин // Электротехника. – 2009. – №12. – С. 13 – 19.
90. Панкратов, В.В. Метод многокритериальной оптимизации алгоритмов векторного управления асинхронными электроприводами / В.В. Панкратов, Е.А. Зима // Изв. вузов. Электромеханика. – 2002. – № 2. – С. 44 – 49.
91. Панкратов, В.В. Многокритериальная оптимизация систем векторного управления асинхронными электроприводами / В.В. Панкратов, Е.А. Зима // Электричество. – 2002. – № 4. – С. 40 – 46.
92. Панкратов, В.В. Новый подход к решению задач экстремального управления в асинхронном электроприводе / В.В. Панкратов, Е.А. Зима // Труды IV Международной (XV Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу "Автоматизированный электропривод в 21 веке: пути развития" (АЭП 2004, Магнитогорск, 14–17 сентября 2004 г.). Магнитогорск. – 2004. – Ч. 1. – С. 129 – 131.
93. Панкратов, В.В. Оптимальное управление моментом асинхронного двигателя на основе метода непрерывной иерархии каналов регулирования / В.В. Панкратов // Электротехника, электромеханика и электротехнологии ЭЭЭ-2007: материалы третьей науч. - техн. конф. с международным участием. – Новосибирск: НГТУ, 2007. – С. 44 – 50.



94. Параметрическая оптимизация частотнорегулируемых электроприводов/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.М. Журавлев, С.П. Лохов // Вестник ЮУрГУ. Серия "Энергетика". – 2012. – Вып. 18. – №37(296). – С. 30 – 33.

95. Пат. 2240640 Российская Федерация, МПК Н 02 G 1/02. Синхронный реактивный генератор автономной энергетической установки и способ управления им / Ю.С. Усынин, С.М. Бутаков, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов. – № 2003118611/09; заявл. 20.06.03; опубл. 20.11.04, Бюл. №32.

96. Пат. 2346376 Российская Федерация, МПК Н 02 К 19/24. Синхронная реактивная машина / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, С.А. Чупин – № 2007126685 заявл. 12.07.2007; опубл. 10.02.2009, Бюл. №4.

97. Пат. 2408967 Российская Федерация, МПК Н 02 К 19/10, Н 02 К 19/24, Н 02 К 29/03. Синхронная реактивная машина/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, Шишков А.Н., Бычков А.Е., Валов А.В. – №2009146993/07(066964) заявл. 17.12.2009.; опубл. 10.01.2011, Бюл. № 1.

98. Пат. 2408972 Российская Федерация, МПК Н 02 Р 27/04, Н 02 Р 25/08, Н 02 Р 19/10. Электропривод с синхронной реактивной машиной и способ управления им / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, Шишков А.Н., Бычков А.Е., Валов А.В. – №2009148381/07(071468) заявл. 24.12.2009.; опубл. 10.01.2011, Бюл. №1.

99. Пат. 2408973 Российская Федерация, МПК Н 02Р 27/05. Асинхронный электропривод с фазным ротором/ Ю.С. Усынин, А.В. Валов, Т.А. Козина, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, Шишков А.Н., Бычков А.Е. – №2009148035/07(070970) заявл. 23.12.2009.; опубл. 10.01.2011, Бюл. № 1.

100. Пат. 2422972 Российская Федерация, МПК Н 02 К 19/10, Н 02 К 19/24, Н 02 К 29/03. Синхронная реактивная машина/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, Шишков А.Н., Бычков А.Е., Валов А.В. – №2009146987/07(066958) заявл. 17.12.2009.; опубл. 27.06.2011, Бюл. №18.

101. Петров, Ю.П. Оптимальное управление электроприводом. – М.: Госэнергоиздат, 1961. – 187 с.

102. Поляк, Б.Т. Введение в оптимизацию. – М.: Наука, 1983. – 384 с.

103. Поляков, В.Н. Экстремальное управление электрическими двигателями / В.Н. Поляков, Р.Т. Шрейнер; под общ. ред. Р.Т. Шрейнера. – Екатеринбург: УГТУ УПИ, 2006. – 420 с.

104. Поляков, В.Н. Энергоэффективные режимы регулируемых электроприводов переменного тока./ В.Н. Поляков// Дисс. д-ра техн. наук. – Екатеринбург, 2009. – 496 с.

105. Попов, В.И. Современные асинхронные электрические машины: Новая Российская серия RA / В.И. Попов, Т.А. Ахунов, Л.Н. Макаров. – М.: Изд-во «Знак», 1999. – 256 с.

106. Потери в регулируемых электроприводах при разных законах управления / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков и др. // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия "Энергетика". – 2010. – Вып. 13. – № 14(190). – С. 47 – 51.

107. Программный комплекс для исследования эксплуатационных режимов электроприводов буровых установок / А.М. Зюзев, В.М. Липанов, В.П. Метельков и др. // Электротехника. – 2003. – № 7. – С. 25 – 31.

108. Проект создания на базе ФГУП УКВЗ (г. Усть-Катав) Инновационного центра развития инфраструктуры городского транспорта и пригородного общественного транспорта // Презентация. – Усть-Катав, 2010. – 232 с.

109. Проектирование электрических машин: учебн. для вузов. / И.П. Копылов, Б.К. Клоков, В.П. Морозкин, Б.Ф. Токарев. Под ред. И.П. Копылова. – 4-е изд., перераб. и доп. – Изд. Юрайт, 2011. – 767 с.

110. Развитие частотных методов синтеза электроприводов с синхронными электрическими машинами / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, Е.В. Белоусов // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия "Энергетика". – 2011. – Вып. 16. – №34(251). – С. 21 – 27.

111. Разработка и освоение асинхронных электродвигателей энергоэффективной серии 7AVE: некоторые итоги и дальнейшие задачи / В.Я. Беспалов, А.С. Кобелев, О.В. Кругликов, Л.Н. Макаров // тр. VIII Международной (XVIII Всероссийской) конф. по автоматизированному электроприводу (АЭП-2012). – Иваново, 2012. – С. 13 – 16.

112. Разработка и применение программных средств для исследования систем электропривода / М.Ю. Бородин, А.М. Зюзев, А.В. Костылев и др. // Электротехника. – 2004. – № 9. – С. 21 – 24.

113. Разработка основ теории энергосберегающего вентильного электропривода на базе синхронного реактивного двигателя независимого возбуждения: отчет о НИР: гк № 02.442.11.7281 от 28.02.2006 / рук. М.А. Григорьев; исполн. М.А. Григорьев. – Челябинск, ЮУрГУ, 2006. Т1, Т2.

114. Розанов, Ю.К. Силовая электроника: учебник для вузов / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснюк. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.

115. Розанов, Ю.К., Флоренцев С.Н. Силовая электроника в электроприводе // Приводная техника. – 1997. – №5. – С. 9 – 13.

116. Рудаков, В.В. Системы управления электроприводов (Прямое управление моментом): Учебное пособие / В.В. Рудаков, А.Е. Казярук. – СПб, 2007. – 75 с.

117. Садовский, Л.А. Электродвигатели с переменным магнитным сопротивлением для современного регулируемого электропривода / Л.А. Садовский, В.Л. Виноградов // Электротехника. – 2000. – № 2. – С. 54 – 59.

118. Самосейко, В.Ф. Оптимальное управление асинхронным двигателем с фазным ротором / В.Ф. Самосейко, Ф.А. Гельвер // Сборник материалов V Международной (16 Всесоюзной) конференции по автоматизированному электроприводу: 18-21 сентября 2007 г. – СПб., 2007. – С. 119 – 122.

119. Сарапулов, Ф.Н. Развитие математических моделей тепловых процессов в линейных асинхронных двигателях / Ф.Н. Сарапулов, В.В. Гоман // Электротехника. – 2009. – № 8. – С. 11 – 17.

120. Сарапулов, Ф.Н. Особенности моделирования линейных асинхронных двигателей с различными обмотками индуктора на основе детализированных схем замещения / Ф.Н. Сарапулов, С.В. Иваницкий, В.В. Гоман // Изв. вузов "Электромеханика". – 2009. – № 5. – С. 18 – 24.

121. Сарваров, А.С. Асинхронный электропривод на базе НПЧ с программным формированием напряжения / А.С. Сарваров. – Магнитогорск: МГТУ, 2002. – 236 с.

122. Свид. № 2011612473 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Расчет частотных характеристик звеньев и систем с амплитудной модуляцией/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, Т.Т. Москов – №2011610566 заявл. 01.02.2011.; зарегистр 24.03.2011.

123. Свид. № 2011617186 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета переходных процессов быстродействующих систем электроприводов/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, А.Н. Горожанкин, Е.В. Белоусов – №2011615635 заявл. 26.07.2011.; зарегистр 15.09.2011.

124. Свид. № 2011617294 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета параметров новых типов электрических машин/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, Е.В. Белоусов – №2011615448 заявл. 21.07.2011.; зарегистр 19 сентября 2011.

125. Свид. № 2012611914 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета электрических потерь в вентильном преобразователе/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, А.Н. Горожанкин Е.В. Белоусов – №2011619898 заявл. 21.12.2012.; зарегистр 20.02.2012.

126. Свид. № 2013619009 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета угловых характеристик синхронных электроприводов с распараллеливанием на 12 каналов/ М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.М. Журавлев, и др. - № 20133616616; заявл.26.07.2013; зарегист. 25.09.2013.

127. Свид. № 2013619011 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета частотных характеристик синхронных электроприводов с распараллеливанием на 12 каналов/ М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.М. Журавлев, и др. - № 2013616617; заявл.26.07.2013; зарегист. 24.09.2013.

128. Свид. №2013619100 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета среднего значения индукции в электрических машинах переменного тока/ М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.М. Журавлев, и др. – № 2013616608; заявл.26.07.2013; зарегист. 25.09.2013

129. Сидоров, О.Ю. Методы конечных элементов и конечных разностей в электромеханике и электротехнологии / О.Ю. Сидоров, Ф.Н. Сарапулов, С.Ф. Сарапулов. - М.: Энергоатомиздат, 2010 – 331 с.

130. Синтез системы управления электроприводом с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, С.П. Гладышев, А.Н. Горожанкин // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия "Энергетика". – 2012. – Вып. 18. – №37(296). – С. 38-41.

131. Соколинский, Л.Б. Параллельные вычислительные системы / Л.Б. Соколинский, М.Л. Цымблер, Т.Ю. Лымарь // Презентация. - Челябинск, 2009.

132. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для студ. высш. учеб. заведений / Г.Г. Соколовский. – М.: Издательский центр "Академия", 2006. – 272 с.

133. Справочник по электрическим машинам: в 2 т. / под ред. И.П. Копылова, Б.К. Клокова. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 492 с.

134. Терехов, В.М. Исследование и разработка высокоточных многодвигательных следящих электроприводов для широкого класса наземных антенных установок: Дисс. - докт. техн. наук: 05.09.03. – М., 1981. – 292 с.

135. Терехов, В.М. Системы управления электроприводов: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / В.М. Терехов, О.И. Осипов; под ред. В.М. Терехов. – М.: Издательский центр "Академия", 2005. – 305 с.

136. Терзян, А.А. Об углах треугольной сетки для расчета магнитных полей методом конечных элементов / А.А. Терзян, Г.С. Сукиасян, А.Е. Пароникян // Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2007. - Т. LX. - № 3. - С.523-532.

137. Тиммер, Р. Эффективность электрического двигателя / Р. Тиммер, М. Хелинко, Р. Эскола // Энергоэффективность. – АББ Ревю, 2/2007. – С. 81 – 84.

138. Тищенко, Н.А. Об оптимальном передаточном числе редуктора в электроприводе летучих ножниц / "Вестник электропромышленности". – №8. – 1934.

139. Тяговый электропривод активного прицепа трубовоза / Ю.С. Усынин, А.Н. Шишков, А.Н. Горожанкин, А.Е. Бычков, Е.В. Белоусов и др. // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия "Энергетика". – 2013. – Т.13. – № 1. – С. 137 – 144.

140. Тяговый электропривод КТ-1 трамвайного вагона с двигателем независимого возбуждения и электронным контроллером / А.В. Горбатов, Н.Л. Дружкова, А.Н. Крайзман, А.М. Рафиков // Вестник ГЭТ России – 2001. – №1(40) – С. 13 – 18.

141. Уайт, Д. Электромеханическое преобразование энергии / Д. Уайт, Г. Вудсон. – М.–Л.: Энергия, 1964. – 528 с.

142. Удельные показатели электропривода с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия "Энергетика". – 2008. – Вып. 9. – № 11(111). – С. 52 – 53.

143. Усовершенствованный энергосберегающий способ управления насосом в системе водоснабжения зданий / Е.В. Бычков, Н.Ф. Ильинский, А.В. Сорокин, Ю.А. Крылов // Сборник материалов V Международной (16 Всесоюзной) конференции по автоматизированному электроприводе: 18–21 сентября 2007 г. – Спб, 2007. – С. 511–513.

144. Усынин Ю.С. Следящие дифференциальные электроприводы автономных объектов: дисс. - д-ра техн. наук / Ю.С. Усынин. – Челябинск, 1994. – 241с.

145. Усынин, Ю.С. Расчет экономии электроэнергии на насосной станции городского водозабора / Ю.С. Усынин, С.М. Бутаков, М.А. Дзюба // Электрические системы и комплексы: межвуз. сб. науч. тр. Вып. 6 / под ред. А.С. Сарварова, К.Э. Одинцова. – Магнитогорск: МГТУ, 2001. – С. 137 – 140.

146. Усынин, Ю.С. Силовые цепи вентильных электроприводов с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов. Электротехнические системы и комплексы: Межвуз. сб. науч. тр. – Магнитогорск: МГТУ, 2004. – вып. 8. С. 13 – 17.

147. Усынин, Ю.С. Системы управления электроприводов: учеб. пособие для вузов / Ю.С. Усынин. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004. – 328 с.

148. Усынин, Ю.С. Теория автоматического управления: учебн. пособие / Ю.С. Усынин. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2010. – 174 с.

149. Усынин, Ю.С. Частотные характеристики канала регулирования момента в синхронных электроприводах / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков // Электричество. – 2012. – № 4. – С. 54 – 59.

150. Усынин, Ю.С. Электроприводы и генераторы с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов // Электричество. – 2007. – №3. – С.21 – 26.

151. Флоренцев, С.Н. Результаты и планы создания комплектного тягового электрооборудования электромеханических трансмиссий транспортных средств / С.Н. Флоренцев, Д.Б. Изосимов // Тр. VII Международной (XVIII Всероссийской) науч.-техн. конф. по автоматизированному электроприводу “АЭП-2012”. – Иваново, 2012. – С. 438 – 445.

152. Хватов, О.С. Электромеханические процессы в судовой валогенераторной установке на основе машины двойного питания: Учеб. пособие для студентов оч. и заоч. обучения специальностей 18.04 и 18.09 / О.С. Хватов. – Н. Новгород: Волж. гос. акад. вод. трансп., каф. электротехники и электрооборудования, 2000. – 60 с.

153. Холодная прокатка труб / З.А. Кофф, П.М. Соловейчик, В.А. Алешин, М.А. Гриншпун. – Свердловск, 1962. – 432 с.

154. Цытович, Л.И. Адаптивная интервало-кодовая двоично-десятичная интегрирующая синхронизация систем управления силовыми вентильными преобразователями / Л.И. Цытович, О.Г. Брылина, М.М. Дудкин, Р.М. Рахматулин // Электротехника. – 2013. – № 3. – С. 8 – 15.

155. Цытович, Л.И. Развертывающие преобразователи для систем управления вентильными электроприводами и технологической автоматики: дисс.- докт. техн. наук. / Л.И. Цытович. – Челябинск: ЧГТУ, 1996. – 464 с.

156. Цытович, Л.И. Реверсивный тиристорный преобразователь для систем управления с питанием от сети с нестационарными параметрами / Л.И. Цытович, Р.М. Рахматулин, М.М. Дудкин, А.В. Качалов // Практическая силовая электроника. – 2009. – № 2 (34). – С. 35 – 41.

157. Цытович, Л.И. Элементы и устройства систем управления тиристорными преобразователями: Учебник для ВУЗов // Л.И. Цытович, В.Г. Маурер – Челябинск: ЮУрГУ, 1998. – 274 с.

158. Черных, И.В. Моделирование многодвигательного линейного асинхронного электропривода конвейерного поезда / И.В. Черных, Ф.Н. Сарапулов, С.В. Карась, П.И. Захарченко // Электротехника. – 2000. – №8. – С. 40 – 42.

159. Чернышев, А.Ю. Электропривод переменного тока: учебн. пособие / А.Ю. Чернышев, Ю.Н. Дементьев, И.А. Чернышев. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2011. – 213 с.

160. Шапиро, Л.Я. Машины двойного питания: учеб. пособие / Л.Я. Шапиро. – М.: МЭИ, 1983. – 60 с.

161. Шевченко, С.Б. Способы снижения потерь в асинхронном двигателе при векторном управлении / С.Б. Шевченко // Электроприводы переменного тока: тр. Международной четырнадцатой науч.-техн. конф. – Екатеринбург: ГОУ ВТО УГТУ-УПИ, 2007. – С. 153 – 156.

162. Шенфельд, Р. Автоматизированные электроприводы: пер. с нем. / Р. Шенфельд, Э. Хабигер; под ред. Ю.А. Борцова. – Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 464 с.

163. Шмитц, Н. Введение в электромеханику / Н. Шмитц, Д. Новотный/ Пер. с англ. – М.: Энергия, 1969. – 366 с.

164. Шпаковский, Г.И. Алгоритм параллельного решения СЛАУ методом Гаусса – Зейделя / Г.И. Шпаковский, А.Е. Верхотуров // Вестник БГУ. Сер. 1. – 2007. – №1. – С. 44 – 48.

165. Шрейнер, Р.Т. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом с ориентацией поля ротора / Р.Т. Шрейнер, В.Н. Поляков // Электротехника. – 1998. – № 2. – С. 23 – 29.

166. Экланд, И. Выпуклый анализ и вариационные проблемы/ И. Экланд, Р. Темам / Пер. с англ. В.М. Тихомирова. – М.: Мир, 1979. – 400 с.

167. Экспериментальные частотные характеристики электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями частоты / Ю.С. Усынин, С.М. Бутаков, М.А. Григорьев, и др. // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия "Энергетика". – 2002. – Вып. 2. – № 7(16) – С. 67 – 69.

168. Электропривод с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, Н.Д. Монюшко, Г.В. Караваев, М.А. Григорьев // Труды III Международной (XIV Всероссийской) научно-технической конференции по автоматизированному электроприводу "АЭП-2001" (Н. Новгород 12–14 сентября 2001 г.) / под ред. С.В. Хватова. – Н. Новгород. "Вектор-ТиС", 2001. – С. 106 – 107.

169. Электропривод с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, Н.Д. Монюшко, М.А. Григорьев, Г.В. Караваев // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2001. – Вып. 1. – № 4(04). – С. 70 – 76.

170. Электроприводы с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения для станов холодной прокатки труб / Ю.С. Усынин, С.П. Лохов, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, Е.В. Белоусов // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия «Энергетика». – 2012. – Вып. 17. – №16(275). – С. 107 – 110.

171. Энергосберегающая модификация векторного управления асинхронного двигателя / А.Г. Гарганеев, А.Т. Яровой, Л.Ю. Бабушкина и др. // Известия Томского политехнического университета. – 2005. №7. – С. 130 – 134.

172. Энергосберегающие электроприводы на основе новых типов электрических машин и вентильных преобразователей: отчет о НИР: гк № П1442 от 03.09.2009/ рук. М.А. Григорьев; исполн. М.А. Григорьев. – Челябинск, ЮУрГУ, 2009. Т1, Т2, Т3.

173. Энергосбережение в электроприводах тягодутьевых механизмов многосвязных объектов / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, Д.И. Кашаев, Т.Т. Москов // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2011. – Вып. 15. – №15(232). – С. 40 – 45.

174. Энергосбережение в электроприводе: монография / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, С.М. Бутаков. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2011. – 104 с.

175. Энергоэффективные электроприводы нового поколения для объектов с тяжелыми условиями эксплуатации: гк № 14.740.11.1100 от 24.05.2011/ рук. М.М. Дудкин; исполн. М.А. Григорьев. – Челябинск, ЮУрГУ, 2012. Т1, Т2, Т3, Т4, Т5, Т6.

176. ABB Review. – 2011. № 1 – 8 p.

177. ACS880-01 hardware manual. 3AUA0000078093. – 2013. – 223 p.

178. Bin Wu. High-Power Converters and AC Drives/ Bin Wu// IEEE Press – 2006. – 317 p.

179. Electric Drive of an Industrial Tractor / U.S. Usinin, M.A. Grigoryev, A. Shishkov, A. Bychkov, E. Belousov // SAE Commercial vehicle engineering congress 2013 13CV-0101/2013-01-2469.

180. Generator for Vehicle Applications, Based on the Field Regulated Reluctance Machine / Yu. S. Usinin, M.A. Grigorjev, K.M. Vinogradov, S.P. Gladyshev// World Congress Exhibition, Detroit, MI, USA, 2008 World Congress; Detroit, MI; United States; 14 April 2008 through 17 April 2008; Code 85694.

181. Grigorev, M. System of the Electric Drive with Field Regulated Reluctance Machine/ M. Grigorev // Russian Electrical Engineering. – 2013. – Volume 84. Issue 10. P. 560 – 565.



182. Grigorev, M.A. The electric Drive with Field Regulated Reluctance Machine / M. Grigorev // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия "Энергетика". – 2013. – Том 13. – №1. – С. 118 – 123.
183. High output synchronous reluctance motor and drive package. / ABB // REV. – 2012 – 8 p.
184. <http://blog.amartynov.ru/archives/Подробнее про теорему Котельникова и дискретизацию сигналов>
185. <http://epa.susu.ac.ru/726.html>
186. [http://supercomputer.susu.ac.ru/computers/skif\\_avrora/](http://supercomputer.susu.ac.ru/computers/skif_avrora/)
187. <http://www.teslamotors.com/models/features#/performance>
188. <http://www.top500.org/>
189. Law, D. Design and Performance of Field Regulated Reluctance Machine /D Law, A. Chertok, T. Lipo // IEEE Transactions on Industry Applications.– 1998. – Vol. 30. – № 5.– P. 1185 – 1192.
190. Law, J. Magnetic Circuit Modeling of the Field Regulated Reluctance Machine, Part I: Model Development / J. Law, T. Busch, T. Lipo // IEEE Transaction on Energy Conversion.–2000. – №1. – Vol. 11. – P. 49 – 56.
191. Law, J. Magnetic Circuit Modeling of the Field Regulated Reluctance Machine, Part II: Saturation Modeling and Results / J. Law, T. Busch, T. Lipo // IEEE Transaction on Energy Conversion.– 2000. – №1. – Vol. 11. – P. 56 – 62.
192. Lipo, T. Advanced Motor Technologies: Converter Fed Machines / T. Lipo // Transactions on energy conversion – 1998. – P. 204 – 222.
193. Moghaddam, R.R. Synchronous Reluctance Machine Design / R.R. Moghaddam – Stockholm, 2007. – 90 p.
194. New Brushless Synchronous Machine For Vehicle Application / Yu. S. Usinin, M.A. Grigorjev, K.M. Vinogradov, S.P. Gladyshev // World Congress Exhibition, Detroit, MI, USA, 2007 World Congress; Detroit, MI; United States 16 April 2007 through 19 April 2007; Code 90239.
195. Pulse Vector Control of Wound Rotor Induction Motor / Yu.S. Usinin, M.A. Grigorjev, K.M. Vinogradov and // SAE Paper 2010-01-0703, SAE 2010 World Congress and Exhibition; Detroit, MI; United States; 13 April 2010 through 13 April 2010; Code 87929.
196. Ruppert J. A Delaunay Refinement Algorithm for Quality 2-Dimensional Mesh Generation, NASA Ames Research Center, Submission to Journal of Algorithms, 1994.
197. Sinamics S120 6SL3 097-2AP00-0BP6 – Siemens – 1816 p.
198. Switching Losses in the Rotor of the Field Regulated Reluctance Machine / Yu.S. Usinin, M.A. Grigorjev, K.M. Vinogradov// SAE

Paper 2010-01-0485, SAE 2010 World Congress and Exhibition; Detroit, MI; United States; 13 April 2010 through 13 April 2010; Code 87929.

199. Synchronous motor AMZ0900LT06 LSB - Mechel HSM. ABB, 2011 – 499 p.

200. The Electric Drive of a Tram with a Average Floor / Yu. S. Usinin, M.A. Grigorjev, K.M. Vinogradov// SAE International 2008, Powertrains, Fuels and Lubricants Congress, Shanghai, CHINA, 2008-01-1828, 2008 SAE International Powertrains, Fuels and Lubricants Congress; Shanghai; China; 23 June 2008 through 25 June 2008; Code 90787.

201. The Losses in Control Electric Drives of Transport Mechanisms at Different Controlled Laws / Yu. S. Usinin, M.A. Grigorjev, A.N. Shishkov, A. Bychkov, S.P. Gladyshev // SAE Paper 2011-01-0039, SAE 2011 World Congress and Exhibition; Detroit, MI; United States; 12 April 2011 through 14 April 2011; Code 91197.

202. Toliat H. Sensorless Operation of Permanent Magnet AC (PMAC) motors with Modified Stator Windings/ Toliat H., Rahman K., Shet D. // IEEE Transaction on Energy Conversion.– Dec. 1999. – Vol. 14. – P.1004 – 1010.

203. Toliat, H. Sensorless Operation of Permanent Magnet AC (PMAC) motors with Modified Stator Windings / H. Toliat, K. Rahman, D. Shet // IEEE Transaction on Energy Conversion.– Dec. 1999. – Vol. 14. – P. 1004 – 1010.

204. Toliyat H. A Five-Phase Reluctance Motor with High Specific Torque / Toliyat H., Xu L., Lipo T.A. // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1992. – Vol. 28. – №3. – P. 559 – 667.

205. Toliyat H. Analysis and Simulation of Five-Phase Variable-Speed Induction Motor Drives Under Asymmetrical Connections // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1998. – Vol. 13. – №4.– P. 748 – 756.

206. Toliyat, H. A DSP-Based Vector Control of Five-Phase Synchronous Reluctance Motor/ H.Toliyat, R. Shi, H. Xu // 0-7803-6404-X/00/\$10.00 (C) 2000. P. 1- 7.

207. Toliyat, H. Analysis and Simulation of Five-Phase Synchronous Reluctance Machines Including Third Harmonic of Airgap MMF / H. Toliyat // IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 34, NO. 2, MARCH/APRIL 1998. P. 332-339.

208. Toliyat, H. Simulation and Detection of Dynamic Air-Gap Eccentricity in Salient-Pole Synchronous Machines / H. Toliat, N. Al-Nuaim // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1999. – Vol. 35. – №1. – P. 86 – 93.

209. Unidrive SP User Guide. Issue Number: 12. Part Number: 0471-0000-12 – Emerson – 304 p.

210. Usinin, Yu.S. ELECTRIC DRIVE WITH A FIELD-REGULATED RELUCTANCE MACHINE / Yu. S. Usinin, M. Grigorev, A. Shishkov // Russian Electrical Engineering. – 2013. – Volume 84. Issue 3. P. 149 – 154.

211. Vagati A., Franceschini G., Marongiu I., Troglia G.P. Design Criteria of Performance Synchronous Reluctance Motors.// IEEE-IAS Annual Meeting Houston (USA), October 1992.

212. Vagati, A. Advanced Motor Technologies: Synchronous Motors and Drives / A. Vagati // IEEE Transactions on Energy Conversion – 1998. – P. 223 – 227.

213. Weh, H. On the Development of Inverter Fed Reluctance Machines for High Power Densities and High Output / H. Weh // ETZ Archiv, Bd. 6, 1984. – P. 135 – 144.

214. Weight and Dimensional Parameters of a Power Drive for Electrical Vehicle / U.S. Usinin, M.A. Grigoriev, K.M. Vinogradov// Powertrains, Fuels and Lubricants Meeting, Florence, ITALY. 09SFL-0251, Powertrains, Fuels and Lubricants Meeting, SFL 2009; Florence; Italy; 15 June 2009 through 15 June 2009; Code 90682.

**Григорьев** Максим Анатольевич,  
**Бычков** Антон Евгеньевич,  
**Белоусов** Евгений Викторович,  
**Смирнов** Юрий Сергеевич,  
**Кинас** Станислав Игоревич,

СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ  
ДЛЯ ПИТАНИЯ СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ  
ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ И ОБЕСПЕЧЕНИЕ  
ЭЛЕКТРОБЕЗОПАСНОСТИ ПЕРСОНАЛА,  
ОБСЛУЖИВАЮЩЕГО ЭТИ УСТАНОВКИ

Монография

**Техн. редактор А.В. Миних**

Издательский центр Южно-Уральского государственного  
университета

---

Подписано в печать 18.09.2014. Формат 60×84 1/16. Печать трафаретная.  
Усл. печ. л. 5,81. Тираж 500 экз. Заказ 343. Цена С.

---

Отпечатано в типографии «Тета»  
г. Челябинск, ул. Яблочкина, 23.