

**Министерство образования и науки,
молодежи и спорта Украины
Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт»**

А.Н. ЗАКЛАДНОЙ

О.А. ЗАКЛАДНОЙ

**ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЙ
ЭЛЕКТРОПРИВОД С ВЕНТИЛЬНЫМИ
ДВИГАТЕЛЯМИ**

МОНОГРАФИЯ

**Киев
«Либра»
2012**

УДК 621.313.32.067
ББК 31.261.62-04
3-18

Рецензенты: заведующий кафедрой «Электромеханическое оборудование энергоемких производств» Национального технического университета Украины «КПИ»,
д-р техн. наук, профессор Шевчук С.П.;
профессор кафедры «Автоматизация управления электротехническими комплексами» Национального технического университета «КПИ»,
д-р техн. наук, профессор Чермалых В.М.

Закладной А.Н.

Энергоэффективный электропривод с вентильными двигателями: Монография /
А.Н. Закладной, О.А. Закладной – К.: Издательство «Либра», 2012. – 185 с.: ил.
ISBN 978-617-693-000-6

В монографии рассматривается современный энергоэффективный электропривод с вентильными двигателями с преобразователями со звеном постоянного тока и с непосредственной связью (циклоконверторами). Значительное внимание уделено вопросам влияния способов управления вентильными двигателями на статические, динамические и энергетические режимы их работы, оптимизации параметров электрооборудования. Рассмотрены вопросы моделирования электропривода и построения адаптивной энергоэффективной системы управления вентильными двигателями.

Для научных сотрудников, инженеров, преподавателей, аспирантов и студентов высших учебных заведений.

УДК 621.313.32.067
ББК 31.261.62-04

ISBN 978-617-693-000-6

© А.Н. Закладной,
О.А. Закладной, 2012
© Либра 2012

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ	5
ВВЕДЕНИЕ.....	6
1. СОСТОЯНИЕ ВОПРОСА И АНАЛИЗ СИСТЕМ	
ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ВЕНТИЛЬНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ.....	9
1.1. Краткая историческая справка.....	9
1.2. Состояние вопроса.....	12
1.3. Анализ систем электроприводов с вентильными двигателями.....	16
1.4. Способы управления вентильным двигателем.....	23
1.5. Математическая модель синхронной машины.....	25
1.6. Постановка задач исследования.....	29
2. АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ	
ПРОЦЕССОВ В ВЕНТИЛЬНОМ ДВИГАТЕЛЕ.....	33
2.1. Разработка математической модели вентильного двигателя.....	33
2.2. Исследование статических режимов работы вентильного двигателя.	43
2.3. Исследование динамических режимов работы вентильного двигателя.....	55
2.4. Представление вентильного двигателя как объекта автоматического управления. Синтез линеаризованной передаточной функции.....	68
3. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СПОСОБОВ УПРАВЛЕНИЯ НА	
ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ РЕЖИМЫ ВЕНТИЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ...	77
3.1. Гармонический анализ токов и напряжений вентильного двигателя..	77
3.2. Оценка качества преобразования энергии полупроводниковыми преобразователями и определение энергоэффективного способа управления вентильными двигателями.....	84
3.3. Выбор оптимальных параметров силового электрооборудования электропривода с вентильными двигателями.....	95

4. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ С САМОНАСТРАИВАЮЩИМИСЯ ПАРАМЕТРАМИ РЕГУЛЯТОРОВ.....	106
4.1. Синтез самонастраивающихся систем подчиненного регулирования вентильными двигателями.....	106
4.2. Моделирование замкнутой системы автоматического регулирования вентильными двигателями.....	122
4.3. Разработка энергоэффективной системы управления вентильными двигателями.....	126
4.4. Построение высоконадежных логических информационных узлов для систем импульсно-фазового управления вентильными двигателями.....	134
5. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ВЫБОРУ СХЕМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ВЕНТИЛЬНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ.....	146
5.1. Выбор рациональных схем электроприводов с вентильными двигателями.....	146
5.2. Диагностический комплекс для исследований электроприводов с вентильными двигателями.....	156
ЛИТЕРАТУРА.....	160
ПРИЛОЖЕНИЕ А.....	179
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	182

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ

- ЭМС** - электромеханическая система
- СМ** - синхронная машина
- АМ** - асинхронная машина
- ВД** - вентильный двигатель
- ВП** - вентильный привод постоянного тока
- ЧРП** - частотно-регулируемый привод
- АВК** – асинхронно вентильный каскад
- SCR** – традиционный тиристор
- IGCT** – коммутируемый по управляющему электроду тиристор
- IGBT** – биполярный транзистор с изолированным затвором
- MOSFET** – полевой транзистор с изолированным затвором
- КПД** – коэффициент полезного действия
- ЭДС** – электродвижущая сила
- ГАЭС** – гидроаккумулирующая электростанция
- ДПР** - датчиком положения ротора
- ДНС** - датчик напряжения статора вентильного двигателя
- ДС** - датчик скорости
- ДТ** – датчик тока
- ДН** – датчик напряжения
- САР** - система автоматического регулирования
- П** – пропорциональный регулятор
- ПИ** – пропорционально-интегральный регулятор
- ЭВМ** – электронно-вычислительная машина
- СИФУ** - система импульсно-фазового управления
- АЦП** - аналого-цифровой преобразователь
- ОЗУ** – оперативное запоминающее устройство

ВВЕДЕНИЕ

Одной из важнейших проблем повышения конкурентоспособности отечественной продукции на мировом рынке является снижение энергетической составляющей в структуре ее себестоимости. Стоимость электроэнергии, потребляемой электромеханической системой (ЭМС) в течение жизненного цикла (срока эксплуатации), значительно превышает стоимость оборудования и затраты на обслуживание. Эксплуатация ЭМС с низкими энергетическими характеристиками приводит к увеличению финансовых затрат, обусловленных ростом электропотребления [131-133,136,138,139,140].

Тенденция развития современного производства заключается в повышении единичных мощностей машин и оборудования при одновременном уменьшении их энергопотребления и снижении стоимости, для чего, в частности, необходимо развивать производство энергоэффективных регулируемых электроприводов с вентильными преобразователями [135,137].

Возрастающая потребность страны в собственных энергоресурсах требует увеличения добычи энергетических углей и, соответственно, повышения мощностей электроприводов шахтных стационарных установок [134]. Наиболее ответственным звеном горных предприятий являются подъемные установки, единичная мощность которых может достигать 10 МВт. Шахтные подъемные установки выдают на поверхность свыше половины всех полезных ископаемых, а удельное энергопотребление может достигать 30% [84,97].

Тенденция роста производственной мощности горных предприятий повлекла развитие стационарного конвейерного транспорта, который позволяет увеличить производительность и экономичность извлечения полезного ископаемого. На открытых работах используются конвейеры длиной до 100 км при длине става одного конвейера до 10 км, производительностью до 20 тыс. т/ч и более при ширине ленты 3 м и скорости 6-8 м/с [88,99].

Рудничные вентиляторные установки главного проветривания являются одними из крупнейших в отечественной практике. Производительность их достигает $300 \text{ м}^3/\text{с}$, удельное энергопотребление – 30-35%, а единичная мощность привода – 5000 кВт [2,97].

На угледобывающих предприятиях эксплуатируется значительное количество станций и передвижных компрессорных установок. Установленная мощность привода на центральных компрессорных станциях Кривбасса достигает 18 МВт, а удельное энергопотребление на некоторых рудниках - 30-40% [66,97].

Стационарные водоотливные установки угледобывающих предприятий оборудованы насосами общей мощностью привода до 0,5 МВт [1].

В последние годы в области промышленного использования приводов постоянного тока появился спрос на более надежные бесколлекторные машины, эксплуатация которых требует меньше затрат. Назрела также необходимость в применении бесконтактных приводов переменного тока, обеспечивающих повышение КПД и энергетических показателей установки, ее производительность и надежность. В крупных машинах, таких как шахтные стационарные установки, для экономичного регулирования производительности необходим бесколлекторный привод [142-145].

В подъемных установках повышение КПД, надежности, ресурса работоспособности и уменьшение эксплуатационных затрат невозможно без замены привода постоянного тока на бесколлекторный или бесконтактный привод переменного тока с аналогичными регулировочными свойствами. Экономическая целесообразность использования синхронных машин (СМ) на мощных конвейерах и технологические требования обуславливают необходимость применения регулируемого привода переменного тока с СМ. Сложившиеся традиции применения СМ для мощных турбомеханизмов с целью поддержания высоких общешахтных энергетических показателей при минимальных затратах и требование регулирования производительности изменением частоты вращения рабочего колеса свидетельствуют об актуальности применения регулируемого привода с СМ.

Современной тенденцией развития электропривода является всё большее применение схем с электрическими машинами синхронного типа с различными способами возбуждения, в том числе и индукторных, питаемых от вентильных преобразователей частоты с инвертором тока и управляемых по положению ротора – вентильных двигателей (ВД).

ВД является наиболее перспективным и универсальным типом электропривода переменного тока, в котором регулирование скорости и момента вращения осуществляется подводимым напряжением, током возбуждения и углом опережения включения вентилей при самоуправлении по частоте питания [69,132,135,137]. Он обладает регулировочными качествами машин постоянного тока и надежностью систем переменного тока.

В Украине и за рубежом появились промышленные образцы ВД для регулируемых установок различного производственного назначения [9,17, 61,101-103,115,141,146-148]. Бесконтактный ВД выполнен полностью герметичным и применяется в качестве привода ходовых винтов подводных лодок [113].

Однако, несмотря на большой объем отечественной и зарубежной литературы, отсутствует общепринятая методика исследования электромагнитных и электромеханических процессов ВД. До сих пор недостаточно изучены динамические и энергетические режимы; не исследовано влияние способов управления преобразователем и угловых параметров на статические, динамические и энергетические характеристики привода; не рассмотрены вопросы минимизации параметров электрооборудования; отсутствует простая и удобная для инженерных расчетов линеаризованная передаточная функция ВД; не затрагивались вопросы синтеза замкнутых систем автоматического регулирования и не ставилась задача повышения уровня энергоэффективности привода.

Авторы выражают искреннюю благодарность д-ру техн. наук, профессору Чермалыху В.М. за помощь в выборе научного направления, консультации и ценные замечания, высказанные при обсуждении результатов работы.

1 СОСТОЯНИЕ ВОПРОСА И АНАЛИЗ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ВЕНТИЛЬНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

1.1 Краткая историческая справка

Прототипом ВД можно считать первое машинное устройство для преобразования электрической энергии в механическую, которое появилось в 1834 году в России, когда Б.С. Якоби применил его для приведения в движение катера на р. Неве. Сообщения о ВД появились на рубеже 30-х годов двадцатого века. Заслуга в разработке первых опытных образцов бесколлекторных машин принадлежит учёным Ф.И. Бугаеву, Е.Л. Эттингеру, Д.А. Завалишину, О.Г. Вегнеру, Б.Н. Тихменеву, М.Н. Губанову и др. [13,14,16,26,27,30,85,86]. В то время изучались вопросы, связанные с исследованиями работы и принципа регулирования скорости.

С середины 70-х годов благодаря быстрому развитию полупроводниковой и преобразовательной техники в промышленность в качестве средств автоматики внедряются бесколлекторные и бесконтактные маломощные ВД, частота вращения вала которых достигала нескольких десятков тысяч оборотов в минуту. Преобразователи микродвигателей выполнялись транзисторными, электрические машины были реактивного типа или с постоянными магнитами. Большая заслуга в исследовании и разработке такого привода принадлежит И.Е. Овчинникову, Н.К. Лебедеву, Ш.И. Лутидзе и др. [7,8,12,52,59,63]. Решались вопросы регулирования и стабилизации частоты вращения, улучшения конструкции и выбора рациональных схем коммутаторов. Транзисторные бесконтактные микродвигатели в настоящее время получили широкое распространение в различных областях промышленности от бытовой радиоаппаратуры до систем ориентации и жизнеобеспечения в космических летательных аппаратах.

В последние десятилетия с появлением новых силовых электронных компонентов (SCR, IGCT, IGBT, MOSFET) получил развитие мощный

бесколлекторный электропривод на базе серийно выпускаемых СМ с традиционным электромагнитным возбуждением и машин с ротором на высокоэнергетических постоянных магнитах. Исследования применительно к тяговому приводу проводились М.Г. Чиликиным, А.К. Аракеляном, А.А. Афанасьевым, В.А. Кучумовым, Б.Н. Тихменевым, Н.Н. Гориним, Б. К. Барановым и др. [9,17,19,20,23,101,102]. В результате был разработан первый в мире электровоз с ВД ВД80В-661, мощность которого составляла 8000 кВт [102].

Разработкой и внедрением ВД для турбомеханизмов занимались Б.С. Александровский, И.И. Эпштейн и др. Харьковский электромеханический завод изготовил три комплекта приводов на базе СМ типа ДСЗ-170/174-4 (5000 кВт, 6 кВ, 1500 об/мин, $D = 1:15$, $M_{\max}/M_H = 3,2$) для конверторного цеха завода "Азовсталь" [69]. Позднее прошли испытания и сданы в эксплуатацию на Киевской ГАЭС четыре синхронных агрегата мощностью по 45 МВт каждый, для запуска которых используется один преобразователь.

Под руководством И.Е. Овчинникова, Н.И. Лебедева и др. во ВНИИЭлектромаш разрабатывались ВД различных типов (ВДУ-500-ОД, ВРДП-1600-6000, ВДВ-90-12) [49,64,107]. Появились первые промышленные образцы ВД для крупных турбомеханизмов, компенсаторов, для разгона реверсивных гидрогенераторов ГАЭС, для тяговых электровозов, электромобилей, бумагоделательных машин и прокатных станов [9,17,61,69,101-103,115].

Весьма перспективным является использование ВД для турбомеханизмов [110], особенно для быстроходных ротационных и турбокомпрессорных (3-30 мВт, 3000-10000 об/мин), что позволяет работать без редуктора при частоте до 150 Гц и регулировать скорость в широком диапазоне практически без потерь. Так, эксплуатируются привода компрессоров мощностью 12 мВт, напряжением питания 1700В, частотой вращения 4000-5600 об/мин, пусковые преобразователи на 8 мВт для разгона турбокомпрессоров с приводом 18 мВт, 6 кВ, 3000 об/мин и др.

Преимущества ВД приняты во внимание Харьковским электро-механическим заводом, где было освоено промышленное производство комплектных электроприводов с ВД серии ПЧВН мощностью 0,8-25 мВт, диапазоном регулирования скорости $D = 3-50$ Гц, КПД $\geq 95\%$, $\cos\varphi > 0,9$ [61].

Японской фирмой "Toshiba" выпускаются серии общепромышленных ВД постоянного и переменного тока MF Pack-I, MF Pack-II, MF Pack-III. Их основные параметры следующие [115]: мощность 3,7-1800 кВт; частоты вращения 850, 1150 и 1750 об/мин; диапазон регулирования скорости 1:10; нестабильность частоты вращения $\pm 0,5\%$. В качестве двигателей низкой и средней мощности используются бесконтактные машины с когтеобразным ротором и статорной обмоткой возбуждения, большой мощности – с роторной обмоткой.

В нашей стране разрабатывался линейный индукторный электропривод пассажирского транспортного средства на магнитном подвесе [146-147].

В настоящее время выпускается широкая номенклатура электроприводов с ВД [20,51,58,62,71,80]:

серия ВД мощностью 15-300 кВт с высотами оси вращения 225 - 315 мм и скоростью вращения 500-1500 об/мин, предназначенные для приводов главного движения металлорежущих станков с ЧПУ;

серия ВД мощностью 200-3150 кВт с низкой частотой вращения, предназначенные для работы в регулируемых электроприводах химического и мельничного оборудования, шахтного подъема, буровых установок, насосов, вентиляторов и др.;

серия ПЧВС, предназначенные для обеспечения пуска и регулирования частоты вращения мощных высоковольтных синхронных двигателей 2-20 МВт;

тяговый вентильный электродвигатель ВМЭД-01 обращенного исполнения для использования в электроприводах специальных транспортных средств и электромобилей. Двигатель имеет следующие паспортные данные: $P_n = 120$ кВт, $n_n = 1415$ об/мин, $U_n = 300$ В;

серия 5ДВМ с возбуждением от редкоземельных магнитов, предназначенные для работы в составе электроприводов с высокими

динамическими характеристиками, с широким диапазоном регулирования скорости до 10000 об/мин. Они не имеют контактных щеточных узлов, требующих обслуживания, отличаются минимальными массой и габаритами;

транзисторные электроприводы ЭПБ с магнитоэлектрическими двигателями серий ДВУ, 2ДВУ, 5ДВМ. Двигатели ДВУ165 и ДВУ215 предназначены для электроприводов подач станков и роботов;

серия ДБМ2. Бесконтактные моментные двигатели представляют собой СМ, имеющую плоскую встраиваемую конструкцию с обмотками на статоре и постоянными магнитами на роторе, который имеет внутреннее отверстие для посадки на исполнительный вал. Ротор содержит тангенциально намагниченные постоянные магниты из самарий-кобальтового сплава КС-37А, установленные между полюсами из электротехнической стали, что обеспечивает повышение индукции возбуждения в рабочем зазоре машины;

трехфазный вентильный индукторный двигатель типа ДВИ125М32-1, ЗУХЛЗ с оптическим датчиком положения ротора для электропогрузчиков;

трехфазный вентильный индукторный двигатель типа ДВН155S24 16 для стиральных машин;

двигатель ДВФ77, предназначенный для работы в качестве силового агрегата тепловентилятора климатической установки салона автотракторной техники (автобусы, грузовые и легковые автомобили).

1.2 Состояние вопроса

Совершенствование регулируемого электропривода способствует техническому прогрессу в ведущих отраслях промышленности. Механические и коммутационные ограничения машин постоянного тока, а также технологические требования и необходимость повышения эксплуатационной надежности производственных установок и механизмов вызвали интенсивное развитие регулируемых приводов переменного тока, которые в настоящее время являются наиболее перспективными [65,66,69,94,97,98]. Их технико-

экономические характеристики сравнимы или превосходят характеристики приводов постоянного тока.

В приводах с асинхронными машинами (АМ) используются различные типы преобразователей частоты на базе полностью или полууправляемых полупроводниковых вентилей. Однако суммарная установленная мощность вентилей в асинхронных приводах в несколько раз больше, чем мощность ключей аналогичного по функциональным возможностям вентильного привода постоянного тока (ВП). Проблема в еще большей степени усугубляется при использовании высокого напряжения, что является сдерживающим фактором широкого создания мощного асинхронного привода.

Замена АМ на синхронные существенно упрощает схемы преобразователей частоты. При этом значительно снижается установленная мощность вентилей благодаря естественному сочетанию свойств СМ со свойствами наиболее широко применяемого типа преобразователя со звеном постоянного тока с естественной коммутацией вентилей выпрямителя и машинной – инвертора.

ВД с СМ близки по принципу действия и рабочим характеристикам к коллекторному ВП. Также, как и коллекторный привод, ВД обладает независимостью частоты вращения вала от частоты питающей сети, обеспечивает работу привода во всех четырех квадрантах, а благодаря исключению коллектора, имеет большую надежность и долговечность, требует меньших расходов на обслуживание.

Кроме того, ВД имеет регулировочные свойства, которых нет ни у одного из известных электроприводов – это трёхзонное регулирование частоты вращения (по напряжению, току возбуждения и углу опережения включения вентилей инвертора), а также возможность осуществления двумя путями бесконтактного реверса без вмешательства в силовые цепи привода (увеличением угла опережения либо реверсом двух фаз в цепях датчика положения ротора). ВД также имеют самые высокие энергетические характеристики и пусковые моменты.

ВД является универсальным типом привода с наилучшими регулировочными и энергетическими характеристиками и сегодня используется для самых разных систем электроприводов: мощных и микромашин, тихоходных и быстроходных, имеющих различные условия работы и режимы эксплуатации. Использование ВД открывает новые возможности в области пуска сверхмощных СМ и создания низко- и высокоскоростных регулируемых приводов большой мощности. Пуск по схеме ВД обеспечивает любую требуемую плавность разгона.

Особое место в ряду ВД занимают появившиеся индукторные вентильные двигатели, которые отличаются сосредоточенными катушками обмотки статора и зубцовым ротором [29,40,42,44].

Основной составной частью ВД является СМ, обладающая более высокими технико-экономическими показателями, чем другие машины переменного тока. Она характеризуется высоким КПД, возможностью работы с опережающим коэффициентом мощности, высокой надежностью вследствие большей величины воздушного зазора, пропорциональной зависимостью статической перегрузочной способности от напряжения питания. Потери электрической мощности в ней меньше, чем в АМ, даже при снижении магнитных нагрузок активных частей последней в результате увеличения их длины.

Масса СМ в среднем на один габаритный размер меньше массы эквивалентной машины постоянного тока, а отношение масс электроприводов с учетом силовой и коммутационной аппаратуры составляет 1,5-1,8. Уменьшение массы и габаритных размеров ВД обусловлено отсутствием коллектора и силового согласующего трансформатора. При этом улучшается тепловой режим и на 15-25% снижается трудоемкость изготовления машины. Сравнение этих машин по материалоемкости показывает, что при одной и той же мощности экономия меди и стали может достигать соответственно 9% и 33%.

Надежность обычной СМ выше надежности любой другой машины, а по стоимости она уступает только асинхронной с короткозамкнутым ротором.

Бесконтактная СМ по простоте конструкции аналогична асинхронной машине с короткозамкнутым ротором [101,110,113,115,118,129].

Бесконтактность СМ обеспечивается как обычными способами (с помощью бесщёточных систем возбуждения с вращающимися выпрямителями [22,113,128]), так и новыми (применением ротора с постоянными магнитами, когтеобразного ротора из магнитопроводящего материала, расположением обмотки возбуждения на статоре [50,101,110,113,115,118,127]). Особенно стремительно развивается направление с использованием в роторе высокоэнергетических постоянных магнитов на основе редкоземельных материалов, быстрозакалённых магнитных сплавов и МАЕР.680093.001 ТУ "Материалы магнитотвердые спеченные на основе сплавов неодима с железом и бором" [106].

В преобразователях ВД не предъявляется особых требований к динамическим свойствам тиристорov. Использование машинной коммутации (ЭДС двигателя) позволяет повысить предельную мощность инвертора (коммутатора), его надежность, упростить силовые цепи и системы управления, снизить стоимость. Кроме того, имеется возможность без дополнительных устройств пропускать мощность в обоих направлениях, что легко реализуется изменением углов управления.

На выбор числа фаз инвертора ВД влияют два противоречивых требования: обеспечение допустимого нагрева двигателя и сохранение оптимальных габаритных размеров установки. При переходе от трехфазного двигателя к шестифазным системам величина среднего пускового момента увеличивается на 7% [17]. Но одновременно усложняется конструкция, а коэффициент использования возрастает незначительно. Поскольку промышленные сети и серийно выпускаемые крупные СМ трехфазные, целесообразно остановиться на схемах с трехфазными мостовыми преобразователями. По сравнению с другими мостовые схемы отличаются меньшими пульсациями электромагнитного момента и потерями, обеспечивают

высокий коэффициент использования трансформатора и меди обмоток якоря [84,90,91].

Разработка и применение регулируемых электроприводов с СМ и АМ, сдерживались до недавнего времени неудовлетворительными характеристиками полууправляемых тиристоров SCR применяемых в преобразователях частоты. Технологические достижения силовой электроники, позволили создать новые приборы, обладающие свойствами полностью управляемых ключей с высокими уровнями коммутируемых напряжений и токов при малых потерях, незначительных мощностях управления и временах переключения.

Запираемые тиристоры GTO, биполярные транзисторы с изолированным затвором IGBT и полевые транзисторы с изолированным затвором MOSFET находят широкое применение в системах электроприводов средних и малых мощностей, питаемых в основном от низковольтных сетей [149,150]. Коммутируемые по управляющему электроду тиристоры IGCT применяются при средних и малых мощностях. Однако традиционные тиристоры SCR, обладающие наименьшими потерями и стоимостью, в настоящее время являются основными ключевыми элементами в преобразователях с естественной (сетевой или машинной) коммутацией, особенно в высоковольтных системах.

1.3 Анализ систем электроприводов с вентильными двигателями

Регулируемый электропривод с СМ с преобразователями частоты строится по принципу внешнего либо внутреннего управления. При внешнем управлении осуществляется принцип частотного регулирования при изменяющейся частоте сети, аналогично частотно-регулируемому приводу (ЧРП) с АМ. В ВД управление инвертором преобразователя частоты осуществляется в функции углового положения ротора двигателя, т. е. осуществляется принцип внутреннего управления. При этом в любом

установившемся режиме выходная частота инвертора совпадает с частотой ЭДС вращения СМ. Таков принцип действия электромеханического преобразователя энергии в ВД.

Самоуправляемый синхронный двигатель обладает свойствами машины постоянного тока и поэтому называется бесколлекторным двигателем или ВД. Полупроводниковый инвертор, управляемый расположенным на валу СМ датчиком положения ротора (ДПР), выполняет функции механического коллектора, а вентили инвертора тока – функции скользящего щеточного контакта машины постоянного тока.

Режим работы ВД по принципу действия существенно отличается от частотнорегулируемой и СМ, питающейся от сети. По сравнению с СМ, питаемой от преобразователями частоты с внешним управлением, в котором частота инвертора тока (напряжения) задается принудительно, привод с ВД имеет следующие преимущества:

обладает свойством автокоммутации, т.е. преобразования питающего напряжения (тока) в частоту и фазу ротора, благодаря чему в ВД невозможен асинхронный режим когда частота ЭДС вращения СМ не совпадает с частотой источника питания;

трёхзонное регулирование частоты вращения и возможность осуществления бесконтактного реверса двумя путями без вмешательства в силовые цепи привода;

перегрузочная способность ВД не зависит от опрокидывающего момента СМ, а определяется установленной мощностью преобразователя. При перегрузке ВД снижает скорость, но не выходит из синхронизма;

ВД имеет высокий пусковой момент.

На основе анализа литературы можно предложить классификационную схему ВД по следующим признакам (рис.1.1): способу управления возбуждением, схеме и структуре коммутатора, а также способу коммутации.

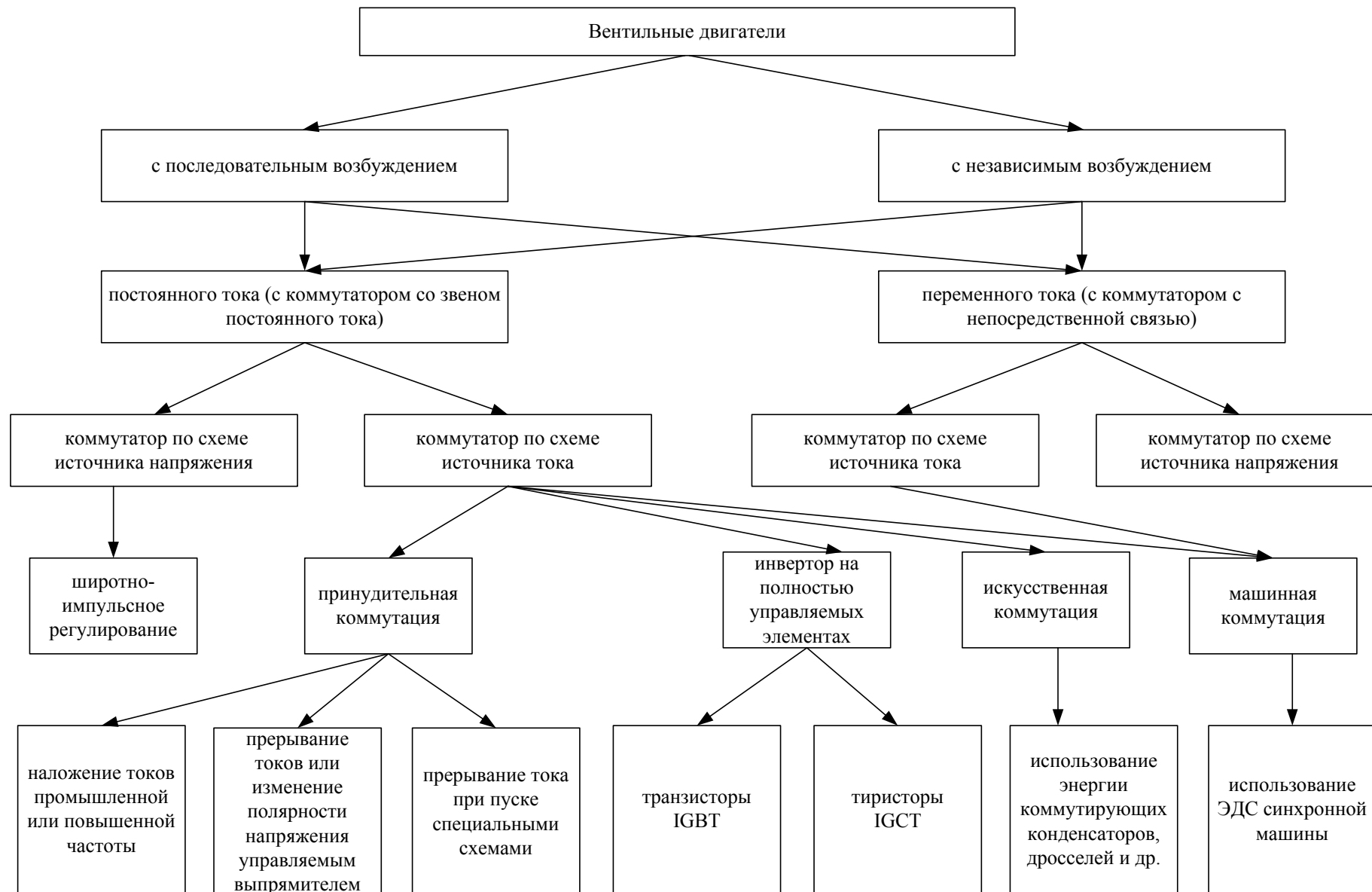


Рис.1.1 Классификация схем ВД

Наибольшее распространение получили ВД с преобразователем со звеном постоянного тока (ВД постоянного тока) и с преобразователем с непосредственной связью (ВД переменного тока), работающими в режиме источника тока (рис. 1.2) [9,17]. Если в схеме (рис. 1.2,а, штриховые линии) включить обмотку возбуждения СМ в цепь дросселя или регулировать ток возбуждения в функции тока статора, то ВД приобретает свойства ВП последовательного возбуждения. Если же обмотку возбуждения питать от отдельного источника, то характеристики ВД подобны характеристикам ВП независимого возбуждения. Регулирование скорости возможно в обе стороны от синхронной, а режим реверсирования устанавливается без переключений в силовых цепях привода.

Известно, что вентили преобразователя выбираются по величинам максимального тока и напряжения сети. Условия выбора вентиля для питания АМ и СМ по напряжению аналогичны, а по току существенно отличаются. При одних и тех же электромагнитном моменте, скорости и напряжении ток СМ при перегрузке может быть уменьшен по сравнению с током перегрузки АМ в 1,5-2 раза.

В преобразователях с искусственной коммутацией, обеспечивающих локализацию энергии магнитных полей отдельных фаз СМ с помощью внутренних цепей инвертора, создаются условия для упрощения входной части преобразователя - выпрямителя. В отличие от АМ, СМ при работе в генераторном режиме не нуждается в потреблении от сети реактивной мощности, поэтому при исключении обратных диодов из схемы инвертора отпадает необходимость в установке второй группы вентиля выпрямителя. Один и тот же управляемый выпрямитель может быть использован как для передачи мощности от сети, так и для возврата ее в сеть.

Таким образом, при замене ЧРП на ВД суммарная мощность вентиля преобразователя со звеном постоянного тока уменьшается почти в два раза. В еще большей степени уменьшается мощность коммутирующего конденсатора и сглаживающего дросселя.

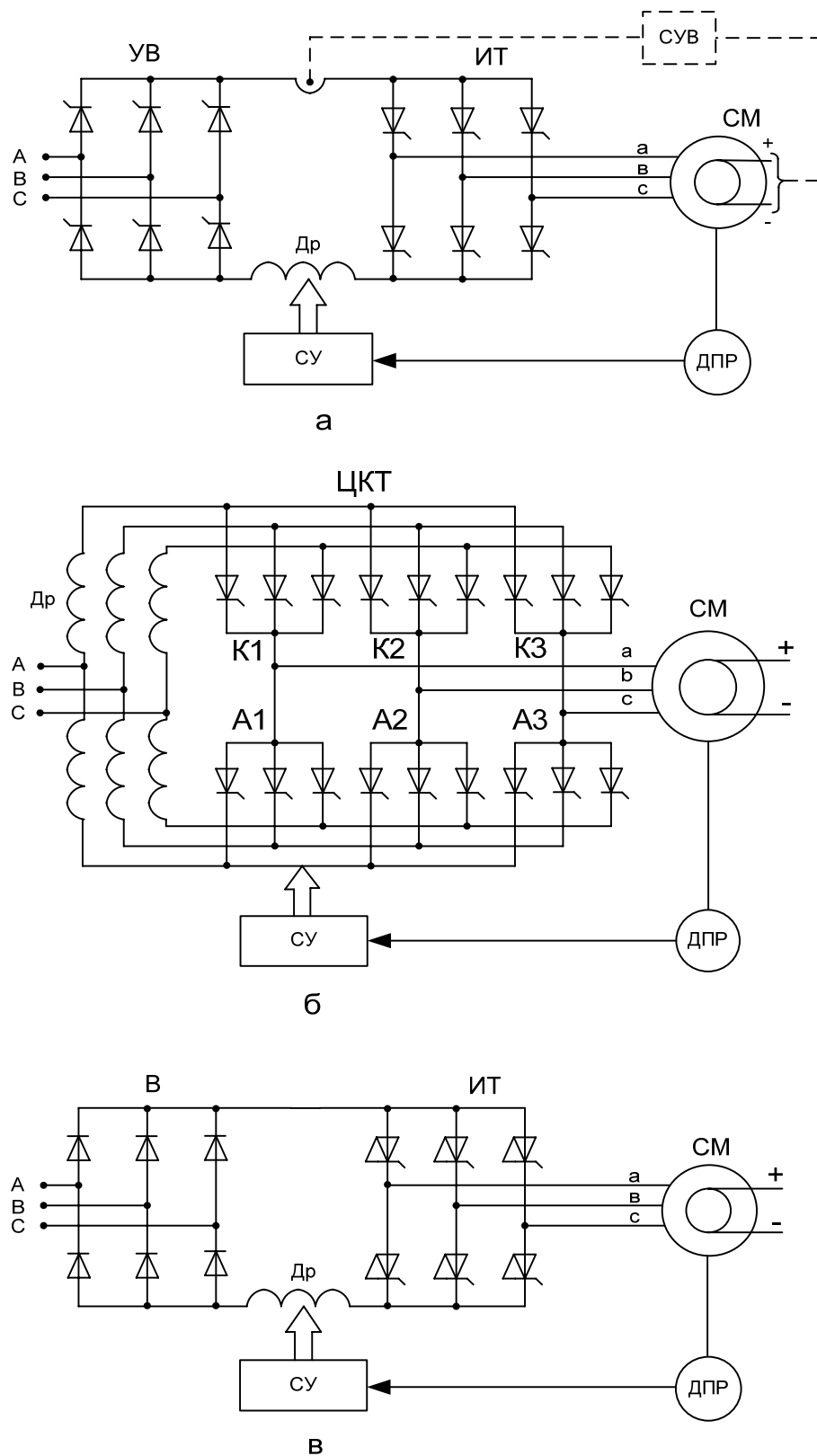


Рис. 1.2 Схемы ВД постоянного (а), (в) и переменного (б) тока: УВ, ИТ, ЦКТ - управляемые выпрямитель, инвертор тока и циклоконвертор; СУ, СУВ - системы управления соответственно напряжением и током возбуждения; Др - дроссель; СМ - синхронная машина; ДПР - датчик положения ротора

В отличие от ЧПП в ВД постоянного тока на тиристорах SCR (рис. 1.2,а,б) коммутация инвертора осуществляется за счет реактивной энергии двигателя. Высокая перегрузочная способность СМ в схеме ВД с машинной коммутацией позволяет упростить выходную часть преобразователя, силовую схему инвертора - исключить из его состава обратные диоды и коммутирующие вентили, что делает систему энергоэффективной. Но при пуске и низких скоростях ($f_{гр} \leq (0,1-0,2)f_0$, где $f_{гр}$ - граничная частота машинной коммутации; f_0 - частота сети) происходит срыв коммутации из-за отсутствия или малой величины ЭДС.

Для схемы ВД постоянного тока возможны следующие способы пуска: асинхронный, как у обычной СМ; с искусственной или принудительной коммутацией; с применением неуправляемого выпрямителя и инвертора на полностью управляемых силовых элементах IGBT или IGCT (рис. 1.2,в).

Первый способ может использоваться в приводах с редкими пусками, но при своей простоте он имеет серьезные недостатки, например, перегрузки в сети, дополнительный нагрев двигателя, усложнение силовой схемы.

Второй способ пуска осуществляется несколькими путями: использованием энергии коммутирующих элементов [17,103], наложением токов промышленной или повышенной частоты [17], прерыванием тока специальными схемами принудительной коммутации [17,77,113], прерыванием тока или изменением полярности напряжения с помощью управляемого выпрямителя [69,76]. Наиболее широкое применение получил последний способ, который осуществляется отсечкой управляющих импульсов или циклическим переводом выпрямителя в инверторный режим с частотой следования сигналов от ДПР [61,114].

Для схем с принудительным запирающим тиристором коммутатора можно выделить следующие режимы: шаговый при частотах $0 < f < f_{ш}$ и непрерывный при $f_{ш} < f < f_{гр}$. В шаговом режиме в момент очередной принудительной коммутации скорость и ток равны нулю. Характерным для указанных систем

является уменьшение пускового момента двигателя на 20-30% [76,114], что требует увеличения мощности машины для обеспечения заданных пусковых характеристик. Помимо этого, нестационарная нагрузка сети реактивной мощностью приводит к субгармоническим пульсациям питающего напряжения и к неравномерной нагрузке ветвей преобразователя, а также обмоток сетевого трансформатора.

ВД с искусственной коммутацией (с автономным инвертором) свободны от недостатков схем с машинной коммутацией [17,101]. В таком приводе возможна работа с нулевым углом опережения и малыми значениями пульсаций момента. Кроме того, возможен режим с отстающим током, когда реакция якоря является намагничивающей. Однако использование искусственной коммутации существенно усложняет силовые цепи и системы управления, что значительно повышает стоимость и снижает надежность привода.

Третий способ пуска не использует полезные свойства СМ - машинную коммутацию и является более дорогим по сравнению со схемами на традиционных тиристорах SCR. При использовании неуправляемого выпрямителя и инвертора на полностью управляемых силовых элементах IGBT или IGCT (рис. 1.2,в) применяется широтно-импульсное регулирование напряжения на статоре двигателя.

Наиболее просто проблема пуска решается в системе с циклоконвертором (рис. 1.2,б), в которой функции выпрямления и инвертирования выполняют одни и те же тиристоры, чем достигается преобразование напряжения и частоты источника непосредственно в напряжение и частоту двигателя [17,38,107]. Такая система содержит большее число тиристоров, чем двигатель со звеном постоянного тока, но, благодаря отсутствию пусковых устройств, однократному преобразованию энергии и уменьшению теплового тока тиристора, она энергоэффективна и надежна [151].

Трехфазный мостовой циклоконвертор состоит из шести групп тиристоров. Катодные группы формируют положительные полуволны тока нагрузки, анодные - отрицательные. Разнополярные тиристорные группы каждой фазы двигателя включаются поочередно, чем исключается появление в нагрузке постоянной составляющей уравнивающего тока.

Последовательность включения групп определяется датчиком положения и зависит от заданного направления вращения и положения ротора двигателя относительно магнитных осей фаз статора. Тиристоры внутри групп отпираются сигналами, синхронизированными с частотой питающей сети. Число включений каждого тиристора в группе зависит от соотношения частот сети и двигателя. Цепь протекания тока через статорные обмотки двигателя создается одновременным включением двух тиристоров в различных фазах сети и статора.

В приведенной схеме естественная коммутация осуществляется во всем скоростном диапазоне работы ВД между тиристорами как одной группы, так и разных групп. Последнее происходит при совпадении во времени сигналов на переключение фаз сети и двигателя. Машинная коммутация выполняется с помощью ЭДС двигателя между тиристорами однополярных групп при частотах $f \geq f_{гр}$.

Анализ систем электроприводов с ВД показывает, что наиболее энергоэффективными и надежными являются схемы с коммутаторами, работающими в режиме источника тока с естественной и машинной коммутацией.

1.4 Способы управления вентильным двигателем

На рис. 1.3 представлена векторная диаграмма, а на рис. 1.4 показано схематическое расположение магнитных осей, обмоток и векторов ВД с токовым коммутатором. Полоса пропускания коммутатора регулируется изменением угла опережения β_0 или β (здесь β_0, β – углы между током и

соответственно ЭДС холостого хода и напряжением машины). Существуют следующие способы управления коммутатором ВД [9,17,101].

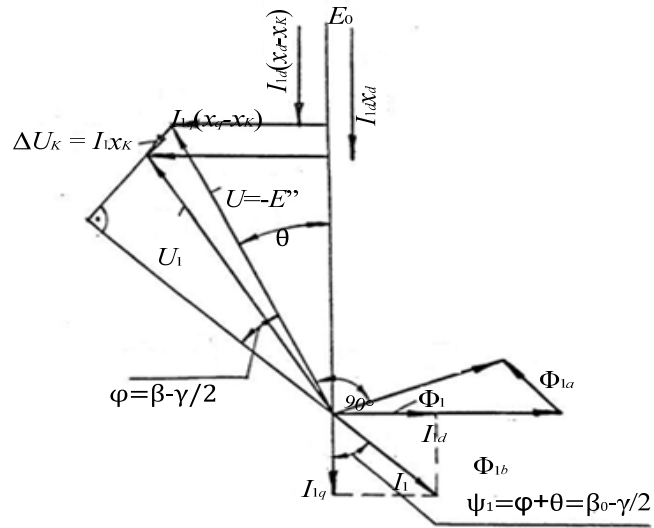


Рис.1.3 Векторная диаграмма ВД

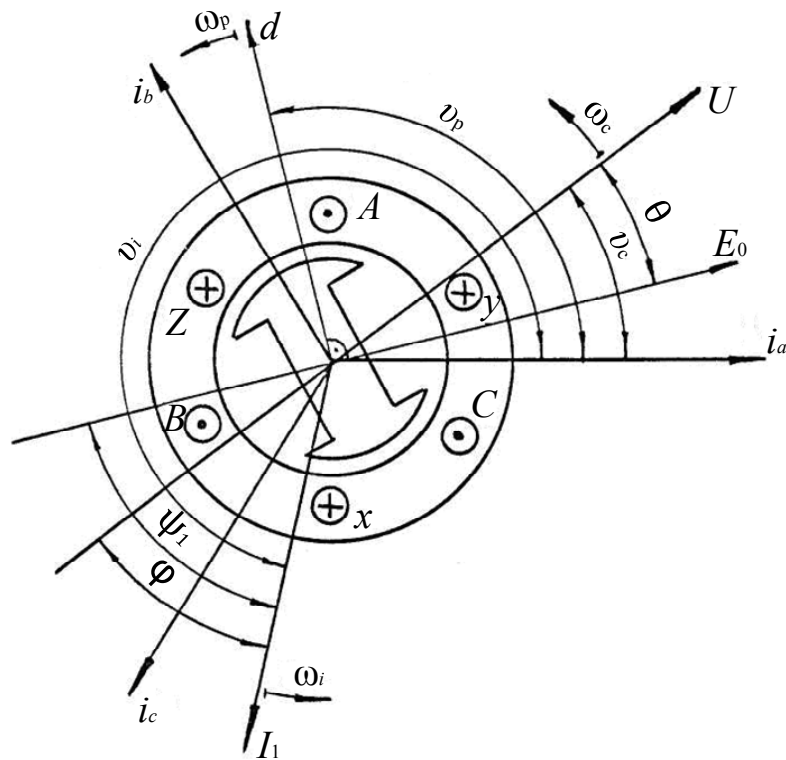


Рис. 1.4 Схематическое расположение магнитных осей, обмоток и векторов ВД

Первый (наиболее простой) способ управления заключается в поддержании постоянного значения угла опережения $\beta_0 = \text{const}$. При этом источником напряжения синхронизации служит ДПР. Из векторной диаграммы ВД (рис. 1.3) фазовый сдвиг между первой гармоникой тока и ЭДС холостого хода определяется следующим образом

$$\psi_1 = \varphi + \theta = \beta_0 - \frac{\gamma}{2}, \quad (1.1)$$

где φ - угол сдвига между векторами основной гармоники тока и фазного напряжения; θ - угол нагрузки СМ; γ - угол коммутации.

При втором способе управления поддерживается постоянным угол опережения $\beta = \text{const}$. Источником напряжения синхронизации является датчик напряжения статора (ДНС) [82]. В этом случае выражение (1.1) примет вид

$$\psi_1 = \beta - \frac{\gamma}{2} + \theta. \quad (1.2)$$

Третий способ заключается в поддержании постоянной величины угла запаса δ на минимальном уровне

$$\beta_0 = \beta_{0\text{min}} = f(\gamma, \theta) \text{ при } \delta = \delta_{\text{min}} = \text{const} \quad (1.3)$$

$$\beta = \beta_{\text{min}} = f(\gamma) \text{ при } \delta = \delta_{\text{min}} = \text{const}. \quad (1.4)$$

При этом

$$\psi_1 = \frac{\gamma}{2} + \delta_{\text{min}} + \theta. \quad (1.5)$$

Последний способ управления требует наличия датчиков углов коммутации и нагрузки, а также системы импульсно-фазового управления (СИФУ) синхронизированной от ДПР (1.3) или ДНС (1.4).

1.5 Математическая модель синхронной машины

Электропривод с ВД представляет собой многомерную ЭМС с нелинейным многомерным объектом управления. Однако для инженерных расчётов при проектировании, выборе и оптимизации электрооборудования, анализе и синтезе систем автоматического регулирования (САР) необходимо иметь модели и структурные схемы ВД с достаточно простыми передаточными функциями.

Основой такого подхода является объединение математических моделей СМ, преобразователя и способов управления ими. При этом авторы исходят из положений современной математической теории электрических машин, общих основ расчета полупроводниковых преобразователей и теории автоматического управления.

Формирование результирующего магнитного потока в зависимости от угла поворота ротора ВД поясняет рис. 1.5. Благодаря сглаживающему действию магнитной системы СМ в диапазоне частот машинной коммутации магнитный поток наводит в обмотках статора машины практически синусоидальные ЭДС.

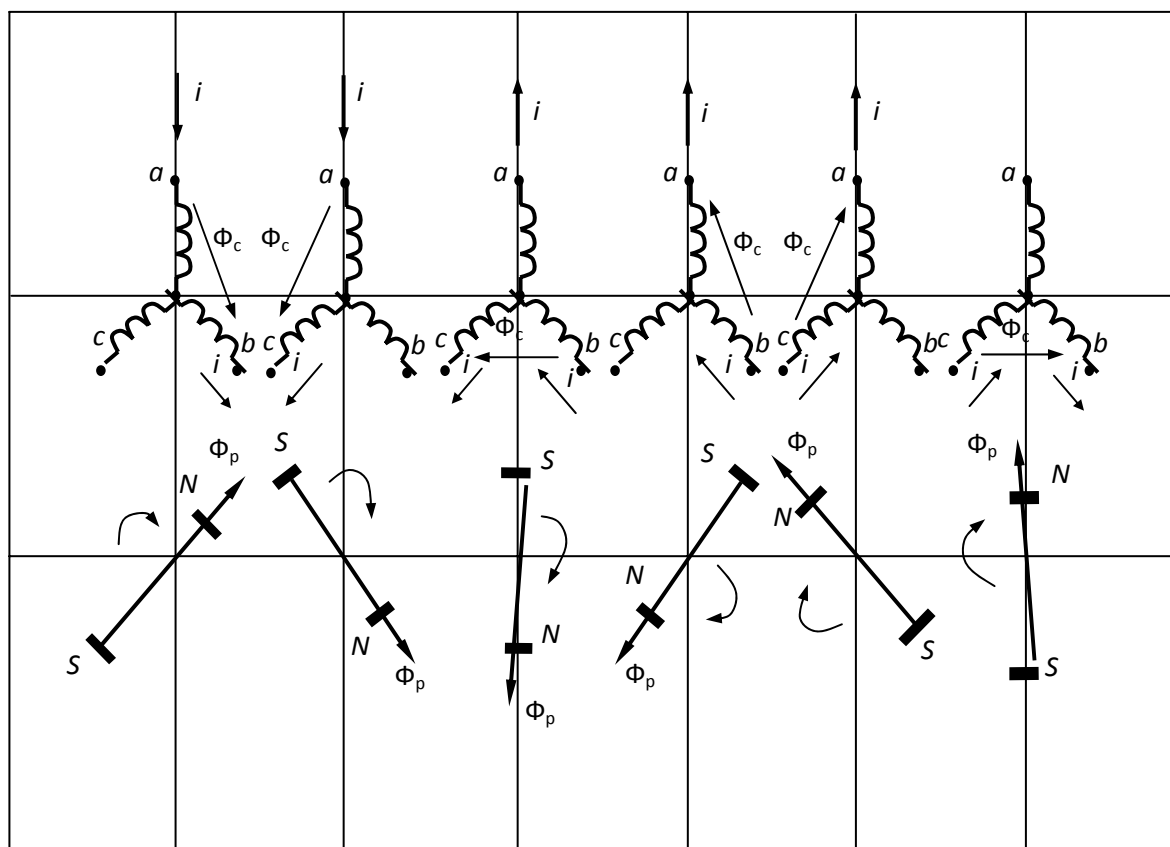


Рис. 1.5 Формирование результирующего магнитного потока в зависимости от угла поворота ротора ВД

Известно несколько видов моделей СМ - на основе обобщённой двухфазной машины ($\alpha - \beta, x - y, d - q$) и в естественных трёхфазных осях на основе линейных или фазных напряжений. Модели $x - y, d - q$ синхронизированы с частотой поля статора или ротора и чаще применяются в случае питания СМ синусоидальным напряжением.

При составлении модели воспользуемся системой нелинейных дифференциальных уравнений Парка-Горева для идеализированной явнополюсной СМ [15,70,79]

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{d\psi_d}{dt} + i_d r - \psi_q \omega_p; \\
 U_q &= \frac{d\psi_q}{dt} + i_q r - \psi_d \omega_p; \\
 U_f &= \frac{d\psi_f}{dt} + i_f r_f; \\
 U_{kd} &= \frac{d\psi_{kd}}{dt} + i_{kd} r_{kd}; \\
 U_{kq} &= \frac{d\psi_{kq}}{dt} + i_{kq} r_{kq}; \\
 \frac{d\omega_p}{dt} &= \frac{1}{H_J} (M - M_C); \\
 M &= \psi_d i_q - \psi_q i_d; \\
 \frac{d\nu_p}{dt} &= \omega_p,
 \end{aligned} \tag{1.6}$$

где $\psi_d, \psi_q, U_d, U_q, i_d, i_q$ - соответственно потокосцепления, напряжения и токи обмоток статора по осям d и q ; r - активное сопротивление фазы статора; ψ_f, U_f, i_f - соответственно потокосцепление, напряжение и ток обмотки возбуждения; r_f - активное сопротивление обмотки возбуждения; $\psi_{kd}, \psi_{kq}, U_{kd}, U_{kq}, i_{kd}, i_{kq}$ - соответственно потокосцепления, напряжения и токи компенсационных

обмоток ротора СМ по осям d и q ($U_{kd} = U_{kq} = 0$); r_{kd} , r_{kq} - активные сопротивления компенсационных обмоток ротора по осям d и q ; H_J - инерционная постоянная.

Потокосцепления определяются следующим образом

$$\begin{aligned}\Psi_d &= x_d i_d + x_{ad} (i_f + i_{kd}); \\ \Psi_q &= x_q i_q + x_{aq} i_q; \\ \Psi_f &= x_f i_f + x_{ad} (i_d + i_{kd}); \\ \Psi_{kd} &= x_{kd} i_{kd} + x_{ad} (i_d + i_f); \\ \Psi_{kq} &= x_{kq} i_{kq} + x_{aq} i_q,\end{aligned}\tag{1.7}$$

где x_d , x_q , x_{kd} , x_{kq} - индуктивности обмоток статора и ротора по осям d и q ; x_f - индуктивность обмотки возбуждения; x_{ad} , x_{aq} - взаимоиндуктивности по продольной и поперечной осям.

При записи уравнений (1.6), (1.7) учитывались допущения [57,79]: магнитная цепь машины не насыщена, фазные обмотки симметричные, пространственные гармоники намагничивающих сил ротора и статора отсутствуют, демпферные обмотки ротора могут быть заменены двумя эквивалентными контурами, отсутствуют потери в стали, вентили коммутатора представляют собой идеальные ключи, источником питания служит генератор трехфазной системы синусоидальных ЭДС.

Все параметры и переменные в уравнениях (1.6), (1.7) представлены в относительных единицах. Для приведения роторных величин к статорным, используется "система x_{ad} " [15,52].

В качестве базисных величин приняты: амплитудные значения первых гармоник номинального фазного напряжения $U_{H(1)}$ и тока $I_{H(1)}$; синхронная частота вращения поля статора $\omega_0 = 2\pi f_0 / p$; потокосцепление, индуцирующее в обмотке статора при ω_0 амплитудное значение первой гармоники номинального фазного напряжения; сопротивление статора $Z_H = U_{H(1)} / I_{H(1)}$; номинальная

мощность $P_H = 1,5U_{H(1)}I_{H(1)}$; номинальный момент $M_H = P_H / \omega_0$; индуктивность статора $L_0 = Z_H / \omega_0$.

Применительно к СМ, работающей на сеть, приведенные уравнения рассматриваются при условии постоянства частоты вращения ротора. Для ВД в уравнениях напряжений нелинейность появляется с изменением частоты вращения, а в уравнении моментов - из-за произведения токов. Если характер изменения частоты вращения известен, то уравнения напряжений становятся линейными, а уравнение моментов отпадает. Если он неизвестен, то с учетом предположения о незначительном изменении напряжения питания и нагрузочного момента можно получить приближенные решения нелинейных уравнений после введения некоторых упрощений (не учитываются активное и коммутационное сопротивления, углы коммутации и запаса, угол нагрузки принимается постоянным).

При исследовании переходных процессов в замкнутых системах или в нескольких машинах необходимо решить систему нелинейных уравнений, содержащую уравнения электрических машин и регуляторов. Поэтому для решения уравнений (1.6) и (1.7) наиболее целесообразно воспользоваться аппаратом численных методов.

Главное отличие ВД от СМ, работающей на сеть или в частотно-регулируемой схеме, заключается в самоуправлении по частоте питания, которое осуществляется с помощью обратной связи по положению ротора. Поэтому систему Парка-Горева необходимо дополнить уравнениями обратной связи по положению и уравнениями перехода токов и напряжений от первых гармоник к реальным величинам.

Решая уравнения с помощью средств вычислительной техники, можно исследовать с учетом высших гармонических статические и динамические режимы ВД, а также получить при заданной структуре численные значения коэффициентов передаточной функции.

1.6 Постановка задач исследования

В монографии исследуются системы бесколлекторного привода с наименьшим числом силовых элементов и связей. Использование инверторов тока с естественной и машинной коммутацией делает их энергоэффективными, дешёвыми и надёжными. Такими системами являются ВД постоянного (рис.1.2,а) и переменного тока (рис. 1.2,б).

Обзор литературных источников показывает, что в последнее время уделяется много внимания исследованию электромагнитных процессов в самих электрических машинах с различными типами возбуждения при использовании их в схемах ВД [9,17,41,56,57,64,103,107-119,120,130]. Однако отсутствует общепринятая методика исследования статических, динамических и энергетических режимов ВД как привода, которая с достаточной для инженерных расчетов точностью позволяла бы исследовать процессы, происходящие в системе, с учетом всех параметров и зависимостей, величин реальных токов и напряжений, законов управления.

Существующие модели [56,121-123] не учитывают влияние угловых параметров и способа управления на динамику привода, не позволяют отвлечься от конкретной структуры преобразователя (как правило, рассматривается ВД постоянного тока). В целом конечный результат каждой из перечисленных работ заключается в изложении и решении узкой отдельной задачи исследования.

В большей части источников при исследовании статики пренебрегают активным сопротивлением статора СМ, коммутационными параметрами и угловыми характеристиками, вводят допущение о постоянстве угла нагрузки [9-11,17,124]. В них не анализируется влияние способа управления коммутатором и практически отсутствуют сведения о методе расчета угловых характеристик. В некоторых источниках электромеханические характеристики привода описываются с помощью линейных зависимостей [17]. Однако, как показывают проведенные авторами исследования, только при определенных значениях тока возбуждения и угла опережения ВД можно представить

линейным объектом. Отсутствует линеаризованная передаточная функция, которая бы учитывала весь набор исходных параметров и зависимостей системы.

Анализ литературы показывает, что энергетические режимы ВД практически не изучены. В одной из работ проведен гармонический анализ токов и напряжений обмоток статора [9], но не исследован спектральный состав кривых, не изучено влияние законов управления преобразователем и величин угловых параметров на энергетические характеристики привода. В другой работе приводятся только величины амплитуд высших гармоник тока ВД с циклоконвертором в зависимости от угла коммутации [64].

В опубликованной литературе отсутствует сравнение показателей качества преобразования энергии ВД с аналогичными показателями ЧРП. В настоящее время еще не изучены вопросы выбора оптимальных параметров электрооборудования и рациональных способов управления полупроводниковым преобразователем.

Не освещены вопросы синтеза систем управления ВД, особенно замкнутых. В некоторых работах представлены функциональные схемы систем управления [17,25,102,125,126], но материал, приведенный в них, имеет в основном описательный характер, причем рассматриваются преимущественно разомкнутые системы с неэффективными способами управления.

Указанные вопросы не решены по нескольким причинам.

Во-первых, ВД с вентильным коммутатором во многих отношениях является принципиально новым типом ЭМС, изучение которой началось сравнительно недавно.

Во-вторых, его двойственная природа (сходство с характеристиками машин постоянного тока, хотя используется машина переменного тока) обуславливает разницу в методах анализа статических и динамических режимов. Поэтому одни авторы при исследовании электромагнитных процессов используют элементы теории привода постоянного тока [17,103], а другие - теорию машин переменного тока [9,107].

В-третьих, многообразие схем ВД (с преобразователем со звеном постоянного тока или с непосредственной связью), способов управления коммутатором (способов синхронизации коммутатора с машиной), способов коммутации (естественная, машинная, искусственная или принудительная), характеристик СМ (явнополюсная или неявнополюсная) и тиристорных коммутаторов (источник тока или напряжения), а также сложность и нелинейность зависимостей, связывающих параметры системы, вызывают определенные трудности при исследовании. Поэтому исследователи обычно рассматривают отдельную схему, например ВД постоянного тока с машинной коммутацией [10,11], ВД переменного тока с естественной и машинной коммутацией [24,64,107], ВД постоянного тока с искусственной коммутацией [117], ВД постоянного тока с принудительной коммутацией [69].

В связи с освоением выпуска высоковольтных тиристоров SCR, IGCT и транзисторов IGBT открываются перспективы широкого внедрения ВД. Поэтому представляется целесообразным и актуальным поставить и решить в работе следующие основные задачи:

разработать методики и программы расчета статических и динамических режимов работы ВД, выполнить их исследование. Разработать метод расчета коэффициентов передаточной функции ВД;

провести гармонический анализ токов и напряжений, разработать методику расчета показателей качества преобразования энергии ВД и оценить их. Разработать методику выбора оптимальных параметров электрооборудования;

исследовать влияние способов управления и величин угловых параметров на статические, динамические и энергетические режимы ВД;

разработать адаптивную САР, обеспечивающую энергоэффективную работу электропривода с ВД при изменяющихся нагрузках и частотах вращения;

дать рекомендации по выбору рациональных схем электроприводов с ВД для промышленных механизмов и установок.

2 АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ВЕНТИЛЬНОМ ДВИГАТЕЛЕ

2.1 Разработка математической модели вентильного двигателя

ВД по электромеханическим характеристикам подобен приводу постоянного тока, у которого механический коллектор и щетки заменены полупроводниковым коммутатором, является сложной нелинейной системой, управляемой подводимым напряжением, углом опережения и током возбуждения [152]. Вентильный коммутатор по схеме источника тока характеризуется тем, что кривая напряжения машины близка к синусоидальной форме, а тока – к трапецеидальной. Величина напряжения и его положение по фазе устанавливаются в соответствии с требуемой скоростью и нагрузкой.

ВД с коммутатором тока характеризуется двумя режимами работы: межкоммутационным и коммутационным. В межкоммутационном режиме ток протекает по двум фазам статора, в коммутационном – по трем. Длительность первого режима для каждой фазы составляет $\frac{2\pi}{m} - \gamma$, второго – γ (здесь m - число фаз коммутатора). Уравнения напряжений и токов для этих двух режимов отличаются друг от друга, и определить продолжительность каждого из них аналитически весьма сложно.

На рис. 2.1 показаны схемы электрических цепей ВД постоянного тока с коммутатором на тиристорах SCR, а на рис. 2.2 - его фазные напряжения, ЭДС и токи. Пусть в произвольный момент времени, соответствующий очередному межкоммутационному периоду, тиристоры 2 и 6 открыты, остальные - закрыты. СМ нагружена по двум ветвям b и c , т. е.

$$i_a = 0; i_b = I_d; i_c = -I_d, \quad (2.1)$$

где I_d - среднее значение тока на входе инвертора.

В момент прохождения напряжения U_{ca} через нуль напряжение на

тиристоре 4 становится положительным, и после подачи на его управляющий электрод импульса начинается коммутационный режим

$$i_a = -i_k; i_b = I_d; i_c = -I_d + i_k; U_c - U_a = 0, \quad (2.2)$$

где i_k - мгновенное значение тока коммутации.

При $i_c = 0$ тиристор 6 закрывается, и начинается следующий межкоммутационный период

$$i_a = -I_d; i_b = I_d; i_c = 0. \quad (2.3)$$

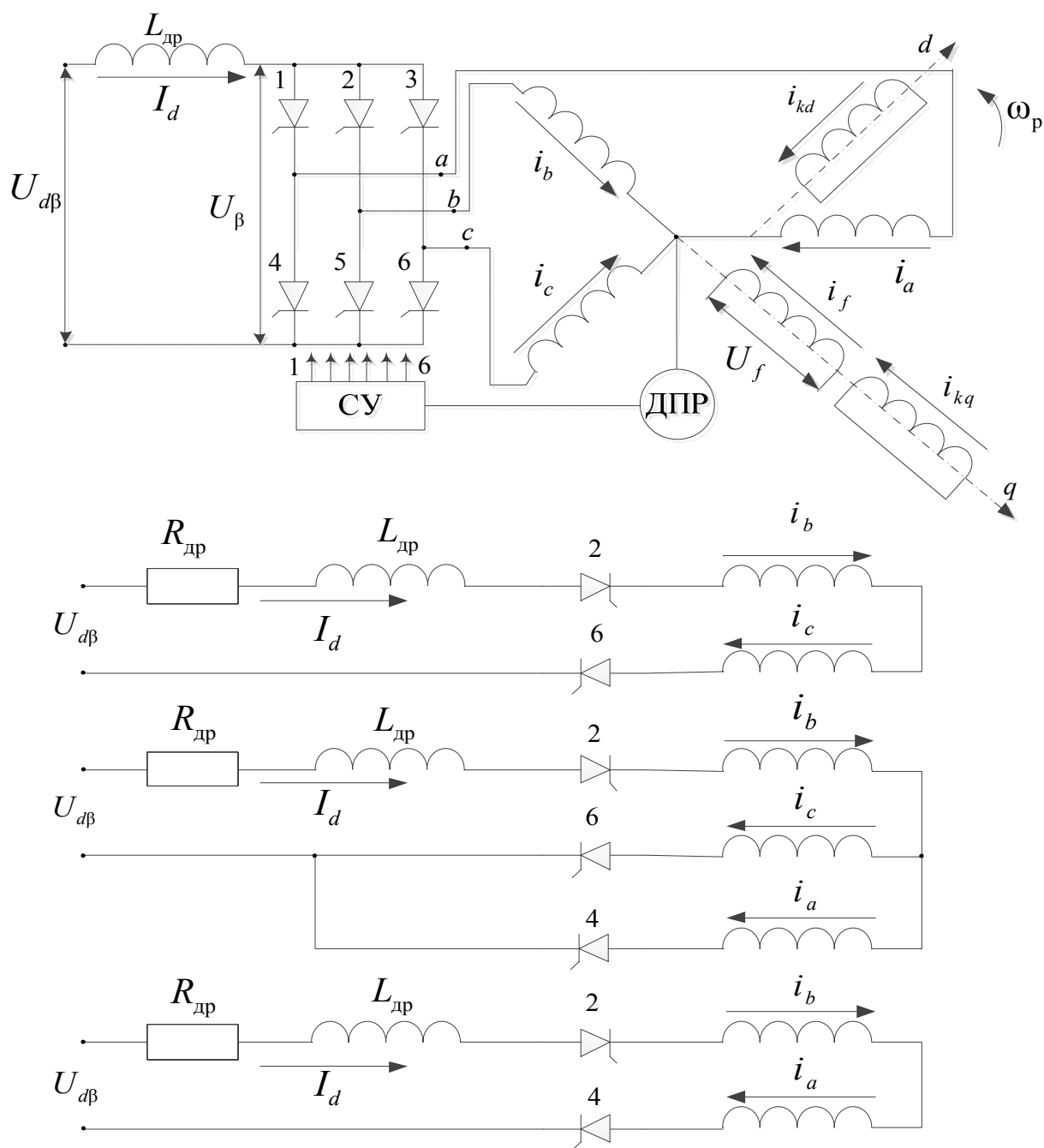


Рис. 2.1 Схема электрических цепей ВД

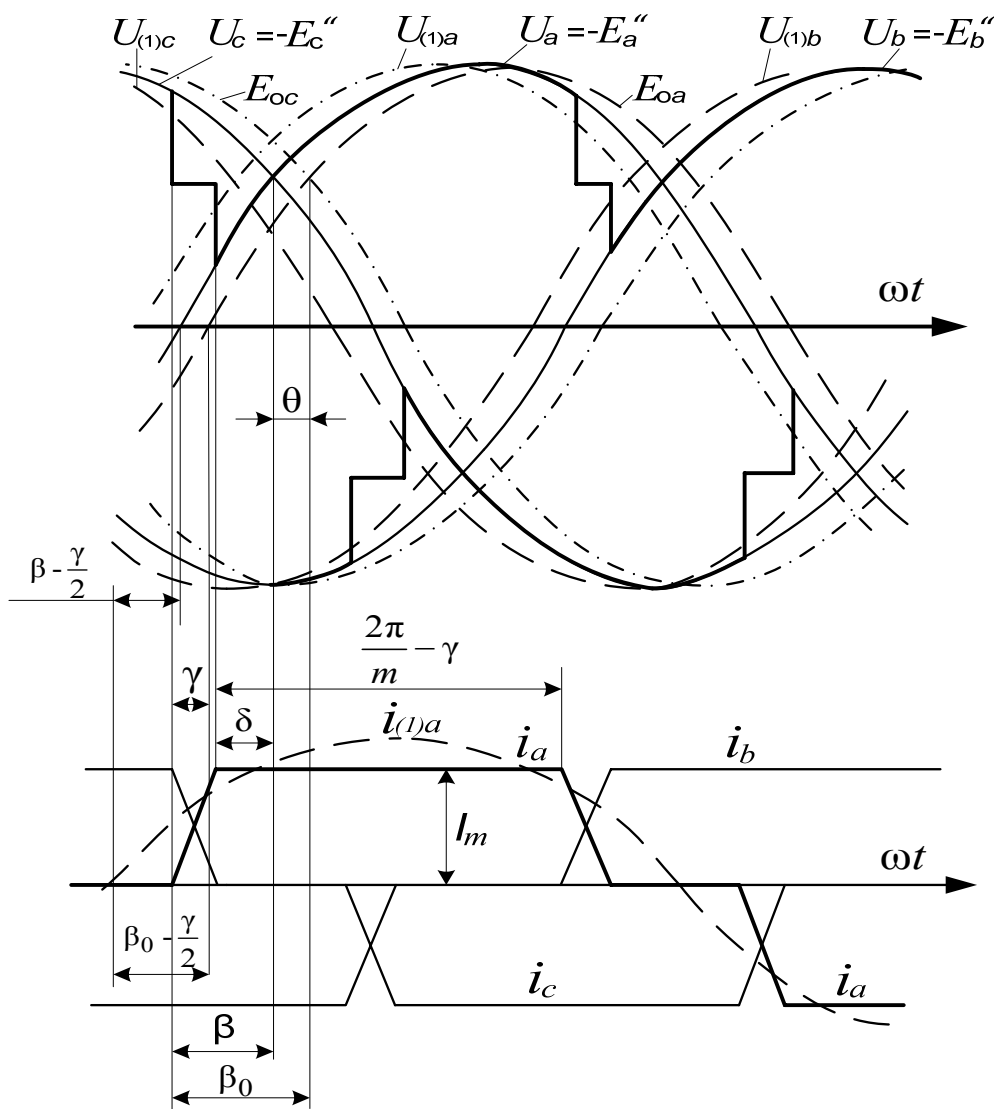


Рис. 2.2 Фазные напряжения, ЭДС и токи ВД

Сравнение уравнений (2.1) и (2.3) показывает, что они отличаются индексами, которые циклически меняются в зависимости от положения ротора. Момент перехода от первого интервала ко второму всегда можно определить, так как он задается системой управления и определяется угловым положением ротора по отношению к осям статора и углом опережения. Начало же межкоммутационного периода определяется окончанием процесса коммутации и зависит от величин тока и коммутационных сопротивлений.

Работа СМ совместно с вентильным коммутатором, управляемым по положению ротора, представляет собой циклическую временную последовательность нормальной работы двух фаз и межфазных коротких замыканий. В трехфазной машине во внекоммутационные интервалы МДС статора остается неподвижной, а за время коммутации она совершает поворот

на 60° . При этом в демпферных обмотках наводится ЭДС. Под ее действием протекает ток, ЭДС которого направлена встречно магнитному потоку статора. В результате в воздушном зазоре СМ находятся два неподвижных друг относительно друга потока - индуктора и реакции якоря, вращающиеся в статическом режиме равномерно с угловой частотой ротора. В шестипульсной схеме МДС статора за один оборот вала занимает шесть дискретных положений.

Экспериментальные исследования ВД, проведенные авторами, а также результаты исследований, опубликованные в некоторых источниках [9,17] показали, что благодаря сглаживающему действию статорных обмоток, обмотки возбуждения и замкнутых контуров в стали ротора в диапазоне частот машиной коммутации магнитный поток наводит в обмотках статора практически синусоидальные ЭДС. Причем пульсирующая составляющая момента почти не оказывает влияния на электромеханические характеристики ВД, так как частота пульсаций достаточно высока, и они могут быть полностью сглажены. В серийных СМ с коммутаторами по шестипульсной схеме вращающий момент благодаря инерционности системы достаточно равномерен [9,107].

Помимо этого, рядом авторов [9,70] доказано, что переходные электромагнитные процессы в СМ с короткозамкнутыми обмотками на роторе, обусловленные коммутационными процессами, проходят настолько быстро, что в большинстве случаев не оказывают влияния на частоту вращения машины. Это позволяет рассматривать в качестве рабочего режима только внекоммутационный, а явления и процессы в интервалах коммутации - как эквивалентные среднему падению напряжения в цепях.

Таким образом, при составлении математического описания ВД считаем, что в воздушном зазоре СМ существует только первая гармоника поля, а момент вращения, ток и напряжение могут быть представлены средними величинами. Примем также, что углы опережения, коммутации и запаса изменяются настолько быстро по сравнению с другими параметрами, что могут

рассматриваться как непрерывные величины со средними значениями [152].

Приведенные предположения вытекают из физики работы ВД и позволяют объяснить равномерное вращение ротора в диапазоне частот машинной коммутации. При таком подходе математическая модель ВД будет отвечать средним режимам и может быть представлена непрерывными динамическими уравнениями Парка-Горева (1.6) - (1.7), а также выражениями, связывающими частоты тока, поля статора и вращения ротора с внутренними угловыми параметрами и способом управления ВД [32].

Используя рис. 1.4, записываем для $\beta_0 = \text{const}$ угловые координаты обобщенных векторов тока статора, поля статора и ротора

$$\begin{aligned} v_i &= v_p + \psi_1 + \frac{\pi}{2}; \\ v_c &= v_p + \theta - \frac{\pi}{2}; \\ v_i &= v_c + \psi_1 - \theta + \pi, \end{aligned} \quad (2.4)$$

где v_i , v_c , v_p - углы между магнитной осью фазы а статора и соответственно вектором тока, вектором напряжения и осью ротора d .

Углы поворота векторов определяются из выражений

$$\begin{aligned} v_i &= \int_0^t \omega_i dt + v_{i0}; \\ v_c &= \int_0^t \omega_c dt + v_{c0}; \\ v_p &= \int_0^t \omega_p dt + v_{p0}, \end{aligned} \quad (2.5)$$

где ω_i , ω_c , ω_p - частоты соответственно тока, поля статора и вращения ротора; v_{i0} , v_{c0} , v_{p0} , - значения углов при $t = 0$, из которых два последних находим следующим образом

$$v_{c0} = \frac{7}{6}\pi - \beta;$$

$$\nu_{p0} = \frac{7}{6}\pi - \beta_0. \quad (2.6)$$

Значение угла ν_{i0} в начальный момент времени определяется типом источника синхронизации. Так, для ДПР $\nu_{i0} = 300^\circ$, для ДНС $\nu_{i0} = 390^\circ$.

Дифференцируя выражения (2.4), находим

$$\begin{aligned} \omega_i &= \omega_p; \\ \omega_c &= \omega_i + \frac{d\theta}{dt}; \\ \omega_c &= \omega_p + \frac{d\theta}{dt}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Для закона управления $\beta = \text{const}$ угловые координаты определяем следующим образом

$$\begin{aligned} \nu_i &= \nu_p + \varphi + \theta + \frac{\pi}{2}; \\ \nu_c &= \nu_p + \theta - \frac{\pi}{2}; \\ \nu_i &= \nu_c + \varphi + \pi. \end{aligned} \quad (2.8)$$

После дифференцирования

$$\begin{aligned} \omega_i &= \omega_c; \\ \omega_i &= \omega_p + \frac{d\theta}{dt}; \\ \omega_c &= \omega_p + \frac{d\theta}{dt}. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Анализ выражений (2.7) и (2.9) показывает, что при законе $\beta_0 = \text{const}$ вентильный коммутатор создает такое поле реакции якоря, частота тока которого синхронно связана с частотой вращения ротора во всех режимах работы ВД. При этом СМ утрачивает свойство колебательности, присущее машине переменного тока, и приобретает свойства машины постоянного тока. Напротив, при $\beta = \text{const}$ частота тока в обмотках статора гибко связана с частотой вращения ротора. В этом случае могут возникать колебательные процессы, характер которых аналогичен процессам в обычных СМ, питаемых

от сети.

Из приведенных выражений видно, что независимо от способа управления в ВД частота вращения ротора в переходных режимах не равна частоте поля статора. Разница между частотами определяется значением первой производной угла нагрузки машины. Особенность работы ВД заключается в том, что частота вращения поля статора является неизвестной величиной, в то время как в обычной СМ - это частота сети, а в ЧРП она известна и задается электронным генератором.

Поскольку уравнения Парка-Горева записаны в системе координат $d, q, 0$, жестко связанной с ротором, то трехфазная систем синусоидальных напряжений представляется в виде одного вращающегося вектора напряжения, проекции которого на оси d и q определяются следующим образом [15,79]

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{2}{3} \left[U_a \cos v_p + U_b \cos(v_p - \frac{2}{3}\pi) + U_c \cos(v_p + \frac{2}{3}\pi) \right]; \\ U_q &= \frac{2}{3} \left[U_a \sin v_p + U_b \sin(v_p - \frac{2}{3}\pi) + U_c \sin(v_p + \frac{2}{3}\pi) \right]. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Подставляя в выражения (2.10) уравнения трехфазной системы синусоидальных напряжений

$$\begin{aligned} U_a &= U_{m(1)} \sin(\omega_c t + v_{c0}); \\ U_b &= U_{m(1)} \sin(\omega_c t + v_{c0} - \frac{2}{3}\pi); \\ U_c &= U_{m(1)} \sin(\omega_c t + v_{c0} + \frac{2}{3}\pi), \end{aligned} \quad (2.11)$$

получаем

$$\begin{aligned} U_d &= U_{m(1)} \sin[(\omega_c - \omega_p)t + v_{c0} - v_{p0}]; \\ U_q &= U_{m(1)} \cos[(\omega_c - \omega_p)t + v_{c0} - v_{p0}], \end{aligned} \quad (2.12)$$

где $U_{m(1)}$ - амплитудное значение первой гармоники напряжения.

С учетом уравнений (2.7), (2.9) и равенства

$$\beta_0 = \beta + \theta \quad (2.13)$$

записываем выражения (2.12) в окончательном виде

$$\begin{aligned}
U_d &= U_{m(1)} \sin\left(\theta + \frac{d\theta}{dt}t\right); \\
U_q &= U_{m(1)} \cos\left(\theta + \frac{d\theta}{dt}t\right).
\end{aligned}
\tag{2.14}$$

Как видно из последних уравнений, для определения проекций вектора напряжения необходимо знать величину угла нагрузки СМ и его динамическую составляющую. Из уравнений Парка-Горева с учетом выражений (2.14) находим

$$\operatorname{tg}\left(\theta + \frac{d\theta}{dt}t\right) = \frac{\frac{d\psi_d}{dt} + i_d r - \psi_q \omega_p}{\frac{d\psi_q}{dt} + i_q r + \psi_d \omega_p},
\tag{2.15}$$

откуда

$$\theta = \operatorname{arctg}\left(\frac{\frac{d\psi_d}{dt} + i_d r - \psi_q \omega_p}{\frac{d\psi_q}{dt} + i_q r + \psi_d \omega_p}\right) - \frac{d\theta}{dt}t.
\tag{2.16}$$

При интегрировании системы уравнений ВД, для определения динамической составляющей угла нагрузки целесообразно использовать метод линейной аппроксимации, для чего необходимо знать значение угла нагрузки на предыдущем шаге и величину шага интегрирования H

$$\frac{d\theta}{dt} \approx \frac{\Delta\theta}{H} = \frac{\theta_i - \theta_{i-1}}{H}.
\tag{2.17}$$

Подставляя выражение (2.17) в уравнение (2.16), окончательно получаем

$$\theta = \frac{\operatorname{arctg}\left(\frac{\frac{d\psi_d}{dt} + i_d r - \psi_q \omega_p}{\frac{d\psi_q}{dt} + i_q r + \psi_d \omega_p}\right) + \frac{\theta_{i-1}}{H}t}{1 + \frac{t}{H}}.
\tag{2.18}$$

Если считать демпферную обмотку идеальной, то на основании теоремы постоянства потокосцеплений [48,101] можно предположить, что ЭДС за коммутационным реактансом не искажается под действием токов коммутации.

Такое допущение позволяет использовать известное выражение из теории зависимого инвертора, связывающее ток машины с параметрами схемы, а именно

$$\cos \beta = \cos \delta - \frac{2I_m x_k}{\sqrt{3} x_{ad} i_f}, \quad (2.19)$$

где I_m - максимальное значение гладкой составляющей тока фазы статора (в преобразователе со звеном постоянного тока $I_m \approx I_d$); $x_k = \omega L_k / Z_H$ - коммутационное сопротивление; $\sqrt{3} x_{ad} i_f = E_m$ - амплитудное значение линейной коммутационной ЭДС [18].

Угол опережения определяется по формуле

$$\beta = \gamma + \delta. \quad (2.20)$$

Выражения (2.13), (2.16), (2.19) и (2.20) связывают способы управления коммутатором с внутренними угловыми параметрами СМ.

Так как уравнения Парка-Горева записаны во вращающейся системе координат, а реальные токи и напряжения – в неподвижной, то переход к первым гармоникам их величин осуществляется с помощью обратных преобразований, скорректированных с учетом выражений (2.7) и (2.9).

Для закона $\beta_0 = \text{const}$ ($\omega_i = \omega_p$) [17,79]

$$\begin{aligned} i_a &= i_d \cos v_p - i_q \sin v_p; \\ i_b &= i_d \cos(v_p - \frac{2}{3}\pi) - i_q \sin(v_p - \frac{2}{3}\pi); \\ i_c &= i_d \cos(v_p + \frac{2}{3}\pi) - i_q \sin(v_p + \frac{2}{3}\pi). \end{aligned} \quad (2.21)$$

Для закона $\beta = \text{const}$ ($\omega_i = \omega_c$)

$$\begin{aligned} i_a &= i_d \cos(v_p + \theta) - i_q \sin(v_p + \theta); \\ i_b &= i_d \cos(v_p + \theta - \frac{2}{3}\pi) - i_q \sin(v_p + \theta - \frac{2}{3}\pi); \\ i_c &= i_d \cos(v_p + \theta + \frac{2}{3}\pi) - i_q \sin(v_p + \theta + \frac{2}{3}\pi). \end{aligned} \quad (2.22)$$

Уравнения перехода к первым гармоникам напряжения не зависят от

принятого закона и имеют вид

$$\begin{aligned}
 U_a &= U_d \cos v_c - U_q \sin v_c; \\
 U_b &= U_d \cos(v_c - \frac{2}{3}\pi) - U_q \sin(v_c - \frac{2}{3}\pi); \\
 U_c &= U_d \cos(v_c + \frac{2}{3}\pi) - U_q \sin(v_c + \frac{2}{3}\pi).
 \end{aligned}
 \tag{2.23}$$

Амплитудные значения первых гармоник тока и напряжения находятся по известным формулам

$$\begin{aligned}
 I_{m(1)} &= \sqrt{i_d^2 + i_q^2}; \\
 U_{m(1)} &= \sqrt{U_d^2 + U_q^2}.
 \end{aligned}
 \tag{2.24}$$

В свою очередь, связь между амплитудным $I_{m(1)}$ действующим I и средним I_d значениями тока определяется выражениями

$$I = F_1 I_{m(1)}; \quad I_d = I_m = F_2 I_{m(1)},
 \tag{2.25}$$

$$\text{где } F_1 = \frac{\gamma}{12 \sin \frac{\gamma}{2}} \sqrt{\pi(2\pi - \gamma)}; \quad F_2 = \frac{\pi\gamma}{4\sqrt{3} \sin \frac{\gamma}{2}}.$$

Аналитическое выражение, связывающее амплитудное значение первой гармоники с действующим значением фазного напряжения, отсутствует. Поэтому для точных расчетов необходимо определить уровни высших гармоник напряжения или воспользоваться табл.1 прил. А, предложенной авторами. При ориентировочной оценке можно принять следующее эмпирическое выражение, дающее погрешность не более 3% при $\beta \leq 50^\circ$ и 5% при $\beta \geq 60^\circ$

$$U = \varepsilon U_{m(1)},
 \tag{2.26}$$

где $\varepsilon = 0,765$ при $\beta \leq 50^\circ$; $\varepsilon = 0,83$ при $\beta \geq 60^\circ$.

Амплитудные значения напряжения U_m и его первой гармоники $U_{m(1)}$ связаны следующим образом (3.12)

$$U_{m(1)} = F_{\text{И}} U_m,
 \tag{2.27}$$

$$\text{где } F_{\text{И}} = \frac{2}{\pi} \sqrt{F(\gamma) + F(\beta, \gamma) - F(\delta, \gamma)};$$

$$F(\gamma) = \left(\frac{\pi}{2} - \gamma\right)^2 + 0.25 \sin^2 \gamma + \sin^2 \frac{\gamma}{2};$$

$$F(\beta, \gamma) = \sin \beta \left[0.5 \sin \gamma + \left(\frac{\pi}{2} - \gamma\right)(1 + \cos \beta) \right]$$

$$F(\delta, \gamma) = \sin \delta \left[0.5 \sin \gamma + \left(\frac{\pi}{2} - \gamma\right)(1 + \cos \delta) \right].$$

Уравнения напряжений ВД постоянного тока (рис. 2.1) можно записать

$$U_{d\beta} = r_{дп} i_{\beta} + L_{дп} \frac{di_{\beta}}{dt} + U_{\beta};$$

$$U_{d\beta} = K_{сх.в} U_c \cos \alpha; \quad (2.28)$$

$$U_{\beta} = K'_{сх.и} U_m \cos\left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right) \cos \frac{\gamma}{2},$$

где $U_{d\beta}$, U_{β} , U_c - соответственно среднее значение выпрямленного напряжения, напряжение на входе инвертора и действующее значение линейного напряжения сети; i_{β} - мгновенное значение тока на входе инвертора; $K_{сх.в} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}$, $K'_{сх.и} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}$ - коэффициенты схем соответственно выпрямителя и инвертора; α - угол управления выпрямителем.

Представленные уравнения соответствуют средним режимам и характеризуют электромагнитные и электромеханические процессы в ВД с учетом всех параметров и зависимостей системы, а также реальных величин токов и напряжений. Полная система уравнений ВД состоит из нелинейных дифференциальных уравнений седьмого порядка и алгебраических.

2.2 Исследование статических режимов работы вентильного двигателя

Статический режим работы ВД описывается векторными диаграммами токов, напряжений и магнитных потоков, причем при изменении скорости под действием постоянной нагрузки характер диаграмм не меняется. Уравнения Парка-Горева (1.6) и (1.7) для статического режима примут вид

$$U_d = i_d r - i_q x_q \omega_p; \quad (2.29)$$

$$U_q = i_q r + (x_d i_d + x_{ad} i_f) \omega_p; \quad (2.30)$$

$$M = i_q [(x_{ad} i_f + x_d i_d) - x_d i_d]. \quad (2.31)$$

Используя векторную диаграмму ВД (рис.1.3) и уравнения (2.14), записываем выражения для проекций векторов тока и напряжения на оси d и q

$$i_d = I_{m(1)} \sin \psi_1; \quad (2.32)$$

$$i_q = I_{m(1)} \cos \psi_1; \quad (2.33)$$

$$U_d = U_{m(1)} \sin \theta; \quad (2.34)$$

$$U_q = U_{m(1)} \cos \theta. \quad (2.35)$$

Из уравнений (2.30), (2.32), (2.33) и (2.35) получаем выражение для частоты вращения

$$\omega_p = \frac{U_{m(1)} \cos \theta - I_{m(1)} r \cos \psi_1}{x_{ad} i_f + x_d I_{m(1)} \sin \psi_1}. \quad (2.36)$$

Электромагнитный момент находим из уравнений (2.31), (2.32) и (2.33)

$$M = i_f x_{ad} I_{m(1)} \cos \psi_1 + I_{m(1)}^2 \left(\frac{x_d}{2} - \frac{x_q}{2} \right) \sin 2\psi_1 \quad (2.37)$$

Используя уравнения (2.25), (2.27) и (2.28), приводим напряжение и ток первых гармоник в выражениях (2.36) и (2.37) к реальным величинам, например, к U_C и I_d

$$\omega_p = \frac{K_{CX.B} U_C \cos \alpha - I_d \left(r_{ДР} + \frac{S_{II}}{F_2} r \cos \psi_1 \right)}{S_{II} \left(i_f x_{ad} + \frac{I_d}{F_2} x_d \sin \psi_1 \right)}; \quad (2.38)$$

$$M = i_f x_{ad} \frac{I_d}{F_2} \cos \psi_1 + \frac{I_d^2}{F_2^2} \left(\frac{x_d}{2} - \frac{x_q}{2} \right) \sin 2\psi_1, \quad (2.39)$$

где $S_{II} = K'_{CX.II} \frac{\cos(\beta - \frac{\gamma}{2}) \cos \frac{\gamma}{2}}{F_{II} \cos \theta}$ - функция, учитывающая процесс

инвертирования.

Для режима идеального холостого хода уравнение (2.38) примет вид

$$\omega_{p0} = \frac{K_{CX.B} U_C \cos \alpha}{K_{CX.И} E \cos \beta}, \quad (2.40)$$

где E - действующее значение линейной ЭДС.

Анализ выражения (2.40) показывает, что частота вращения идеального холостого хода прямо пропорциональна напряжению питания и обратно пропорциональна ЭДС и $\cos \beta$. При углах опережения близких к 90° частота вращения достигает максимального значения, а при $\beta = 0$ – минимального.

Выпрямленный ток ВД определяем из выражения (2.38)

$$I_d = \frac{K_{CX.B} U_C \cos \alpha - \omega_p S_{И} i_f x_{ad}}{r_{ДР} + \frac{S_{И}}{F_2} (\omega_p x_d \sin \psi_1 + r \cos \psi_1)}. \quad (2.41)$$

Электромеханические характеристики (2.38), (2.39) и (2.41) зависят от принятого закона управления и угловых параметров ВД, которые определяются коммутационными сопротивлениями преобразователя и индуктивностями СМ. Пренебрегая активным сопротивлением фазы, из уравнения (2.15) с учетом выражений (2.25), (2.32) и (2.33) получаем

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{I_d x_q \cos \psi_1}{I_d x_d \sin \psi_1 + F_2 i_f x_{ad}}. \quad (2.42)$$

Выражения (2.13), (2.19), (2.20) и (2.42) связывают в статических режимах угловые параметры СМ с законами управления коммутатором.

Окончательно угловые и электромеханические характеристики ВД записываем в следующем виде.

Для закона $\beta_0 = \text{const}$

$$\begin{aligned}
\theta &= \operatorname{arctg} \left(\frac{I_d x_q \cos(\beta_0 - \frac{\gamma}{2})}{I_d x_d \sin(\beta_0 - \frac{\gamma}{2}) + F_2 i_f x_{ad}} \right); \\
\gamma &= \arccos \left(\cos \delta - \frac{2I_d x_k}{\sqrt{3} i_f x_{ad}} \right) - \delta; \\
\delta &= \beta_0 - \gamma - \theta; \\
\beta &= \beta_0 - \theta; \\
\omega_p &= \frac{K_{\text{CXB}} U_C \cos \alpha - I_d \left[r_{\text{ДП}} + (S_{\text{И}} / F_2) r \cos(\beta_0 - \frac{\gamma}{2}) \right]}{S_{\text{И}} \left[i_f x_{ad} + \frac{I_d}{F_2} x_d \sin(\beta_0 - \frac{\gamma}{2}) \right]}; \\
M &= i_f x_{ad} \frac{I_d}{F_2} \cos(\beta_0 - \frac{\gamma}{2}) + \frac{I_d^2}{F_2} \left(\frac{x_d}{2} - \frac{x_q}{2} \right) \sin 2(\beta_0 - \frac{\gamma}{2}).
\end{aligned} \tag{2.43}$$

Для закона $\beta = \text{const}$

$$\begin{aligned}
\theta &= \operatorname{arctg} \left(\frac{I_d x_q \cos(\beta + \theta - \frac{\gamma}{2})}{I_d x_d \sin(\beta + \theta - \frac{\gamma}{2}) + F_2 i_f x_{ad}} \right); \\
\delta &= \arccos \left(\frac{2I_d x_k}{\sqrt{3} i_f x_{ad}} + \cos \beta \right); \\
\gamma &= \beta - \delta; \\
\beta_0 &= \beta + \theta; \\
\omega_p &= \frac{K_{\text{CXB}} U_C \cos \alpha - I_d \left[r_{\text{ДП}} + (S_{\text{И}} / F_2) r \cos(\beta + \theta - \frac{\gamma}{2}) \right]}{S_{\text{И}} \left[i_f x_{ad} + \frac{I_d}{F_2} x_d \sin(\beta + \theta - \frac{\gamma}{2}) \right]}; \\
M &= i_f x_{ad} \frac{I_d}{F_2} \cos(\beta_0 + \theta - \frac{\gamma}{2}) + \frac{I_d^2}{F_2} \left(\frac{x_d}{2} - \frac{x_q}{2} \right) \sin 2(\beta_0 + \theta - \frac{\gamma}{2}).
\end{aligned} \tag{2.44}$$

Для закона $\beta_{\min} = f(\gamma)$ при $\delta_{\min} = \text{const}$

$$\theta = \arctg \left(\frac{I_d x_q \cos(\delta + \theta + \frac{\gamma}{2})}{I_d x_d \sin(\delta + \theta + \frac{\gamma}{2}) + F_2 i_f x_{ad}} \right);$$

$$\beta = \arccos(\cos \delta - \frac{2I_d x_k}{\sqrt{3}i_f x_{ad}});$$

$$\gamma = \beta - \delta; \quad (2.45)$$

$$\beta_0 = \beta + \theta;$$

$$\omega_p = \frac{K_{СХ.В} U_C \cos \alpha - I_d \left[r_{ДР} + (S_{И}/F_2) r \cos(\delta + \theta + \frac{\gamma}{2}) \right]}{S_{И} \left[i_f x_{ad} + \frac{I_d}{F_2} x_d \sin(\delta + \theta + \frac{\gamma}{2}) \right]};$$

$$M = i_f x_{ad} \frac{I_d}{F_2} \cos(\delta + \theta + \frac{\gamma}{2}) + \frac{I_d^2}{F_2} \left(\frac{x_d}{2} - \frac{x_q}{2} \right) \sin 2(\delta + \theta + \frac{\gamma}{2}).$$

Полученные уравнения (2.43) - (2.45) описывают статические режимы ВД с учетом всех линейных и угловых параметров, законов управления и реальных величин токов и напряжений. Они могут быть решены численными методами на ЭВМ, например, с помощью итерационных процедур [153]. Для их решения с заданной точностью и разрядностью необходимо иметь следующие исходные данные: параметры СМ и коммутатора $x_d, x_q, x_{ad}, x_k, r, r_{ДР}, K_{СХ.И}$; способ управления коммутатором и начальное значение соответствующего углового параметра; закон изменения тока возбуждения; напряжение источника питания U_C , коэффициент схемы $K_{СХ.В}$ и закон изменения угла управления выпрямителя.

Блок-схема программы вычисления электромеханических и угловых характеристик ВД для $\beta = \text{const}$ представлена на рис. 2.3. Здесь дополнительные пояснения необходимы к блокам проверки коммутационной устойчивости (3,6), замыкания цикла итераций (8,9) и автоматического задания шага (13,14).

Так как углы нагрузки и коммутации определяются током, то программа построена по принципу автоматического задания заранее выбранного шага тока. Формирование очередного шага тока осуществляется блоком 14 при условии выполнения коммутационного процесса ($\gamma \leq 60^\circ, \delta \geq \delta_{\min}$). Замыкание

цикла итераций выполняется в блоке 8 сравнением заданной точности E_T с абсолютной величиной разности вновь вычисленного и предыдущего значений угла нагрузки. Программы вычисления статических характеристик ВД для двух других законов строятся аналогичным образом.

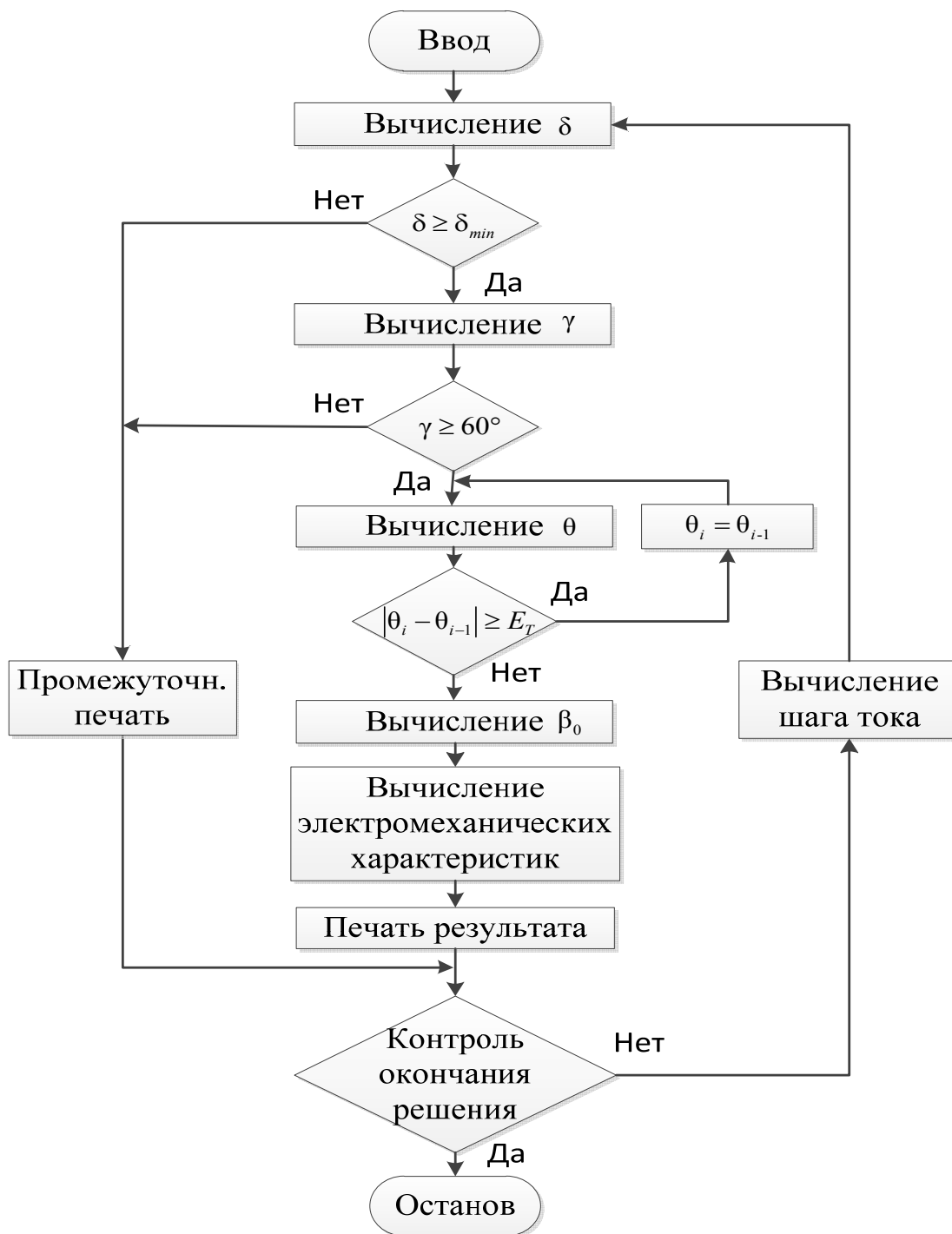


Рис. 2.3 Блок-схема вычисления электромеханических и угловых характеристик ВД для $\beta = \text{const}$

Приведенная методика позволяет определить влияние всех параметров

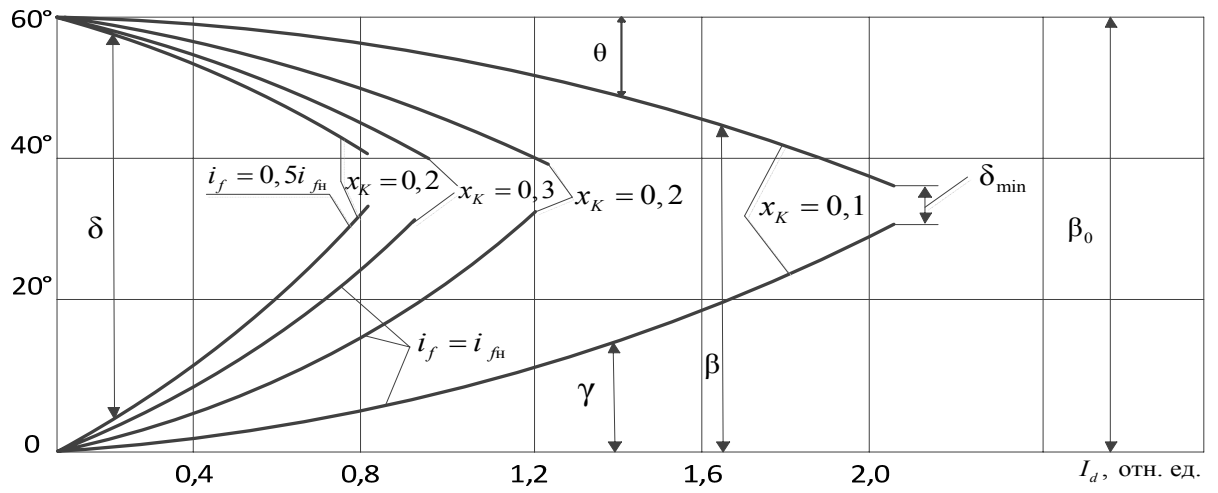
системы на статические режимы работы ВД. Однако оценка влияния активных и индуктивных параметров самой СМ является самостоятельной задачей, выходящей за рамки данной монографии. Рассмотрим зависимости статических характеристик ВД от управляющих и коммутационных параметров.

На рис. 2.4 показаны угловые характеристики ВД при способах управления $\beta_0 = \text{const}$ (а), $\beta = \text{const}$ (б) и $\beta_{\min} = f(\gamma)$ (в), рассчитанные на ЭВМ для машины с параметрами $x_d = 1.15$, $x_q = 0.8$, $x_{ad} = 1$.

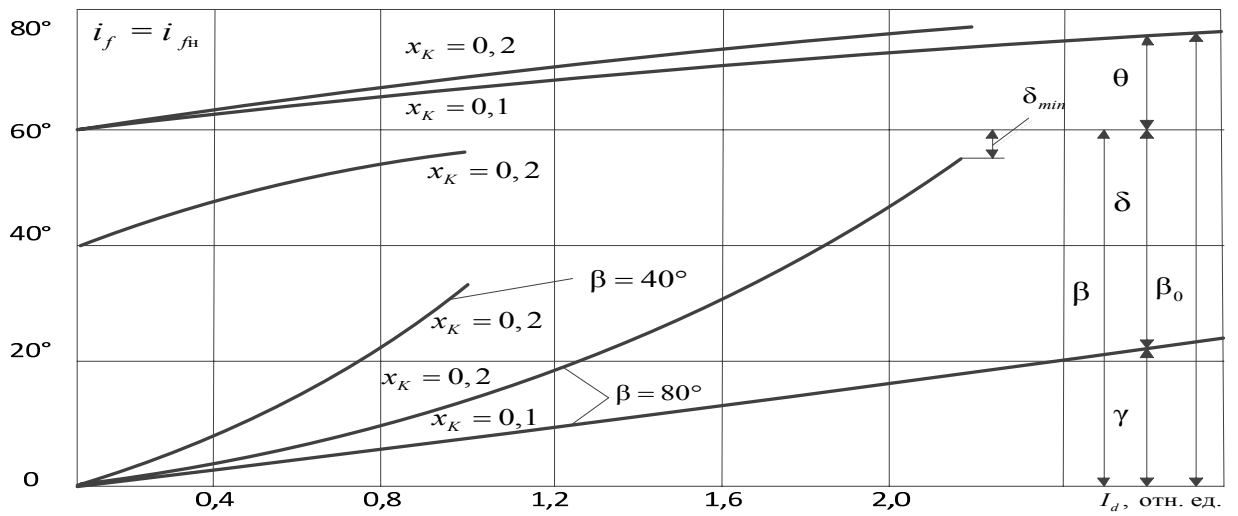
Анализ рисунков показывает, что жесткость характеристик и максимальное значение тока, при котором происходит опрокидывание коммутатора, увеличиваются с ростом тока возбуждения и уменьшением коммутационного реактанса. При этом уменьшаются углы коммутации и нагрузки, что приводит к увеличению перегрузочной способности ВД. Жесткость характеристик и перегрузочная способность растут также при увеличении угла опережения (рис. 2.4, б).

Из сравнения рис. 2.4 видно, что по надежности инвертирования наиболее рациональным является закон управления $\beta_{\min} = (\gamma)$, затем $\beta = \text{const}$. Исследования показывают, что уменьшение угла запаса до нулевого значения не приводит к качественному изменению угловых характеристик, в то время как с увеличением $\delta > 10^\circ$ заметно ухудшается характер зависимостей. Поэтому минимальное время, необходимое для восстановления вентиля, ограничено, с одной стороны, коммутационной устойчивостью преобразователя ($\delta_{\min} = 3^\circ - 5^\circ$), а с другой - жесткостью характеристик и находится в пределах $5^\circ - 10^\circ$.

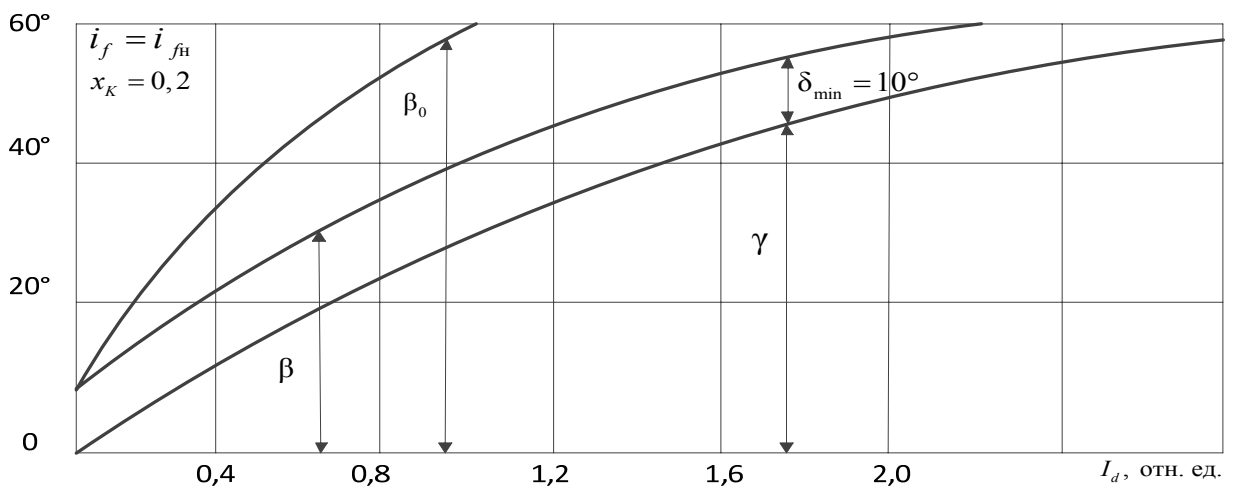
На рис. 2.5 представлены электромеханические характеристики ВД для способов управления $\beta_0 = \text{const}$ (а), $\beta = \text{const}$ (б) и $\beta_{\min} = f(\gamma)$ (в), а на рис. 2.6 - экспериментальные электромеханические характеристики при различных угла опережения, снятые при испытании ВД постоянного тока ($x_d = 1.15$; $x_{ad} = 1$; $r = 0.05$; $x_q = 0,8$).



а



б



в

Рис. 2.4 Угловые характеристики ВД при способах управления:
а – $\beta_0 = \text{const}$; б – $\beta = \text{const}$; в – $\beta_{\min} = f(\gamma)$

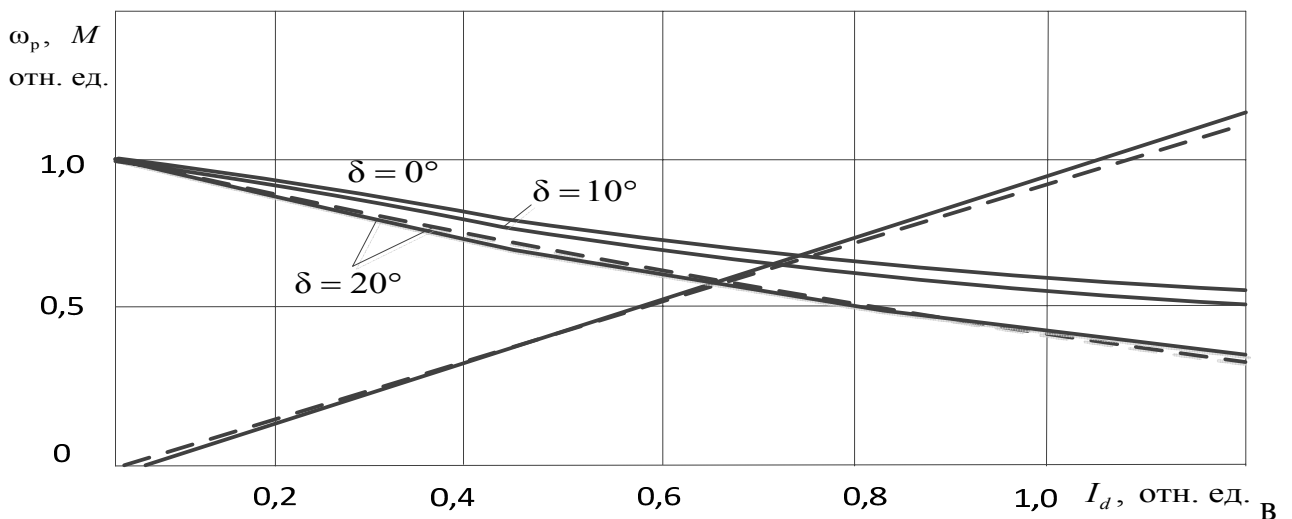
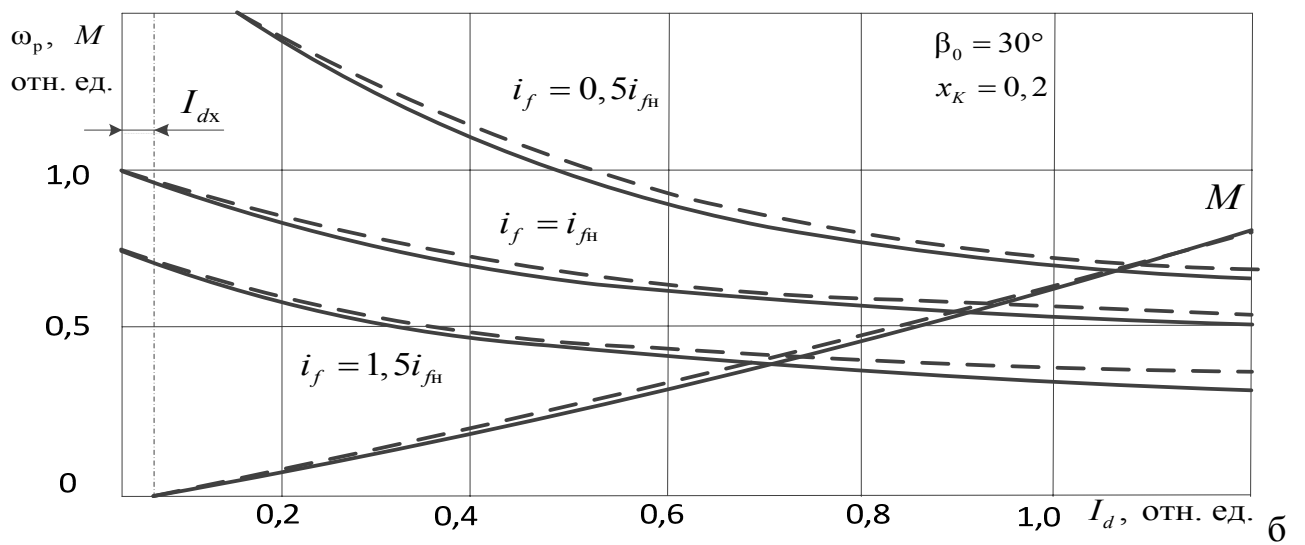
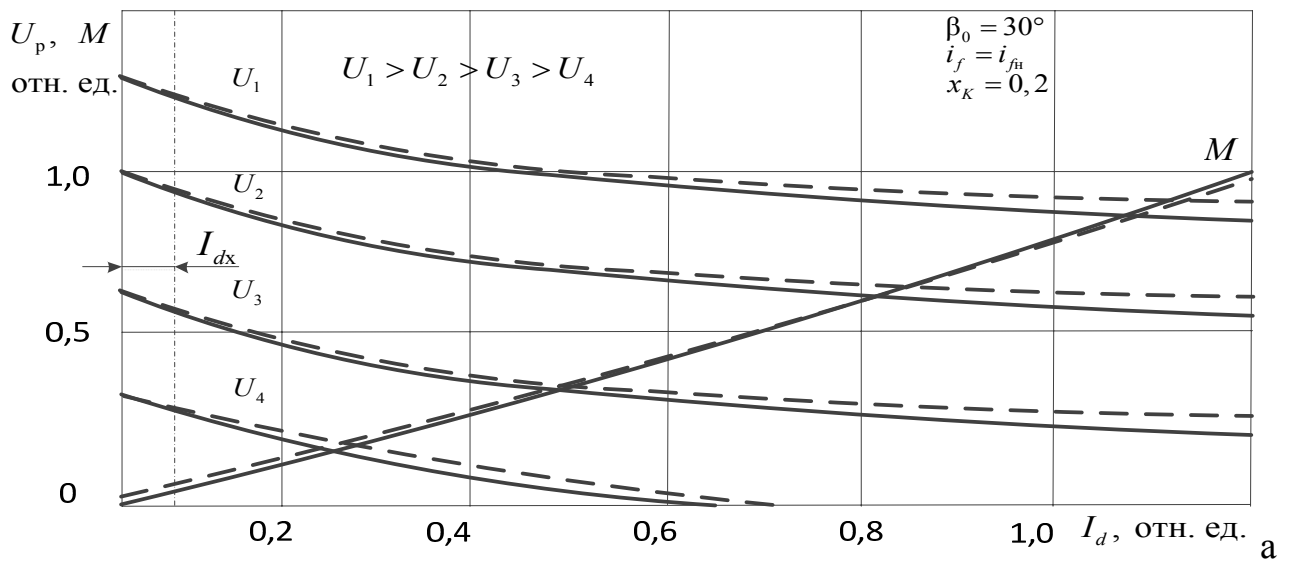


Рис. 2.5 Электромеханические характеристики ВД для способов управления: а - $\beta_0 = \text{const}$; б - $\beta = \text{const}$; в - $\beta_{\min} = f(\gamma)$
 (- расчетные данные, --- результаты экспериментов)

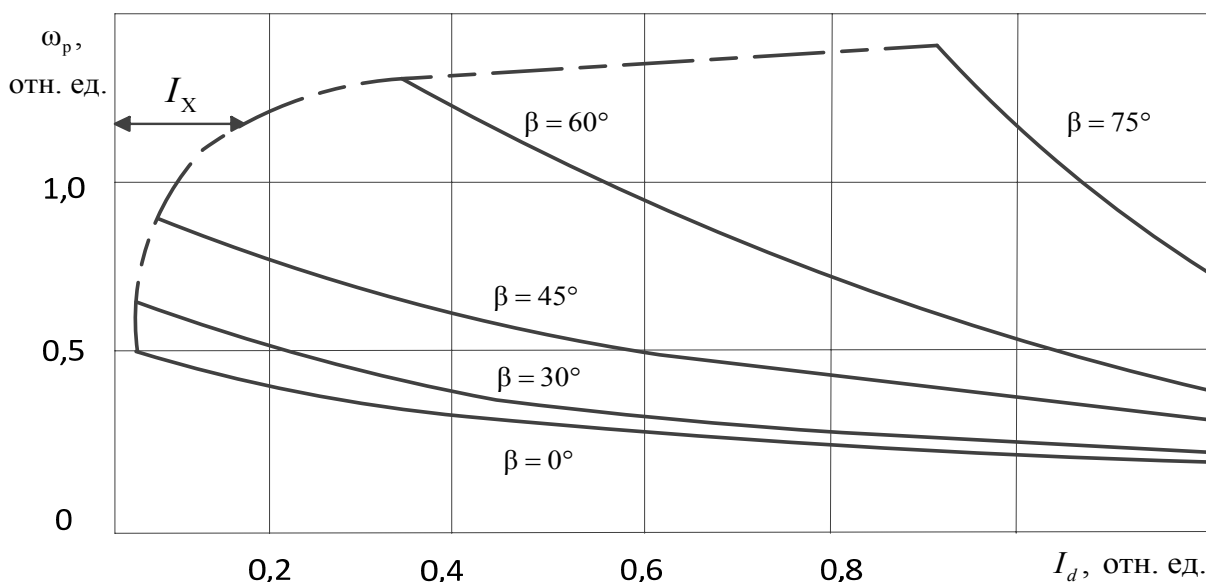


Рис. 2.6 Экспериментальные электромеханические характеристики ВД при изменении угла опережения

Анализ рис. 2.5 и 2.6 показывает, что жесткость электромеханических характеристик переменна и возрастает с уменьшением скорости идеального холостого хода и увеличением тока двигателя. Линейность характеристик увеличивается с уменьшением угла опережения и коммутационного реактанса, а также с увеличением тока возбуждения. При законе $\beta_{\min} = f(\gamma)$ жесткость и линейность увеличиваются с уменьшением угла запаса. Наибольшие жесткость и линейность скоростных характеристик можно получить при законе $\beta_{\min} = f(\gamma)$ (рис. 2.5), а максимальную перегрузочную способность - при $\beta_{\min} = f(\gamma)$ и $\beta = \text{const}$ (рис. 2.4). Общим для характеристик является пропорциональность частоты вращения ротора подводимому напряжению (рис. 2.5, а).

Исследования показывают, что жесткость механических характеристик во многом определяется эффективностью работы коммутатора, т.е. крутизной его характеристик. Поэтому в реальной системе характеристики могут быть более жесткими, чем расчетные (рис. 2.6). Помимо этого, отличие расчетных характеристик от экспериментальных заключается в наличии у последних тока холостого хода коммутатора I_x , величина которого зависит от угла опережения.

Из уравнения (2.37) видно, что момент ВД определяется током,

магнитным потоком и $\cos\psi_1$. Размагничивающее действие дополнительной составляющей реакции якоря приводит к появлению некоторой нелинейности характеристики $M = f(I_d)$ (рис. 2.5). Однако при $I_f \geq 0.8I_{fn}$ и $20^\circ \leq \beta \leq 60^\circ$ отклонением от прямолинейной зависимости вращающего момента можно пренебречь, так как размагничивающее действие реакции компенсируется с ростом нагрузки уменьшением угла ψ_1 . Такое допущение при указанных условиях вызывает погрешность, не превышающую несколько процентов от реального значения. Следовательно, электромагнитный момент ВД можно представить в виде

$$M = K_M I_d \quad (2.46)$$

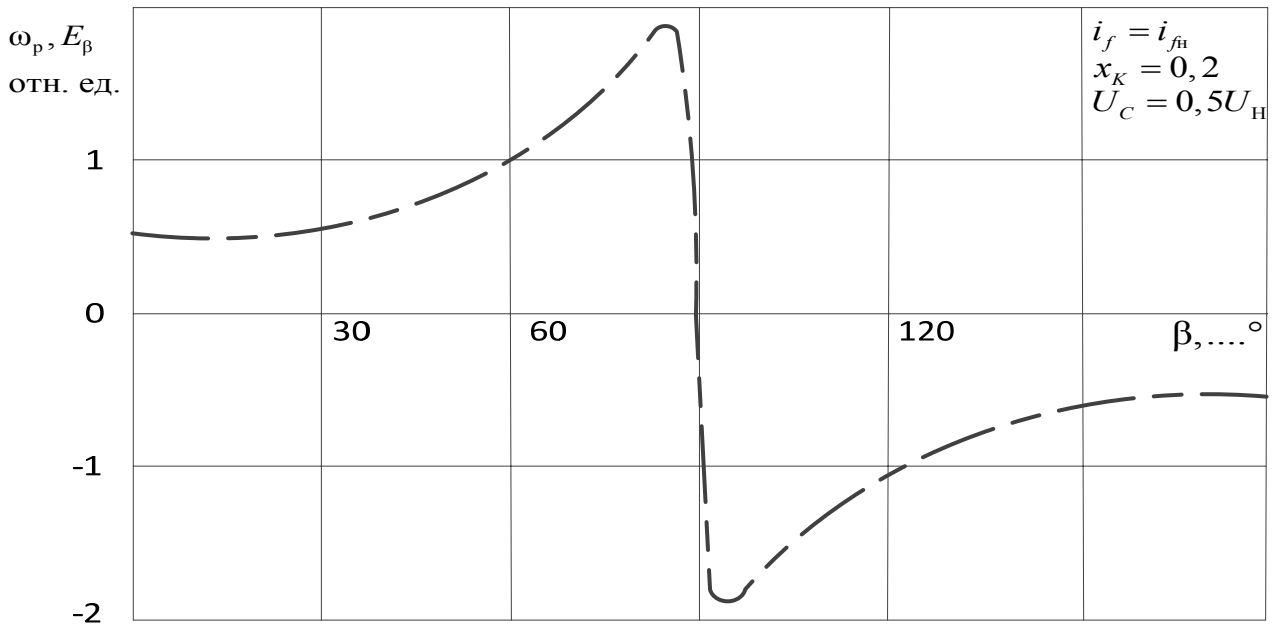
где K_M - эквивалентная конструктивная постоянная.

На рис. 2.7 изображены регулировочные характеристики экспериментального ВД. Из рис. 2.7, а видно, что в режиме холостого хода при одном и том же напряжении, подводимом к коммутатору, ЭДС на зажимах статора СМ равна этому напряжению при углах опережения, близких к нулевым значениям, и значительно превосходит его при $\beta \rightarrow 90^\circ$. Это на первый взгляд противоречит условию равновесия напряжений в звене постоянного тока. Однако оно не нарушается. С увеличением угла опережения на входе коммутатора уменьшается среднее значение ЭДС, для компенсации которого ВД самостоятельно увеличивает частоту вращения ротора. После завершения переходного режима (за счет увеличения E_β) восстанавливается прежнее значение ЭДС инвертора

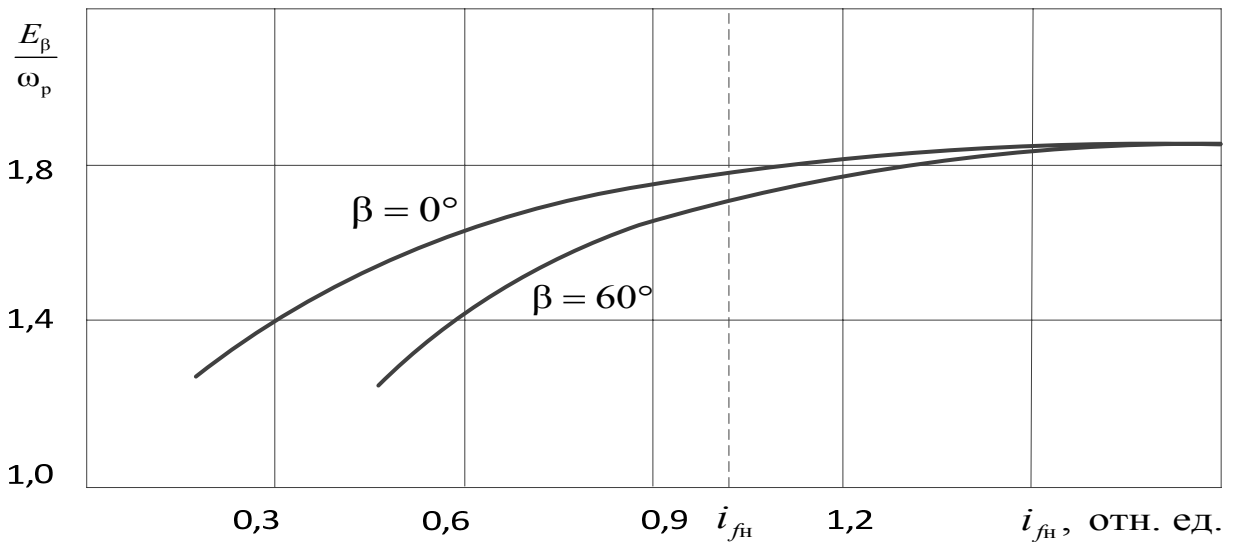
$$E = E_\beta \cos\beta, \quad (2.47)$$

где E - среднее значение выпрямленной ЭДС инвертора.

Из рис.2.7,б видно, что в режиме холостого хода с увеличением тока возбуждения кривая отношения ЭДС статора к частоте вращения ($E_\beta/\omega_p = C_E$) повторяет ход кривой намагничивания обычной СМ, причем с увеличением угла опережения это отношение уменьшается.



а



б

Рис. 2.7 Регулировочные характеристики ВД: а - $\beta = \text{var}$; б - $i_f = \text{var}$

Исследования, выполненные для различных машин, показывают, что в области номинального тока возбуждения и выше при углах опережения, соответствующих реальному рабочему режиму ($\beta = 20^\circ - 60^\circ$) отношение E_β / ω_p можно считать постоянным. Погрешность в случае такого предположения не превышает 1-3 %. С уменьшением тока возбуждения до $0,5i_{fH}$ максимальное значение C_E при $\beta = 60^\circ$ по сравнению с этой величиной при $\beta = 20^\circ$ изменяется на 5-10%. Столь значительное отклонение при углах опережения

больших 60° объясняется резким возрастанием тока холостого хода машины, оказывающим размагничивающее действие на магнитную систему.

С увеличением нагрузки отношение E_β/ω_p при указанных условиях уменьшается на 1-3 %. При $\beta = 0$ (для циклоконвертора) оно, наоборот, несколько увеличивается, так как за счет реактансов СМ угол сдвига тока становится отстающим, и реакция якоря оказывает намагничивающее действие.

Таким образом, можно утверждать, что отношение среднего значения ЭДС к частоте вращения не зависит от нагрузки и остается постоянным в пределах рабочих углов опережения и токов возбуждения

$$\frac{E}{\omega_p} = K_E, \quad (2.48)$$

где K_E - эквивалентная конструктивная постоянная ВД.

2.3 Исследование динамических режимов работы вентильного двигателя

Для решения составленных уравнений ВД необходим метод, реализующий алгоритм одновременного решения нелинейных дифференциальных и алгебраических уравнений в замкнутой форме с применением линейной аппроксимации для нахождения первой производной угла нагрузки СМ и удовлетворяющий общим требованиям эффективности цифровой модели. С точки зрения выполнения поставленной задачи и уменьшения объема оперативной памяти ЭВМ при одновременном увеличении быстродействия требуется явный одношаговый метод, позволяющий легко осуществлять разгон и менять величину шага в достаточно широких пределах без особых мер предосторожности [154].

Поставленным требованиям удовлетворяет метод Рунге-Кутты с переменным шагом интегрирования [46,93], обладающий достаточно высокой точностью и легко допускающий изменение величины шага. Цифровое

моделирование переходных процессов ВД осуществляется указанным методом по уравнениям (1.6), (1.7), (2.7), (2.9), (2.13), (2.14), (2.18), (2.19)-(2.28). Для удобства счета на ЭВМ уравнения (1.6) и (1.7) приводим к виду

$$\begin{aligned}
 \frac{d\psi_d}{dt} &= U_d - (A_1\psi_d - A_2\psi_f - A_3\psi_{kd})r + \psi_q\omega_P; \\
 \frac{d\psi_q}{dt} &= U_q - (B_1\psi_q - B_2\psi_{kq})r - \psi_d\omega_P; \\
 \frac{d\psi_f}{dt} &= U_f - (A_4\psi_f - A_2\psi_d - A_5\psi_{kd})r_f; \\
 \frac{d\psi_{kd}}{dt} &= -(A_6\psi_{kd} - A_3\psi_d - A_5\psi_f)r_{kd}; \\
 \frac{d\psi_{kq}}{dt} &= -(B_3\psi_{kd} - B_2\psi_q)r_{kq}; \\
 \frac{d\omega_P}{dt} &= \frac{1}{H_j} \left[\psi_d(B_1\psi_q - B_2\psi_{kq}) - \psi_q(A_1\psi_d - A_2\psi_f - A_3\psi_{kd}) - M_C \right]; \\
 \frac{d\nu_P}{dt} &= \omega_P;
 \end{aligned} \tag{2.49}$$

$$\begin{aligned}
 i_d &= A_1\psi_d - A_2\psi_f - A_3\psi_{kd}; \\
 i_q &= B_1\psi_q - B_2\psi_{kq}; \\
 i_f &= A_4\psi_f - A_2\psi_d - A_5\psi_{kd}; \\
 i_{kd} &= A_6\psi_{kd} - A_3\psi_d - A_5\psi_f; \\
 i_{kq} &= B_3\psi_{kd} - B_2\psi_q;
 \end{aligned} \tag{2.50}$$

$$\text{где } A_1 = \frac{x_f x_{kd} - x_{ad}^2}{C_A}; \quad A_2 = \frac{x_{ad} x_{kd} - x_{ad}^2}{C_A}; \quad A_3 = \frac{x_{ad} x_f - x_{ad}^2}{C_A}; \quad A_4 = \frac{x_d x_{kd} - x_{ad}^2}{C_A};$$

$$A_5 = \frac{x_{ad} x_d - x_{ad}^2}{C_A}; \quad A_6 = \frac{x_d x_f - x_{ad}^2}{C_A}; \quad B_1 = \frac{x_{kq}}{D_B}; \quad B_2 = \frac{x_{aq}}{D_B}; \quad B_3 = \frac{x_q}{D_B};$$

$$C_A = x_d x_f x_{kd} + 2x_{ad}^3 - x_{ad}^2(x_d + x_f + x_{kd});$$

$$D_B = x_q x_{kq} - x_{aq}^2.$$

Для решения указанных уравнений необходимо иметь следующие исходные данные: параметры СМ и коммутатора $x_d, x_q, x_{ad}, x_{aq}, x_f, x_{kd}, x_{kq}, x_k, x_{др}, r, r_f, r_{kd}, r_{kq}, r_{др}, K_{СХ.И}, J_{СМ}$; закон управления коммутатором - $\beta_0 = \text{const}, \beta_0 = \text{const}$ или $\beta = f(\gamma)$; закон изменения тока возбуждения $i_f(t)$; параметры нагрузки $M_C(t)$ и J_C ; напряжение источника питания U_C , коэффициент схемы выпрямления $K_{СХ.В}$ и закон изменения угла управления α ; параметры программы Рунге-Кутта – разрядность счета, точность счета E_T , величина первого шага H_1 , конечная длительность процесса t_k ; начальные условия для решения дифференциальных уравнений

$$\begin{aligned} & \left. \frac{d\psi_d}{dt} \right|_{t=0}; \left. \frac{d\psi_q}{dt} \right|_{t=0}; \left. \frac{d\psi_f}{dt} \right|_{t=0}; \\ & \left. \frac{d\psi_{kd}}{dt} \right|_{t=0}; \left. \frac{d\psi_{ka}}{dt} \right|_{t=0}; \left. \frac{d\omega_p}{dt} \right|_{t=0}; \left. \frac{dv_p}{dt} \right|_{t=0}; \end{aligned} \quad (2.51)$$

начальные условия для уравнений связи и угловых характеристик, вытекающие из принятого закона управления

$$\begin{aligned} & \beta_0|_{t=0}; \beta|_{t=0}; \gamma|_{t=0}; \delta|_{t=0}; \\ & \theta|_{t=0}; \left. \frac{\Delta\theta}{H} \right|_{t=0}; U_d|_{t=0}; U_q|_{t=0}. \end{aligned} \quad (2.52)$$

Блок-схема цифровой модели ВД показана на рис. 2.8. Здесь необходимы следующие пояснения. Интегрирование нелинейных дифференциальных уравнений (2.43) по стандартной программе Рунге-Кутта с автоматическим выбором шага осуществляется блоками 2,5 и 6. Замыкание очередного шага интегрирования выполняется блоком 17 по признаку $t_k - t_j < H$. С целью упрощения все вычисления в модели ведутся с помощью величин, записанных в системе координат $d, q, 0$. Блоки 14 и 15 осуществляют переход к первым гармоникам, а затем – к реальным токам и напряжениям по формулам (2.21)-(2.28).

Подпрограмма блоков вычисления угловых характеристик (10 и 12) построена аналогично описанной ранее (рис. 2.3), и ее структура определяется принятым законом управления. Вычисления в блоке 10 выполняются согласно

формулам (2.7), (2.9), (2.13), (2.18)-(2.20). При невыполнении одного из условий коммутационного процесса ($\gamma < 60^\circ$ или $\delta \geq \delta_{\min}$) производится печать промежуточных данных с последующим остановом программы. В результате проверки условия $M - M_c > 0$ блоками 4,7,8 устраняется режим, при котором момент нагрузки учитывается как активный, разгоняющий машину в противоположном направлении.



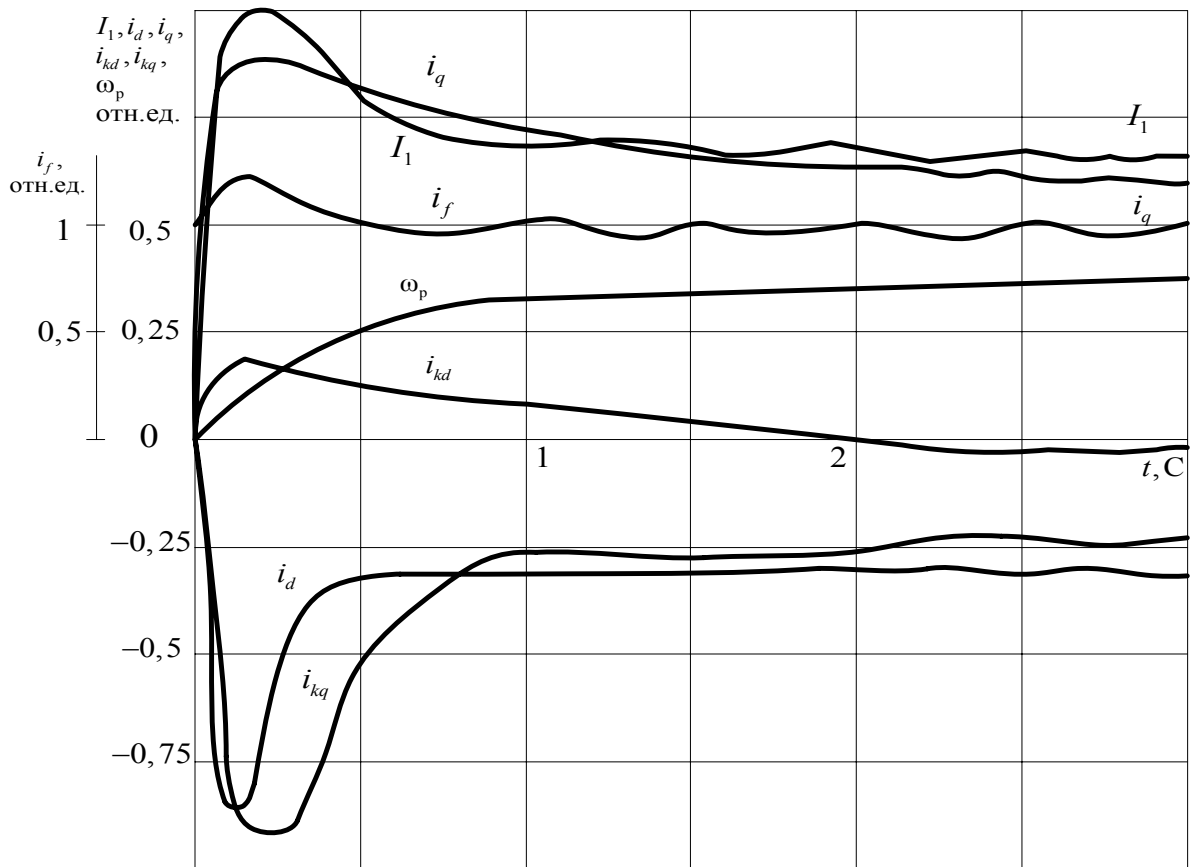
Рис. 2.8 Блок-схема цифровой модели ВД

Как видно из блок-схемы, в цифровой модели ВД осуществляется так называемое одновременное решение дифференциальных и алгебраических уравнений, которое редко удается выполнить в замкнутой форме из-за нелинейности системы [46]. При этом исключается прямое дифференцирование угла нагрузки, что значительно упрощает модель. Требования к максимальному шагу интегрирования в случае использования предложенного метода существенно ниже, чем при попеременном способе [116]. Метод обеспечивает устойчивость модели и заданный уровень точности с наименьшими затратами машинного времени и объемом оперативной памяти ЭВМ.

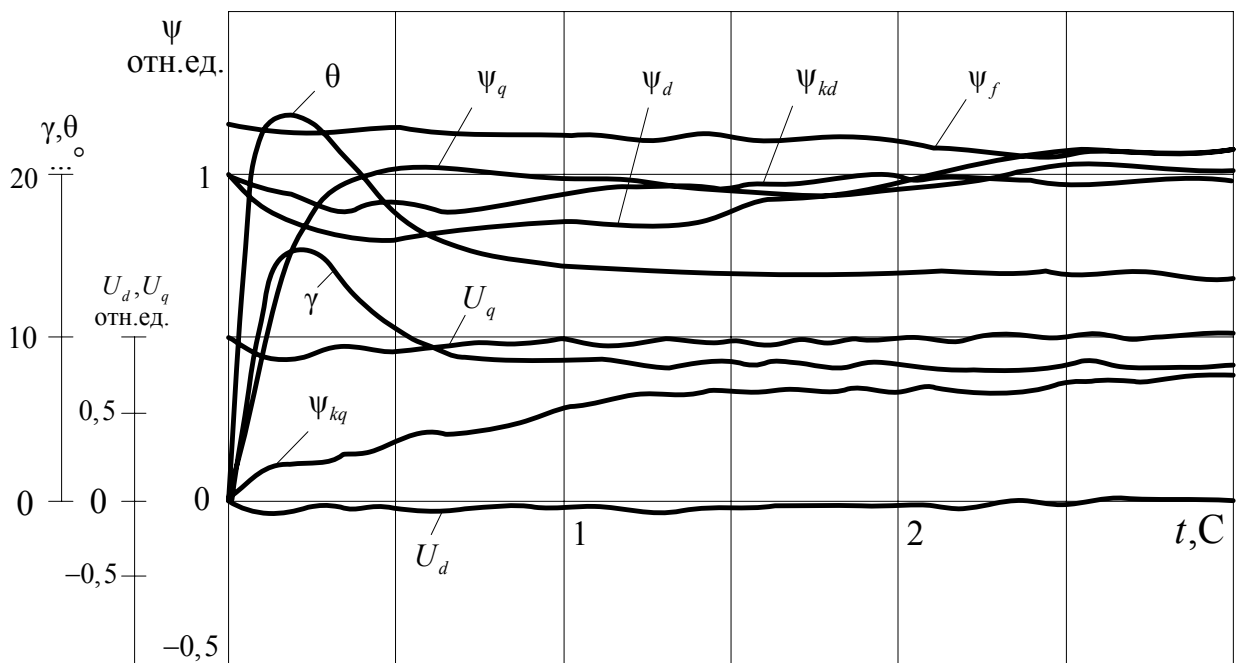
На модели исследовались переходные процессы пуска при ступенчатом приложении напряжения и различных значениях нагрузки, токов возбуждения, а также углов опережения и запаса, анализировались режимы сброса и наброса нагрузки, торможения, изменения тока возбуждения и угла опережения, исследовалось влияние способов управления на характер переходного процесса.

Предложенная цифровая модель ВД позволяет оценить влияние всех параметров системы на качество переходного процесса. В качестве иллюстрации работы модели на рис. 2.9 показаны расчетные кривые токов, частоты вращения ротора, потокосцеплений, напряжений, углов коммутации и нагрузки ВД с параметрами $x_{ad} = x_{aq} = 1$; $x_{kd} = x_{kq} = 1,03$; $x_f = 1,1$; $x_d = x_q = 1.15$; $x_k = 0,2$; $x_{др} = 0,002$; $r = 0,3$; $r_{kd} = r_{kq} = 0,1$; $r_f = 0,2$; $H_J = 10$ с при пуске с углом опережения $\beta = 45^\circ$.

На рис. 2.10 представлены расчетные кривые переходных процессов пуска ВД для способа управления $\beta = \text{const}$. Рис. 2.10, а иллюстрирует реакцию системы при включении двигателя с номинальным током возбуждения, углом опережения $\beta = 30^\circ$, $M_C = 0$ на напряжения $U_1 = 0,43$ и $U_2 = 0,69$. Из кривых видно, что изменение величины подводимого напряжения в случае $i_f = \text{const}$ и $\beta = \text{const}$ не приводит к изменению длительности переходного процесса $t_{н.н}$ и времени t_m при котором ток достигает максимального значения. В данном случае они составляют соответственно 3 и 0,185с.



а



б

Рис. 2.9 Расчетные кривые ВД при прямом пуске:
 а - кривые токов и частоты вращения ротора;
 б - кривые потокоцеплений, напряжений, углов коммутации и нагрузки

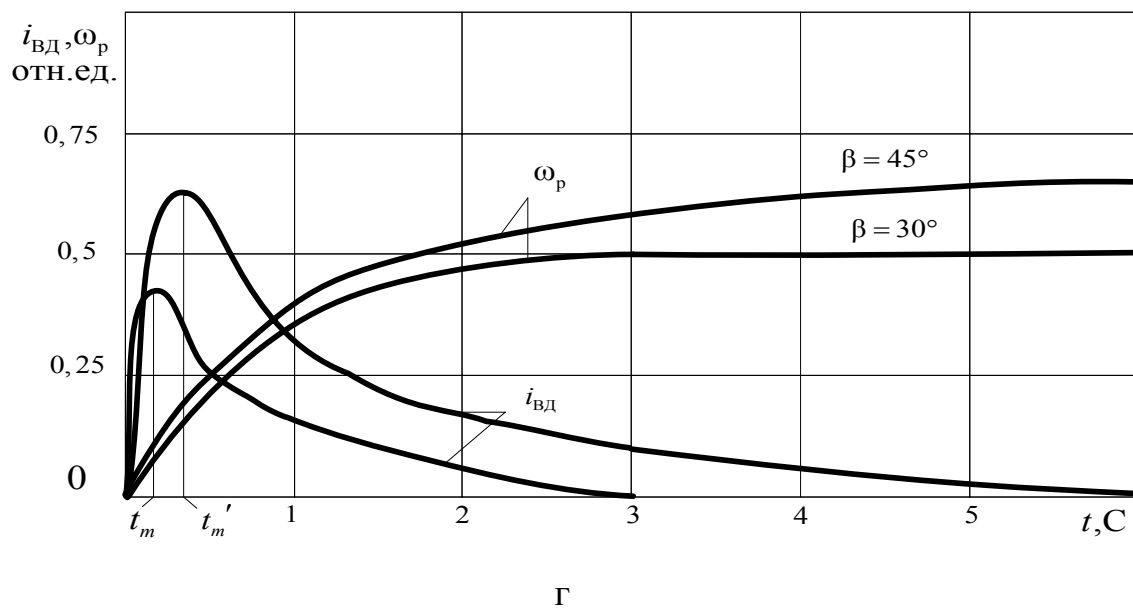
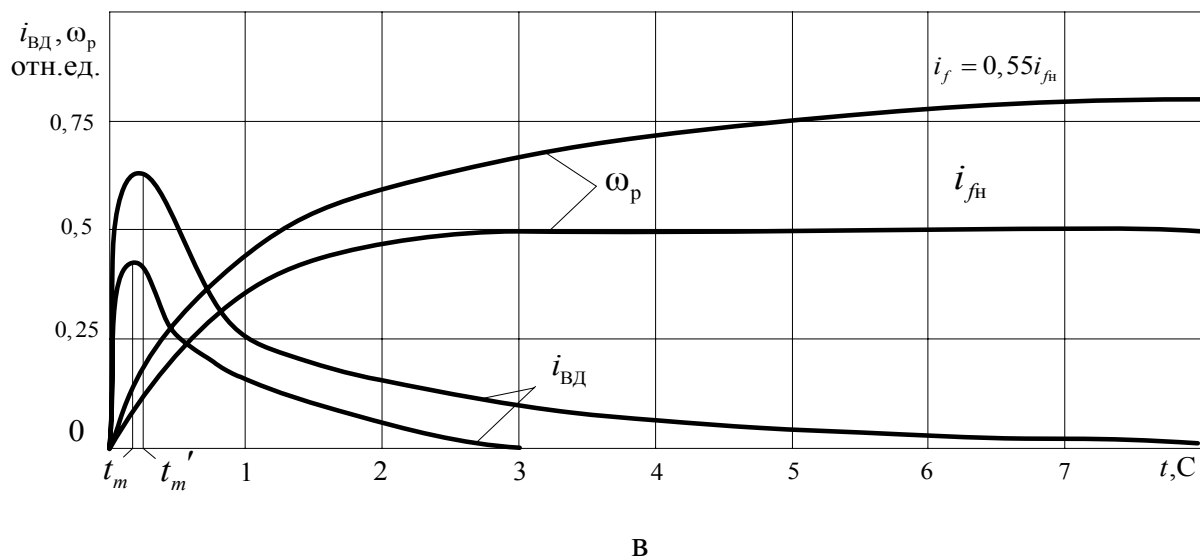
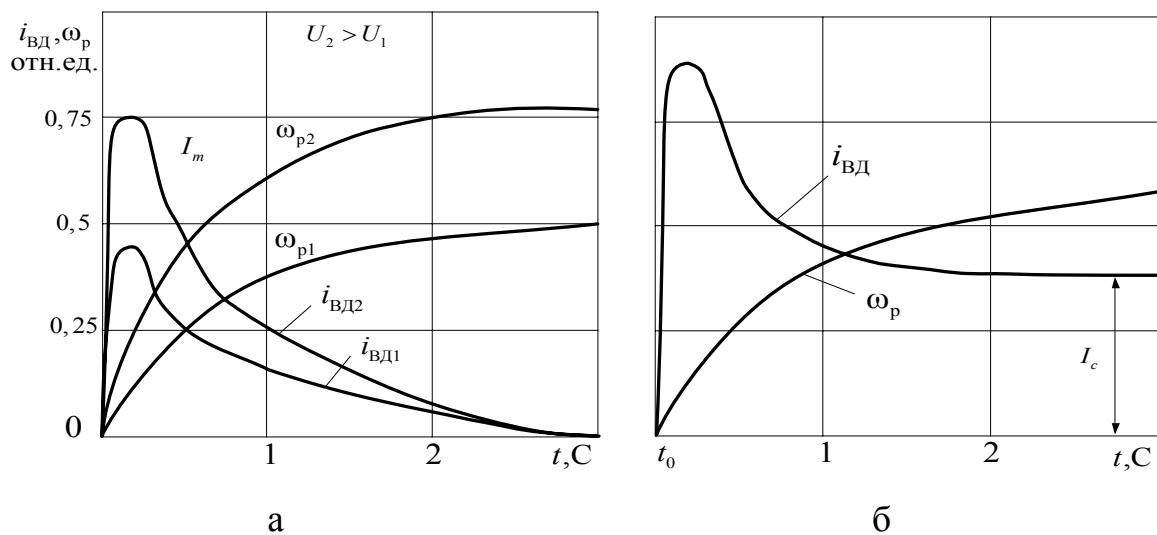


Рис. 2.10 Кривые переходных процессов пуска ВД: а, в, г- $I_C = 0$; б - $I_C = 0,4$

Помимо этого, остается также постоянным отношение частоты вращения

ротора к напряжению. Аппроксимируя кривую частоты вращения дифференциальным уравнением второго порядка, находим переходную функцию в виде

$$\omega_p = \omega_{CT} \left(1 - \frac{T_3}{T_3 - T_4} e^{-\frac{t}{T_3}} + \frac{T_4}{T_3 - T_4} e^{-\frac{t}{T_4}} \right), \quad (2.53)$$

где ω_{CT} – статическое (установившееся) значение частоты вращения; T_3, T_4 – постоянные времени, которые находятся с помощью эмпирических формул или из номограммы Ольденбурга и Сарториуса [100].

Кривая тока имеет также аperiodический характер и при пуске с нулевым моментом сопротивления определяется выражением

$$i_{ВД}^0 = I_{m0} \frac{\omega'_0}{\omega_0} \frac{T_4}{T_3 - T_4} \left(\frac{T_3}{T_4} \right)^{\frac{T_3}{T_3 - T_4}} \left(e^{-\frac{t}{T_3}} - e^{-\frac{t}{T_4}} \right), \quad (2.54)$$

где I_{m0} – максимальное значение тока при напряжении U_0 , соответствующем скорости идеального холостого хода; ω'_0 – скорость холостого хода при $U'_0 < U_0$.

Время, при котором ток достигает максимального значения,

$$t_m = \frac{T_3 T_4}{T_3 - T_4} \operatorname{Ln} \frac{T_3}{T_4}. \quad (2.55)$$

На рис. 2.10,б приведены кривые переходного процесса пуска ВД под нагрузкой при $I_C = 0,4$, $U = 0,69$, $i_f = 1$, $\beta = 30^\circ$. Анализ рисунков 2.10,а и 2.10,б показывает, что временные параметры переходного процесса ($t_{n.n}$ и t_m), а следовательно, и постоянные времени T_3 и T_4 не зависят от величины нагрузки. Переходная функция частоты вращения (2.53) также остается без изменения, так как начальные условия и постоянные времени процесса те же.

При пуске под нагрузкой в интервале времени $0 - t_0$ ($M \leq M_C$) происходит только электромагнитный переходный процесс. Включение неподвижного ВД на полное напряжение сети вызывает внезапное короткое замыкание двух фаз статора, так как ЭДС машины равна нулю. Величина тока в этот период определяется подводимым напряжением и эквивалентным сопротивлением

преобразовательной цепи

$$i_{ВД} = \frac{U}{R_3} \left(1 - e^{-\frac{T_3 T_4}{T_3 - T_4} t} \right). \quad (2.56)$$

Из этого выражения при $t = t_0$ и $I_d(t) = I_C$ находим время запаздывания

$$t_0 = \frac{T_3 T_4}{T_3 - T_4} \text{Ln} \frac{U}{U - I_C R_3}. \quad (2.57)$$

При равенстве электромагнитного момента статическому начинается электромеханический процесс, описываемый уравнением

$$i_{ВД} = I_C + I_{mo} \frac{\omega_C}{\omega_0} \frac{T_4}{T_3 - T_4} \left(\frac{T_3}{T_4} \right)^{\frac{T_3}{T_3 - T_4}} \left(e^{-\frac{t}{T_3}} - e^{-\frac{t}{T_4}} \right). \quad (2.58)$$

Максимальное значение тока при прямом пуске под нагрузкой определяется по формуле

$$I_m = I_C + I_{mo} \frac{\omega_C}{\omega_0}. \quad (2.59)$$

Таким образом, при пуске ВД прямым включением на сеть величина нагрузочного момента изменяет только время запаздывания, динамическую составляющую тока и установившиеся значения скорости и тока. Расчеты показывают, что временные параметры ($t_{n.n}$ и t_m) переходных процессов пуска вхолостую, пуска под нагрузкой, сброса и наброса нагрузки при $i_{fn} = \text{const}$ и $\beta = \text{const}$ не зависят от величин приложенного напряжения и нагрузки.

На рис. 2.10,в показаны кривые переходных процессов пуска ВД при $\beta = 30^\circ$, $U = 0,43$ и различных токах возбуждения ($i_f = 1$ и $i_f = 0,55$). Из рисунка видно, что ослабление поля возбуждения машины приводит к затягиванию переходного процесса ($t'_m = 0,22\text{с}$ и $t'_{n.n} = 8\text{с}$), а также к повышению динамической составляющей тока и установившегося значения скорости. При увеличении тока возбуждения временные параметры переходного процесса уменьшаются, т.е. процесс ускоряется. В реальной машине с учетом насыщения при увеличении $i_f > i_{fn}$ параметры процесса изменяются незначительно.

Рис. 2.10,г иллюстрирует влияние величины угла опережения на характер

переходного процесса. Анализ кривых показывает, что увеличение угла опережения приводит к возрастанию длительности пуска ($t_m = 0,21\text{с}$ и $t_{н.н} = 6\text{с}$), аналогично режиму ослабления поля. Таким образом, регулирование тока возбуждения и угла опережения приводит к изменению временных, динамических и установившихся параметров системы.

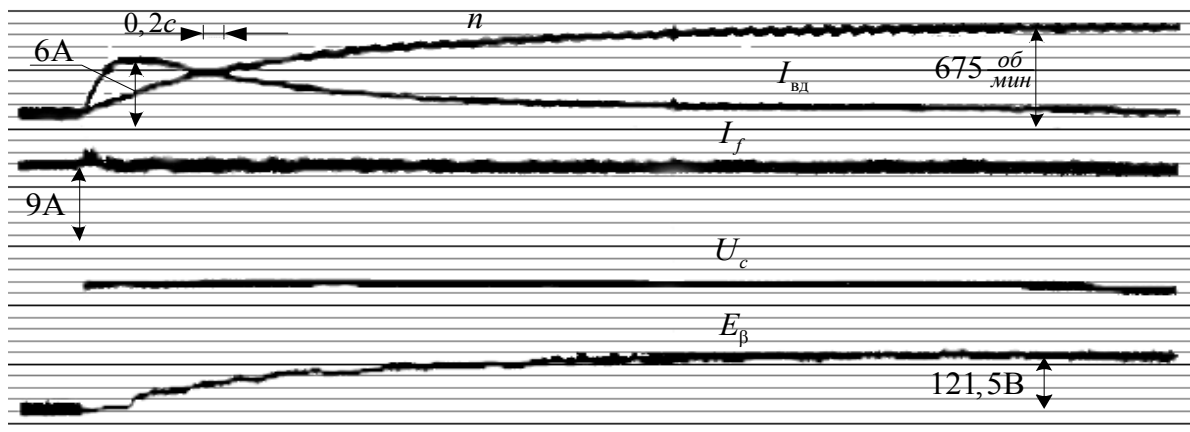
Способ управления не оказывает существенного влияния на характер переходных процессов ВД. При малых углах опережения и запаса различия величин динамических составляющих и временных параметров незначительны. С увеличением углов опережения начинает сказываться качество связи между частотой вращения ротора и частотой тока статора (2.7), (2.9). Расчеты показывают, что при углах опережения 60° разница в быстродействии для указанных законов не превышает 3-7 %.

Для проверки достоверности полученных с помощью цифровой модели расчетных данных и теоретических выводов на лабораторном макете с СМ типа ЕСС-52-4 были проведены экспериментальные исследования переходных процессов ВД переменного тока.

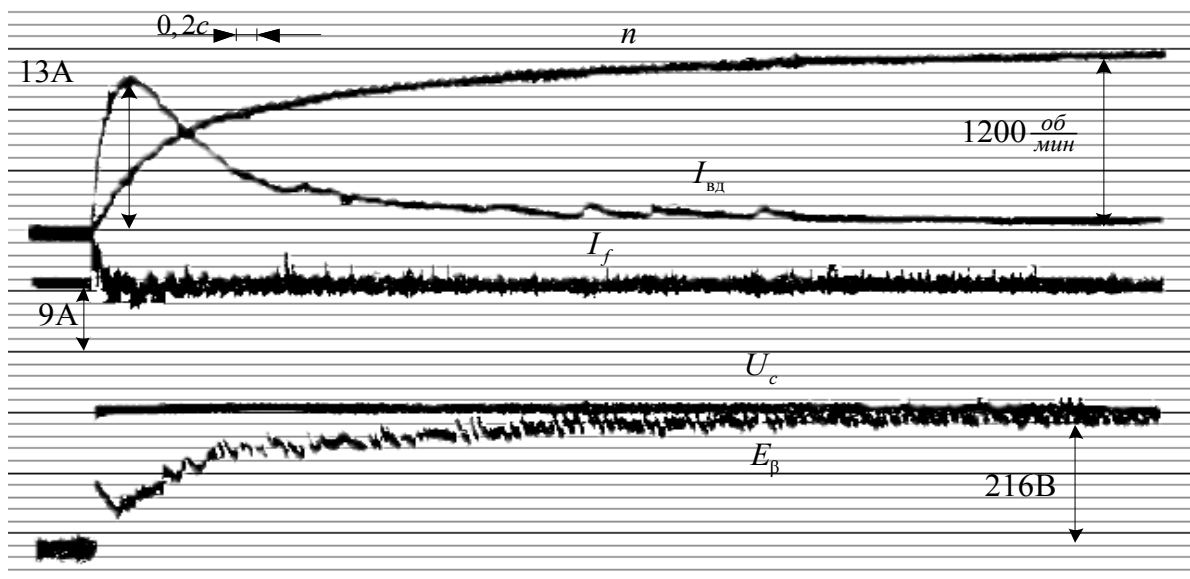
На рис. 2.11-2.18 представлены экспериментальные осциллограммы переходных процессов ВД переменного тока: пуск вхолостую при скачкообразном приложении напряжения и различных значениях угла опережения и тока возбуждения (рис. 2.11-2.14); пуск под нагрузкой (рис. 2.15); сброс и ударное приложение нагрузки (рис. 2.16, 2.17); реверс частоты вращения на ходу (рис.2.18). Анализ рисунков показывает, что расчетные данные и теоретические выводы достаточно точно согласуются с экспериментом. Величина погрешности, рассчитанной по формуле

$$\lambda = \frac{h_p - h_{\text{Э}}}{h_{\infty}} \cdot 100\%, \quad (2.60)$$

где h_p , $h_{\text{Э}}$, h_{∞} - соответственно расчетное, экспериментальное и установившееся значения скорости и тока, не превышает 4 %.



а



б

Рис. 2.11. Осциллограммы ВД при пуске вхолостую:
 а - $U = 90 \text{ В}$, $\beta = 30^\circ$; б - $U = 159 \text{ В}$, $\beta = 30^\circ$

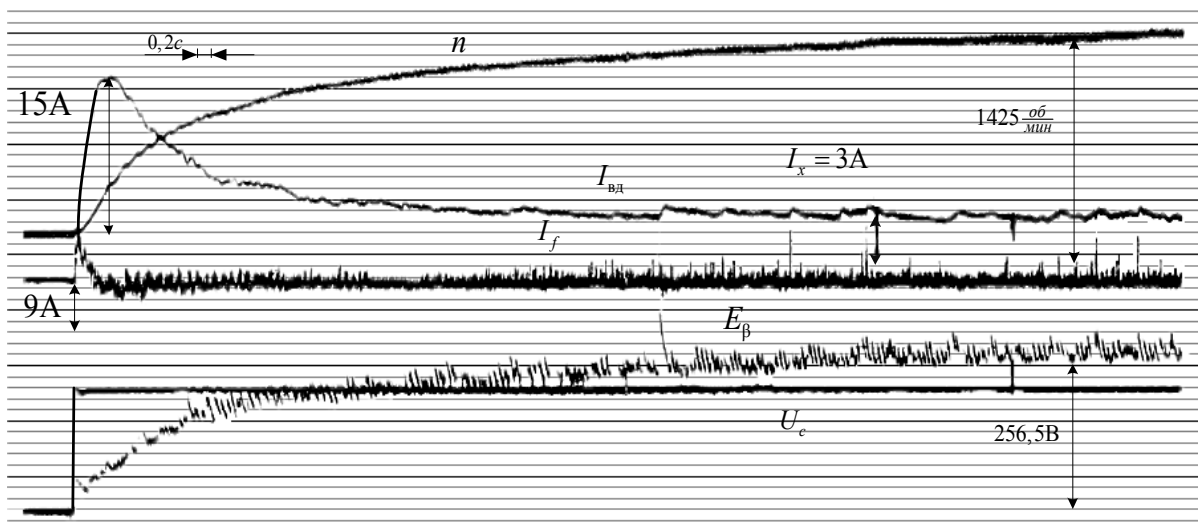


Рис. 2.12 Осциллограммы ВД при пуске вхолостую ($U = 159 \text{ В}$, $\beta = 45^\circ$)

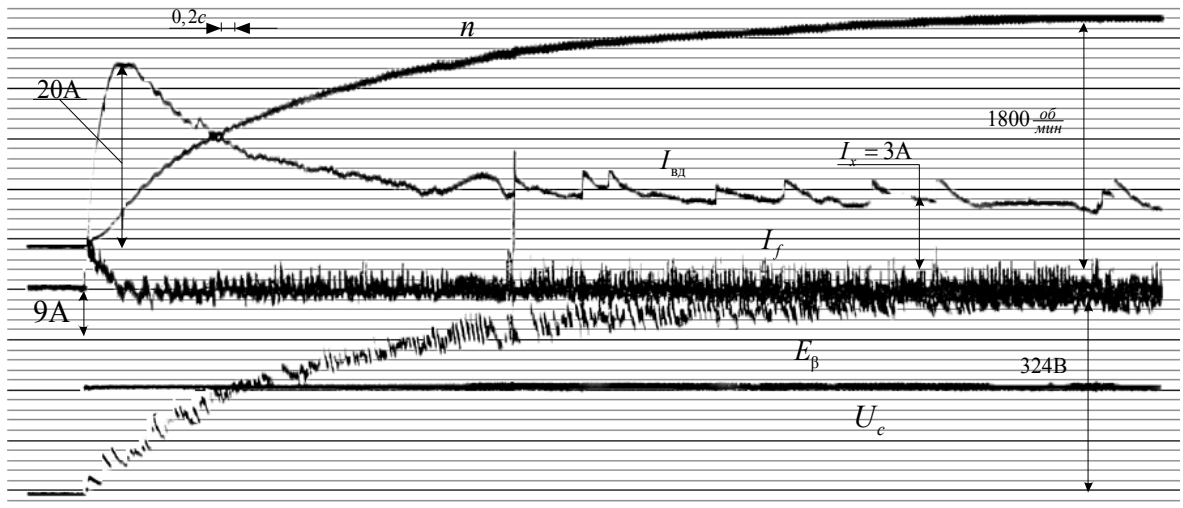


Рис. 2.13 Осциллограммы ВД при пуске вхолостую ($U = 159 \text{ В}$, $\beta = 60^\circ$)

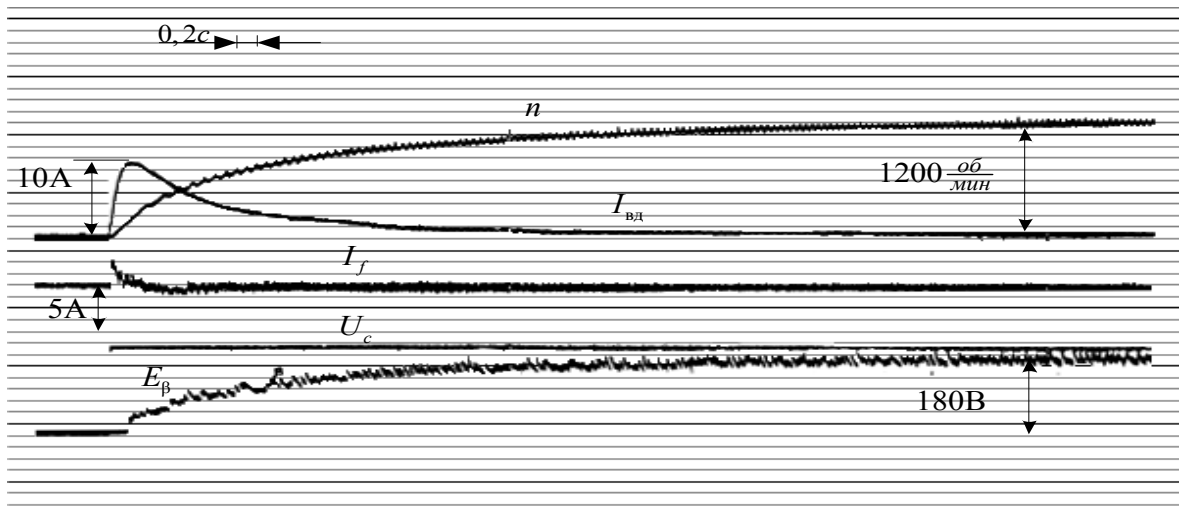


Рис. 2.14 Осциллограммы ВД при пуске вхолостую ($U = 99 \text{ В}$, $\beta = 30^\circ$, $I_f = 5 \text{ А}$)

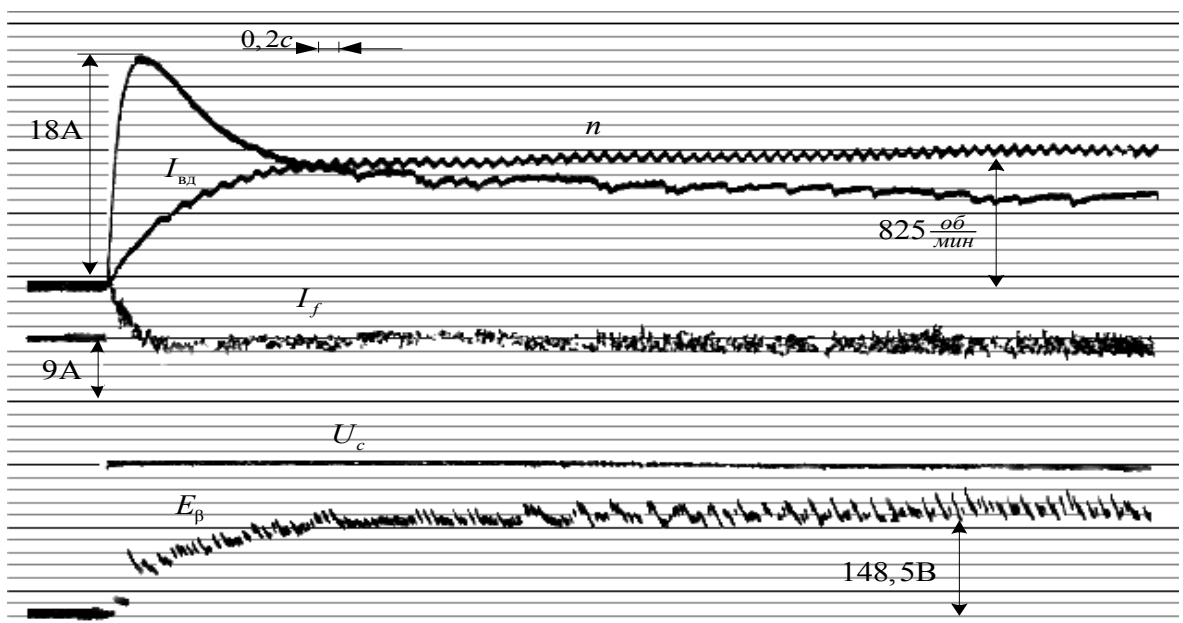


Рис. 2.15 Осциллограммы ВД при пуске под нагрузкой ($U = 159 \text{ В}$, $\beta = 45^\circ$)

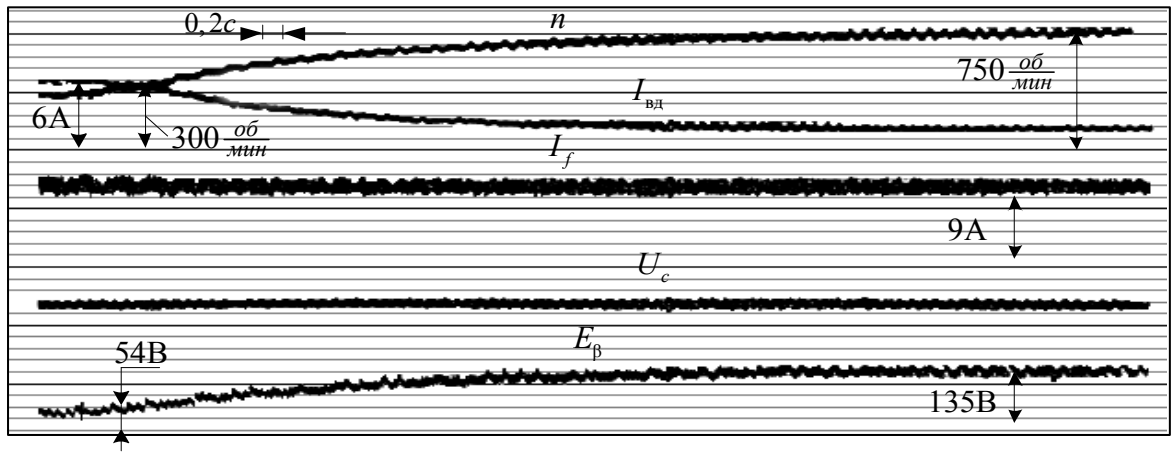
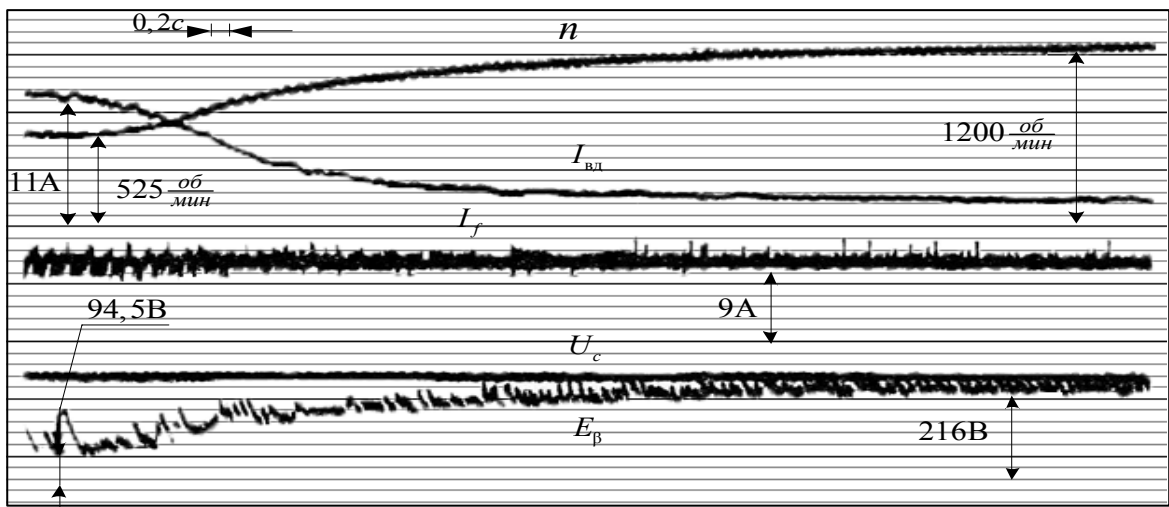
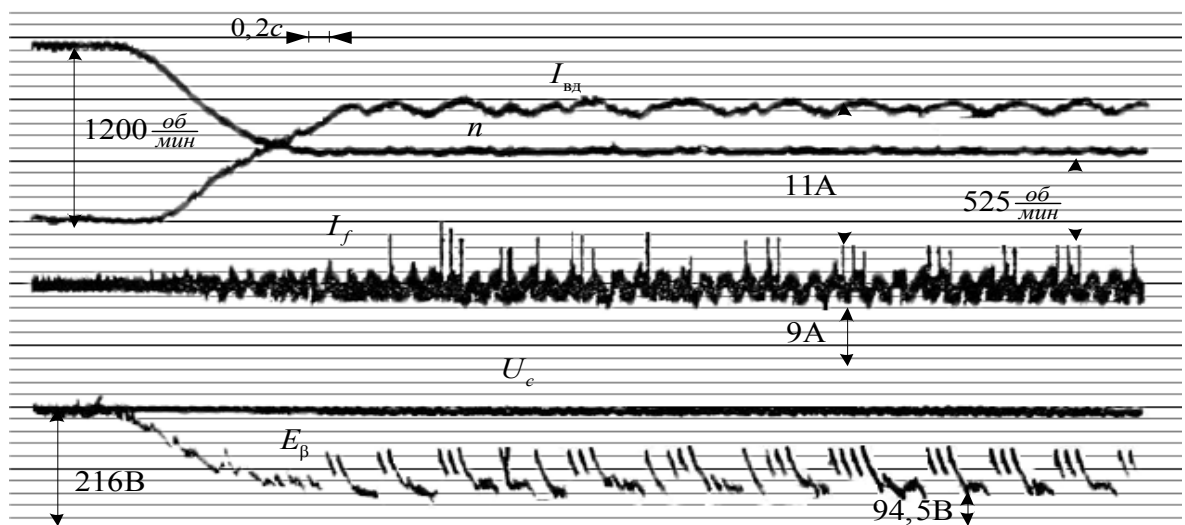


Рис. 2.16 Осциллограммы ВД при сбросе нагрузки ($U = 99В$, $\beta = 30^\circ$)



а



б

Рис. 2.17 Осциллограммы ВД при сбросе (а) и при набросе (б) нагрузки ($U = 159В$, $\beta = 30^\circ$)

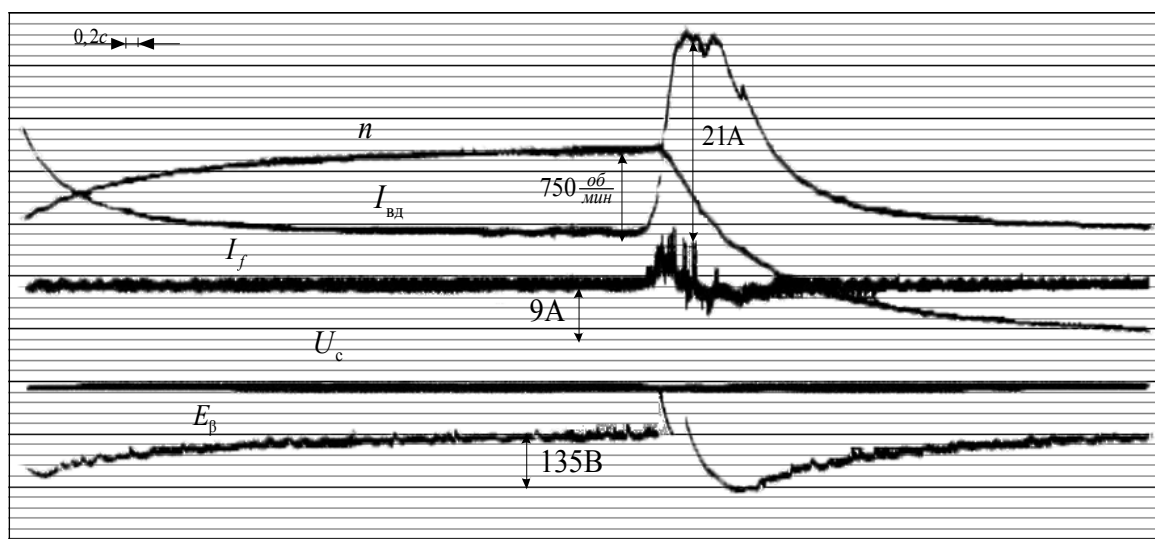


Рис. 2.18 Осциллограммы ВД при реверсе частоты вращения ротора
($U = 99 \text{ В}$, $\beta = 30^\circ$)

Расчеты переходных процессов ВД, выполненные с параметрами, соответствующими экспериментальной макету, подтвердили работоспособность модели и правильность теоретических положений. Разработанная цифровая модель позволяет исследовать переходные режимы ВД с учетом реальных токов, напряжений и наиболее характерных особенностей рассматриваемых систем. Метод расчета сравнительно прост и обладает точностью, достаточной для инженерных расчетов. При этом он легко реализуется на ЭВМ, так как в основе его используется стандартная подпрограмма интегрирования дифференциальных уравнений.

2.4 Представление вентильного двигателя как объекта автоматического управления. Синтез линеаризованной передаточной функции

Управление регулируемым электроприводом, как правило, осуществляется замкнутой САУ. Для ее синтеза необходимо иметь линейную (линеаризованную) передаточную функцию. ВД как объект автоматического управления можно представить передаточной функцией $W_{ВД}(p)$ (рис. 2.19). Он описывается системой нелинейных дифференциальных и алгебраических уравнений высокого порядка, получить аналитическое решение которой в общем виде невозможно. При моделировании задач, связанных с изменением

скорости, систему можно линеаризовать при условии малых отклонений переменных от рабочей точки и различных допущениях, например, $r = 0$, $x_k = 0$, $\gamma = 0$, $\delta = 0$, $\theta = \text{const}$. Но такое решение будет приближенным.

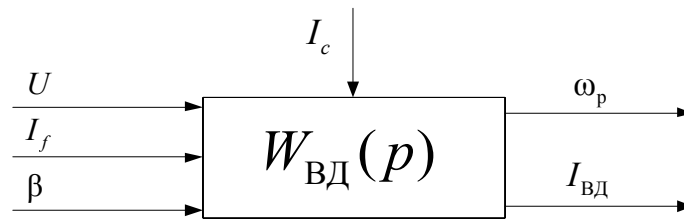


Рис. 2.19 ВД как объект автоматического управления

Расчеты и эксперименты, проведенные авторами (разделы 2.2 и 2.3), показывают, что при постоянных токе возбуждения и угле опережения, лежащих в пределах

$$i_f \geq 0.8i_{fH} \text{ и } 20^\circ \leq \beta \leq 60^\circ, \quad (2.61)$$

ВД можно представить линейным объектом [155].

При указанных условиях сложная система нелинейных уравнений приводится к линейной передаточной функции, для чего необходимо аппроксимировать расчетные кривые переходного процесса линейными дифференциальными уравнениями требуемого порядка. Полученные в результате реальной аппроксимации передаточные функции ВД с коэффициентами в численном виде будут учитывать весь набор исходных параметров и зависимостей системы без дополнительных допущений, приводящих к существенному отличию их от реального объекта. Такой подход является достаточно точным и достоверным, так как учитывает мгновенные изменения энергии магнитных полей и механической.

Переходным функциям (2.53) и (2.58) соответствуют стандартные дифференциальные уравнения второго порядка

$$T_3 T_4 \frac{d^2 \omega_p}{dt^2} + (T_3 + T_4) \frac{d\omega_p}{dt} + \omega_p = K_d U - K_{d1} I_C ; \quad (2.62)$$

$$T_3 T_4 \frac{d^2 I_{ВД}}{dt^2} + (T_3 + T_4) \frac{dI_{ВД}}{dt} + I_{ВД} = I_C,$$

где K_d и K_{d1} - коэффициенты передач.

Если ввести обозначения

$$\begin{aligned} T_M &= T_3 + T_4; \quad T_\Theta T_M = T_3 T_4; \\ T_M &= J \frac{R_\Theta}{K_E K_M}; \quad T_\Theta = \frac{L_\Theta}{R_\Theta}; \\ K_M &= C_M \cos \beta; \quad K_E = C_E \cos \beta, \end{aligned} \quad (2.63)$$

где T_M , T_Θ - эквивалентные электромеханическая и электромагнитная постоянные времени ВД; R_Θ , L_Θ - эквивалентные активное и индуктивное сопротивления преобразовательной цепи, то можно получить передаточные функции ВД, аналогичные приводу постоянного тока.

Передаточные функции ВД по регулируемому воздействию определяются из уравнений (2.62) при нулевых начальных условиях и отсутствии внешнего возмущения. Представим их в операторной форме записи как отношение изображений по Лапласу (или Карсону) частоты вращения и тока машины к подводимому напряжению

$$\left. \begin{aligned} W_{ВД}(p) &= \frac{\omega_p(p)}{U(p)} = \frac{\frac{1}{C_E \cos \beta}}{T_\Theta T_M p^2 + T_M p + 1}; \\ W'_{ВД}(p) &= \frac{I_{ВД}(p)}{U(p)} = \frac{\frac{Jp}{C_E C_M \cos^2 \beta}}{T_\Theta T_M p^2 + T_M p + 1}. \end{aligned} \right\} \quad (2.64)$$

При постоянном напряжении находим передаточные функции по возмущению

$$\begin{aligned} F_{ВД}(p) &= \frac{\omega_p(p)}{I_C(p)} = \frac{\frac{R_\Theta}{C_E \cos \beta} (T_\Theta p + 1)}{T_\Theta T_M p^2 + T_M p + 1}; \\ F'_{ВД}(p) &= \frac{I_{ВД}(p)}{I_C(p)} = \frac{1}{T_\Theta T_M p^2 + T_M p + 1}. \end{aligned} \quad (2.65)$$

Регулируемые величины записываем в следующем виде

$$\omega(t) = W_{ВД}(p)U(t) - F_{ВД}(p)I_C; \quad (2.66)$$

$$I_{ВД}(t) = W'_{ВД}(p)U(t) + F'_{ВД}(p)I_C.$$

После преобразований

$$\omega(t) = \frac{1}{C_E \cos \beta} [U - I_C R_\Omega (T_\Omega p + 1)] \frac{1}{T_\Omega T_M p^2 + T_M p + 1}; \quad (2.67)$$

$$I_{ВД}(t) = (U \frac{jp}{C_E C_M \cos^2 \beta} + I_C) \frac{1}{T_\Omega T_M p^2 + T_M p + 1}.$$

Представленным передаточным функциям соответствует линеаризованная структурная схема ВД, изображенная на рис. 2.20.

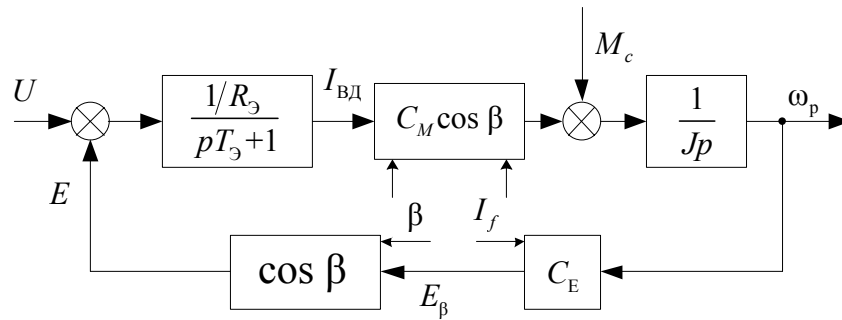


Рис. 2.20 Линеаризованная структурная схема ВД

Здесь пояснения требуют зависимости K_M и K_E от угла опережения. С ростом угла опережения за счет уменьшения коэффициента K_E в звене постоянного тока увеличивается разность между подводимым напряжением и ЭДС. Под ее действием увеличивается ток, а затем частота вращения и ЭДС. Вновь устанавливается равенство напряжения и ЭДС. Если бы коэффициент K_M был постоянным, то равновесию на напряжении соответствовала бы более высокая скорость при том же значении тока. Но так как коэффициент K_M переменный и содержит $\cos \beta$, то с увеличением β он уменьшается, в результате чего новому значению скорости соответствует больший ток. Зависимости величин эквивалентных конструктивных постоянных K_E и K_M от угла опережения подтверждаются экспериментально ростом установившихся значений скорости и ЭДС статора (рис. 2.7,а), а также появлением тока холостого хода (рис. 2.6).

Исследования показали, что зависимость эквивалентных постоянных от угла коммутации при указанных условиях ($i_f \geq 0,8i_{fH}$, $20^\circ \leq \beta \leq 60^\circ$) незначительна. Ее необходимо учитывать только при малых токах возбуждения и больших углах опережения, так как именно в этих режимах наиболее проявляется размагничивающее действие реакции якоря и ток холостого хода достигает значительной величины.

Эквивалентное сопротивление преобразованной цепи можно найти из схемы замещения, представленной на рис. 2.21.

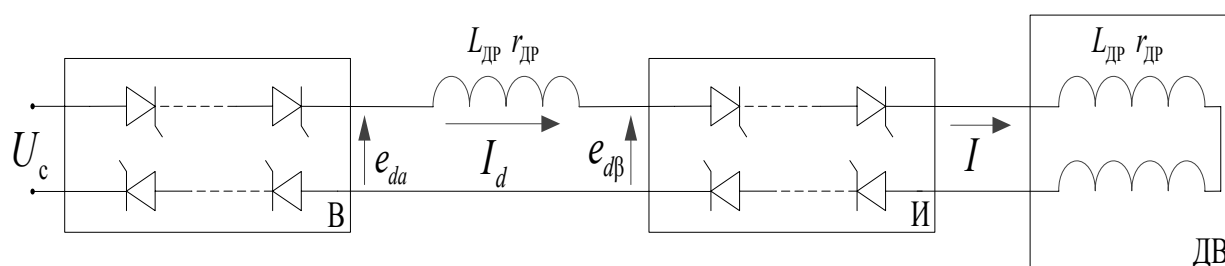


Рис. 2.21 Схема замещения ВД

Эквивалентное сопротивление преобразовательной цепи в ВД (особенно малой мощности) несколько выше, чем в приводах с машинами постоянного тока, что вызывает, в частности, уменьшение жесткости скоростных характеристик (рис. 2.5). Это объясняется использованием двух статорных обмоток, наличием дросселя и коммутационных явлений. Расчеты, проведенные на ЭВМ, показывают, что величина эквивалентного сопротивления для привода с мощными СМ лежит в пределах 0,03-0,08 отн. ед., причем меньшие значения $R_э$ соответствуют большей мощности. Оно в 1,5-4 раза превосходит активное сопротивление одной фазы обычной СМ.

Блок-схема программы вычисления численных значений коэффициентов линеаризованной передаточной функции ВД показана на рис. 2.22.

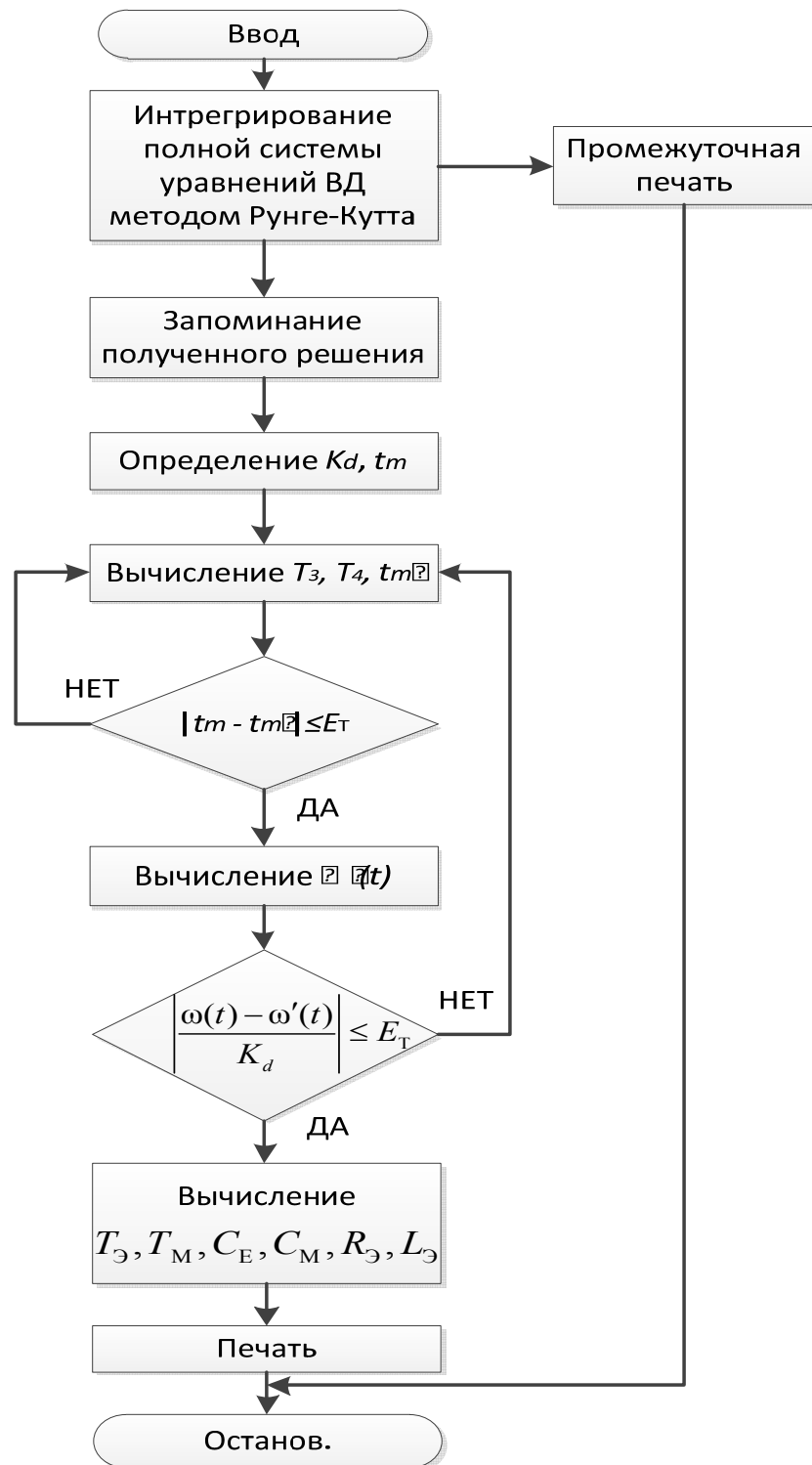


Рис. 2.22 Блок-схема программы вычисления коэффициентов передаточной функции ВД

Интегрирование полной системы уравнений ВД методом Рунге-Кутта выполняется блоком 2, структура которого подробно рассмотрена в предыдущем разделе. В нем вычисляются кривые скорости и тока при нулевых

начальных условиях и отсутствии внешнего возмущения, т.е. при пуске вхолостую с заданными углом опережения и током возбуждения. В блоке 4 по установившемуся значению частоты вращения и максимальной величине динамической составляющей тока находятся численные значения K_d и t_m .

Затем определяются постоянные времена T_3 , T_4 и по формуле (2.55) рассчитывается параметр t'_m . По условию $|t_m - t'_m| \leq E_T$ с помощью блока 6 производится замыкание внутреннего итерационного цикла. Завершение внешнего цикла осуществляется блоком 3 по признаку $\left| \frac{\omega_p - \omega'_p}{K_d} \right| \leq E_T$, где ω'_p - частота вращения ротора, вычисленная по формуле (2.53). Двойной цикл итерационных процедур позволяет определить T_3 и T_4 с любой заданной точностью. Можно использовать также третий цикл с условием $t_{n,n} = (3-4)T_M$, однако, как показывают расчеты, он приводит к увеличению времени вычисления.

В блоке 9 рассчитываются численные значения параметров передаточной функции ВД по формулам

$$\begin{aligned} T_M &= T_3 + T_4; & T_{\text{Э}} &= \frac{T_3 T_4}{T_3 + T_4}; \\ C_E &= \frac{1}{K_d \cos \beta}; & C_M &= \frac{\sqrt{3} U_H \eta_H}{\omega_H}; \\ R_{\text{Э}} &= \frac{T_M C_E C_M \cos^2 \beta}{J}; & L_{\text{Э}} &= R_{\text{Э}} T_{\text{Э}}, \end{aligned} \quad (2.68)$$

где η_H - номинальный КПД, который определяется из статического режима работы по графикам (рис. 3.10) или по табл. 4 прил. А в соответствии с законом управления и величиной угла опережения. При невыполнении коммутационных условий производится промежуточная печать результатов и аварийный останов программы. Погрешность метода не превышает 5 % и определяется в основном погрешностью расчета кривых переходного процесса.

Для примера ниже представлены расчетные передаточные функции экспериментального ВД ($C_E = 1,72$; $C_M = 2,03$; $R_{\text{Э}} = 9 \text{ Ом}$; $J = 0,247 \text{ кгм}^2$) для различных углов опережения

$$W_{\text{ВД}}(p)\Big|_{\beta=30^\circ} = \frac{0.671}{0.054p^2 + 0.85p + 1};$$

$$W_{\text{ВД}}(p)\Big|_{\beta=45^\circ} = \frac{0.822}{0.084p^2 + 1.27p + 1};$$

$$W_{\text{ВД}}(p)\Big|_{\beta=60^\circ} = \frac{1.163}{0.245p^2 + 2.55p + 1}.$$

Интерес вызывают зависимости величин эквивалентных постоянных времени переходного процесса от угла опережения, которые для экспериментальной машины изображены на рис. 2.23.

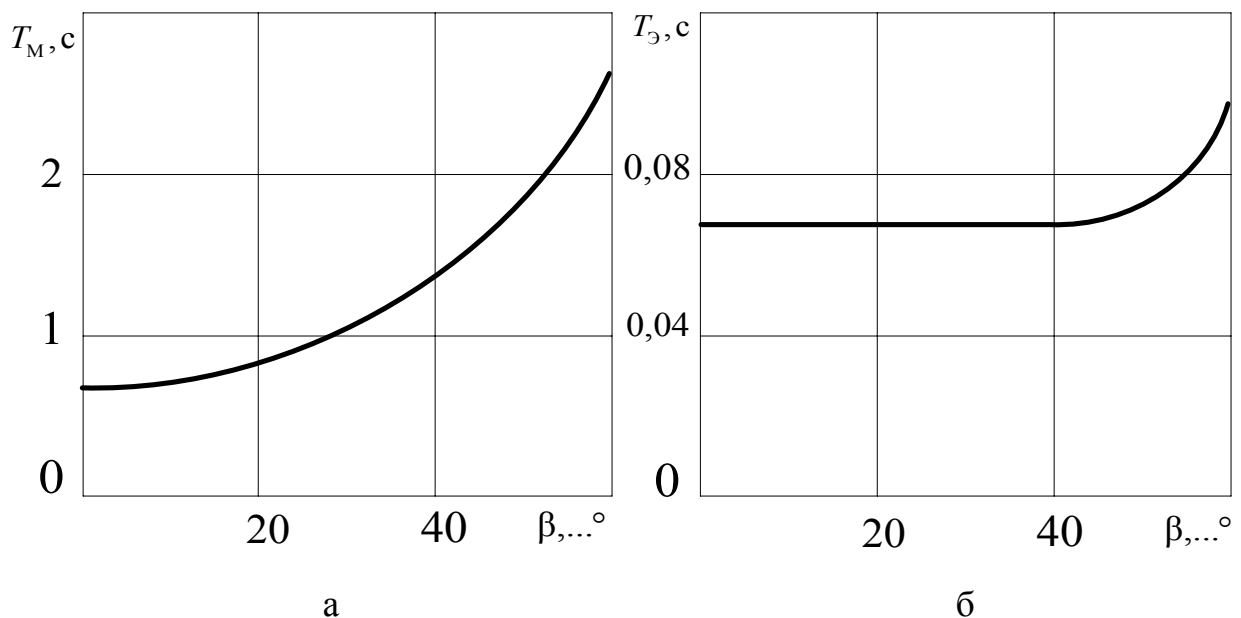


Рис. 2.23 Зависимости эквивалентных постоянных времени T_M (а) и T_E (б) от угла опережения

Из рис. 2.23 видно, что при $0 < \beta < 50^\circ$ электромагнитная постоянная времени ВД не зависит от угла опережения, в то время как электромеханическая постоянная времени определяется величиной $\cos^2\beta$. Ориентировочный расчет на ЭВМ для ряда СМ (500-5000 кВт, 500–3000 об/мин) показал, что величины эквивалентных постоянных времени при нулевом угле опережения лежат в пределах: $T_E = 0,035-0,09$ с; $T_M = 0,3-0,9$ с.

Выводы

1. Разработанная математическая модель ВД с инвертором, работающим в режиме источника тока с естественной и машинной коммутацией, позволяет реализовать требуемый способ управления, абстрагироваться от конкретной структуры преобразователя и учитывает все параметры привода.

2. Разработаны методики и составлены программы расчета на ЭВМ статических и динамических режимов работы ВД. Установлено, что наиболее рациональными законами, обеспечивающими наибольшие жесткость и линейность статических характеристик ВД, коммутационную устойчивость и перегрузочную способность, являются законы $\beta_{\min} = f(\gamma)$ и $\beta = \text{const}$.

3. Установлено, что при постоянном токе возбуждения и угле опережения, находящихся в пределах соответственно $i_f \geq 0,8i_{fH}$ и $20^\circ \leq \beta \leq 60^\circ$, ВД с параметрами характерными для обычных СМ может быть представлен линейным объектом. Погрешность при таком допущении не превышает 5%.

Установлено, что закон управления не оказывает существенного влияния на характер переходных процессов ВД. Определено, что регулирование тока возбуждения и угла опережения приводит к изменению временных, динамических и установившихся параметров системы. Так, ослабление потока возбуждения или увеличение угла опережения затягивает переходный процесс, а также повышает динамическую составляющую тока и установившееся значение скорости.

4. Разработанный метод расчета коэффициентов линеаризованной передаточной функции ВД, учитывающий весь набор исходных параметров системы позволяет привести систему сложных нелинейных уравнений высокого порядка к линеаризованной передаточной функции ВД с численными значениями коэффициентов. Погрешность метода не превышает 5%.

Показано, что при постоянном потоке возбуждения коэффициенты передаточной функции ВД не зависят от угла коммутации, а определяются углом опережения. Угол коммутации необходимо учитывать при малых токах возбуждения и больших углах опережения, так как именно в этих случаях в наибольшей степени проявляется размагничивающее действие реакции якоря, и ток холостого хода машины достигает значительной величины.

3 ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СПОСОБОВ УПРАВЛЕНИЯ НА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ РЕЖИМЫ ВЕНТИЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

3.1 Гармонический анализ токов и напряжений вентильного двигателя

Для наиболее достоверной оценки гармонического состава электрических величин используются электронные гармонические анализаторы, на вход которых подаются реальные параметры. Однако с целью выявления общих закономерностей проведем аналитическое исследование выходных параметров преобразователя с учетом реальных форм кривых токов и напряжений [31].

При анализе принимаем следующие допущения: падение напряжения на тиристорах преобразователя отсутствует; преобразователь собран по мостовой схеме и работает без уравнивающих токов; напряжение синусоидальное с коммутационными провалами и выбросами, амплитуда которых равна среднему значению двух соседних напряжений, а длительность определяется углом коммутации; ток изменяется линейно в процессе коммутации, идеально сглажен, имеет трапецеидальную форму, причем полупериод тока состоит из участка проводимости $120^\circ + \gamma$ и паузы $60^\circ - \gamma$; угол нагрузки, являясь внутренним параметром СМ, почти не оказывает влияния на энергетические характеристики преобразователя, поэтому рассматривается один из законов $\beta = \text{const}$, а для перехода к значениям β_0 необходимо воспользоваться выражением (2.13).

Для определения гармонического состава тока статора разложим его кривую в ряд Фурье, размещая начало координат в середине участка $60^\circ - \gamma$ (рис. 3.1). Поскольку кривая симметрична как относительно оси абсцисс, так и относительно начала координат, ряд не содержит постоянной составляющей, четных гармоник и косинусоидальных составляющих. Находим коэффициент Фурье для синусоидального ряда

$$\begin{aligned}
 b_n = 2 \frac{I_m}{\pi} & \left[\int_{\frac{\pi}{6} - \frac{\gamma}{2}}^{\frac{\pi}{6} + \frac{\gamma}{2}} \frac{1}{\gamma} \left(\frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{6} + \omega t \right) \sin n \omega t d \omega t + \int_{\frac{\pi}{6} + \frac{\gamma}{2}}^{\frac{5}{6} \pi + \frac{\gamma}{2}} \sin n \omega t d t + \right. \\
 & \left. + \int_{\frac{5}{6} \pi - \frac{\gamma}{2}}^{\frac{5}{6} \pi + \frac{\gamma}{2}} \frac{1}{\gamma} \left(\frac{5}{6} \pi + \frac{\gamma}{2} - \omega t \right) \sin n \omega t d \omega t \right], \quad (3.1)
 \end{aligned}$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ - номер гармоники тока.

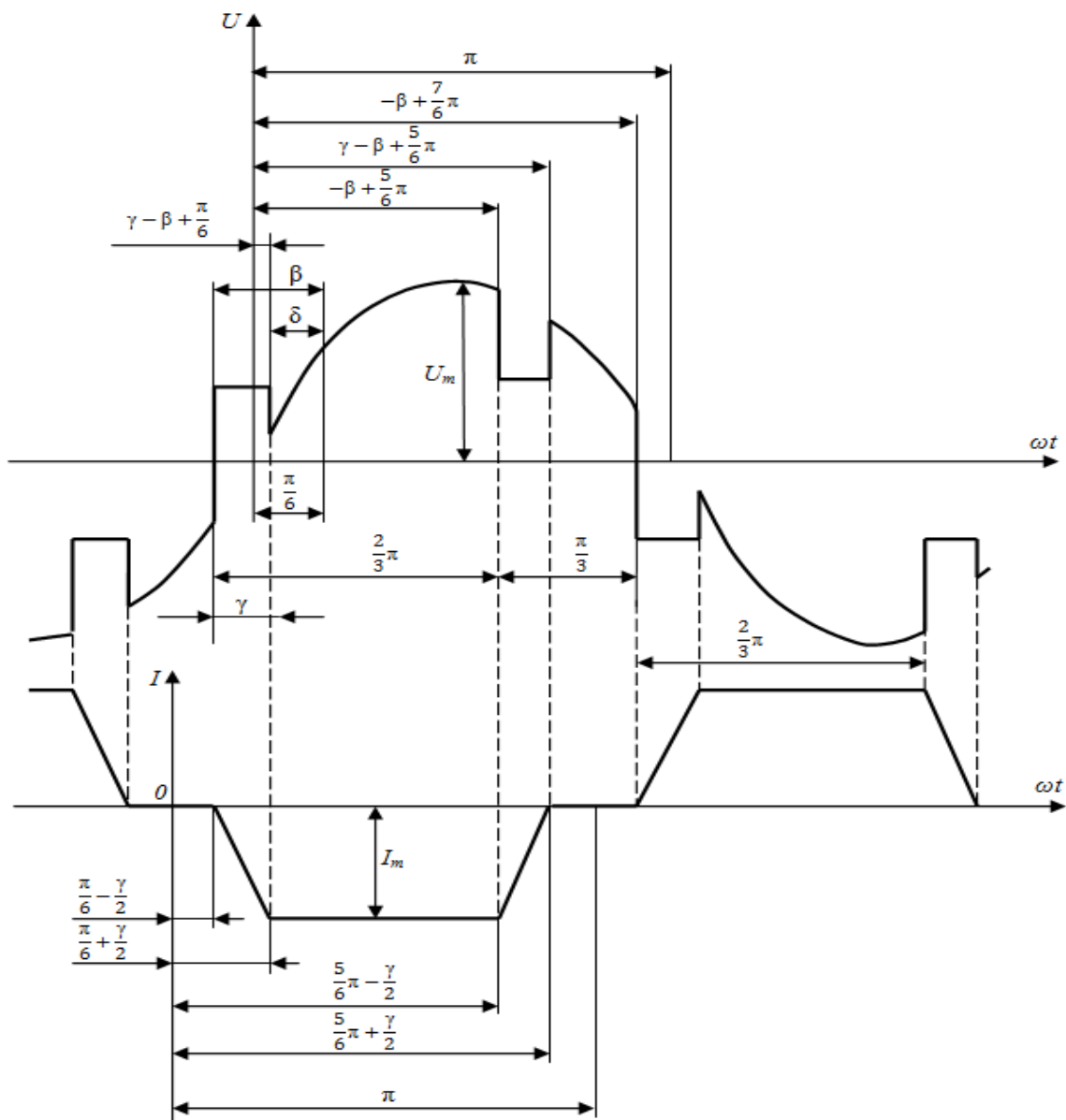


Рис. 3.1 Идеализированные кривые фазного напряжения и тока ВД

Интегрируя выражение (3.1), получаем

$$b_n = 8 \frac{I_m}{\pi\gamma} \frac{\sin \frac{\gamma}{2} \sin n \frac{\pi}{2} \sin n \frac{\pi}{3}}{n^2}. \quad (3.2)$$

Из формулы (3.2) видно, что при $n=3a$ ($a = 1,2,3,\dots$) коэффициент равен нулю, т.е. в кривой тока отсутствуют гармоники кратные 3. Таким образом, ток якоря ВД содержит гармоники порядка $n = 6p \pm 1$ ($p = 0,1,2,\dots$), или 1,5,7,...

Учитывая, что $\sin n \frac{\pi}{2} \sin n \frac{\pi}{3} = \pm \frac{\sqrt{3}}{2}$, записываем

$$b(6p \pm 1) = \pm I_{m(1)} \frac{\sin(6p \pm 1) \frac{\gamma}{2}}{(6p \pm 1)^2 \sin \frac{\gamma}{2}}, \quad (3.3)$$

где $I_{m(1)} = \frac{4\sqrt{3}}{\pi\gamma} \sin \frac{\gamma}{2} I_m$ - амплитуда первой гармоники тока.

Мгновенное и действующее значения токов имеют вид

$$i = I_{m(1)} \left[\sin \omega t + \sum_{p=1}^{\infty} \left(\pm \frac{\sin(6p+1) \frac{\gamma}{2}}{(6p+1)^2 \sin \frac{\gamma}{2}} \sin(6p+1)\omega t \right) \right]; \quad (3.4)$$

$$I = I_{(1)} \sqrt{1 + \sum_{p=1}^{\infty} \left(\pm \frac{\sin(6p+1) \frac{\gamma}{2}}{(6p+1)^2 \sin \frac{\gamma}{2}} \right)^2}, \quad (3.5)$$

где $I_{(1)} = \frac{2\sqrt{6}}{\pi\gamma} \sin \frac{\gamma}{2} I_m$ - действующее значение тока первой гармоники.

Исследования с помощью средств вычислительной техники спектрального состава кривой тока двигателя до 43-го порядка показали, что явление резонанса отсутствует (рис. 3.2). При этом максимальное значение амплитуда 1-й гармоники составляет $1,1I_m$ ($\gamma = 10^\circ$) и почти не зависит от угла коммутации, уменьшаясь до 95,5% при $\gamma = 60^\circ$ (рис. 3.3). Амплитуды высших гармонических заметно уменьшаются с увеличением γ , причем степень затухания увеличивается с возрастанием номера гармоники.

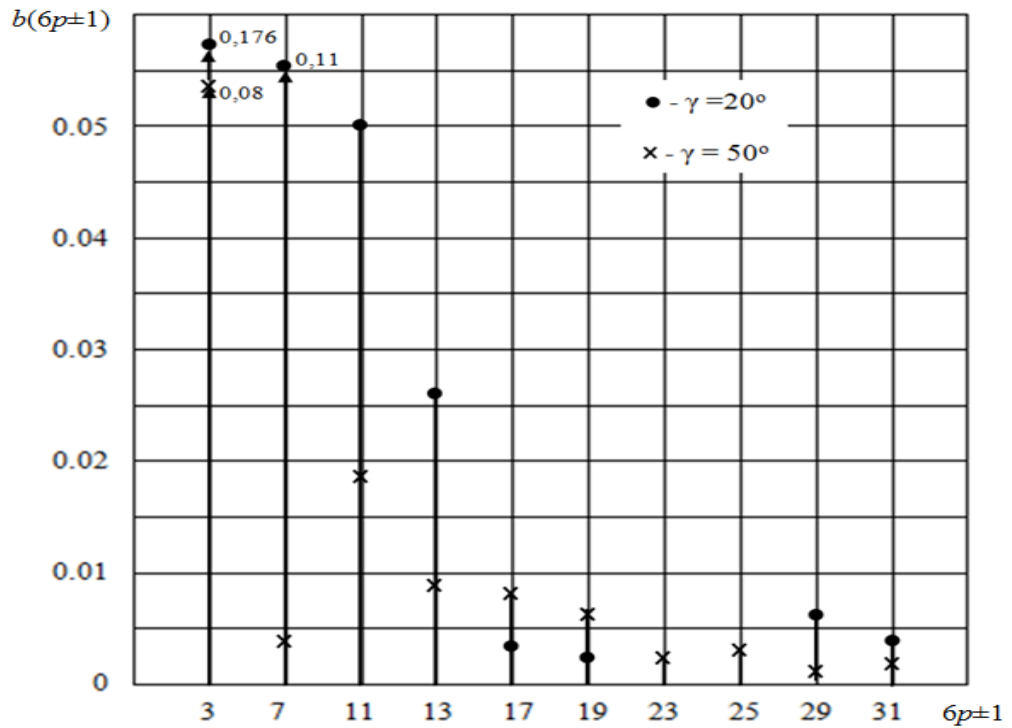


Рис. 3.2 Линейчатый спектр кривой тока ВД

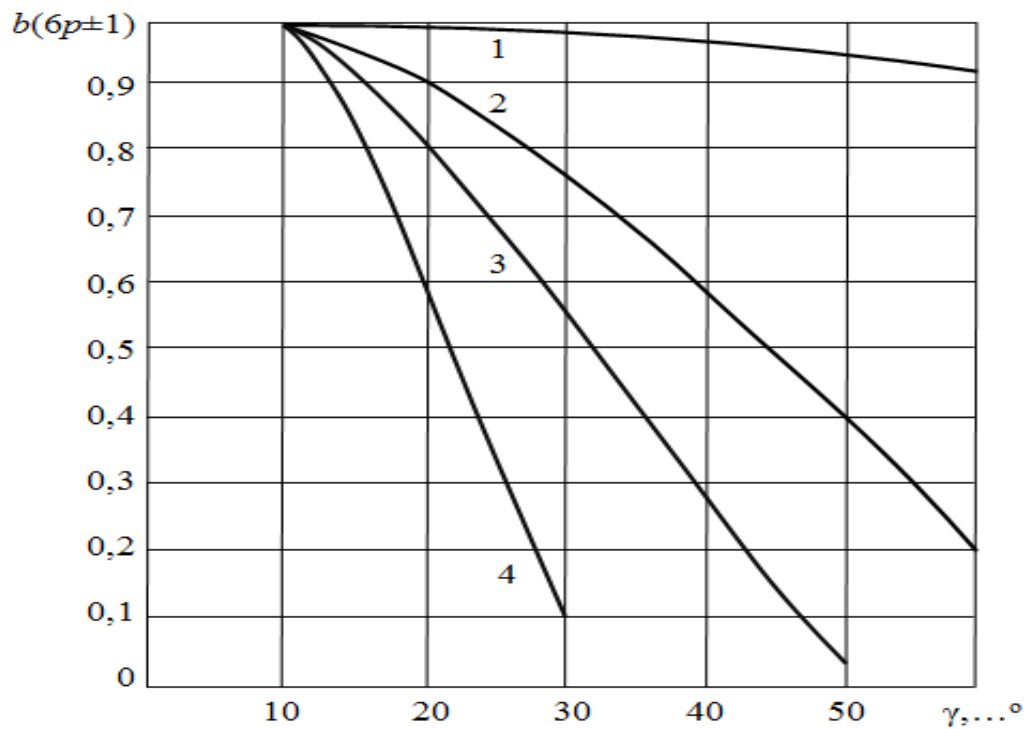


Рис. 3.3 Кривые, иллюстрирующие степень затухания гармоник тока ВД при увеличении угла коммутации: 1, 2, 3, 4 - соответственно первая, пятая, седьмая и одиннадцатая гармоники

В режиме критических перегрузок привода ($\gamma = 60^\circ$) форма тока приближается к синусоидальной, и из высших гармоник остается 5-я ($I_{m(5)} = 0.04I_m$). Как следует из формулы (3.5) и рис. 3.3, действующее значение тока двигателя уменьшается с увеличением угла коммутации и при $\gamma = 60^\circ$ определяется практически величиной 1-й гармоники. Приведенные теоретические положения хорошо согласуются с экспериментом.

Для определения гармонического состава выходного напряжения преобразователя принимаем начало координат в точке пересечения кривой напряжения с осью абсцисс (рис. 3.1). Поскольку кривая обладает симметрией III рода $f(x + \pi) = -f(x)$, она не содержит четных гармоник. Находим коэффициенты Фурье $a_{(2k+1)}$ и $b_{(2k+1)}$ перед членами ряда, содержащими косинусы и синусы

$$a_{(2k+1)} = \frac{2}{\pi} U_m \left[\frac{1}{2} \int_0^{\gamma - \beta + \frac{\pi}{6}} \cos(2k+1)\omega t d\omega t + \int_{\gamma - \beta + \frac{\pi}{6}}^{-\beta + \frac{5}{6}\pi} \sin \omega t \cos(2k+1)\omega t d\omega t + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \int_{-\beta + \frac{\pi}{6}}^{\gamma - \beta + \frac{5}{6}\pi} \cos(2k+1)\omega t d\omega t + \int_{\gamma - \beta + \frac{5}{6}\pi}^{-\beta + \frac{7}{6}\pi} \sin \omega t \cos(2k+1)\omega t d\omega t - \frac{1}{2} \int_{-\beta + \frac{7}{6}\pi}^{\pi} \cos(2k+1)\omega t d\omega t \right]; (3.6)$$

$$b_{(2k+1)} = \frac{2}{\pi} U_m \left[\frac{1}{2} \int_0^{\gamma - \beta + \frac{\pi}{6}} \sin(2k+1)\omega t d\omega t + \int_{\gamma - \beta + \frac{\pi}{6}}^{-\beta + \frac{5}{6}\pi} \sin \omega t \sin(2k+1)\omega t d\omega t + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \int_{-\beta + \frac{\pi}{6}}^{\gamma - \beta + \frac{5}{6}\pi} \sin(2k+1)\omega t d\omega t + \int_{\gamma - \beta + \frac{5}{6}\pi}^{-\beta + \frac{7}{6}\pi} \sin \omega t \sin(2k+1)\omega t d\omega t - \frac{1}{2} \int_{-\beta + \frac{7}{6}\pi}^{\pi} \sin(2k+1)\omega t d\omega t \right], (3.7)$$

где $k = 0, 1, 2, \dots$

Интегрируя выражения (3.6) и (3.7), получаем

$$\begin{aligned}
a_{(2k+1)} = & \frac{2}{\pi} U_m \left[\frac{(-1)^k}{2k+1} \cos(2k+1)\delta \cos(2k+1) \frac{\pi}{3} + \frac{1}{2k} \cos 2k\beta \cos 2k \frac{\pi}{6} - \right. \\
& \left. - \frac{(-1)^k}{2k} \cos 2k\delta \cos 2k \frac{\pi}{3} - \frac{1}{2(k+1)} \cos 2(k+1)\beta \cos 2(k+1) \frac{\pi}{6} + \right. \\
& \left. + \frac{(-1)^{k+1}}{2(k+1)} \cos 2(k+1)\delta \cos 2(k+1) \frac{\pi}{3} - \frac{1}{2k+1} \cos(2k+1)\beta \sin(2k+1) \frac{\pi}{6} \right]; \quad (3.8)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_{(2k+1)} = & \frac{2}{\pi} U_m \left[\frac{(-1)^{k+1}}{2k+1} \sin(2k+1)\delta \cos(2k+1) \frac{\pi}{3} + \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1)\beta \sin(2k+1) \frac{\pi}{6} - \right. \\
& \left. - \frac{1}{2k} \sin 2k\beta \cos 2k \frac{\pi}{6} + \frac{(-1)^{k+1}}{2k} \sin 2k\delta \cos 2k \frac{\pi}{3} - \frac{(-1)^{k+1}}{2(k+1)} \sin 2(k+1)\delta \cos 2(k+1) \frac{\pi}{3} + \right. \\
& \left. + \frac{1}{2k+1} \sin 2(k+1)\beta \cos 2(k+1) \frac{\pi}{6} \right] \quad (3.9)
\end{aligned}$$

Мгновенное и действующее значения напряжения

$$U = U_{m(1)} \sin(\omega t + \varphi_{(1)}) + \sum_{k=1}^{\infty} U_{m(2k+1)} \sin[(2k+1)\omega t + \varphi_{(2k+1)}]; \quad (3.10)$$

$$U = \sqrt{0.5(U_{m(1)}^2 + \sum_{k=1}^{\infty} U_{m(2k+1)}^2)}, \quad (3.11)$$

где $U_{m(1)} = \sqrt{a_{(1)}^2 + b_{(1)}^2}$; $U_{m(2k+1)} = \sqrt{a_{(2k+1)}^2 + b_{(2k+1)}^2}$;

$$\varphi_{(1)} = \operatorname{arctg} \frac{b_{(1)}}{a_{(1)}}; \quad \varphi_{(2k+1)} = \operatorname{arctg} \frac{b_{(2k+1)}}{a_{(2k+1)}}.$$

После тригонометрических преобразований находим действующее значение первой гармоники напряжения

$$\begin{aligned}
U_{(1)} = & \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_m \sqrt{\left(\frac{\pi}{2} - \gamma \right)^2 + \frac{1}{4} \sin^2 \gamma + \sin^2 \frac{\gamma}{2} + \sin \beta \left[\frac{1}{2} \sin \gamma + \left(\frac{\pi}{2} - \gamma \right) (1 + \cos \beta) \right] - \right. \\
& \left. - \sin \delta \left[\frac{1}{2} \sin \gamma + \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\gamma}{2} \right) (1 + \cos \delta) \right] \right]. \quad (3.12)
\end{aligned}$$

Ввиду громоздкости выражений (3.8), (3.9) расчет коэффициентов гармонического ряда до 41-го порядка в зависимости от углов β , γ и δ выполняем с помощью средств вычислительной техники. Исследования линейчатого спектра показали, что способ управления коммутатором значительно влияет на величины амплитуд гармонических составляющих.

Так, для $\beta = \text{const}$ при реальных углах коммутации ($\gamma = 20^\circ$) с увеличением угла запаса от 10° до 70° амплитуда первой гармоники уменьшается до $0,71U_m$ (на 27%), а амплитуды высших гармонических увеличиваются в несколько раз (рис. 3.4,а). При этом наиболее сильно меняются амплитуды 3,7,9 и 11-й гармоник, достигая значений приблизительно $0,5U_{m(1)}$ и $0,25U_{m(1)}$. В меньшей мере спектральный состав кривой напряжения зависит от угла коммутации. В случае $\beta = 60^\circ$ с увеличившем угла коммутации амплитуда 1-й гармоники уменьшается от $0,91U_m$ до $0,84U_m$, амплитуды 3,5 и 7-й гармоник - в два раза.

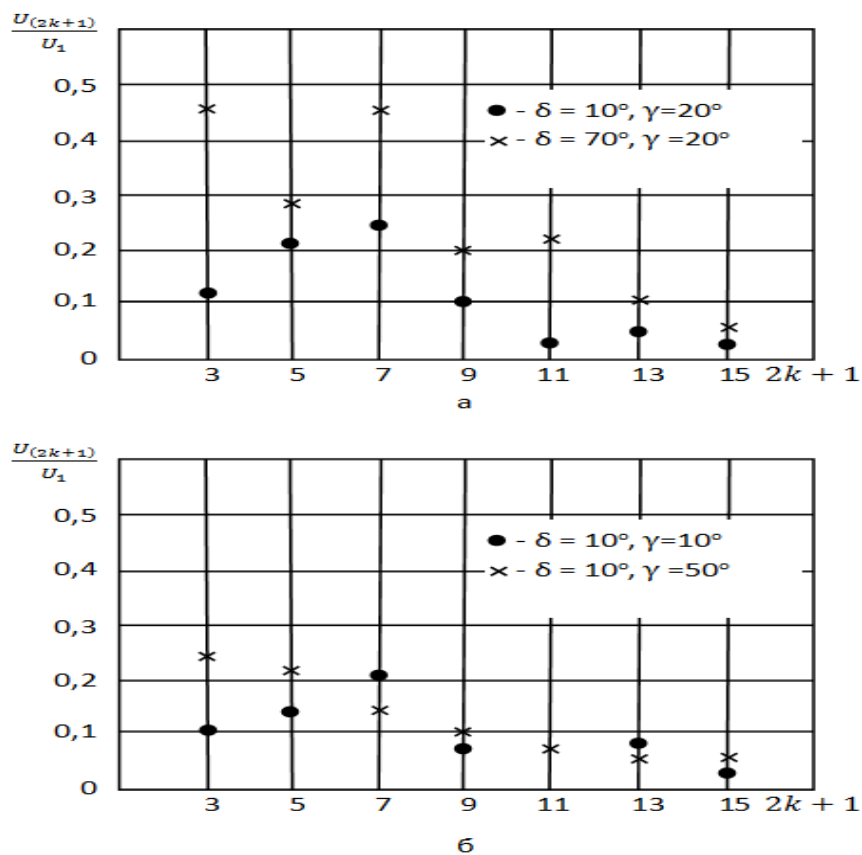


Рис. 3.4 Линейчатый спектр кривой напряжения ВД:
а – $\beta = \text{const}$; б – $\beta_{\text{min}} = f(\gamma)$

Для способа управления $\beta_{\min} = f(\gamma)$ при $\gamma = 10^\circ$ амплитудное значение основной гармоники составляет $0,97U_m$, а наибольшей 7-й - $0,22U_{m(1)}$ (рис. 3.4,б). В граничном режиме амплитуда 1-й гармоники уменьшается на 15%, 3-ей и 5-й не превышает $0,23U_{m(1)}$, 7-й - $0,15U_{m(1)}$ и 9-й - $0,1U_{m(1)}$.

Для облегчения инженерных расчетов рекомендуемые значения коэффициентов связи в зависимости от принятого закона управления и углов β , γ и δ представлены в табл. 1 прил. А. Так как коэффициенты приведены в относительных единицах, их можно использовать для ВД любых мощностей и частот вращения.

Проведенный гармонический анализ указывает на целесообразность при разработке ВД создавать системы управления с использованием способа $\beta_{\min} = f(\gamma)$ при $\delta_{\min} = \text{const}$, поскольку неоправданное увеличение угла запаса при $\beta = \text{const}$ приводит к резкому уменьшению 1-й гармоники напряжения и увеличению амплитуд высших гармонических, оказывающих вредное влияние на источник энергии и электропривод [156].

3.2 Оценка качества преобразования энергии полупроводниковыми преобразователями и определение энергоэффективного способа управления вентильными двигателями

Одним из критериев выбора типа регулируемого электропривода является качество преобразования электрической энергии, характеризующееся величинами выходных токов и напряжений, их гармоническим составом и энергетическими показателями системы. С этой целью разработаем методику расчета показателей качества преобразования энергии ВД и проанализируем их [157].

По сравнению с ЧРП при анализе учитываем следующие особенности работы ВД [95]: использование реактивной энергии СМ для коммутации тока; отсутствие ограничений по выходной частоте преобразователя; работа преобразователя в режиме источника тока с опережающим коэффициентом

мощности; отсутствие модуляции напряжения управления и инверторного режима в конце каждого полупериода выходного напряжения преобразователя (для циклоконвертора).

Связь между амплитудным I_m , средним I_d и действующим за половину периода значениями тока определяется коэффициентами формы K_Φ и амплитуды K_A [34] вычисляемыми по известным формулам

$$K_\Phi = \frac{I}{I_d}; \quad K_A = \frac{I_m}{I}, \quad (3.13)$$

где $I_d = \frac{2}{3}I_m$.

Гармонический состав тока якоря двигателя характеризуется коэффициентами

$$K_\Pi = \frac{1}{I_d} \sqrt{\sum_{p=1}^{\infty} I_{(6p\pm 1)}^2}; \quad K_{И} = \frac{I_{(1)}}{I}; \quad (3.14)$$

$$K_\Gamma = \frac{1}{I_{(1)}} \sqrt{\sum_{p=1}^{\infty} I_{(6p\pm 1)}^2}; \quad i^* = \frac{1}{K_{И}},$$

где K_Π , $K_{И}$, K_Γ - коэффициенты соответственно пульсации, искажения и гармоник; i^* - относительная величина действующего значения тока; $I_{(1)}$ и $I_{(6p\pm 1)}$ - действующие значения 1-й и высших гармоник тока.

Значения коэффициентов K_Φ , K_A , K_Π , $K_{И}$, K_Γ , i^* для различных углов коммутации, вычисленные на ЭВМ по формулам (3.13) и (3.14) при учете гармоник тока от 1-й до 43-ей, приведены в числителе условной дроби табл. 2 прил. А. Анализ таблицы показывает, что с увеличением нагрузки двигателя коэффициенты формы, амплитуды и гармонические коэффициенты стремятся к значениям, характерным для синусоидального тока.

Для инженерных расчетов при ориентировочной оценке качества преобразования энергии тиристорными преобразователями показатели тока K_Φ , K_A , K_Π , $K_{И}$, K_Γ , i^* достаточно определить с учетом основной и нескольких первых гармоник. Тогда для них записываем следующие выражения

$$K_{\phi} = \frac{3\sqrt{6} \sin \frac{\gamma}{2}}{\pi\gamma}; \quad K_A = \frac{\pi\gamma}{2\sqrt{6} \sin \frac{\gamma}{2}}; \quad K_{\Pi} = \frac{0.1}{\gamma} \sin 5 \frac{\gamma}{2};$$

$$K_{И} = \frac{\sin \frac{\gamma}{2}}{\sqrt{\sin^2 \frac{\gamma}{2} + 0,01 \sin^2 5 \frac{\gamma}{2}}}; \quad K_{\Gamma} = 0.045 \frac{\sin 5 \frac{\gamma}{2}}{\sin \frac{\gamma}{2}}. \quad (3.15)$$

Правомерность подобного подхода подтверждается сравнением числителя и знаменателя условной дроби (табл. 2 прил. А), в знаменателе которой приведены те же коэффициенты, вычисленные по формулам (3.15). Погрешность, допускаемая при таком расчете, не превышает в среднем 5-10%, что вполне удовлетворяет целям ориентировочной оценки.

Показатели, характеризующие форму кривой напряжения двигателя и ее гармонический состав, находятся в сложной функциональной зависимости от способа управления ВД, а также углов опережения, коммутации и запаса. Получить аналитические зависимости для них ввиду громоздкости выражений действующих значений 1-й гармоники $U_{(1)}$, высших гармонических $U_{(2k+1)}$ и напряжения U не представляется возможным. Поэтому с целью облегчения инженерных расчетов рекомендуемые значения коэффициентов, рассчитанные с учетом гармоник напряжения от 1-й до 41-й на ЭВМ по формулам

$$K'_{\phi} = \frac{U}{U_{\phi}}; \quad K'_{A} = \frac{U_m}{U};$$

$$K'_{\Pi} = \frac{1}{U_d} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_{(2k+1)}^2}; \quad K'_{И} = \frac{U_{(1)}}{U}; \quad (3.16)$$

$$K'_{\Gamma} = \frac{1}{U_{(1)}} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_{(2k+1)}^2}; \quad U^* = \frac{1}{K'_{И}},$$

где $U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U \cos(\beta - \frac{\gamma}{2}) \cos \frac{\gamma}{2}$, представлены в табл. 3 прил. А.

Как видно из таблицы, показатели качества напряжения ухудшаются с увеличением углов опережения и запаса. При этом для закона управления

$\beta_{\min} = f(\gamma)$ характерны значительно более высокие показатели, чем для $\beta = \text{const}$ (рис. 3.5). Неоправданное увеличение угла запаса приводит к увеличению коэффициентов, характеризующих переменную составляющую напряжения K'_{Π} , K'_{Γ} и уменьшению коэффициента искажения, что особенно проявляется в номинальном режиме работы привода ($\gamma \approx 20$). Сравнение табл.3 прил.А с опубликованными данными [90, табл. 2] показывает, что для реальных углов коммутации и закона $\beta_{\min} = f(\gamma)$ показатели качества напряжения ВД выше показателей ЧРП с асинхронными машинами.

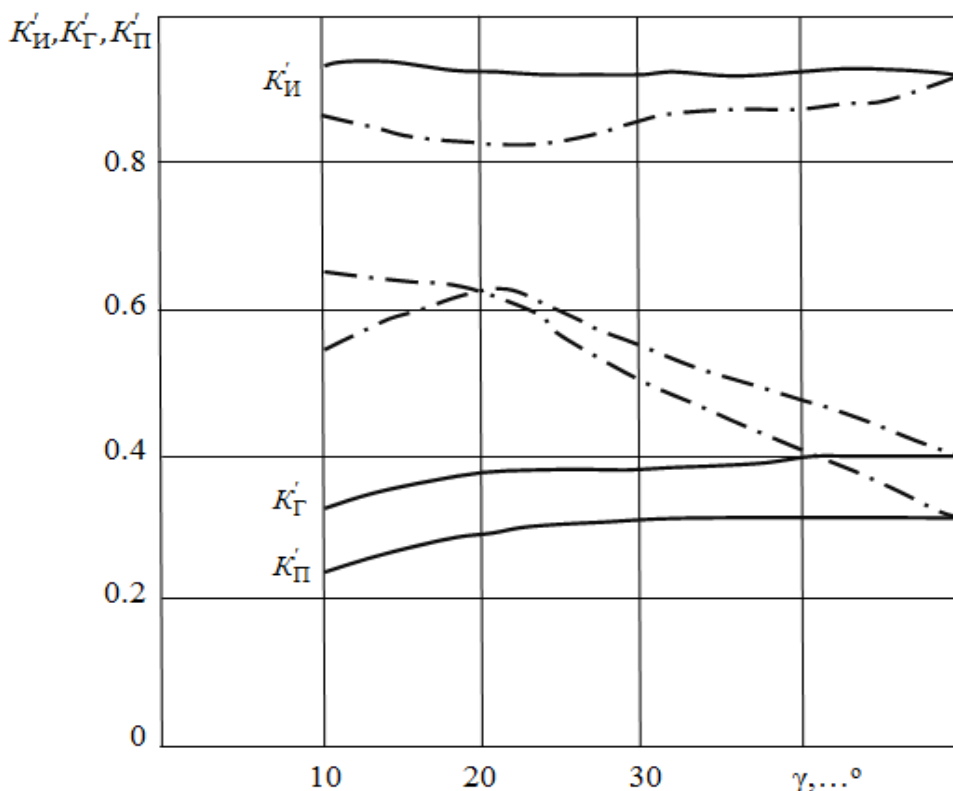


Рис. 3.5. Кривые, иллюстрирующие характер изменения коэффициентов $K'_{И}$, $K'_{Г}$, $K'_{П}$, ($- \beta_{\min} f(\gamma)$ при $\delta=10^\circ$; $- \bullet - \beta = 60^\circ = \text{const}$)

ВД можно представить в виде ряда эквивалентных машин переменного тока с общим валом [6,17]. Для основной гармоники эквивалентным двигателем является реальная СМ, а для высших гармоник эквивалентными будут асинхронные, включенные на напряжения своей частоты с параметрами, соответствующими частоте высшей гармоники. Поэтому будем считать, что

полезной мощностью в ВД является не суммарная активная мощность P_{Σ} , а мощность $P_{(1)}$ от первых гармоник напряжения и тока.

Преобразование энергии в ВД, как и в ЧРП [11,34,43,90], характеризуется коэффициентами относительной мощности p^* , полезного использования потребляемой мощности C_{Π} и термическим коэффициентом перегрузки C_t , вычисляемыми по формулам

$$p^* = \frac{P_{\Sigma}}{P_{(1)}}; C_{\Pi} = \frac{1}{p^*}; C_t = 1 + \frac{\sum_{k>1}^{\infty} p(k)}{\Sigma p}, \quad (3.17)$$

где $P_{\Sigma} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} UI_m \cos(\beta - \frac{\gamma}{2}) \cos \frac{\gamma}{2}$; $P_{(1)} = 3U_{(1)}I_{(1)} \cos(\beta - \frac{\gamma}{2})$; Σp - сумма потерь в меди и стали СМ; $\sum_{k>1}^{\infty} p(k)$ - добавочные потери от высших гармонических.

Поскольку в каждой фазе машины в ВД за один оборот вала ток протекает в течение $2(\frac{2}{3}\pi + \gamma)$, то статорные обмотки используются хуже, чем в обычной СМ. Поэтому при заданном моменте вращения фазные обмотки машины будут нагреваться сильнее, т.е. КПД привода

$$\eta_{ВД} = \frac{1}{1 + \frac{\Sigma p}{P_M \chi}} = \frac{\eta_c \chi}{\eta_c (\chi - 1) + 1} \quad (3.18)$$

понижится [26]. Здесь η_c , χ - соответственно КПД СМ и коэффициент использования ВД; P_M - механическая мощность. Коэффициент использования получаем из выражения мощности ВД

$$\chi = \frac{\gamma}{2} \cos(\beta - \frac{\gamma}{2}) \operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2}. \quad (3.19)$$

Несинусоидальное питание приводит к необходимости повышения габаритной мощности СМ, которое можно учесть коэффициентом габаритной мощности [90]

$$C_{\Gamma} = \sqrt{1 + \frac{p^* - 1}{1 - \eta_c}}. \quad (3.20)$$

Полная мощность СМ определяется тремя составляющими, которые находим с помощью интегральных методов [53, 54]

$$\left. \begin{aligned} S_{\text{СМ}} &= \sqrt{P_{\Sigma}^2 + Q_{\text{СМ}}^2 + P_{\text{И}}^2} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi K_{\text{И}}} UI_m; \\ Q_{\text{СМ}} &= P_{\Sigma} \operatorname{tg}\left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right); \\ P_{\text{И}} &= \sqrt{\left(\frac{1}{K_{\text{И}}^2} - 1\right)(P_{\Sigma}^2 + Q_{\text{СМ}}^2)} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} UI_m \sqrt{\frac{1}{K_{\text{И}}^2} - 1}, \end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

где $Q_{\text{СМ}}$, $P_{\text{И}}$ - соответственно реактивная мощность и мощность искажения СМ.

Коэффициент мощности на зажимах статора СМ

$$K_{\text{P}} = \frac{P_{(1)}}{S_{\text{СМ}}} = K_{\text{И}} K_{\text{СД}} \frac{\sin \frac{\gamma}{2}}{\frac{\gamma}{2}}, \quad (3.22)$$

где $K_{\text{СД}} = \cos\left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right)$ - коэффициент сдвига двигателя; $\sin \frac{\gamma}{2} / \frac{\gamma}{2}$ - величина, учитывающая допущение $U_{(1)} \approx U$.

Коэффициенты p^* , $C_{\text{П}}$, $C_{\text{т}}$, χ , $\eta_{\text{ВД}}$, C_{Γ} , $K_{\text{СД}}$ и K_{P} , рассчитанные для $\eta_c = 0,936$ на ЭВМ по формулам (3.17)-(3.22), приведены в табл. 4 прил. А, из которой следует, что увеличение угла опережения приводит к ухудшению качества преобразования энергии в ВД. Это происходит из-за увеличения реактивной мощности, а также вследствие большего уменьшения полезной активной мощности по сравнению с суммарной. При этом полная мощность и мощность искажения почти постоянны.

В случае, когда система управления задает фиксированный угол β , то с уменьшением угла запаса суммарная активная мощность почти не меняется, полезная мощность возрастает, а полная, реактивная и мощность искажения уменьшаются. При законе управления $\beta_{\text{min}} = f(\gamma)$ с увеличением угла

коммутации активная мощность, мощность искажения и полная мощность уменьшаются, а реактивная увеличивается.

На рис. 3.6-3.13 представлены параметры p^* , C_{Π} , C_t , χ , $\eta_{ВД}$, $C_{Г}$, $K_{СД}$ и $K_{Р}$ в зависимости от угловых величин к способа управления, из которых видно, что так же, как и показатели напряжения, показатели преобразования мощности значительно выше для способа управления $\beta_{\min} = f(\gamma)$, чем для $\beta = \text{const}$. Так, например, для $\beta = 60^\circ$ при $\gamma = 20^\circ$ коэффициенты имеют следующие значения: $p^* = 1.193$; $C_{\Pi} = 0,838$; $C_t = 4$; $\chi = 0,636$; $\eta_{ВД} = 0,903$; $C_{Г} = 2$; $K_{СД} = 0,6428$; $K_{Р} = 0,63$. Для закона $\beta_{\min} = f(\gamma)$ при $\delta = 10^\circ$ и $\gamma = 20^\circ$ эти величины такие: $p^* = 1,06$; $C_{\Pi} = 0,943$; $C_t = 1,958$; $\chi = 0,93$; $\eta_{ВД} = 0,932$; $C_{Г} = 1,392$; $K_{СД} = 0,94$; $K_{Р} = 0,919$. Но эти значения не являются максимально возможными. При $\gamma \approx 20^\circ$ и малом времени восстановления клапанов коэффициенты p^* , C_{Π} , χ , $K_{СД}$, $K_{Р}$ близки к единице, а $\eta_{ВД} \approx \eta_{С}$.

Сравнение табл. 4 прил. А с опубликованными данными [90, табл. 4] показывает, что для реальных углов коммутации и способа $\beta_{\min} = f(\gamma)$ показатели качества мощности ВД выше аналогичных показателей ЧРП. Указанный способ управления соответствует работе машины с коэффициентом сдвига, близким к единице. Угол сдвига $\frac{\gamma}{2} + \delta_{\min}$ в этом случае всегда определяет минимальную величину реактивной мощности. Расчеты показывают, что при $\beta_{\min} = f(\gamma)$ потери в ВД от высших гармонических невелики ($\sum_{k>1}^{\infty} p(k) = (0.1-1) \sum p$) и могут быть уменьшены за счет увеличения индуктивности сглаживающего дросселя.

Полученные результаты позволят разработчику при выборе электропривода и минимизации установленной мощности оборудования достаточно просто и с высокой точностью учесть влияние параметров коммутатора, машины и способы управления на качество преобразования энергии в ВД.

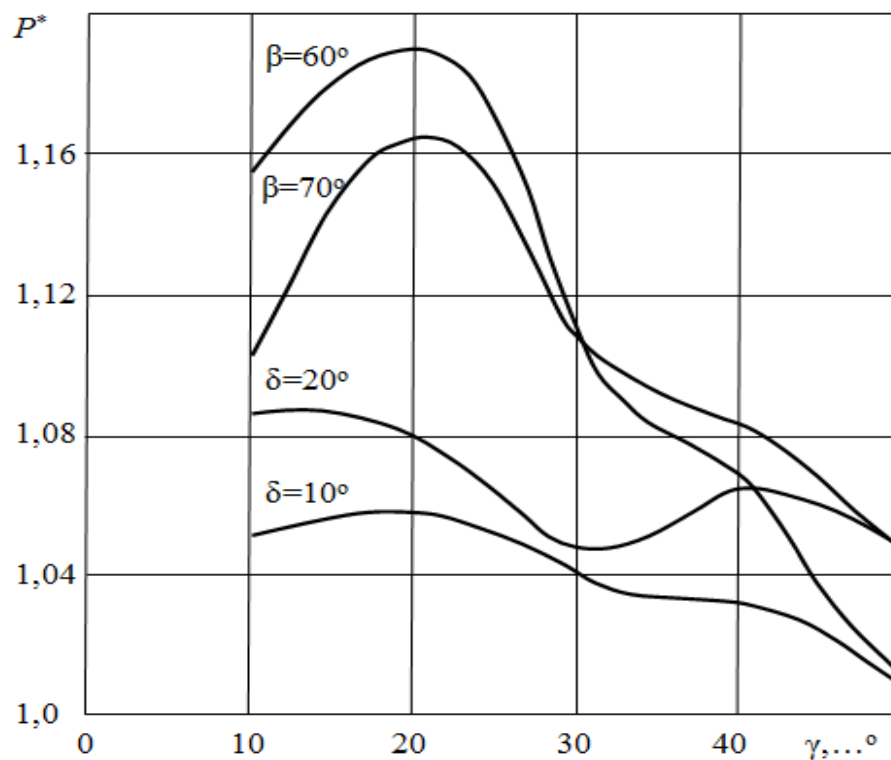


Рис. 3.6 Зависимости коэффициента относительной мощности от угловых параметров ВД и способов управления

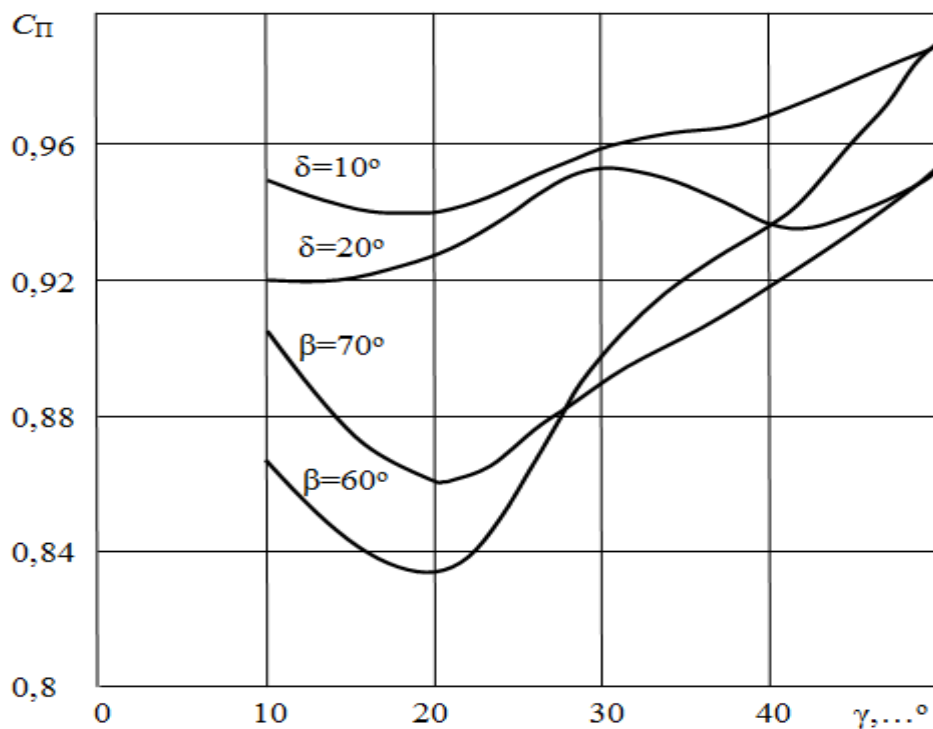


Рис. 3.7 Зависимости коэффициента полезного использования потребляемой мощности от угловых параметров ВД и способов управления

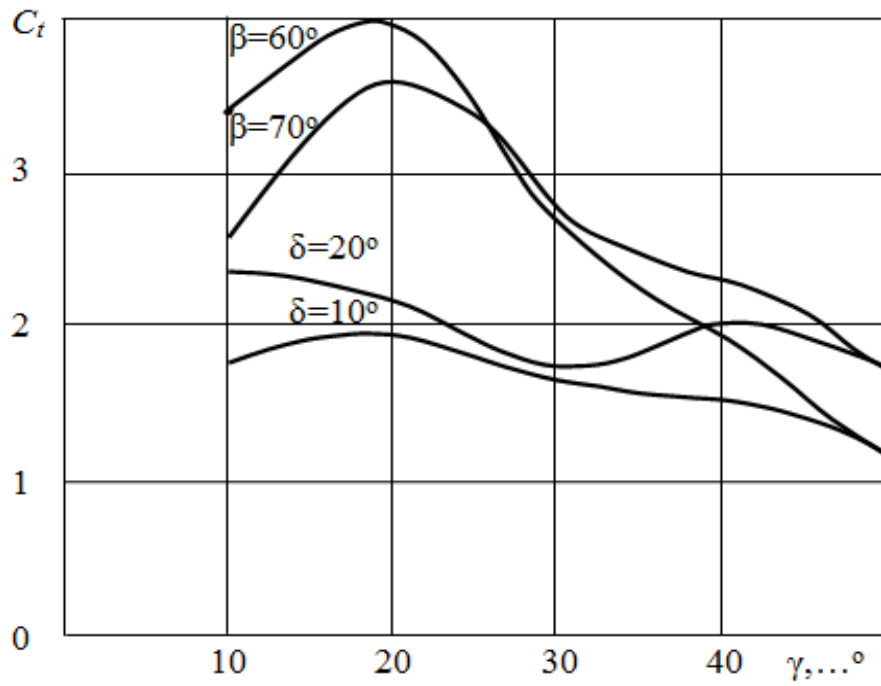


Рис. 3.8 Зависимости термического коэффициента перегрузки от угловых параметров ВД и способов управления

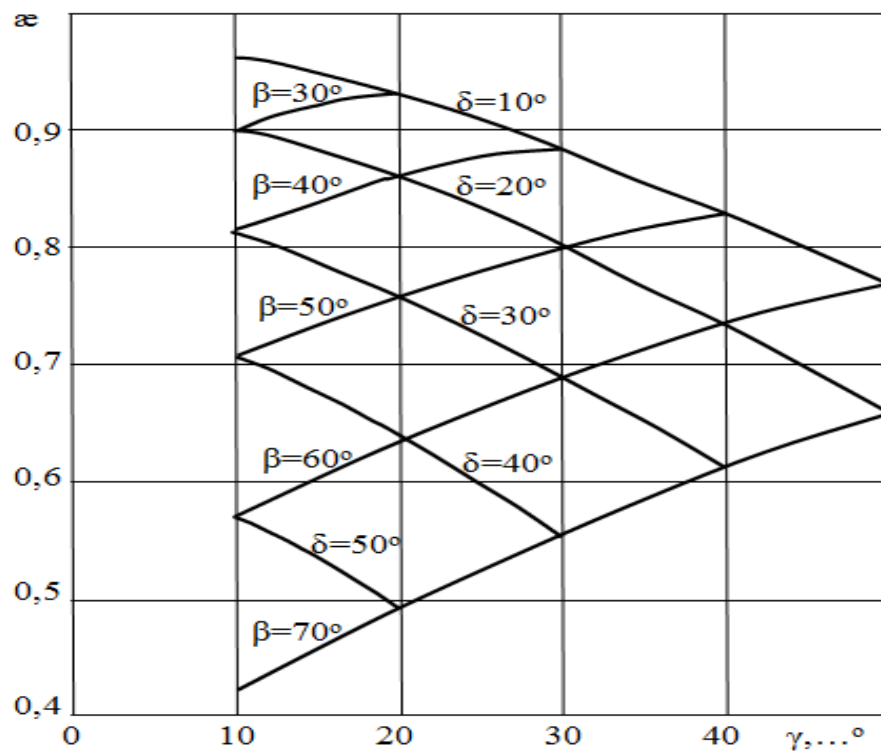


Рис. 3.9 Зависимости коэффициента использования от угловых параметров ВД и способов управления

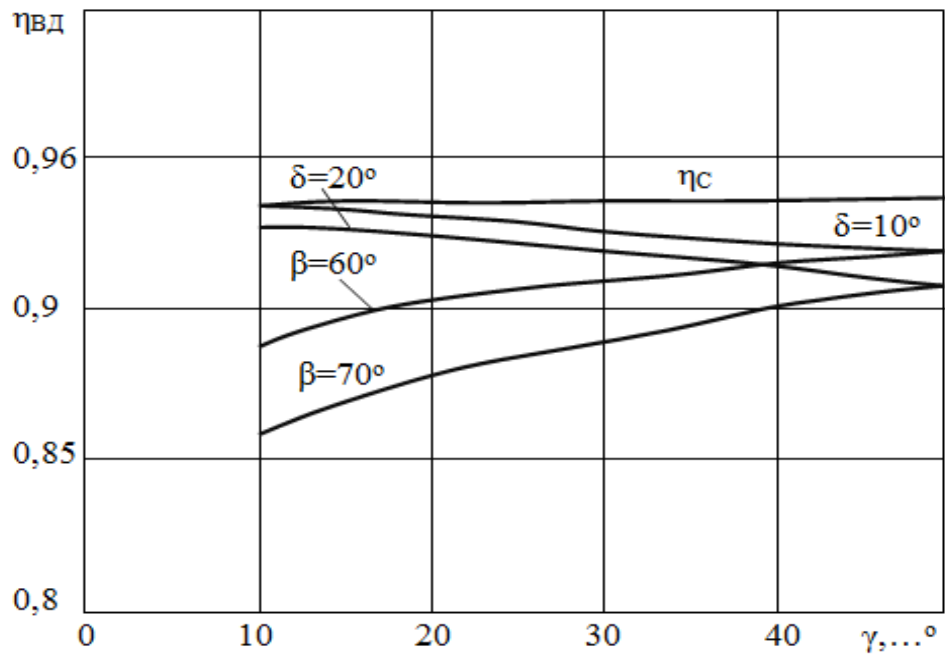


Рис. 3.10 Зависимости КПД от угловых параметров ВД и способов управления

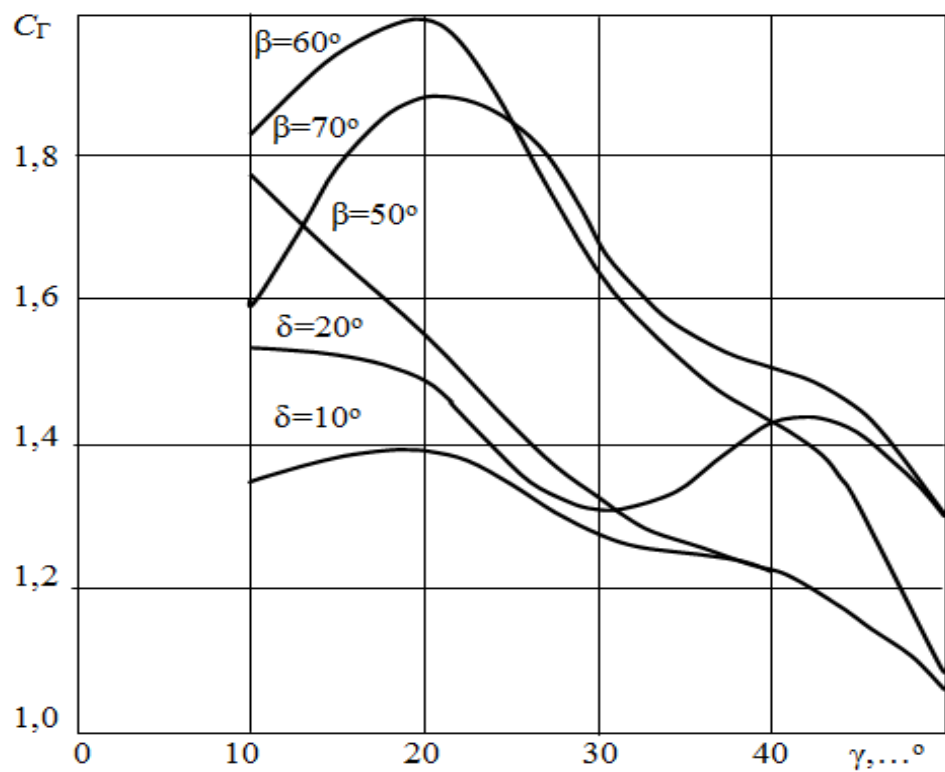


Рис. 3.11 Зависимости коэффициента габаритной мощности от угловых параметров ВД и способов управления

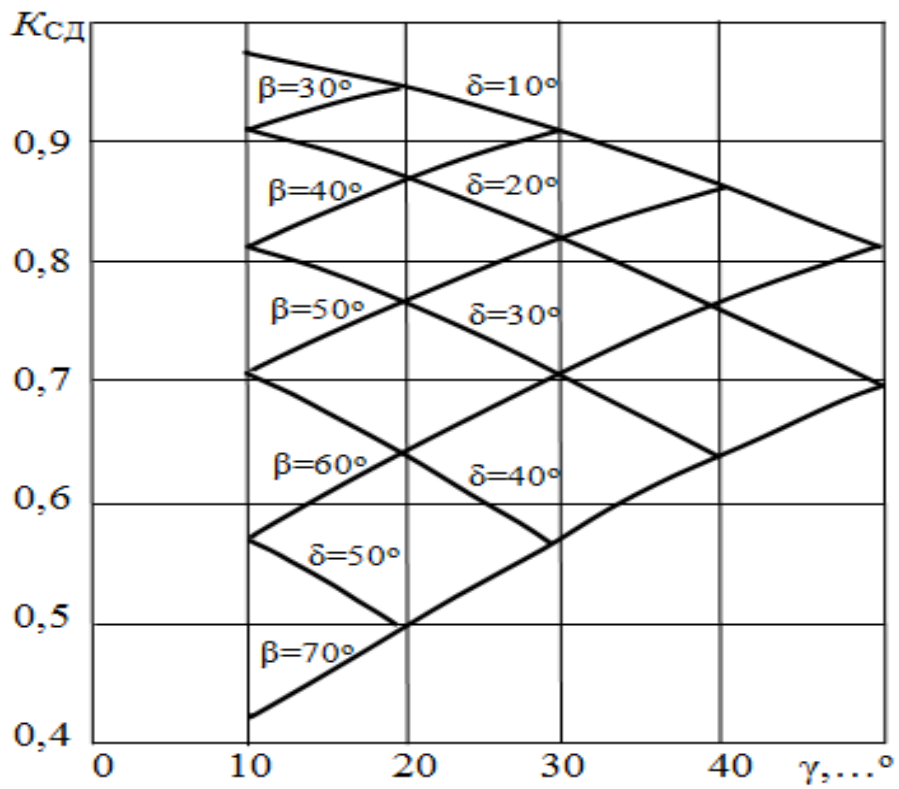


Рис. 3.12 Зависимости коэффициента сдвига от угловых параметров ВД и способов управления

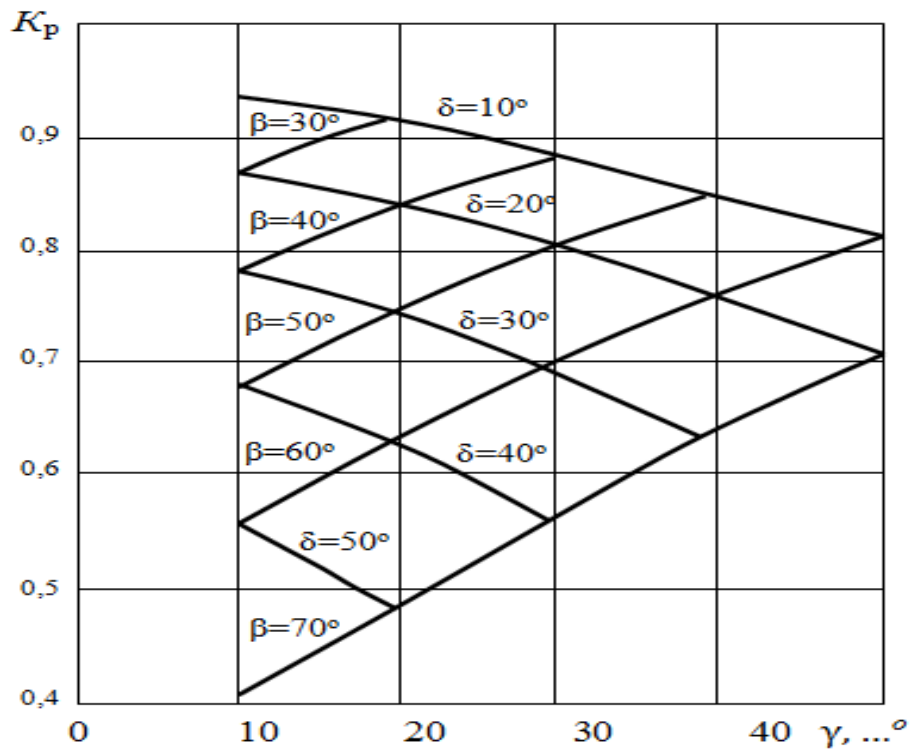


Рис. 3.13 Зависимости коэффициента мощности от угловых параметров ВД и способов управления

3.3 Выбор оптимальных параметров силового электрооборудования электропривода с вентильными двигателями

Регулирование производительности промышленных механизмов изменением частоты вращения привода приводит к существенному повышению технико-экономических показателей установки. Поэтому важное значение имеет минимизация установленной мощности силового электрооборудования ВД [33]. Установленная мощность оборудования ВД определяется технологическими требованиями и зависит от структуры преобразователя, а также от вида коммутации вентилей и способа управления коммутатором [158-160].

Применение зависимых инверторов тока ухудшает использование СМ (рис. 3.9, табл. 4 прил. А), но приводит к упрощению коммутатора за счет исключения устройств искусственной и принудительной коммутации. В табл.3.1 приведены расчетные данные по выбору СМ и тиристорного преобразователя в зависимости от закона управления ($\beta = 60^\circ$, $\beta = 50^\circ$, $\beta_{\min} = f(\gamma)$ при $\delta = 10^\circ$) при заданной мощности на валу привода $P_3 = 3000$ кВт.

Мощность электрической машины в ВД при условии равенства первых гармоник несинусоидальных и синусоидальных напряжений и токов определяется коэффициентом габаритной мощности. Максимуму зависимости $C_{\Gamma\max} = f(\beta, \gamma)$ (рис. 3.11, табл. 4 прил. А) соответствует наибольшая расчетная мощность СМ.

Тиристорный преобразователь выбирается по номинальному току I_H и напряжению U_H двигателя. Для реального диапазона изменения углов коммутации из графиков рис. 3.12 или табл. 4 прил. А находим среднее значение коэффициента сдвига K_{CD} , а также определяем I_H и $I_{d\max}$

$$I_H = \frac{P_3 C_{\Gamma\max}}{\sqrt{3} U_H K_{CD}}; \quad (3.23)$$

$$I_{d\max} \approx I_m = \frac{\pi \gamma I_H}{2\sqrt{6} \sin \frac{\gamma}{2}}.$$

Расчетные данные для выбора СМ и коммутатора ВД

Параметры	$\beta = 60^\circ$	$\beta = 50^\circ$	$\beta_{\min} = f(\gamma)$ при $\delta_{\min} = 10^\circ$
P_3 , кВт	3000	3000	3000
n_n , об/мин	600	600	600
$C_{Г\max}$	2,004	1,781	1,392
P_n , кВт	6012	5343	4176
U_n , В	6000	6000	6000
$K_{СД}$	0,75	0,82	0,95
I_n , А	771	627	423
$I_{d\max}$, А	964	784	529
$U_{d\max}$, В	8100	8100	8100
U_T , В	6000	6000	6000
$Q_{вен}$	8	8	8
$T_{вен}$	1(2)	1(2)	1
$I_{d\max}U_{d\max}$, кВА	7808	6350	4285

Для мостовых трехфазных схем максимальная величина среднего значения выпрямленного напряжения $U_{d\max}$, номинальное линейное напряжение двигателя U_n и линейное напряжение сети (или вторичной обмотки трансформатора U_T) связаны следующим образом

$$\frac{U_{d\max}}{U_n} = \frac{U_{d\max}}{U_T} = 1.35. \quad (3.24)$$

Число последовательно включенных вентилях в плече моста

$$Q_{вен} \geq \frac{U_{d\max}}{U_{обр.вен}}, \quad (3.25)$$

число параллельных ветвей

$$T_{вен} \geq \frac{I_{d\max}}{3I_{двен}}, \quad (3.26)$$

а также тип и параметры тиристоров выбираются (с учетом запаса по напряжению и току) в зависимости от допустимых значений обратного напряжения $U_{\text{обр.вен}}$ и среднего значения выпрямленного тока $I_{\text{двен}}$ вентиля. Из табл. 3.1 видно, что мощности электрической машины и тиристорного преобразователя с машинной коммутацией при $\beta_{\text{min}} = f(\gamma)$ значительно ниже, чем при $\beta = \text{const}$.

С целью уменьшения влияния преобразователя на сеть и согласования входного напряжения системы с напряжением питания в некоторых случаях может возникнуть необходимость в согласующем трансформаторе и устройстве компенсации реактивной мощности. На величину мощности этих устройств влияет характер нагрузки двигателя, способ управления и диапазон изменения скорости.

Регулирование напряжения выпрямителя может быть симметричным и несимметричным [72,75,81]. Известно много способов несимметричного регулирования [55,60], среди которых наиболее целесообразным является поочередное [28]. При поочередном управлении в трехфазной мостовой схеме создается искусственный нулевой контур, в результате чего длительность протекания тока по вторичным обмоткам трансформатора становится меньше $2/3$ полупериода питающего напряжения. Кроме этого, повышаются также некоторые энергетические показатели, в частности уменьшается потребление реактивной мощности, увеличиваются коэффициенты сдвига и мощности [161].

Симметричное управление группами вентилях выпрямителя характеризуется тем, что углы управления α_1 и α_2 равны и изменяются в пределах $0 \leq \alpha \leq \pi - \beta_{\text{min}}$. При "первом" способе $\alpha_{1\text{min}}^I = 0$, $\frac{\pi}{6} \leq \alpha_2^I \leq \pi - \beta_{\text{min}}$, при "втором" $\alpha_{1\text{min}}^{II} = \frac{\pi}{6}$, $\frac{\pi}{6} \leq \alpha_2^{II} \leq \pi - \beta_{\text{min}}$.

Для турбомеханизмов зависимость статического момента от скорости [97]

$$M_C = M_{C_{\text{max}}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2. \quad (3.27)$$

Аналитическое выражение электромагнитного момента ВД при условии пренебрежения активным сопротивлением имеет вид [9]

$$M = \frac{3}{2} P \frac{U_{m(1)}^2 \cos(\beta - \frac{\gamma}{2}) \sin \theta}{\omega^2 L_q \cos(\beta_0 - \frac{\gamma}{2})}. \quad (3.28)$$

С учетом максимального значения момента [9]

$$M = \frac{3}{2} P \frac{U_{m(1)}^2 \cos(\beta - \frac{\gamma}{2})}{4\omega r} \quad (3.29)$$

уравнение (3.28) записываем следующим образом

$$M = M_{\max} \frac{4r \sin \theta}{\omega L_q \cos(\beta_0 - \frac{\gamma}{2}) \cos(\beta - \frac{\gamma}{2})}. \quad (3.30)$$

Решая уравнения (3.27) и (3.30), находим

$$\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 = \frac{4r \sin \theta}{\mu x_q \cos(\beta_0 - \frac{\gamma}{2}) \cos(\beta - \frac{\gamma}{2})} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1}, \quad (3.31)$$

где $\mu = \frac{M_{\text{Сmax}}}{M_{\text{max}}}$.

Пренебрегая падением напряжения на вентилях и считая, что механические характеристики ВД являются абсолютно жесткими, из выражения (2.40) получаем

$$\begin{aligned} \frac{\omega}{\omega_0} &= v \cos \alpha; \\ \frac{\omega}{\omega_0} &= 0.5v(1 + \cos \alpha_2'); \\ \frac{\omega}{\omega_0} &= 0.5v\left(\frac{\sqrt{3}}{2} + \cos \alpha_2''\right), \end{aligned} \quad (3.32)$$

где $v = \frac{K_{\text{СХВ}} U_m}{K_{\text{СХИ}} E \cos \beta}$.

Решая совместно уравнения (3.31) и (3.32), определяем

$$\alpha = \arccos \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1}} ;$$

$$\alpha_2^I = \arccos \left(2 \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1}} - 1 \right); \quad (3.33)$$

$$\alpha_2^{II} = \arccos \left(2 \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1}} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right),$$

где $G = \frac{4r \sin \theta}{v^2 \mu x_q \cos(\beta_0 - \frac{\gamma}{2}) \cos(\beta - \frac{\gamma}{2})}$.

Выражения (3.33) позволяют находить углы управления в зависимости от скорости и внутренних параметров ВД с погрешностью, не превышающей 3 %.

На основании равенства (2.46) уравнение (3.27) записываем в виде

$$I_d = I_{d \max} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2. \quad (3.34)$$

Тогда действующее значение вторичного тока трансформатора в зависимости от способа управления определяем следующим образом [81]

$$I_T = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} = I_{d \max} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \sqrt{\frac{2}{3}};$$

$$I_T^I = I_{d \max} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \sqrt{1 - \frac{\alpha_2^I}{\pi}}; \quad (3.35)$$

$$I_T^{II} = I_{d \max} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \sqrt{\frac{\pi - \alpha_{1 \min}^I - \alpha_2^{II}}{\pi}}.$$

Привод турбомеханизмов обычно работает в выпрямительном режиме, а диапазон регулирования скорости не превышает 2:1, поэтому совместное решение уравнений (3.32) и (3.35) позволяет получить

$$I_T = I_{d \max} F(\alpha);$$

$$I_T^I = I_{d \max} F_I(\alpha_2^I); \quad (3.36)$$

$$I_T^{II} = I_{d \max} F_{II}(\alpha_2^{II}),$$

где $F(\alpha) = v^2 \cos^2 \alpha \sqrt{\frac{2}{3}}$; $F_I(\alpha_2^I) = \frac{v^2}{4} (1 + \cos^2 \alpha_2^I)^2 \sqrt{1 - \frac{\alpha_2^I}{\pi}}$;

$$F_{II}(\alpha_2^{II}) = \frac{v^2}{4} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + \cos^2 \alpha_2^{II} \right)^2 \sqrt{\frac{5}{6} - \frac{\alpha_2^{II}}{\pi}}.$$

Или, подставляя в выражения (3.36) значения α , α_2^I и α_2^{II} из выражений (3.33), находим

$$I_T = I_{d \max} F\left(G, \frac{\omega}{\omega_0}\right);$$

$$I_T^I = I_{d \max} F_I\left(G, \frac{\omega}{\omega_0}\right); \quad (3.37)$$

$$I_T^{II} = I_{d \max} F_{II}\left(G, \frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

где $F\left(G, \frac{\omega}{\omega_0}\right) = v^2 \cos^2 \arccos \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{-1}} \sqrt{\frac{2}{3}}$;

$$F_I\left(G, \frac{\omega}{\omega_0}\right) = \frac{v^2}{4} \left[1 + \left(2 \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{-1}} - 1 \right)^2 \sqrt{1 - \left[\arccos \left(2 \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{-1}} - 1 \right) \right] / \pi} \right];$$

$$F_{II}\left(G, \frac{\omega}{\omega_0}\right) = \frac{v^2}{4} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} + \left(2 \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{-1}} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right)^2 \sqrt{\frac{5}{6} - \left[\arccos \left(2 \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{-1}} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right] / \pi} \right].$$

Выражения (3.36) и (3.37) имеют смысл для углов

$$0 \leq \alpha \leq \pi - \beta_{\min};$$

$$\alpha_{1 \min}^I = 0; \quad \frac{\pi}{6} \leq \alpha_2^I \leq \frac{2}{3} \pi; \quad (3.38)$$

$$\alpha_{1 \min}^{II} = \frac{\pi}{6}; \quad \frac{\pi}{6} \leq \alpha_2^{II} \leq \frac{2}{3} \pi.$$

Наибольшему действующему значению тока I_T , определяющему расчетную мощность трансформатора, соответствует максимум функций $F(\alpha)$,

$F_{Im}(\alpha_2^I)$, $F_{II m}(\alpha_2^{II})$ или $F_m\left(G, \frac{\omega}{\omega_0}\right)$, $F_{Im}\left(G, \frac{\omega}{\omega_0}\right)$, $F_{II m}\left(G, \frac{\omega}{\omega_0}\right)$. Причем функции

$F(\alpha)$, $F_I(\alpha_2^I)$ и $F_{II}(\alpha_2^{II})$ позволяют определить величину вторичного тока трансформатора в зависимости от углов управления, а $F(G, \frac{\omega}{\omega_0})$, $F_I(G, \frac{\omega}{\omega_0})$, $F_{II}(G, \frac{\omega}{\omega_0})$ - от скорости и внутренних параметров машины.

Из выражений (3.36) видно, что максимуму функций $F_m(\alpha)$, $F_{Im}(\alpha_2^I)$, $F_{II m}(\alpha_2^{II})$ соответствуют, углы управления $\alpha = 0$ и $\alpha_2^I = \alpha_2^{II} = 30^\circ$. Для реальных параметров ВД ($\beta_0 = 60^\circ$, $\beta = 40^\circ - 45^\circ$, $\gamma = 15^\circ - 20^\circ$, $\theta = 15^\circ - 20^\circ$, $x_q = 1 - 1,2$) имеем $F_m(\alpha) = 0,817$, $F_{Im}(\alpha_2^I) = 0,711$ и $F_{II m}(\alpha_2^{II}) = 0,612$. Мощность согласующего трансформатора при симметричном управлении составит

$$S_T = \sqrt{3}U_m I_{d \max} [F_m(\alpha) \text{ или } F_m(G, \frac{\omega}{\omega_0})] = 4492 \text{ кВА}, \quad (3.39)$$

что значительно выше мощностей трансформаторов, полученных при поочередных способах ($S_T^I = 3909$ кВА; $S_T^{II} = 3365$ кВА).

Полную мощность ВД находим на основе интегральных методов

$$S_1 = \sqrt{P_T^2 + Q_T^2 + P_{иТ}^2}. \quad (3.40)$$

Окончательные выражения для активной мощности

$$P_T = \sqrt{3}U_T I_{d \max} v^2 \cos^3 \alpha \sqrt{\frac{2}{3}};$$

$$P_T^I = \sqrt{3}U_T I_{d \max} \frac{v^2}{8} (1 + \cos \alpha_2^I)^3 \sqrt{1 - \frac{\alpha_2^I}{\pi}}; \quad (3.41)$$

$$P_T^{II} = \sqrt{3}U_T I_{d \max} \frac{v^2}{8} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + \cos \alpha_2^{II}\right)^3 \sqrt{\frac{5}{6} - \frac{\alpha_2^{II}}{\pi}},$$

и мощности искажения

$$P_{иТ} = \sqrt{3}U_T I_{d \max} v^2 \cos^3 \alpha \sqrt{\frac{2}{3} \left(\frac{1}{K_{и}^2} - 1\right)};$$

$$P_{иТ}^I = \sqrt{3}U_T I_{d \max} \frac{v^2}{4\sqrt{2}} (1 + \cos \alpha_2^I) 2,5 \sqrt{\left(1 - \frac{\alpha_2^I}{\pi}\right) \left(\frac{1}{K_{и}^2} - 1\right)}; \quad (3.42)$$

$$P_{И.Т}^{II} = \sqrt{3}U_T I_{d\max} \frac{v^2}{4\sqrt{2}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + \cos \alpha_2^{II} \right)^2 \sqrt{\left(\frac{5}{6} - \frac{\alpha_2^{II}}{\pi} \right) \left(\frac{1}{K_{И}^2} - 1 \right) (1.75 + \sqrt{3} \cos \alpha_2^{II})}.$$

Потребляемая из сети реактивная мощность зависит как от способа управления тиристорами, так и от диапазона регулирования

$$\begin{aligned} Q_T &= \sqrt{3}U_T I_{d\max} \left[F'(\alpha) \text{ или } F'(G, \frac{\omega}{\omega_0}) \right]; \\ Q_T^I &= \sqrt{3}U_T I_{d\max} \left[F'_I(\alpha_2^I) \text{ или } F'_I(G, \frac{\omega}{\omega_0}) \right]; \\ Q_T^{II} &= \sqrt{3}U_T I_{d\max} \left[F'_{II}(\alpha_2^{II}) \text{ или } F'_{II}(G, \frac{\omega}{\omega_0}) \right], \end{aligned} \quad (3.43)$$

где $F'(\alpha) = v^2 \cos^2 \alpha \sin \alpha \frac{\sqrt{3}}{2}$;

$$F'(G, \frac{\omega}{\omega_0}) = v^2 \cos^2 \arccos \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1}} \sin \arccos \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1}} \sqrt{\frac{2}{3}};$$

$$F'_I(\alpha_2^I) = \frac{v^2}{8} (1 + \cos \alpha_2^I)^2 \sin \alpha_2^I \sqrt{1 - \frac{\alpha_2^I}{\pi}};$$

$$F'_I(G, \frac{\omega}{\omega_0}) = \frac{v^2}{2} G \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1} \sin \arccos \left(2 \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1}} - 1 \right) \times$$

$$\times \sqrt{1 - \left[\arccos \left(2 \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1}} - 1 \right) \right] / \pi};$$

$$F'_{II}(\alpha_2^{II}) = \frac{v^2}{8} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + \cos \alpha_2^{II} \right)^2 \sin \alpha_2^{II} \sqrt{\frac{5}{6} - \frac{\alpha_2^{II}}{\pi}};$$

$$F'_{II}(G, \frac{\omega}{\omega_0}) = \frac{v^2}{2} G \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1} \sin \arccos \left(2 \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1}} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \times$$

$$\times \sqrt{\frac{5}{6} - \left[\arccos \left(2 \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1}} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right] / \pi}.$$

Выражения (3.41)-(3.43) имеют смысл при соблюдении условий (3.38).

Мощность статических конденсаторов определяется максимальным значением реактивной мощности, потребляемой приводом, которому, в свою очередь, соответствует максимум функций $F'_m(\alpha)$, $F'_{Im}(\alpha_2^I)$, $F'_{II m}(\alpha_2^{II})$ или $F'_m(G, \frac{\omega}{\omega_0})$, $F'_{Im}(G, \frac{\omega}{\omega_0})$, $F'_{II m}(G, \frac{\omega}{\omega_0})$. Для рассмотренного примера на рис. 3.14 приведены расчетные кривые $F'(\alpha)$, $F'_I(\alpha_2^I)$, $F'_{II}(\alpha_2^{II})$ и реактивной мощности, потребляемой ВД при симметричном и поочередных способах управления.

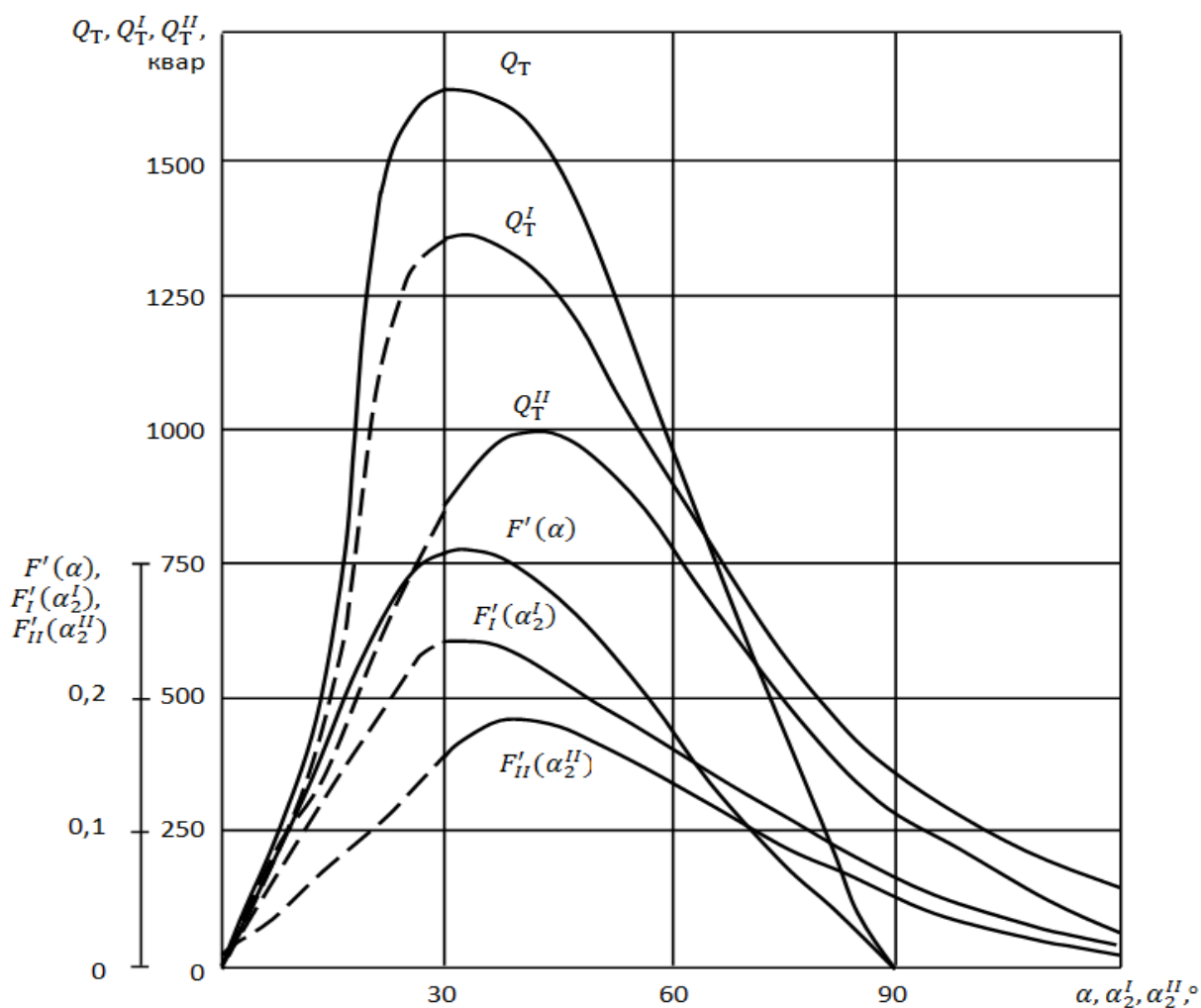


Рис. 3.14 Расчетные кривые $F'(\alpha)$, $F'_I(\alpha_2^I)$, $F'_{II}(\alpha_2^{II})$ и реактивной мощности ВД при симметричном и поочередном способах управления

Из графиков находим мощности статических конденсаторов $Q_K = 1649$ квар; $Q_K^I = 1320$ квар; $Q_K^{II} = 1000$ квар.

Таким образом, применение "второго" поочередного способа управления тиристорами выпрямителя ВД установок с вентиляторным моментом нагрузки позволяет получить наименьшие значения мощности согласующего трансформатора и статических конденсаторов. "Первый" поочередный способ, хотя и характеризуется более высоким значением установленной мощности оборудования, однако позволяет использовать в одной группе выпрямителя неуправляемые вентили и упростить систему управления.

Выводы

1. Исследован спектральный состав кривых токов и напряжений ВД. Выяснено, что явления резонанса отсутствуют, а способ управления вентильным коммутатором значительно влияет на величины амплитуд гармонических составляющих. Показано, что закону управления $\beta_{\min} = f(\gamma)$ при $\delta_{\min} = \text{const}$ соответствуют наибольшая величина 1-й гармоники напряжения и наименьшие значения высших гармонических.

Установлено, что максимальное значение амплитуды 1-й гармоники тока составляет $1,1 I_m$ (при $\gamma = 10^\circ$) и почти не зависит от угла коммутации.

2. Показано, что с увеличением угла коммутации коэффициенты формы, амплитуды и гармонические коэффициенты стремятся к значениям характерным для синусоидального тока. Получены аналитические выражения для показателей качества тока, погрешность вычисления по которым не превышает 5-10 %.

Выяснено, что показатели качества напряжения и мощности ухудшаются с увеличением углов опережения и запаса. При этом для закона управления $\beta_{\min} = f(\gamma)$ характерны более высокие показатели, чем для $\beta = \text{const}$. Неоправданное увеличение угла запаса приводит к росту коэффициентов, характеризующих переменную составляющую напряжения, что особенно проявляется в номинальном режиме работы привода.

Выяснено, что для реальных углов коммутации и закона управления $\beta_{\min} = f(\gamma)$ при $\delta_{\min} = \text{const}$ показатели качества напряжения и мощности не хуже лучших показателей ЧРП.

3. Установлено, что оптимальным режимом ВД, при котором обеспечивается наибольшая величина коэффициента мощности СМ и наилучшие энергетические показатели, является работа привода с углом опережения $\beta_{\min} = f(\gamma)$. При реальных углах коммутации и малом времени восстановления вентилей коэффициент мощности стремится к единице, а $\eta_{ВД} \approx \eta_C$.

4. Показано, что мощности электрической машины и вентильного преобразователя с машинной коммутацией значительно ниже для закона управления $\beta_{\min} = f(\gamma)$, чем для $\beta = \text{const}$, а использование поочередных способов управления тиристорами выпрямителя ВД установок с вентиляторным моментом нагрузки позволяет получить наименьшие значения мощности согласующего трансформатора и статических компенсирующих устройств.

4 РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ С САМОНАСТРАИВАЮЩИМИСЯ ПАРАМЕТРАМИ РЕГУЛЯТОРОВ

4.1 Синтез самонастраивающихся систем подчиненного регулирования вентильными двигателями

Для обеспечения надежной машинной коммутации в ВД необходимо увеличивать угол опережения. Однако это приводит к ухудшению показателей качества преобразования энергии. В существующих системах управления [25,102] начало коммутации задается углом опережения, который остается постоянным во всех режимах работы двигателя. Он рассчитывается в соответствии с величиной максимального значения тока либо минимального угла запаса. При этом наибольшему току соответствует наименьший угол запаса, составляющий 15-20°, а току холостого хода - наибольший угол запаса, принимающий значения 40-50°. Но для восстановления запирающих свойств тиристоров с учетом асимметрии системы управления достаточно иметь $\delta_{\min} = 3-5^\circ$ [17].

Ранее было показано, что при условиях (2.61) ВД может быть представлен линейным объектом. В этом случае, задаваясь необходимыми параметрами, можно проинтегрировать систему нелинейных уравнений ВД и рассчитать серию переходных процессов, аппроксимировать их дифференциальными уравнениями и получить линейные передаточные функции с коэффициентами в численном виде. Затем, воспользовавшись математическим аппаратом теории автоматического регулирования, по полученным передаточным функциям можно синтезировать требуемую структуру управления и определить параметры регуляторов.

Однако, если угол опережения ВД поддерживать постоянным, то СМ работает с наибольшим коэффициентом мощности и наилучшими энер

гетическими показателями только при номинальной нагрузке. Во всех других режимах показатели снижаются, что является значительным недостатком таких систем. В этом случае $\cos\varphi$ зависит от нагрузки СМ, поскольку

$$\varphi = \beta - \frac{\gamma}{2}. \quad (4.1)$$

Наоборот, выполнение условий (1.3), (1.4) обеспечивает работу СМ с максимальной величиной коэффициента мощности при всех возможных значениях частот вращения и моментов нагрузки, т. к. в этом случае [161]

$$\varphi = \delta_{\min} + \frac{\gamma}{2}. \quad (4.2)$$

Однако при регулировании угла β система становится нелинейной, и ее параметры в процессе работы изменяются в некоторых пределах. Коэффициенты регуляторов САУ выбираются ориентировочно, поэтому требуемое качество системы обеспечивается лишь в среднем.

В соответствии с принципами построения САР с подчиненным регулированием [87] на рис. 4.1 представлены структурные схемы двухконтурных систем регулирования скорости ВД при $\beta = \text{const}$. Система должна отработать заданную диаграмму скорости с требуемой точностью. Задача синтеза внутреннего контура тока решается определением его оптимальных параметров с учетом поставленных требований. Расчеты показывают, что в диапазоне изменения угла опережения $0 \leq \beta \leq 50^\circ$ значение T_Σ можно принять постоянным (рис. 2.21). Согласно приведенным структурным схемам передаточную функцию замкнутого контура тока определяем следующим образом

$$W_{3.T}(p) = \frac{1/K_T}{pa_T T_\mu (pT_\mu + 1) + 1}, \quad (4.3)$$

где K_T - коэффициент передачи цепи обратной связи по току; a_T - коэффициент, определяемый выбранной степенью демпфирования; T_μ - некомпенсируемая постоянная времени.

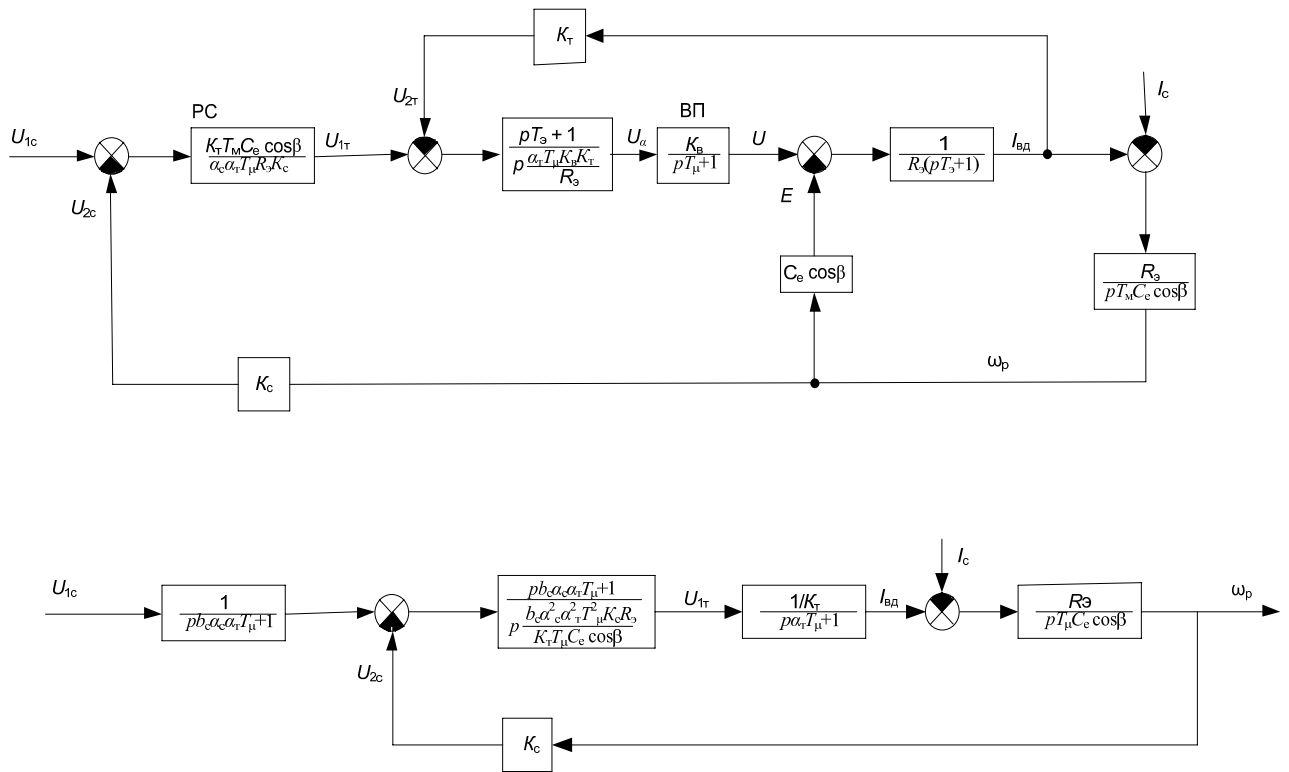


Рис. 4.1 Структурные схемы двухконтурных САР скорости ВД:
 а – однократноинтегрирующая; б – двукратноинтегрирующая

Однако, если $\beta > 50^\circ$, то эквивалентная электромагнитная постоянная времени заметно увеличивается и при $\beta = 60^\circ$ составляет $T'_3 = z_T(\beta)T_3$, где $z_T(\beta) = 1,5$ (для экспериментального двигателя). В этом случае передаточную функцию (4.3) записываем в общем виде

$$W'_{3.T}(p) = \frac{(T_3 p + 1)/K_T}{p a_T T_\mu (p T_\mu + 1)(p z_T(\beta) T_3 + 1) + p T_3 + 1}, \quad (4.4)$$

$$W'_{3.T}(p) = \frac{(T_3 p + 1)/K_T}{p a_T T_\mu [p(T_\mu + z_T(\beta) T_3) + \frac{T_3}{a_T T_\mu} + 1] + 1}. \quad (4.5)$$

Из выражений (4.4) и (4.5) видно, что при изменении угла опережения в реальных пределах регулятор тока не компенсирует электромагнитную постоянную независимо от настройки на максимальное или минимальное ее значение.

Синтез контура скорости заключается в определении коэффициентов демпфирования из условия обеспечения требуемого быстродействия при

известных параметрах контура тока. С изменением β произведение $T_M \cos \beta$ изменяется пропорционально $\cos^{-1} \beta$. Передаточные функции замкнутой системы управления скоростью при регулировании угла опережения:

для однократноинтегрирующей системы

$$W_{3.c.1}(p) = \frac{1/K_C}{pz_c(\beta)a_c a_T T_\mu (pa_T T_\mu + 1) + 1}; \quad (4.6)$$

для двукратноинтегрирующей системы

$$W_{3.c.2}(p) = \frac{1/K_C}{pz_c(\beta)b_c a_c a_T T_\mu [pa_c a_T T_\mu (pa_T T_\mu + 1) + 1] + 1}, \quad (4.7)$$

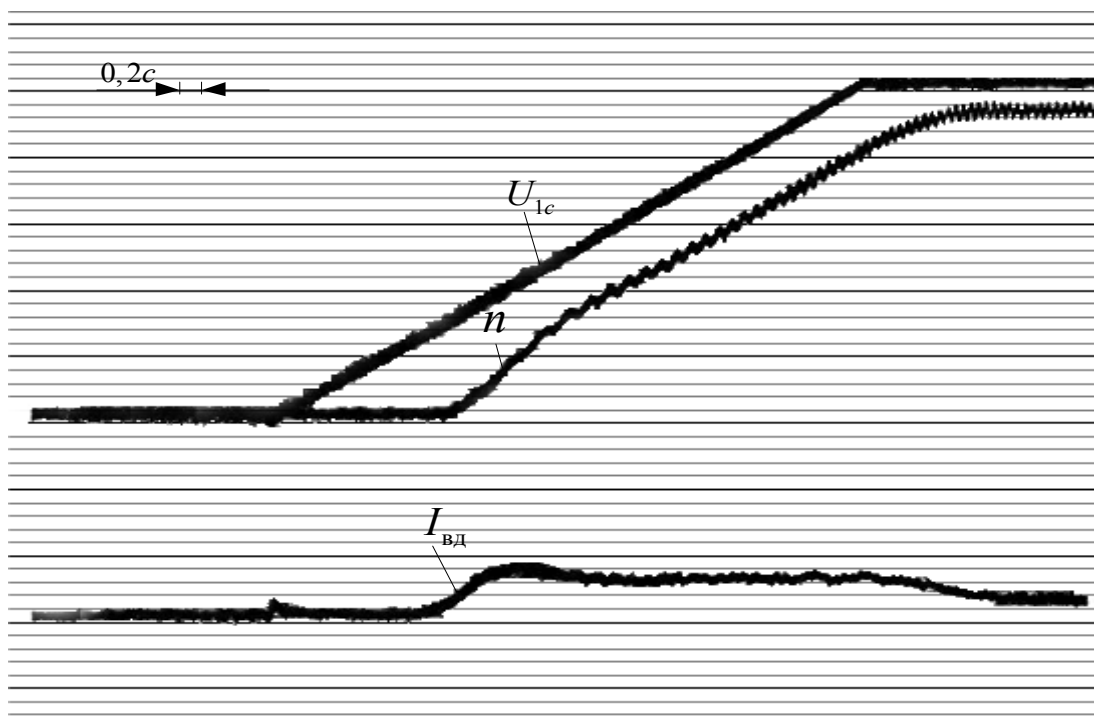
где $z_c(\beta)$ - функция, меняющая степень демпфирования контура скорости; K_C - коэффициент передачи цепи обратной связи по скорости.

Передаточной функции (4.7) соответствует вырожденная функция

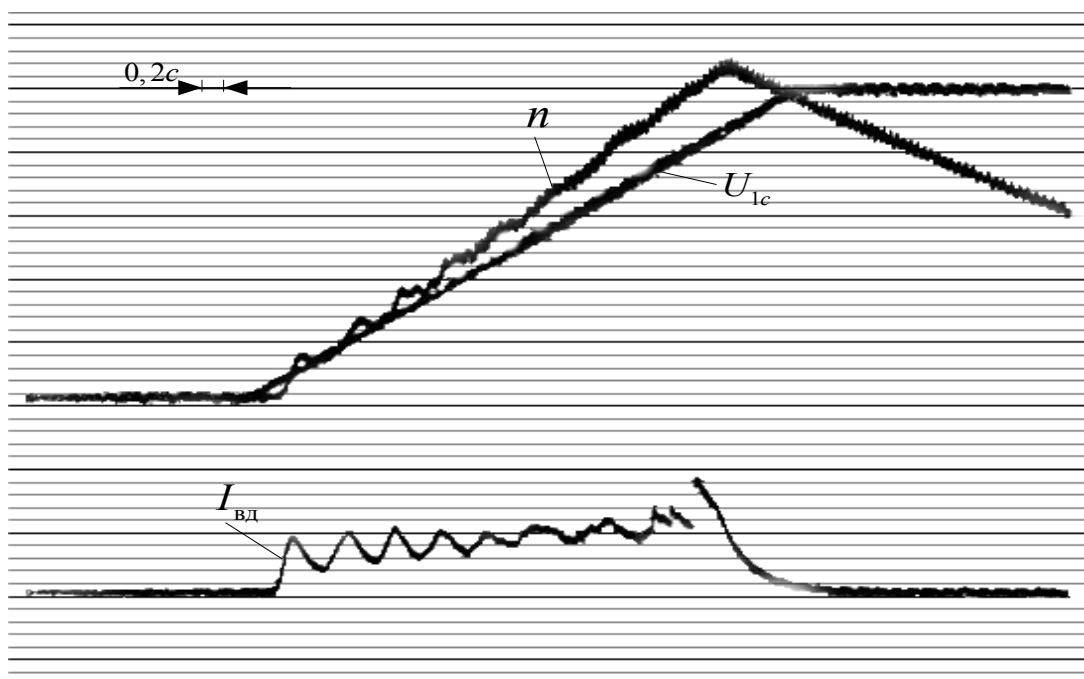
$$W'_{3.c.2}(p) = \frac{1/K_C}{b_c pz_c(\beta)a_c a_T T_\mu (pa_c a_T T_\mu + 1) + 1}. \quad (4.8)$$

Оценим влияние функции $z_c(\beta)$ при изменении β на качество переходного процесса на примере однократноинтегрирующей системы. На рис. 4.2 и 4.3 представлены экспериментальные осциллограммы пуска ВД, управляемого от задатчика интенсивности, при различной скорости нарастания сигнала задания в двухканальной однократноинтегрирующей системе. Если пропорциональный регулятор скорости настроить на режим холостого хода (минимальное значение $T_M \cos \beta$), то $z_c(\beta)a_c = 2$ при $z_c(\beta)=1$, $a_c = 2$. С увеличением угла опережения (в пределе $\beta = 60^\circ$) демпфирующая способность контура возрастает в два раза, т.е. $z_c(\beta)a_c = 4$. Реакция системы на единичный скачок выразится в соответствующем уменьшении быстродействия (рис. 4.2,а и 4.3,а).

Наоборот, если настроить регулятор на номинальный режим работы, то при малой нагрузке происходит перекомпенсация, так как $z_c(\beta)a_c = 1$, что вызывает увеличение быстродействия с одновременным перерегулированием до 25-30%. Последнее может привести к изменению знака напряжения на входе СИФУ $_\alpha$ и отключению системы (рис. 4.2,б и 4.3,б).



а

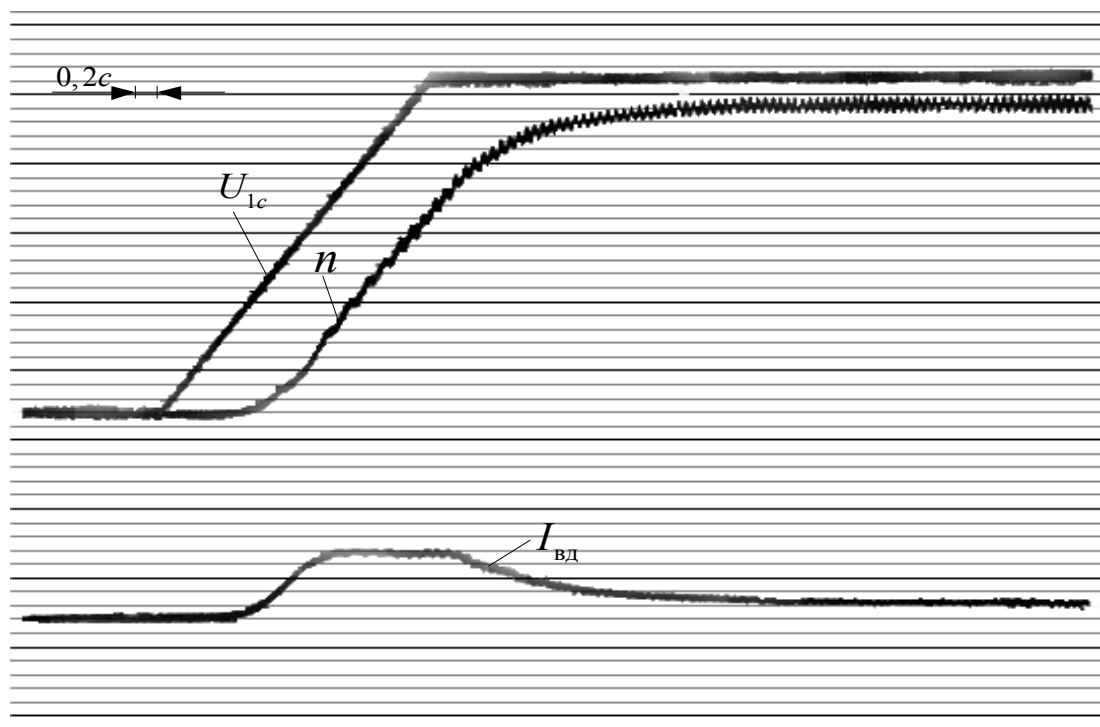


б

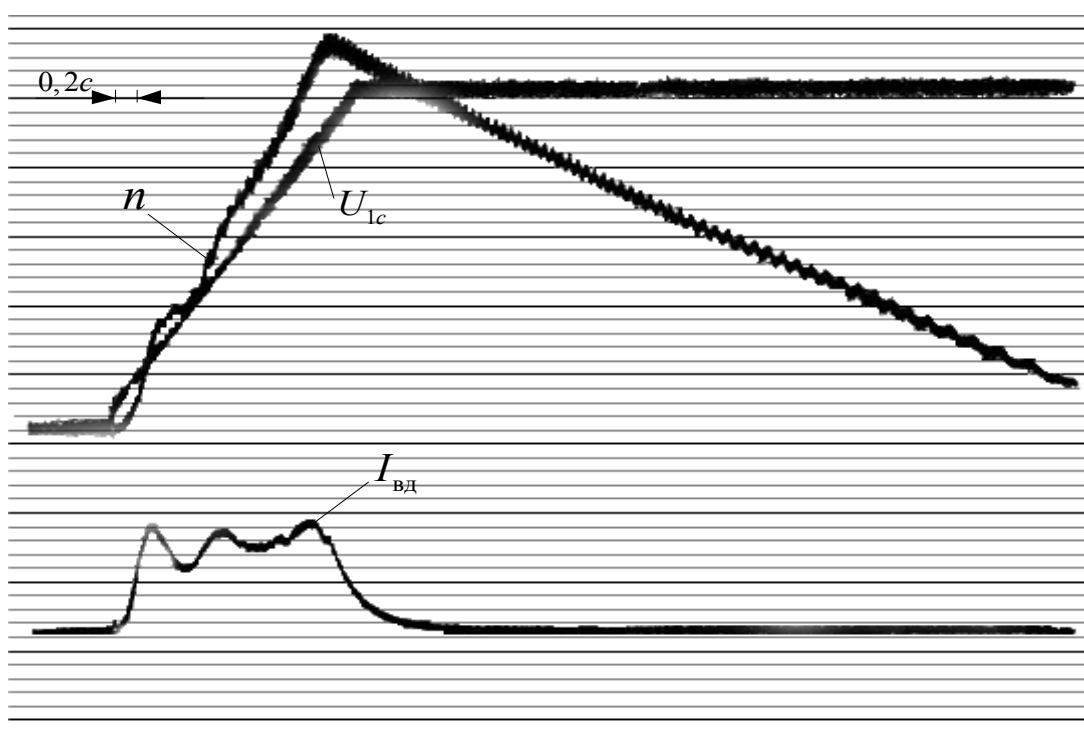
Рис. 4.2 Осциллограммы пуска ВД в однократноинтегрирующей системе регулирования скорости:

а - настройка регуляторов на режим холостого хода;

б - настройка регуляторов на номинальный режим работы



а



б

Рис. 4.3 Осциллограмма пуска ВД в однократноинтегрирующей системе регулирования скорости:

а - настройка регуляторов на режим холостого хода;

б - настройка регуляторов на номинальный режим работы

При постоянных параметрах регулятора наиболее целесообразно выбирать $a_C = 1,5$. Тогда демпфирующая способность контура при изменении нагрузки находится в пределах $1,5 \leq z_C(\beta)a_C \leq 3$. Таким образом, обычная система подчиненного регулирования при изменении угла опережения не может обеспечить требуемое качество переходного процесса.

Для достижения эффективных динамического и энергетического режимов авторы предлагают использовать адаптивное управление с дискретно изменяющимися параметрами регуляторов по закону (1.3) или (1.4). При этом САР дополняется замкнутыми контурами слежения [38] и самонастройки. Последний при изменении величины угла опережения коммутирует определенные участки резисторов и емкостей в цепях обратных связей регуляторов.

Предлагаемый метод синтеза самонастраивающихся систем управления ВД заключается в следующем [163]. Задаваясь исходными параметрами системы, диапазоном изменения угла опережения и шагом квантования по изложенной ранее методике с помощью средств вычислительной техники, рассчитывают численные значения коэффициентов передаточных функций, соответствующих дискретному ряду углов опережения. Затем в зависимости от технологических требований известными методами синтезируют структуру САР и находят параметры регуляторов для каждого значения угла опережения. Причем независимо от типа регулятора (П, ПИ и др.) варьируют сопротивлением цепи обратной связи. Такой метод синтеза позволяет рассматривать систему для каждого фиксированного значения β как линейную с постоянными параметрами.

Передаточную функцию пропорционально-интегрального регулятора тока определим без учета внутренней обратной связи по ЭДС двигателя, поскольку быстродействие последней значительно ниже, чем быстродействие контура тока

$$W_{p.T}(p) = \frac{pT_{\text{Э}} + 1}{pa_{\text{T}}T_{\mu} \frac{K_{\text{В}}K_{\text{T}}}{R_{\text{Э}}}}, \quad (4.9)$$

где $K_{\text{В}}$ - коэффициент передачи вентильного преобразователя.

При регулировании угла опережения в контуре тока изменится эквивалентная электромагнитная постоянная времени ВД. Для компенсации нового значения $T_{\text{Э}}$ необходимо изменением величины постоянной времени цепи обратной связи регулятора

$$T_{\text{О.Т}} = T_{\text{Э}} = R_{\text{ОТ}}C_{\text{T}} \quad (4.10)$$

перестроить его пропорциональную часть

$$W_{p.T}^n(p) = \frac{T_{\text{Э}}}{a_{\text{T}}T_{\mu} \frac{K_{\text{В}}K_{\text{T}}}{R_{\text{Э}}}}, \quad (4.11)$$

где $R_{\text{ОТ}}$, C_{T} - сопротивление и емкость цепи обратной связи регулятора тока.

Постоянные времени интегрирования регулятора и контура тока остаются без изменений

$$T_{\text{и.Т}} = a_{\text{T}}T_{\mu} \frac{K_{\text{В}}K_{\text{T}}}{R_{\text{Э}}} = R_{\text{T}}C_{\text{T}}; \quad (4.12)$$

$$T_{\text{T}} = a_{\text{T}}T_{\mu}, \quad (4.13)$$

где R_{T} - входное сопротивление регулятора.

Из выражений (4.10)-(4.13) видно, что при условии $K_{\text{T}} = \text{const}$ целесообразно менять активное сопротивление цепи обратной связи регулятора. При этом входные сопротивления и емкость остаются постоянными.

Передаточная функция пропорционального регулятора скорости имеет вид

$$W_{p.C}^n(p) = \frac{K_{\text{T}}T_{\text{М}}C_{\text{Е}} \cos\beta}{a_{\text{С}}a_{\text{T}}T_{\mu}K_{\text{С}}R_{\text{Э}}}. \quad (4.14)$$

При регулировании угла опережения в контуре скорости изменяются величины эквивалентной электромеханической постоянной времени и $\cos\beta$. Если принять входные сопротивления регулятора постоянными, то при условии

$K_C = \text{const}$ резистор в цепи обратной связи регулятора необходимо изменять в соответствии с выражением

$$R_{oc} = A \frac{R_C}{\cos\beta}, \quad (4.15)$$

где $A = \frac{K_T J}{a_C a_T T_\mu C_M K_C}$; R_C - входное сопротивление регулятора скорости.

Передаточную функцию пропорционально-интегрального регулятора скорости представим в виде

$$W_{p.c}(p) = \frac{K_T T_M C_E \cos\beta}{a_C a_T T_\mu K_C R_\varepsilon} \frac{p b_C a_C a_T T_\mu + 1}{p b_C a_C a_T T_\mu}. \quad (4.16)$$

Для компенсации T_M и $\cos\beta$ при регулировании угла опережения необходимо перестроить как пропорциональную часть регулятора $W_{p.c}^n(p)$ так и интегральную

$$W_{p.c}^n(p) = \left(p \frac{b_C a_C^2 a_T^2 T_\mu^2 K_C R_\varepsilon}{K_T T_M C_E \cos\beta} \right)^{-1}. \quad (4.17)$$

В результате изменится постоянная времени интегрирования регулятора скорости

$$T_{и.с} = B \cos\beta = R_C C_C, \quad (4.18)$$

где $B = \frac{b_C a_C^2 a_T^2 T_\mu^2 C_M K_C}{K_T J}$.

Постоянные времени обратной связи регулятора и фильтра на входе системы останутся без изменений

$$T_{o.c} = T_\Phi = b_C a_C a_T T_\mu = R_{oc} C_C. \quad (4.19)$$

При постоянных входных сопротивлениях регулятора скорости параметры цепи обратной связи необходимо изменять в соответствии с выражениями

$$R_{oc} = A \frac{R_C}{\cos\beta}; C_C = B \frac{\cos\beta}{R_C}. \quad (4.20)$$

На рис. 4.4 представлена структурная схема самонастраивающейся системы подчиненного регулирования ВД.

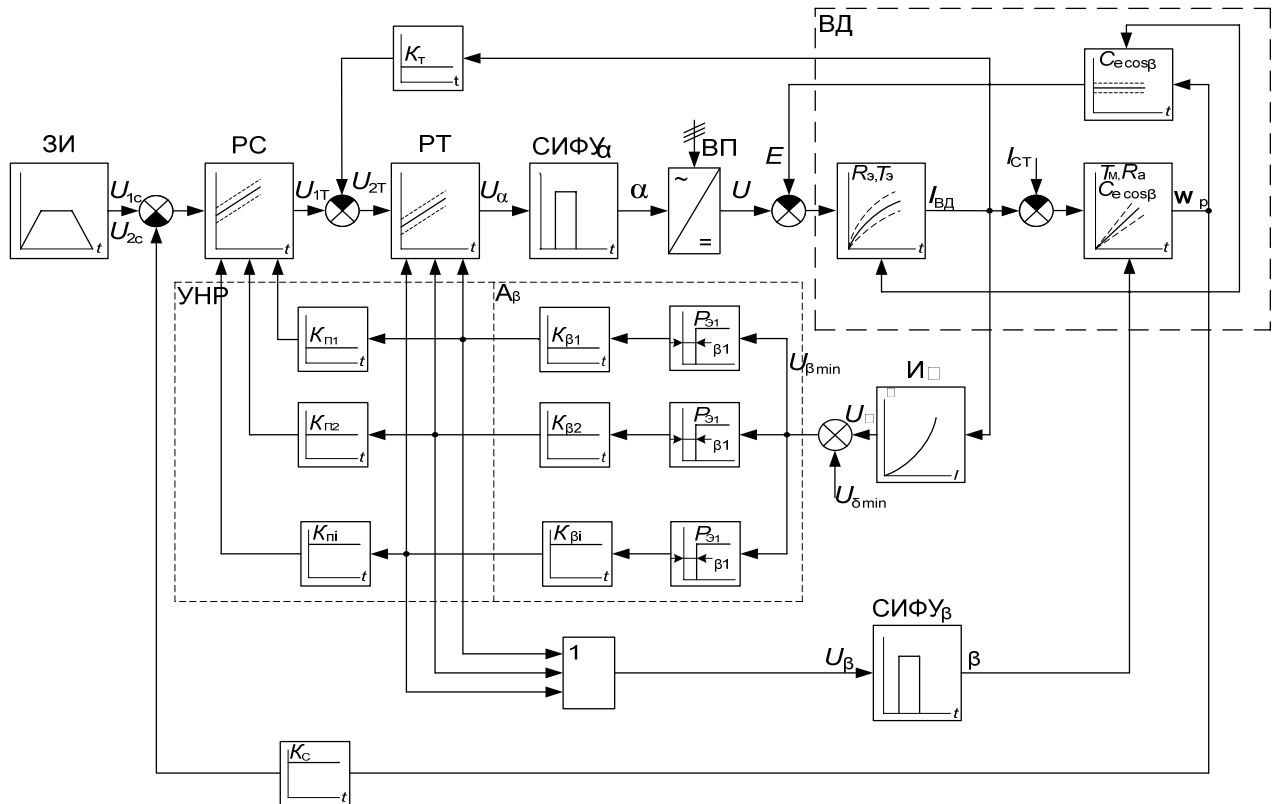


Рис. 4.4 Структурная схема самонастраивающейся системы подчиненного регулирования ВД

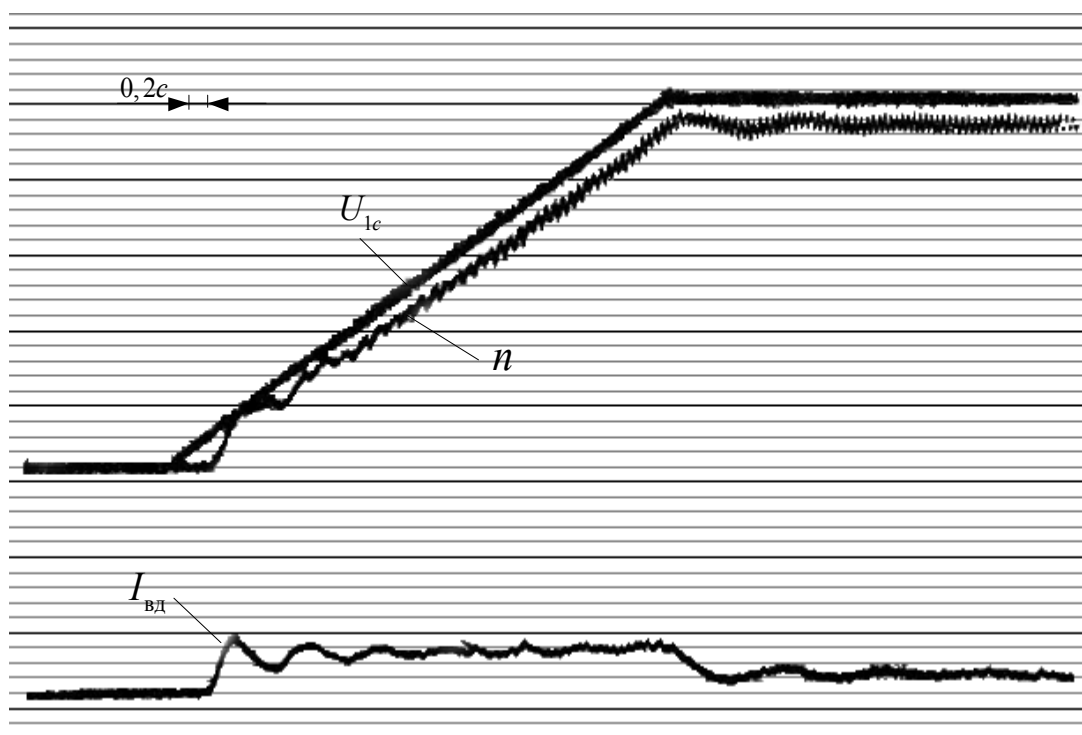
Система обрабатывает заданную диаграмму скорости с требуемой точностью и поддерживает максимальное значение коэффициента мощности, а также наилучшие энергетические показатели СМ и коммутатора в каждой рабочей точке независимо от частоты вращения и величины нагрузки [164]. Из рисунка видно, что обычная двухконтурная система подчиненного управления комплектуется двумя замкнутыми контурами – следящим и самонастраивающимся. В следящий контур входит измеритель угла коммутации I_{γ} , анализатор величины угла опережения A_{β} и система импульсно-фазового управления углом опережения (СИФУ $_{\beta}$). Второй контур состоит из измерителя, анализатора и устройства настройки регуляторов УНР.

Анализатор с помощью релейных элементов $PЭ_1, \dots, PЭ_i$ определяет текущее минимальное значение угла опережения и подает один из сигналов $K_{\beta_1}, \dots, K_{\beta_i}$ на вход СИФУ β . Одновременно тот же сигнал поступает в устройство настройки, которое автоматически меняет параметры регуляторов так, чтобы исключить ухудшение качества системы. Связь между параметрами регуляторов определяется коэффициентами пропорциональности K_{n1}, \dots, K_{ni} .

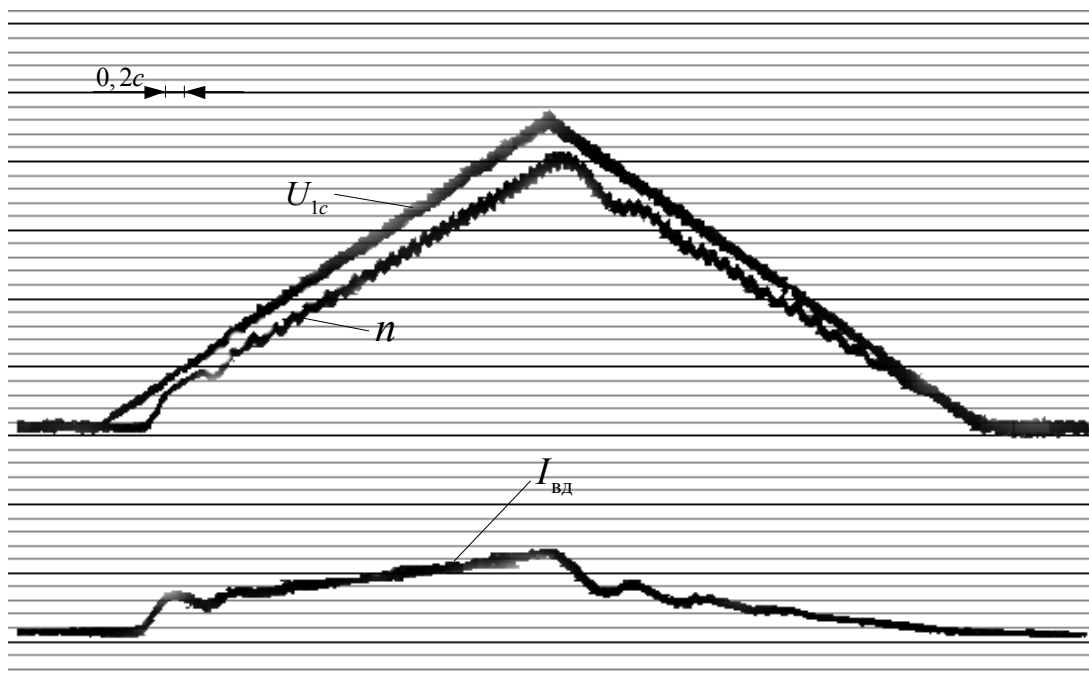
Диапазон изменения угла опережения зависит как от параметров ВД, так и от характера нагрузки. В среднем он составляет 30-40°. Ориентировочно величина шага дискретного регулирования угла β лежит в диапазоне 5-10°. Нижняя граница шага определяется дискретностью цифровой СИФУ β , а верхняя – ухудшением качества системы. Таким образом, число подканалов самонастройки может быть выбрано в пределах 3-8.

Система регулирования исследована на цифровой модели и экспериментальной установке. Анализировались переходные режимы с различной скоростью нарастания сигнала задания и при возмущениях по входу и по нагрузке. На рис. 4.5 - 4.9 приведены экспериментальные осциллограммы переходных процессов в однократноинтегрирующей системе регулирования скорости ВД переменного тока при различном темпе нарастания сигнала задания и при трапецеидальном, а также треугольном графиках скорости: пуск вхолостую (рис. 4.5, 4.6); пуск под нагрузкой (рис. 4.7, 4.8); ударное приложение и сброс нагрузки (4.9). Указанные осциллограммы сняты при следующих значениях параметров привода: $i_f = 9A$, $n_{уст} = 750\text{об/мин}$, $T_T = 0,02\text{с}$, $T_{O.T} = 0,064\text{с}$, $T_C = 0,04\text{с}$, $K_T = 1$, $K_C = 0,127$, $K_B = 28$.

Экспериментальные исследования, проведенные на установке с СМ типа ЕСС-52-4 показали, что предложенная структура управления ВД, разработанная для обеспечения оптимального динамического и энергетического режимов, реализует достаточно высокое качество переходных режимов во всем диапазоне частот вращения и моментов нагрузки.

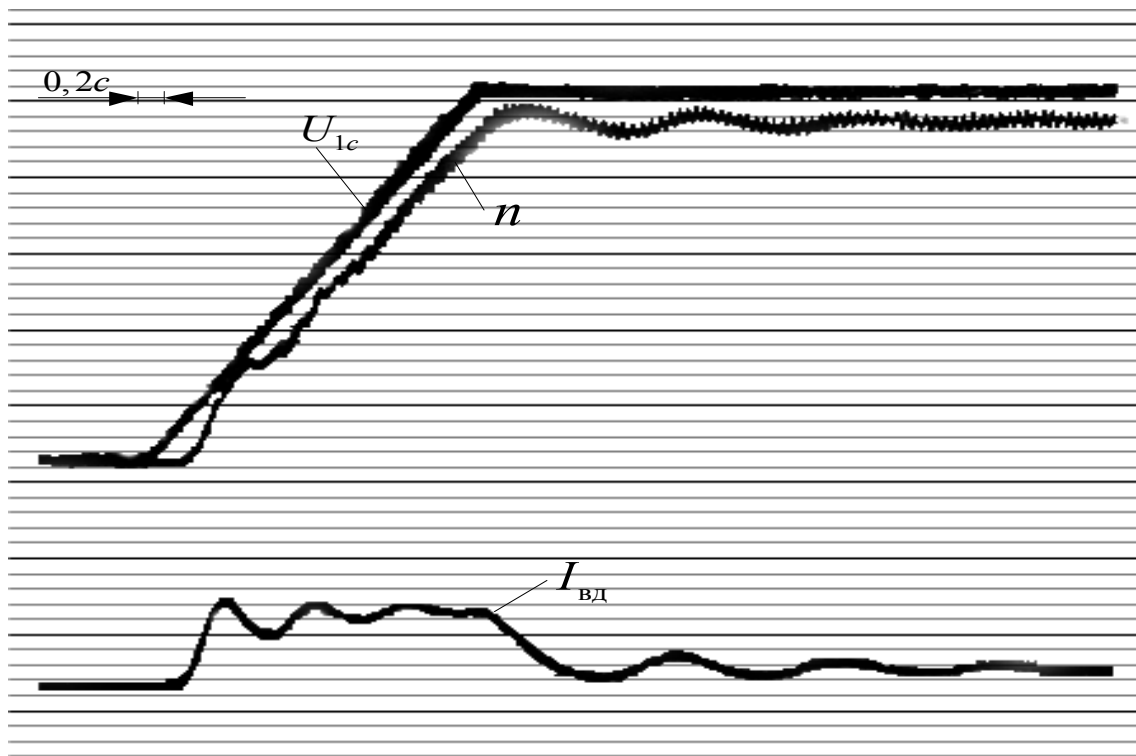


а

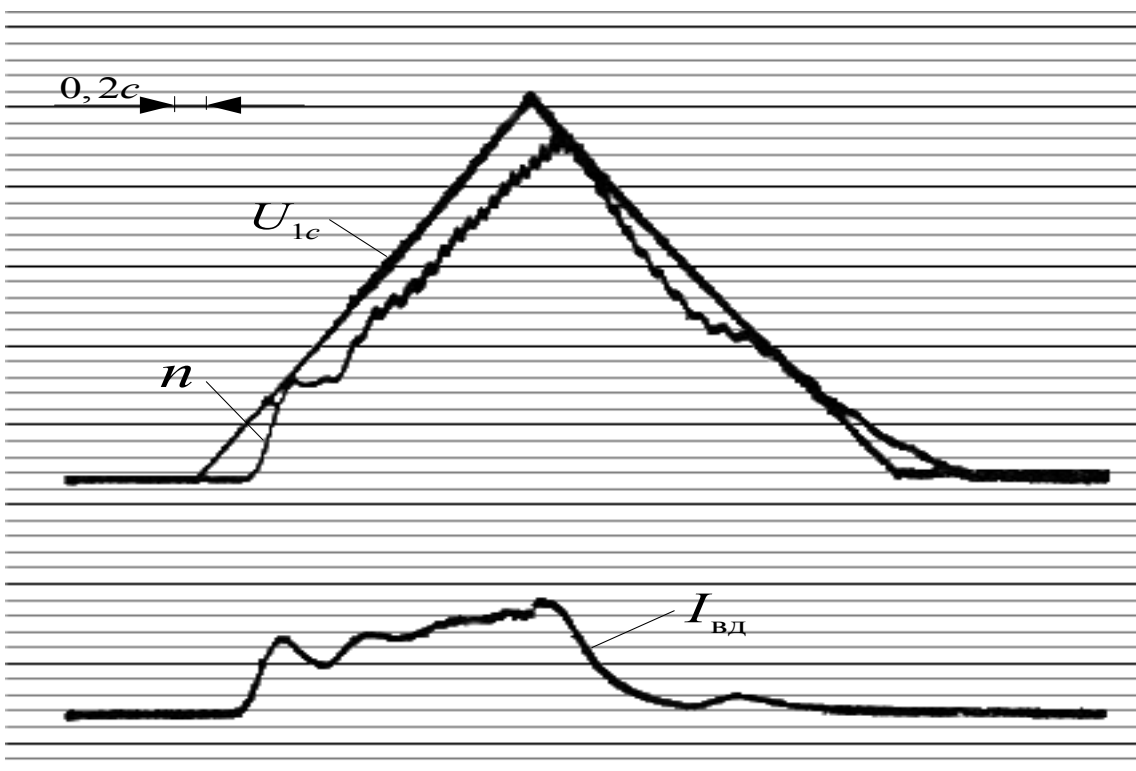


б

Рис. 4.5 Осциллограммы пуска ВД вхолостую в однократноинтегрирующей системе регулирования скорости: а - трапецеидальный график скорости; б - треугольный график скорости



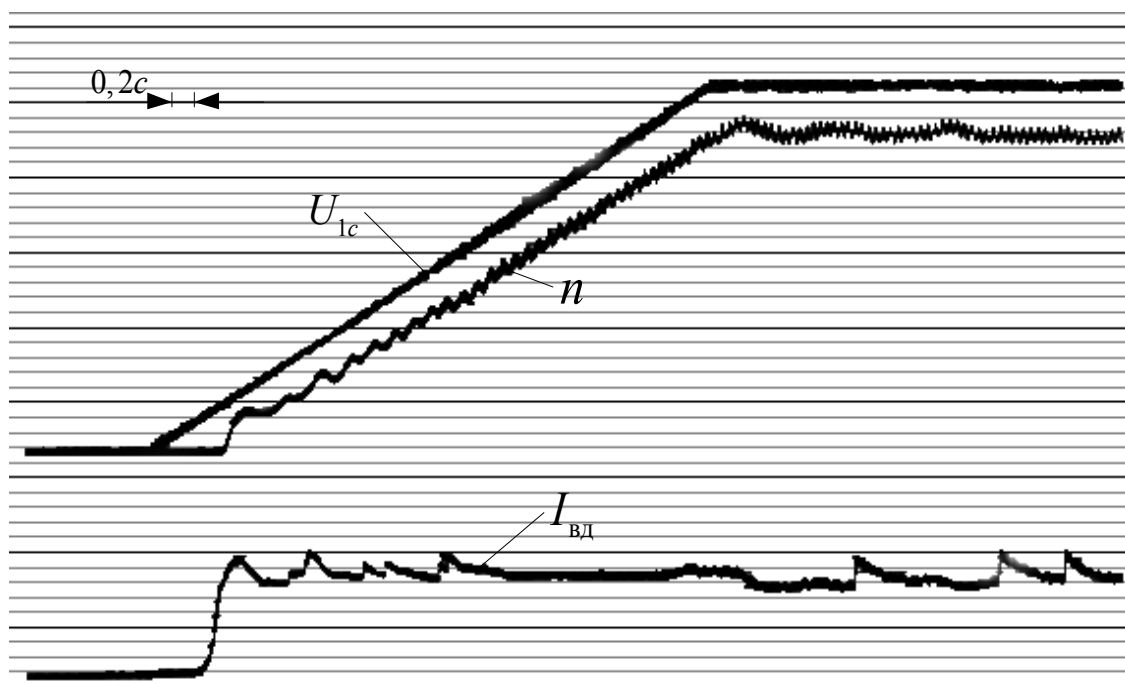
а



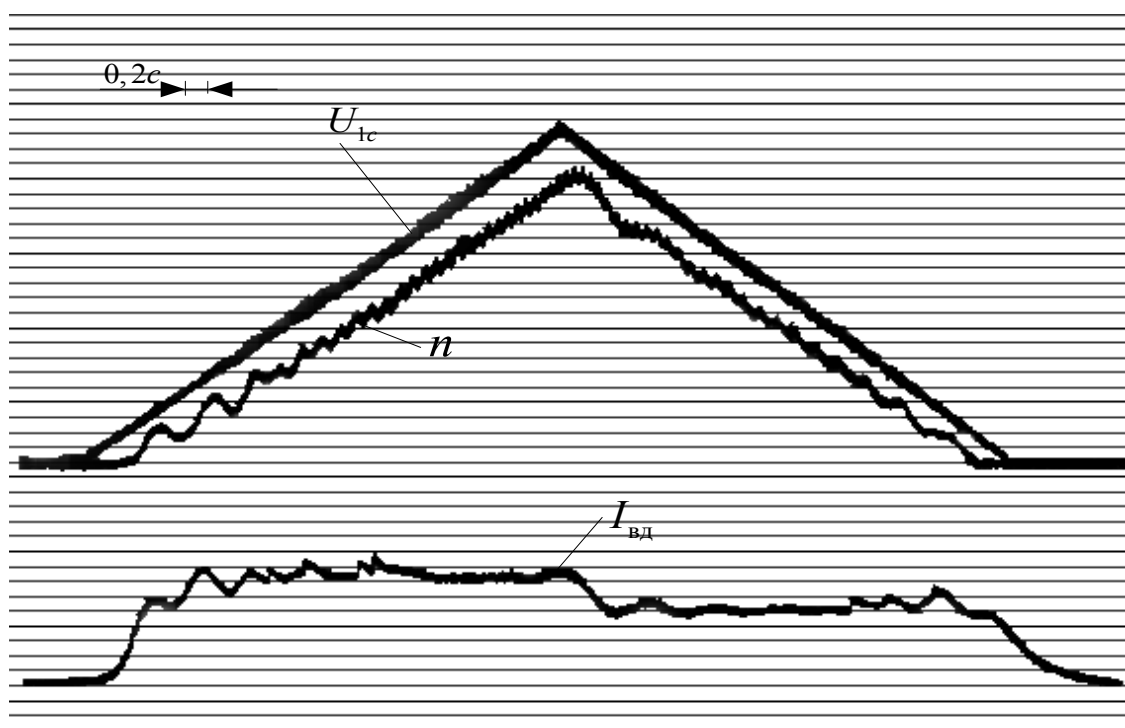
б

Рис. 4.6 Осциллограммы пуска ВД вхолостую в однократноинтегрирующей системе регулирования скорости:

а - трапецеидальный график скорости; б - треугольный график скорости

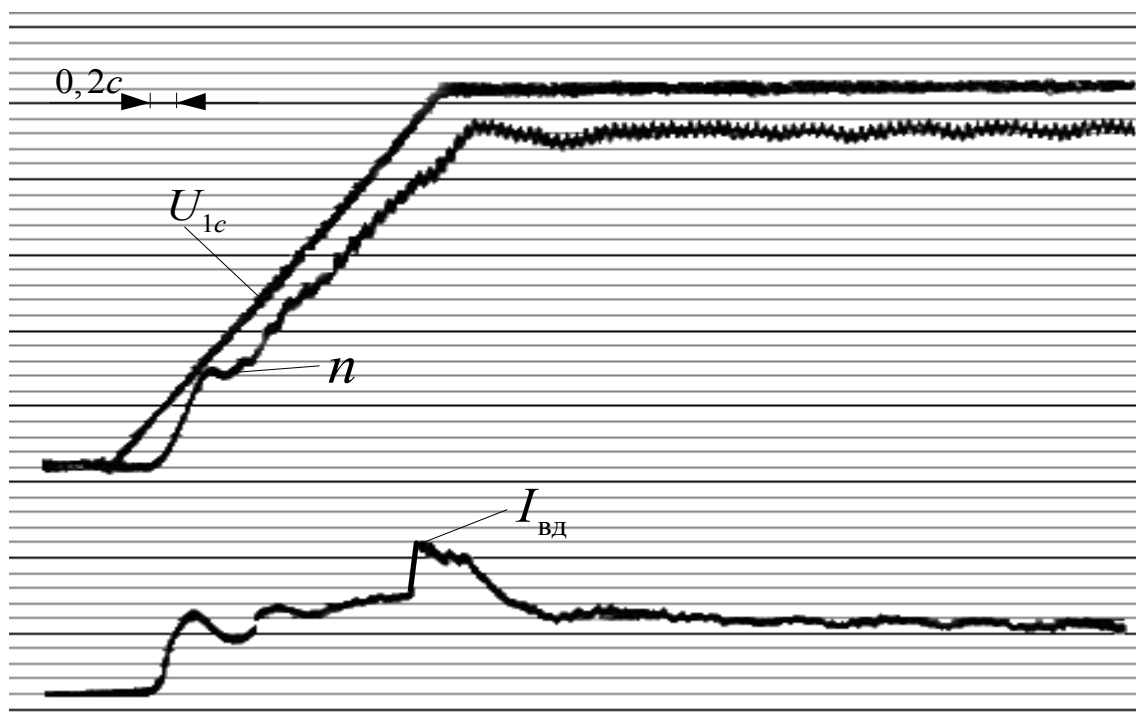


а

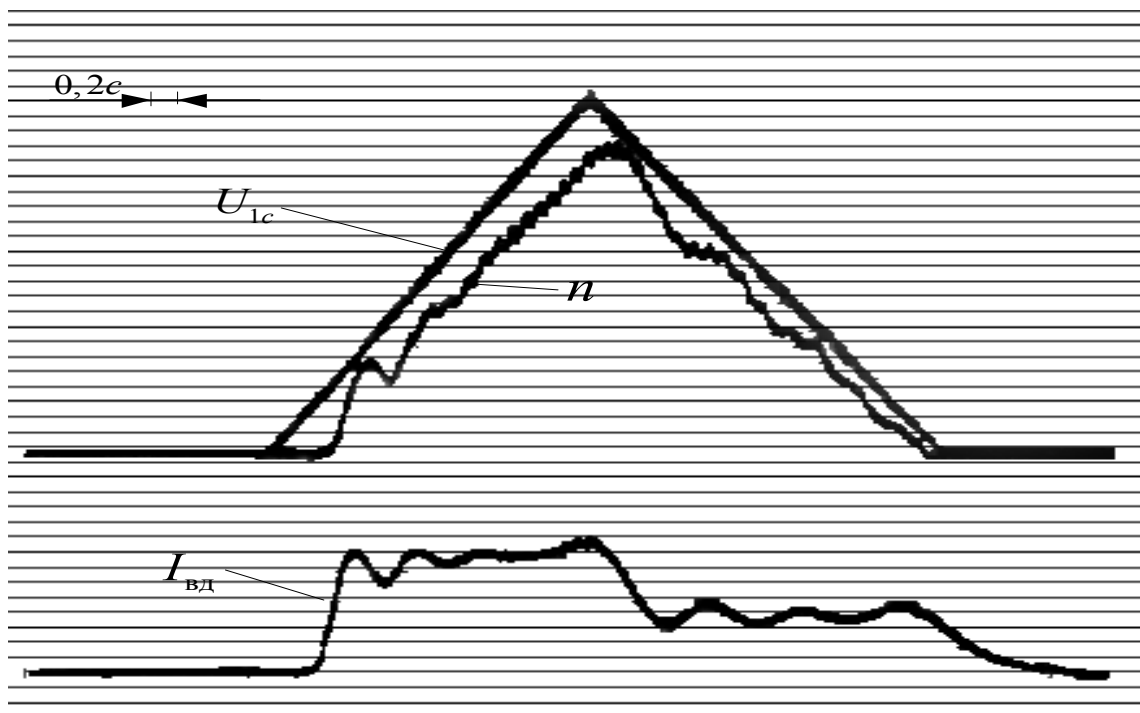


б

Рис. 4,7 Осциллограммы пуска ВД под нагрузкой ($I_C = 12$ А) в однократноинтегрирующей системе регулирования скорости:
а - трапецеидальный график скорости; б - треугольный график скорости

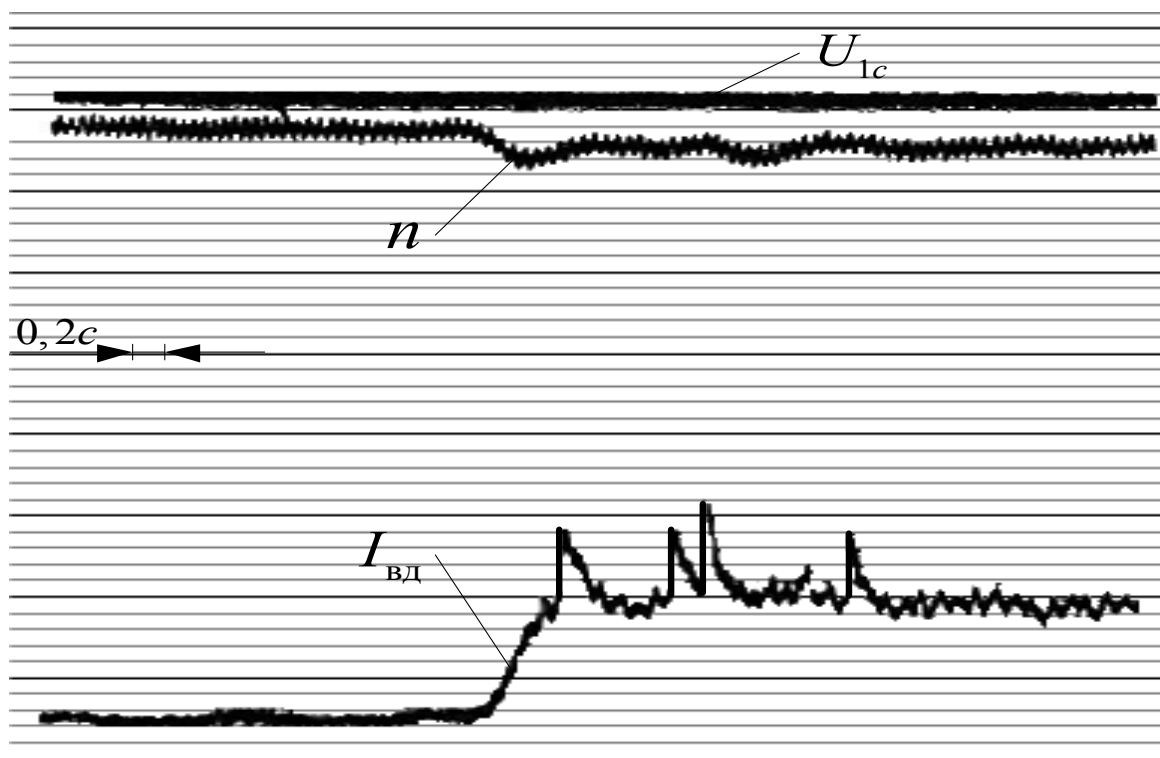


а

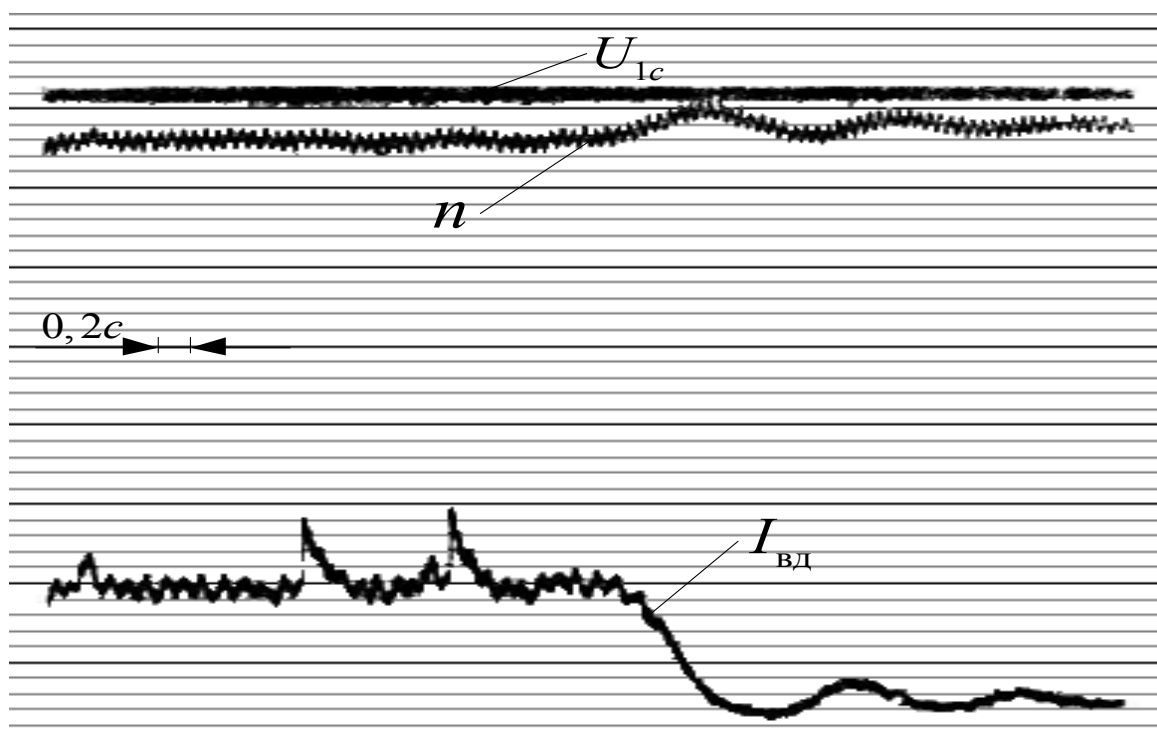


б

Рис. 4.8 Осциллограммы пуска ВД под нагрузкой ($I_C = 12$ А) в однократноинтегрирующей системе регулирования скорости:
 а - трапецидальный график скорости; б - треугольный график скорости



а



б

Рис. 4.9 Осциллограммы ВД при ударном приложении (а) и сбросе нагрузки (б) - $I_C = 10$ А

4.2 Моделирование замкнутой системы автоматического регулирования вентильными двигателями

В универсальной интегрированной математической компьютерной среде MATLAB модель ВД можно построить на функциональных элементах с использованием пакета моделирования динамических систем SIMULINK. В компьютерную систему интегрированы текстовые, формульные и графические редакторы, что позволяет представлять сложные модели и процессы с выводом их на печать.

Модель замкнутой САР ВД строится на основе структурных схем (рис. 2.20, рис. 4.1,а) и в среде MATLAB имеет вид (рис. 4.10). Управление ВД в предлагаемой модели реализовано по принципу подчиненного регулирования. Однократноинтегрирующая САР состоит из двух контуров - скорости и тока. Каждый контур содержит свой регулятор (регулятор скорости - пропорциональный, тока – пропорционально-интегральный) и отрицательную связь по контролируемой переменной. На вход системы подается сигнал с задатчика интенсивности. В табл. 4.1 представлены обозначения основных элементов схемы.

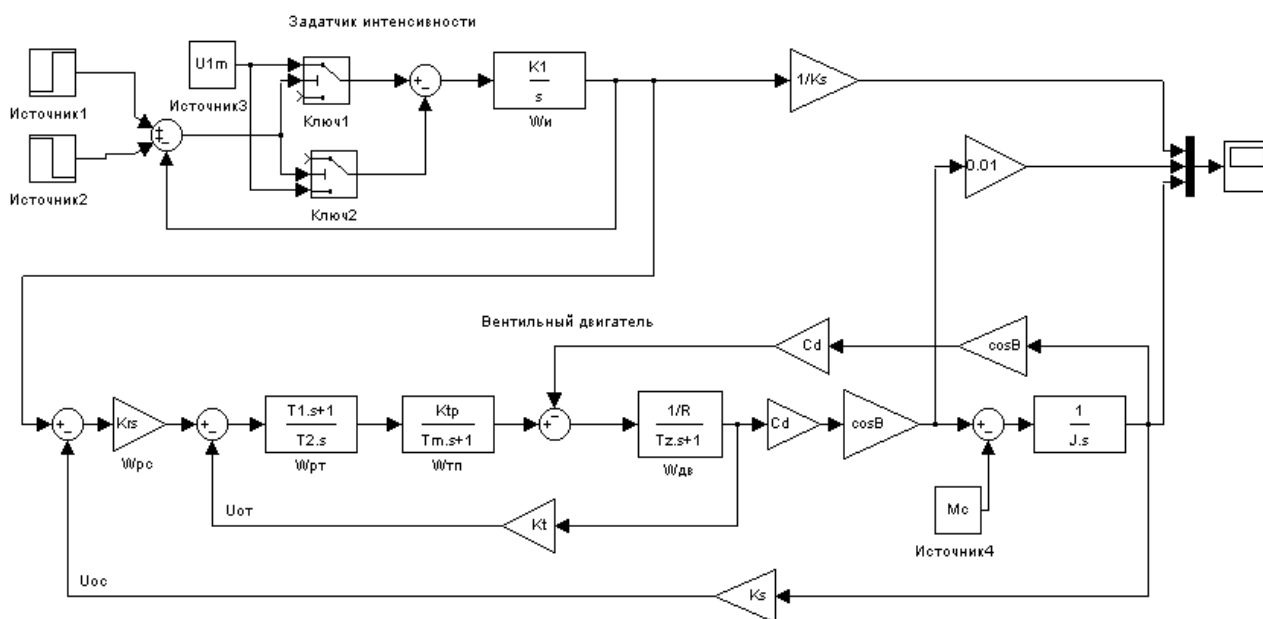


Рис. 4.10 Схема модели замкнутой САР ВД в среде MATLAB

Таблица 4.1

Обозначения основных элементов схемы модели замкнутой САР ВД

Обозначение	Назначение
$U_{1m}=10; K_1 = \frac{\varepsilon_{\max}}{\omega_{\max}}; \varepsilon_{\max} = \frac{(0.8...0.9)M_{\max} - M_c}{J'}$ $J' = J + J'_{p.m.}$	Задатчик интенсивности
$K_T = \frac{U_{от\max}}{I_{\max}}; I_{\max} = \frac{M_{\max}}{C_M \cos\beta}$	Коэффициент передачи по току
$K_c = \frac{U_{ос\max}}{\omega_{\max}}$	Коэффициент передачи по скорости
$W_{pr}(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_2}; T_1 = T_3; T_2 = \frac{a_T T_\mu K_\Pi K_T}{R_3}$	Передаточная функция регулятора тока
$W_{pc}(p) = K_{pc} = \frac{K_1 J}{a_c a_T T_\mu C_e K_c}$	Передаточная функция регулятора скорости
$1/K_S, 0,01$	Масштабные коэффициенты

В качестве примера выбран двигатель типа СД2-74/25-6У3 с паспортными данными (табл. 4.2).

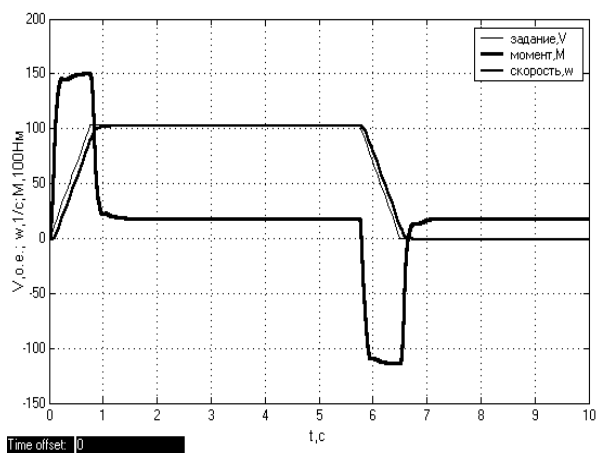
Таблица 4.2

Паспортные данные двигателя типа СД2-74/25-6У3

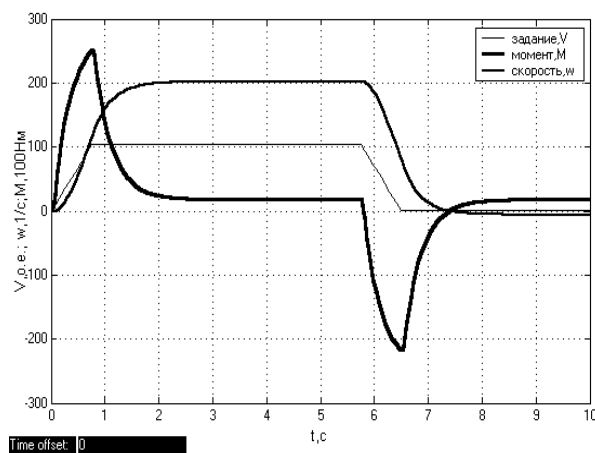
U , В	P , кВт	n , об/мин	I_c , А	КПД, %	$\cos\varphi$	f , Гц	$\frac{I_{пуск}}{I_{ном}}$	$\frac{M_{пуск}}{M_{ном}}$	$\frac{M_{вх}}{M_{ном}}$	$\frac{M_{max}}{M_{ном}}$	GD^2 , тм ²
380	250	1000	451	93.7	0.9	50	5.5	1.1	1.1	1.7	17

На рис. 4.11 представлены графики изменения заданной и действительной скорости, момента ВД: а) $\beta = 0^\circ$; б) $\beta = 30^\circ$; в) $\beta = 60^\circ$ при $M_c = M_H$ и $U_3 = 100\%$;

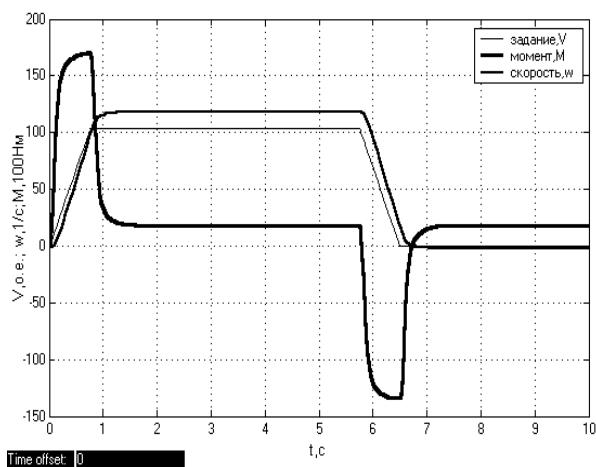
г) $\beta = 60^\circ$ при $M_C = M_H$ и $U_3 = 30\%$, полученные в результате компьютерного моделирования.



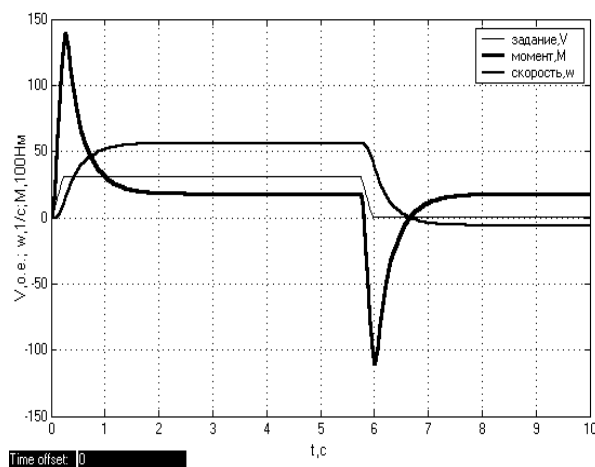
а



б



в



г

Рис. 4.11 Результаты компьютерного моделирования режимов пуска и торможения

На рис. 4.12 показана статическая регулировочная характеристика процесса реверса при полном напряжении, построенная по результатам моделирования.

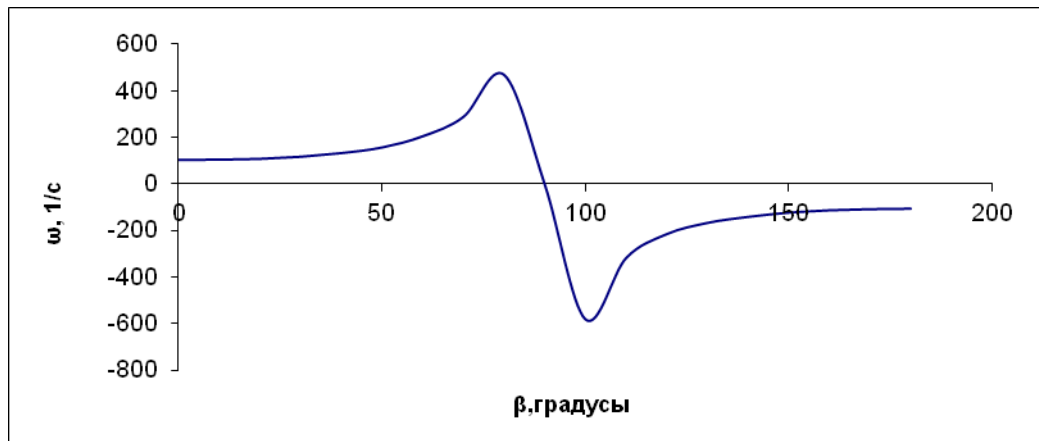
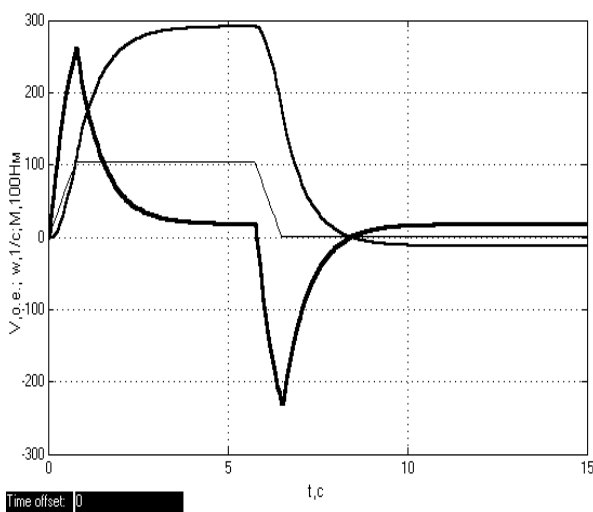
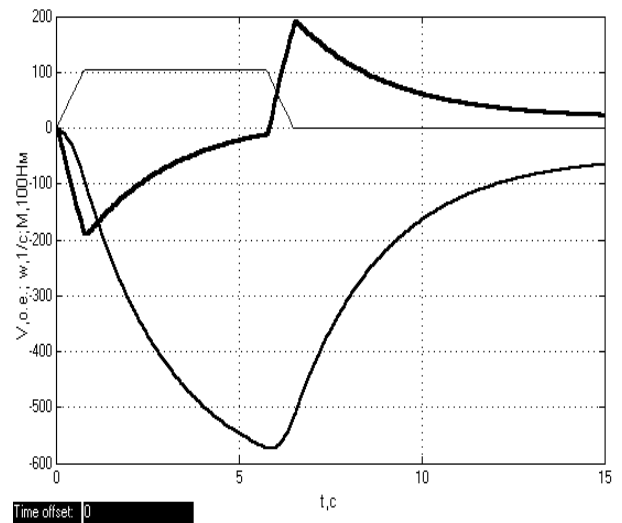


Рис. 4.12 Статическая регулировочная характеристика ВД

Особый интерес представляют результаты моделирования процесса реверсирования частоты вращения ВД на ходу при полном напряжении изменением угла опережения, представленные на рис. 4.13. Здесь: а) $\beta = 70^\circ$; б) $\beta = 80^\circ$; в) $\beta = 100^\circ$; г) $\beta = 110^\circ$ при $M_C = M_H$ и $U_3 = 100\%$.



а)



б)

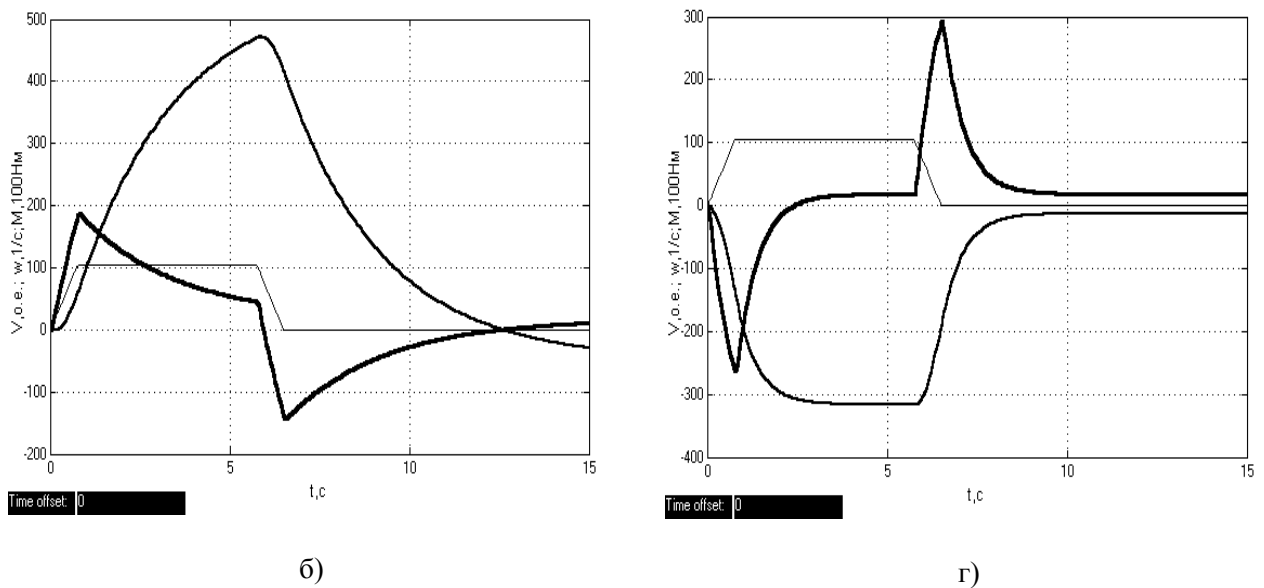


Рис. 4.13 Результаты компьютерного моделирования режима реверса ВД

Результаты компьютерного моделирования ВД показали высокую сходимость с экспериментальными данными, полученными на лабораторном стенде. Представление ВД передаточной функцией (рис. 2.20) является приближенной моделью, однако с достаточной достоверностью отражающей электромагнитные и электромеханические процессы в таких системах.

4.3 Разработка энергоэффективной системы управления вентильным двигателем

Рассмотрим функциональный состав и принцип действия разработанной аналого-цифровой САР ВД.

На рис. 4.14 приведена функциональная схема САР ВД переменного тока [37,164]. Система обрабатывает заданные режимы с выполнением закона управления $\beta_0 = \text{const}$ (при использовании ДПР) или $\beta = \text{const}$ (при использовании ДНС). На рис. 4.15 приведена функциональная схема самонастраивающейся САР ВД постоянного тока. Система обеспечивает работу СМ с максимальной величиной коэффициента мощности и наилучшими энергетическими показателями при всех возможных значениях частот

вращения и моментов нагрузки. Из сравнения рис. 4.14 и 4.15 видно, что схемы содержат однотипные узлы, за исключением контура самонастройки регуляторов и следящей системы углом опережения, наличие которых обусловлено реализацией закона $\beta_{\min} = f(\gamma)$.

САР ВД построена по принципу подчиненного регулирования с отрицательными обратными связями по скорости и току. Параметры регуляторов рассчитываются в соответствии с заданными техническими требованиями. На входе регулятора скорости заданное значение скорости сравнивается с действительным, снимаемым с датчика скорости ДС. В качестве датчика скорости в ВД может быть использован ДПР [67,92,165-169], а в качестве задающего элемента - устройства для контроля скорости [3,4]. На выходе регулятора тока формируется напряжение управления, в зависимости от величины и знака которого СИФУ $_{\alpha}$ регулирует угол отпирания тиристоров. При угле управления $0 < \alpha < 90^{\circ}$ коммутатор работает в режиме прямого преобразования энергии, а при $90^{\circ} < \alpha < 180^{\circ}$ - в режиме обратного преобразования. Центральный распределитель ЦР выполняет логическое умножение и дублирование сигналов СИФУ $_{\alpha}$ и СИФУ $_{\beta}$.

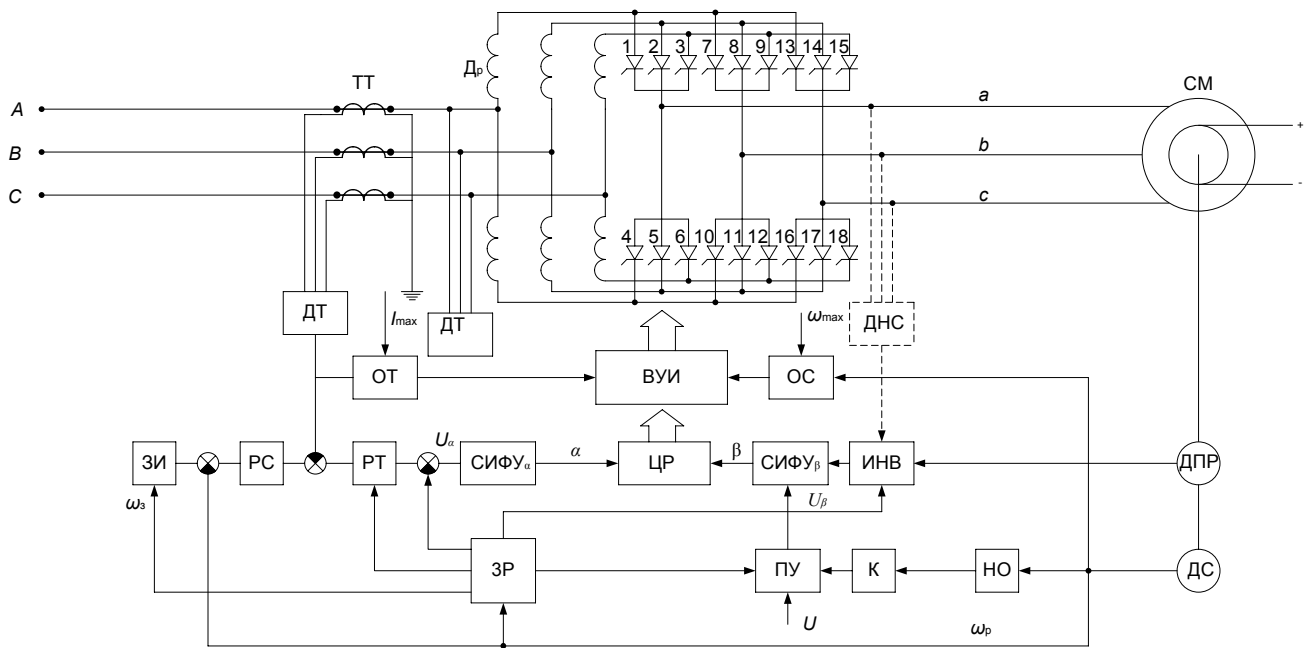


Рис. 4.14 Система автоматического регулирования ВД с циклоконвертором

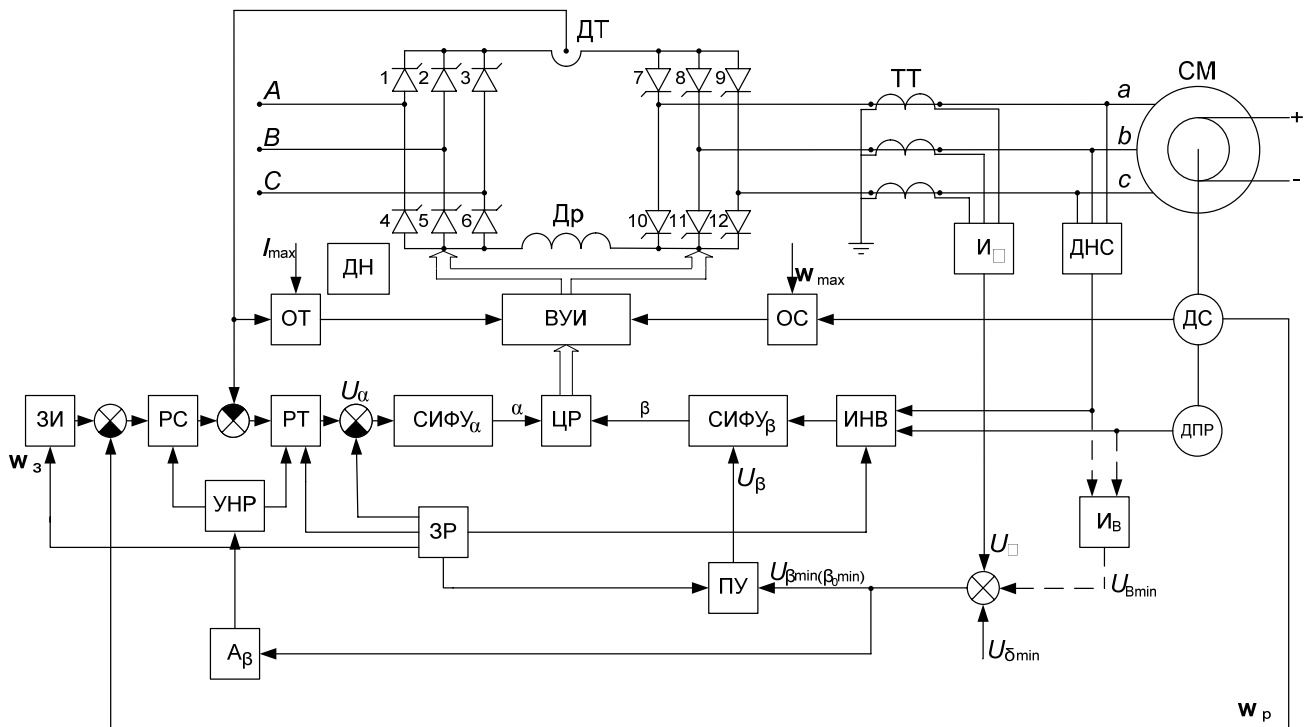


Рис. 4.15 Самонастраивающаяся система автоматического регулирования ВД с преобразователем со звеном постоянного тока

Рассмотрим режимы пуска и реверсирования скорости. В момент пуска с выхода задатчика интенсивности ЗИ через регуляторы скорости и тока на вход СИФУ α , подается напряжение, пропорциональное заданной скорости. На выходе системы генерируются сигналы в соответствии с порядком чередования фаз сети. Одновременно от ДПР через систему управления углом опережения на вход ЦР поступают сигналы на включение вентилей коммутатора. На выходе распределителя формируются импульсы управления двумя тиристорами, соответствующие угловому положению ротора и рабочим фазам питающей сети. При наличии потока возбуждения в двигателе возникает вращающий момент. С поворотом ротора на угол $\omega_{рt} = 60^\circ$ включается следующая группа тиристоров, что приводит к дальнейшему повороту вала и т.д. В цепи обратной связи по скорости появляется сигнал, и двигатель начинает разгоняться по заданному закону.

Для реверсирования привода на входы задатчика режима работы ЗР подается команда реверса. При этом на выходе задатчика формируются сигналы, поступающие на блокирующий вход регулятора тока, вход СИФУ α и пусковое устройство ПУ. Углы управления и опережения устанавливаются большими 90° , преобразователь переводится в режим обратного преобразования, а СМ - в режим генераторного рекуперативного торможения. В момент полной остановки ротора задатчик режима переводит коммутатор в режим прямого преобразования, а индикатор направления вращения ИНВ реверсирует сигнал с ДПР. Поскольку тиристоры переключаются в обратном порядке, то вращающий момент двигателя изменяет свой знак.

Защита от перегрузок реализуется с помощью отрицательной обратной связи по току воздействием на регулятор тока, в результате чего меняется угол управления. Защита от токов короткого замыкания выполняется ограничителем тока ОТ, воздействующим на выключатель управляющих импульсов ВУИ. Эта защита эффективна и при наличии сквозного прорыва тока, возникающего при потере управляемости.

С появлением неисправности в цепи обратной связи по скорости или в системах управления углом опережения и потоком может возникнуть аварийный режим, при котором скорость двигателя начинает увеличиваться. В этом случае срабатывает ограничитель скорости ОС и происходит отсечка управляющих импульсов.

В системе управления ВД переменного тока для улучшения энергетических показателей необходимо использовать задержанную обратную связь по скорости [162]. При низких частотах вращения ($\omega_p \leq 0,3\omega_0$) угол опережения поддерживается равным нулю, что осуществляется запирающим входом СИФУ $_{\alpha}$ с помощью цепи: датчик скорости - нуль-орган - ключ. С увеличением частоты вращения связь отключается, в результате чего на вход СИФУ $_{\alpha}$ поступает сигнал, пропорциональный углу опережения.

Возможны несколько способов управления вентилями циклоконвертора ВД. Первый способ широко используется в преобразователях с непосредственной связью в системах ЧРП [91]. Он заключается в переводе работающей группы на время коммутации в инверторный режим. За счет уменьшения времени спада тока увеличивается предел выходной частоты циклоконвертора, который, однако, не превышает 20-25 Гц. Помимо этого, наличие амплитудно-частотной модуляции напряжения управления значительно усложняет систему.

Использование естественной, а затем и машинной коммутации позволило разработать устройство трехимпульсного управления [96], применение которого дает возможность получить на выходе преобразователя напряжение с частотой, большей частоты источника. При этом отсутствует потребность в циклическом переводе групп в инверторный режим. Благодаря разработанному устройству в ВД переменного тока могут быть использованы те же СИФУ $_{\alpha}$ и СИФУ $_{\beta}$, что и в ВД постоянного тока.

В ВД переменного тока не требуется амплитудно-частотной модуляции напряжения управления, поэтому в СИФУ $_{\alpha}$ принята одноканальная синхронная структура управления с линейными аккордными развертывающими функциями (рис. 4.16) [36,170].

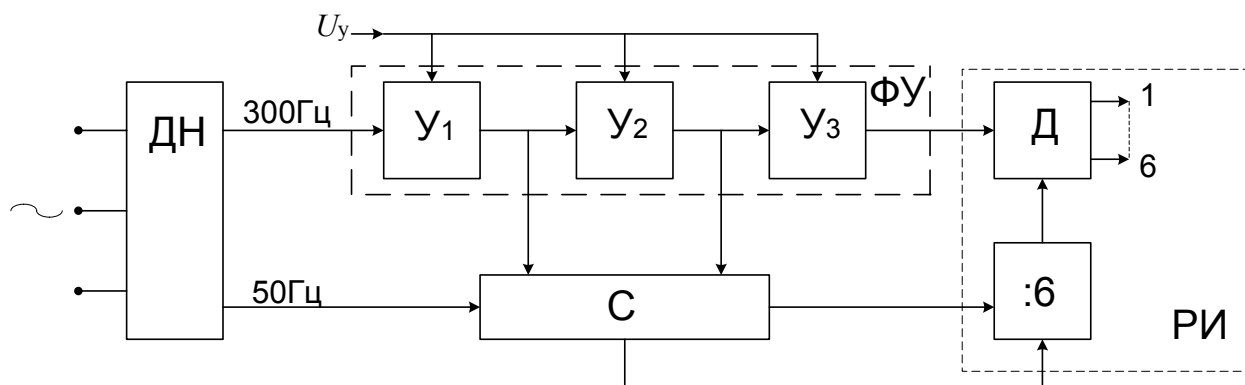


Рис. 4.16 Функциональная схема СИФУ $_{\alpha}$

В одноканальной синхронной системе, в отличие от многоканальной, отсчет угла управления производится в одном канале для всех фаз [21,72,97]. Такое решение исключает асимметрию импульсов управления. Однако одноканальные системы имеют динамическую погрешность, возникающую при переводе преобразователя из выпрямительного режима в инверторный и наоборот. С целью уменьшения динамической погрешности используются аккордные развертывающие функции, которые образуются из элементарных путем смещения последних по одной или нескольким координатам [21,83].

Авторами предлагается одноканальное фазосдвигающее устройство с аккордными развертывающими функциями на аналоговых и дискретных интегральных схемах с большой чувствительностью, малыми дрейфом нуля и временем задержки распространения сигнала при включении и выключении, отвечающее высоким требованиям точности, быстродействия и надежности [36]. Высокое качество преобразования непрерывного сигнала в дискретную последовательность импульсов достигается соответствующим выбором формы

развертывающей функции, числа элементарных преобразований и скорости изменения напряжения управления.

На рис. 4.17 представлена схема элементарного узла одноканального фазосдвигающего устройства.

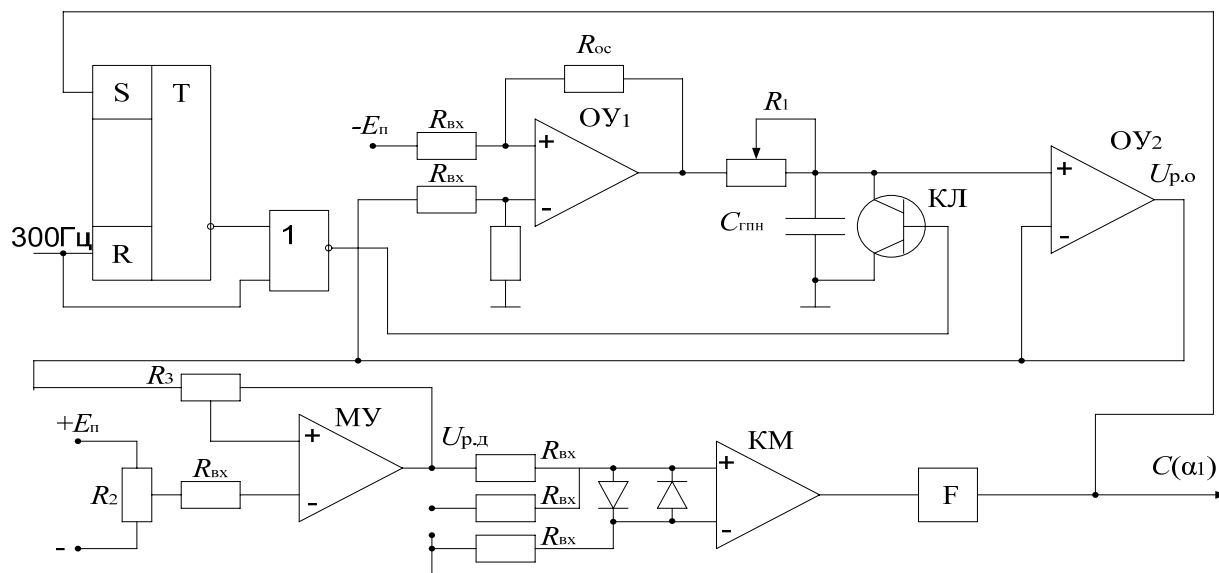


Рис. 4.17 Функциональная схема элементарного узла одноканального аккордного фазосдвигающего устройства

Каждый синхроимпульс частотной последовательности 300Гц подготавливает RS -триггер и запускает генератор пилообразного напряжения, открывая ключ КЛ. Генератор пилообразного напряжения собран на двух операционных усилителях ОУ1, ОУ2 и обладает высоким коэффициентом линейности. Наклон развертывающего напряжения регулируется резистором R_1 в диапазоне 1-6В, что необходимо для совместной настройки всех трех фазосдвигающих устройств.

Однополярное развертывающее напряжение $U_{р.о}$ поступает на инвертирующий вход масштабного усилителя МУ, на выходе которого формируется двуполярное напряжение $U_{р.о}$. Резисторы R_2 и R_3 служат для подстройки угла наклона и амплитуды развертывающего напряжения, максимальный размах которого составляет 20В.

С выхода масштабного усилителя развертывающее напряжение поступает на вход токового компаратора КМ, в котором происходит сравнение его с напряжением управления. В момент их равенства компаратор перебрасывается из режима положительного насыщения в отрицательное. При этом на выходе формирователя появляется импульс, переключающий RS -триггер, в результате чего начинается процесс разряда конденсатора $C_{ГПН}$. Одновременно этот импульс поступает на входы следующего узла задержки и синхронизатора. Отсечка развертывающего напряжения в данном узле исключает ложные срабатывания в динамических режимах при ступенчатом изменении напряжения управления.

Рассмотренное одноканальное фазосдвигающее устройство по быстродействию не уступает многоканальным и хорошо согласуется со свойствами вентильных преобразователей. Так, в режиме перевода преобразователя из инвертора в выпрямитель СИФУ $_{\alpha}$, по сравнению с многоканальной обладает запаздыванием, максимальная величина которого составляет 0,28-0,55мс. Такое запаздывание незначительно, и во многих случаях им можно пренебречь. Коэффициент передачи системы составляет $9^{\circ}/V$, чувствительность 5мВ и симметрия управляющих импульсов $\pm 0,5^{\circ}$.

При синтезе систем управления углом опережения ВД необходимо учитывать следующее. Во-первых, точка пересечения фазных ЭДС имеет дрейф, и ее мгновенное положение может быть определено только после завершения процесса коммутации. Во-вторых, частота сигналов синхронизации, запускающих развертывающие функции не постоянна, а прямо пропорциональна частоте вращения ротора машины. Перечисленные особенности для рассматриваемого класса систем обусловили применение безинерционных цифровых структур управления [78].

Цифровая СИФУ $_{\beta}$ может быть построена по принципу заполнения измеряемого интервала постоянным числом импульсов, не зависящим от изменения частоты вращения двигателя. В этом случае необходим цифровой

датчик скорости, жестко связанный с валом машины, который может быть выполнен в виде диска с зубцами и расположенным над ним чувствительным элементом. Число зубцов определяется числом пар полюсов двигателя и дискретностью регулирования $z = 2\pi r / \Delta\beta$, а число импульсов в измеряемом интервале $N = zE_{\text{и}}$ где $E_{\text{и}}$ - величина искомого интервала в угловой мере частоты вращения двигателя ($\pi, \frac{2}{3}\pi, \frac{\pi}{3}$) [37].

Такой алгоритм довольно просто может быть реализован с помощью трехканальной синхронной структуры, изображенной на рис. 4.18 [171].

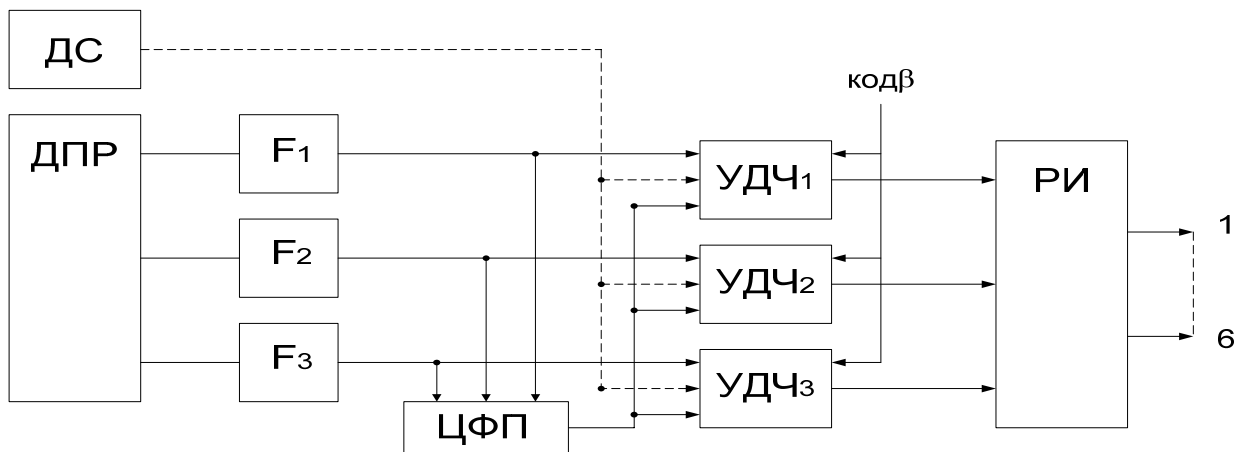


Рис. 4.18 Функциональная схема СИФУ β

С выхода ДПР на входы формирователей F1 - F3 поступают сигналы, длительность половины периода которых составляет 180° частоты вращения двигателя. По их передним и задним фронтам дифференцируются узкие импульсы, устанавливающие управляемые делители частоты УДЧ $_1$ - УДЧ $_3$ в исходное состояние. При равенстве числа импульсов, поступающих с датчика скорости, коду угла опережения, на выходах УДЧ формируются сигналы, сдвинутые относительно входных на требуемый угол.

В рассмотренной СИФУ β отсутствует динамическое запаздывание, а диапазон регулирования скорости не влияет на ее характеристики. Однако использование датчика скорости вызывает технологические и конструктивные

недостатки. Кроме того, из-за резкого увеличения числа зубцов эту систему нецелесообразно применять для низкоскоростных приводов, где требуется малая дискретность регулирования.

Для исключения датчика скорости необходим цифровой функциональный преобразователь ЦФП (на рисунке он показан штриховой линией), который определяет величину $E_{\text{и}}$ и преобразует ее в частоту следования импульсов, пропорциональную частоте вращения [67].

Разработанная цифровая система управления углом опережения с диапазоном и дискретностью регулирования $D_{\beta} = 0-180^{\circ}$, $\Delta\beta = 0.5^{\circ}$ позволяет использовать обычный ДПР и менять угол с высоким быстродействием при любых значениях частоты вращения машины.

4.4 Построение высоконадежных логических информационных узлов для систем импульсно-фазового управления вентильными двигателями

Бесперебойная работа электропривода во многом определяется надежностью средств управления. Для повышения надежности системы вводится информационная или аппаратурная избыточность, вследствие чего уменьшается вероятность появления ложных сигналов [73]. Однако это приводит к многократному увеличению числа элементов цепи управления, что не всегда целесообразно. Даже при выполнении всех защитных мер по повышению надежности возможно появление помех и сбоев, которые неразрывно связаны с работой логических схем. Логическая схема любой степени сложности, как правило, состоит из элементарных автоматов накапливающего и комбинационного типов. При наличии переходных процессов в автоматах возможно появление "опасных состязаний", приводящих к ложным сигналам [5,89].

Авторы полагают, что при разработке систем управления ВД наиболее целесообразным решением является создание логических информационных

узлов с использованием комплексных методов повышения надежности, не требующих значительных затрат. В комплекс простых, но эффективных мер по повышению надежности входят следующие [35]: применение циклической (тактовой) синхронизации; введение отсечек, запирающих элементарные автоматы после их срабатывания; обработка информационных сигналов, представленных в виде логических нулей; передача сигналов между узлами одновременно в прямом и инверсном виде с последующим их сравнением; применение логических элементов на МОП-структурах.

На рис. 4.19 и 4.20 приведены функциональная схема и диаграмма работы распределительного устройства одноканальной СИФУ $_{\alpha}$. Устройство предназначено для распределения управляющих импульсов, поступающих с выходов трех фазосдвигающих устройств СИФУ $_{\alpha}$, на шесть каналов.

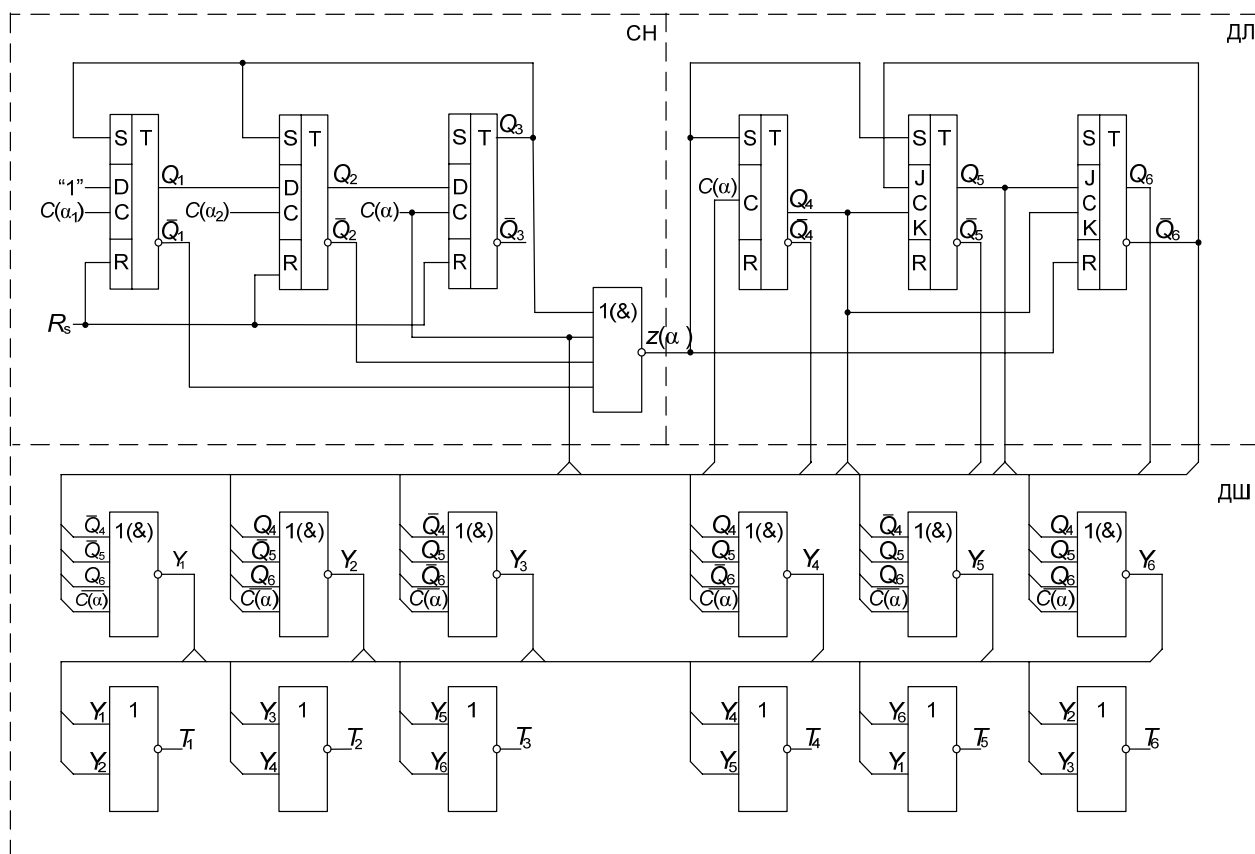


Рис. 4.19 Функциональная схема распределительного устройства

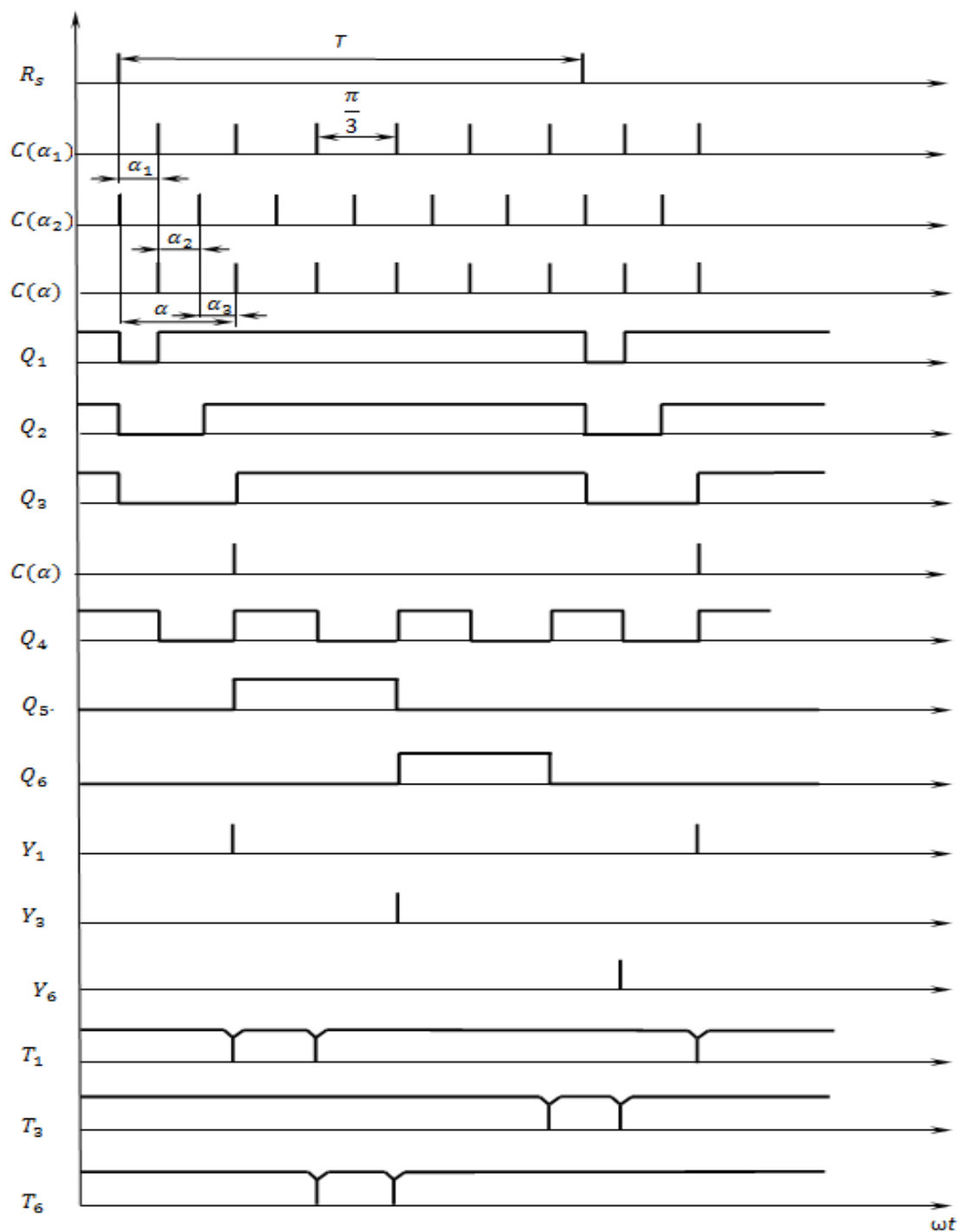


Рис. 4.20 Диаграмма, поясняющая принцип работы распределительного устройства

Для стробирования процесса распределения в устройство включен синхронизатор СН, который собран на трех D -триггерах. Из таблицы истинности D -триггера с R - и S -входами (без учета избыточных комбинаций) получаем характеристическое уравнение

$$Q^{i+1} = S^i + Q^i \bar{R}_s^i \bar{S}^i \bar{C}^i + \bar{R}_s^i \bar{S}^i C^i D^i, \quad (4.21)$$

используя которое, записываем уравнения синхронизатора

$$\begin{aligned} Q_1^{i+1} &= Q_3^i + Q_1^i \bar{R}_s \bar{Q}_3^i \overline{C(\alpha_1)} + \bar{R}_s \bar{Q}_3^i C(\alpha_1); \\ Q_2^{i+1} &= Q_3^i + Q_2^i \bar{R}_s \bar{Q}_3^i \overline{C(\alpha_2)} + \bar{R}_s \bar{Q}_3^i C(\alpha_2) Q_1^{i+1}; \\ Q_3^{i+1} &= S_3 + Q_3^i \bar{R}_s \bar{S}_3 \overline{C(\alpha)} + \bar{R}_s \bar{S}_3 C(\alpha) Q_2^{i+1} \end{aligned} \quad (4.22)$$

где Q_i и \bar{Q}_i - соответственно прямые и инверсные выходы триггеров; $C(\alpha_1)$, $C(\alpha_2)$, $C(\alpha)$ - импульсные последовательности, поступающие с выходов фазосдвигающих устройств; R_s - стробирующий импульс; α_1 , α_2 , α_3 - углы управления фазосдвигающих устройств.

Синхронизатор устанавливается в исходное состояние с приходом каждого стробирующего импульса R_s совпадающего по времени с "первым" импульсом сигналов $C(\alpha_1)$, $C(\alpha_2)$, $C(\alpha)$ при $\alpha = 0$. Последовательное поступление этих сигналов на входы схемы вызывает переход триггеров в состояние логической единицы. В момент переключения последнего триггера на выходе синхронизатора формируется тактовый импульс

$$z(\alpha) = \overline{\bar{Q}_1 + \bar{Q}_2 + \bar{Q}_3 + \overline{C(\alpha)}}, \quad (4.23)$$

соответствующий первому задержанному импульсу с углом управления $\alpha(U_Y)$.

Из выражения (4.23) видно, что импульс тактовой синхронизации $z(\alpha)$ формируется из сигналов, представленных в виде логических нулей. Такое решение, с одной стороны, повышает помехоустойчивость, а с другой - уменьшает количество логических элементов синхронизатора, поскольку не требуется лишнего инвертора (триггеры делителя устанавливаются по R - и S - входам сигналами в виде логических единиц). Воспользовавшись соотношениями де Моргана [74], нетрудно показать дуальность элемента ИЛИ-НЕ, выполняющего функцию И-НЕ

$$z(\alpha) = Q_1 Q_2 Q_3 C(\alpha). \quad (4.24)$$

Обратная связь с прямого выхода третьего триггера на установочные S - входы первого и второго пороговых устройств выполняет роль отсечки,

запирающей синхронизатор после срабатывания на время до поступления следующего стробирующего импульса R_S . Использование отсечки исключает ложные срабатывания в динамических режимах при ступенчатых переключениях напряжения управления.

Вместо применяемых на практике кольцевых сдвигающих схем [72] в разработанном устройстве в качестве распределителя используются делитель на шесть ДЛ и дешифратор ДШ. Делитель выполнен на одном счетном RST -триггере и двух jK - триггерах и представляет собой двоичный счетчик с обратной связью.

Из таблиц, характеризующих установившиеся состояния накапливающих автоматов, найдём выражения для RST - и jK - триггеров (для последнего учитывается условие $K = 0$)

$$Q_{RST}^{i+1} = S^i + \bar{R}_s^i \bar{S}^i \bar{C}^i Q^i + \bar{R}_s^i \bar{S}^i C^i \bar{Q}^i; \quad (4.25)$$

$$Q_{jK}^{i+1} = S^i + Q^i \bar{R}_s^i \bar{S}^i \bar{C}^i \bar{j}^i \bar{K}^i + \bar{R}_s^i \bar{S}^i \bar{C}^i j^i \bar{K}^i + \bar{R}_s^i \bar{S}^i C^i \bar{j}^i \bar{K}^i \bar{Q}^i \quad (4.26)$$

Исходя из выражений (4.25), (4.26) и рис.4.19, 4.20, записываем систему характеристических уравнений делителя

$$Q_4^{i+1} = z(\alpha) + \bar{R}_s \bar{z}(\alpha) \bar{C}(\alpha) Q_4^i + \bar{R}_s \bar{z}(\alpha) C(\alpha) \bar{Q}_4^i \quad (4.27)$$

$$Q_5^{i+1} = z(\alpha) + Q_5^i \bar{R}_s \bar{z}(\alpha) \bar{Q}_4^{i+1} Q_6^i \bar{K} + \bar{R}_s \bar{z}(\alpha) \bar{Q}_4^{i+1} \bar{Q}_6^i \bar{K} + \bar{R}_s \bar{z}(\alpha) \bar{Q}_4^{i+1} Q_6^i \bar{K} \bar{Q}_5^i;$$

$$Q_6^{i+1} = \bar{S}_6 + Q_6^i \bar{z}(\alpha) \bar{S}_6 \bar{Q}_4^i \bar{Q}_5^{i+1} + \bar{z}(\alpha) \bar{S}_6 \bar{Q}_4^i \bar{Q}_5^{i+1} \bar{K} + \bar{z}(\alpha) \bar{S}_6 Q_4^i \bar{Q}_5^{i+1} \bar{K} \bar{Q}_6^i$$

Использование делителя с циклической тактовой синхронизацией практически исключает ложные срабатывания в СИФУ $_{\alpha}$ в процессе распределения импульсов.

Для синтеза дешифратора воспользуемся диаграммами (рис. 4.20), учитывая при этом, что аргументами являются совокупность наборов Q_4 - Q_6 , Q_4 - Q_6 , $C(\alpha)$, а функциями - сигналы Y_1 - Y_6 , формируемые на выходе дешифратора. С учетом выбранной элементарной базы (элементы 4И-НЕ) структуру дешифратора представим выражениями

$$\begin{aligned}
Y_1 &= \overline{Q_4 Q_5 Q_6} C(\alpha); & Y_2 &= \overline{\overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6}} C(\alpha); \\
Y_3 &= \overline{Q_4 \overline{Q_5} Q_6} C(\alpha); & Y_4 &= \overline{\overline{Q_4} \overline{Q_5} Q_6} C(\alpha); \\
Y_5 &= \overline{Q_4 \overline{Q_5} \overline{Q_6}} C(\alpha); & Y_6 &= \overline{\overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6}} C(\alpha)
\end{aligned}
\tag{4.28}$$

Однако для повышения надежности устройства необходимо оперировать логическими нулями, а не единицами. Исходя из этого, синтезируем дешифратор на элементах 4ИЛИ-НЕ

$$\begin{aligned}
Y_1 &= \overline{Q_4} + \overline{Q_5} + Q_6 + \overline{C(\alpha)}; \\
Y_2 &= Q_4 + \overline{Q_5} + Q_6 + \overline{C(\alpha)}; \\
Y_3 &= \overline{Q_4} + Q_5 + \overline{Q_6} + \overline{C(\alpha)}; \\
Y_4 &= Q_4 + Q_5 + \overline{Q_6} + \overline{C(\alpha)}; \\
Y_5 &= \overline{Q_4} + Q_5 + Q_6 + C(\alpha); \\
Y_6 &= Q_4 + Q_5 + Q_6 + \overline{C(\alpha)}.
\end{aligned}
\tag{4.29}$$

Воспользовавшись соотношениями де Моргана, можно проверить адекватность выражений (4.28) и (4.29).

Существует несколько способов отпирания тиристоров - узкими одиночными, узкими сдвоенными и широкими импульсами [47,72].

Для ВД постоянного тока следует использовать второй способ. В этом случае сигналы $T_1 - T_6$, поступающие на тиристоры трехфазной мостовой схемы, могут быть представлены выражениями

$$\begin{aligned}
T_1 &= \overline{Y_1 + Y_2}; & T_2 &= \overline{Y_3 + Y_4}; & T_3 &= \overline{Y_5 + Y_6} \\
T_4 &= \overline{Y_4 + Y_5}; & T_5 &= \overline{Y_6 + Y_1}; & T_6 &= \overline{Y_2 + Y_3}.
\end{aligned}
\tag{4.30}$$

Эксперименты подтвердили преимущества рассмотренного устройства по сравнению с кольцевыми сдвигающими схемами - простоту настройки, отсутствие внутренних сбоев и повышенную надежность при минимальных затратах [35].

Использование естественной, а затем и машинной коммутации в ВД переменного тока обуславливает необходимость пересмотра известного алгоритма работы центрального распределителя циклоконвертора. Для

обеспечения надежной коммутации тиристоры циклоконвертора должны отпираться по сигналам сети и ДПР (рис. 4.14). Рассмотрим возможные способы отпирания тиристоров циклоконвертора в ВД.

На рис. 4.21 представлены схемы контуров естественной (а) и машинной (б) коммутации. Существует несколько способов отпирания тиристоров (рис.4.22): а - узкими одиночными импульсами; б - узкими сдвоенными импульсами (через 60°); в - широкими (120°); г - строенными импульсами.

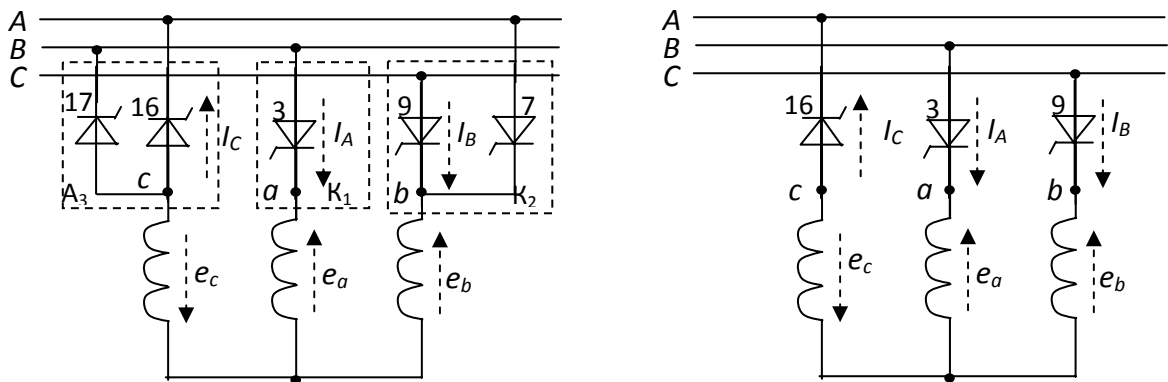


Рис. 4.21 Схемы контуров естественной (а) и машинной (б) коммутации

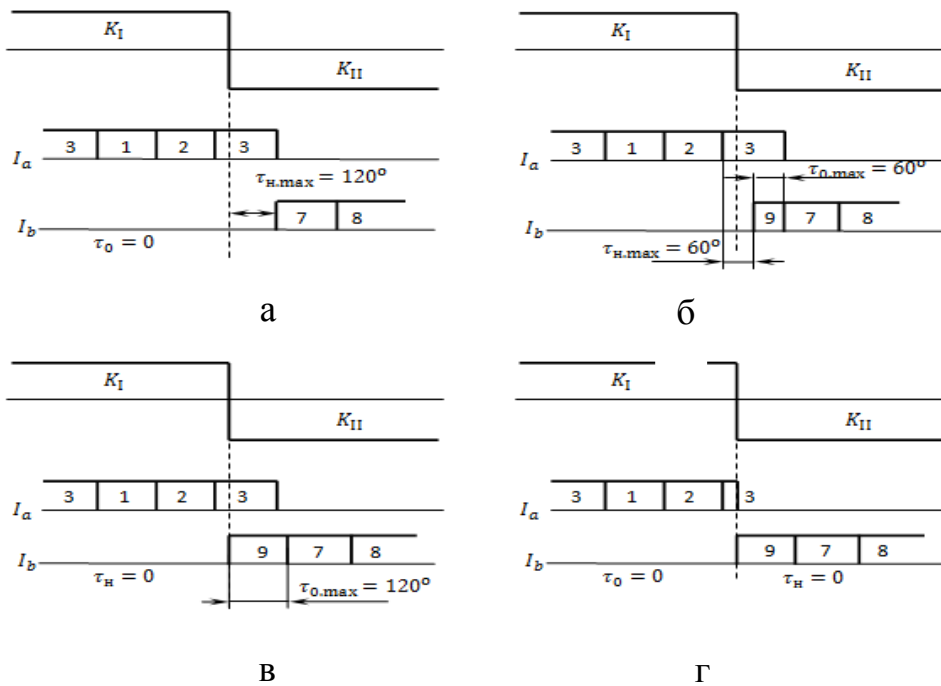


Рис. 4.22 Эпюры, иллюстрирующие способы отпирания вентилей циклоконвертора: а, б, в, г - соответственно одиночными, сдвоенными, широкими и строенными импульсами

На рис. 4.22 затемненные области отсутствуют при машинной коммутации. Из рис. 4.22 видно, что в зависимости от способа отпирания вентилей выходные токи циклоконвертора характеризуются угловой несимметрией фаз τ_n и одновременной работой трех фаз τ_o .

Однако если в дограничном режиме несимметрией и одновременной работой трех фаз можно пренебречь, то в режиме машинной коммутации их величины становятся соизмеримыми с длительностью межкоммутационных интервалов. Несимметрия токов не только ухудшает энергетические показатели системы (увеличивает спектр и амплитуды высших гармоник), но и из-за уменьшения величины бестоковой паузы или исключения ее вовсе может привести к сквозному короткому замыканию двух разнополярных групп одной из фаз двигателя.

С целью повышения энергетических показателей и надежности электропривода предложено использовать трехимпульсный способ управления, исключающий несимметрию фаз [172,173]. Суть трехимпульсного способа управления заключается в следующем.

При появлении сигнала от ДПР на включение очередной группы коммутатора узкий импульс поступает на управляющий электрод того вентиля, который должен быть включен согласно порядку чередования фаз сети. Под действием появившейся коммутационной ЭДС двигателя тиристор, проводящий ток в отключаемой группе, запирается, а во включаемой - отпирается (рис. 4.22,г). Таким образом, на управляющие электроды коммутирующих вентилей циклоконвертора (при суммарном времени их работы 120°) подается три импульса: два со сдвигом в 60° частоты сети и третий - в любой точке зоны проводимости. Причем на тиристор, проводящий ток меньше 60° частоты сети, поступит один импульс, а на тиристор со временем работы, большим 60° , - два импульса.

На рис. 4.23 представлена функциональная схема центрального распределительного устройства ВД переменного тока. Сигналы a, b, c типа

"меандр", поступающие с ДПР в центральный распределитель, с учетом команды реверса p_0 записываем следующими логическими выражениями

$$a \oplus p_0 = \bar{a}p_0 + a\bar{p}_0; \quad b \oplus p_0 = \bar{b}p_0 + b\bar{p}_0; \quad c \oplus p_0 = \bar{c}p_0 + c\bar{p}_0. \quad (4.31)$$

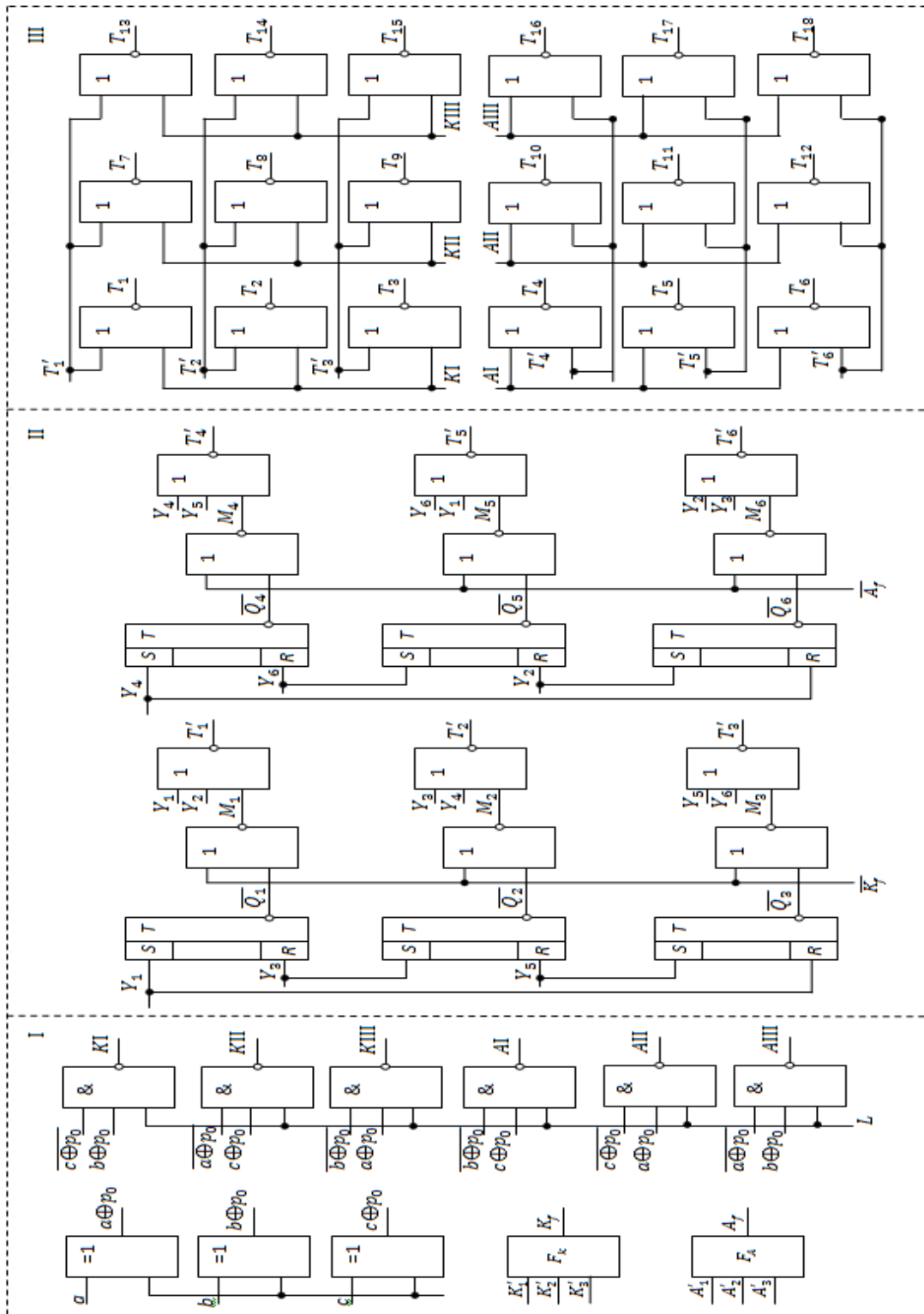


Рис. 4.23 Функциональная схема центрального распределительного устройства ВД переменного тока

Первая ступень распределителя из трех входных сигналов, представленных выражениями (4.31), длительностью 180° формирует шесть сигналов K_I-K_{III} , A_I-A_{III} по 120°

$$\begin{aligned}
 K_I &= \overline{\overline{c p_0 c \bar{p}_0}} (\bar{b} p_0 + b \bar{p}_0) L; \\
 K_{II} &= \overline{\overline{a p_0 a \bar{p}_0}} (\bar{a} p_0 + a \bar{p}_0) L; \\
 K_{III} &= \overline{\overline{b p_0 b \bar{p}_0}} (\bar{a} p_0 + a \bar{p}_0) L; \\
 A_I &= \overline{\overline{b p_0 b \bar{p}_0}} (\bar{c} p_0 + c \bar{p}_0) L; \\
 A_{II} &= \overline{\overline{c p_0 c \bar{p}_0}} (\bar{a} p_0 + a \bar{p}_0) L; \\
 A_{III} &= \overline{\overline{a p_0 a \bar{p}_0}} (\bar{b} p_0 + b \bar{p}_0) L,
 \end{aligned} \tag{4.32}$$

где L - аварийный сигнал отсечки управляющих импульсов.

По фронтам сигналов, описанных выражениями (4.32), выделяются две импульсные последовательности, частоты следования которых пропорциональны скорости вращения двигателя

$$K_f = \bar{K}'_1 \bar{K}'_2 \bar{K}'_3; A_f = \bar{A}'_1 \bar{A}'_2 \bar{A}'_3, \tag{4.33}$$

где K' , A' - импульсы соответственно катодных и анодных групп циклоконвертора.

На шести выходах RS -триггеров второй ступени распределителя формируются сигналы, соответствующие зоне проводимости каждого вентиля в угловой мере питающей сети

$$\begin{aligned}
 \bar{Q}_1^{i+1} &= (\bar{Q}_1^i \bar{Y}_1^i \bar{Y}_3^i + Y_3^i); \bar{Q}_2^{i+1} = (\bar{Q}_2^i \bar{Y}_3^i \bar{Y}_5^i + Y_5^i); \\
 \bar{Q}_3^{i+1} &= (\bar{Q}_3^i \bar{Y}_5^i \bar{Y}_1^i + Y_1^i); \bar{Q}_4^{i+1} = (\bar{Q}_4^i \bar{Y}_4^i \bar{Y}_6^i + Y_6^i); \\
 \bar{Q}_5^{i+1} &= (\bar{Q}_5^i \bar{Y}_6^i \bar{Y}_2^i + Y_2^i); \bar{Q}_6^{i+1} = (\bar{Q}_6^i \bar{Y}_2^i \bar{Y}_4^i + Y_4^i).
 \end{aligned} \tag{4.34}$$

При совпадении во времени сигналов сети, представленных выражениями (4.34), с сигналами на переключение фаз двигателя, описанных уравнениями (4.33), на выходах элементов 2ИЛИ-НЕ появляются узкие импульсы

$$\begin{aligned}
 M_1 &= \bar{K}'_1 \bar{K}'_2 \bar{K}'_3 (Q_1 \bar{Y}_1 \bar{Y}_3 + Y_1); \\
 M_2 &= \bar{K}'_1 \bar{K}'_2 \bar{K}'_3 (Q_2 \bar{Y}_3 \bar{Y}_5 + Y_3);
 \end{aligned}$$

$$M_3 = \overline{K_1'}\overline{K_2'}\overline{K_3'}(Q_3\overline{Y_5}\overline{Y_1} + Y_5); \quad (4.35)$$

$$M_4 = \overline{A_1'}\overline{A_2'}\overline{A_3'}(Q_4\overline{Y_4}\overline{Y_6} + Y_4);$$

$$M_5 = \overline{A_1'}\overline{A_2'}\overline{A_3'}(Q_5\overline{Y_6}\overline{Y_2} + Y_6);$$

$$M_6 = \overline{A_1'}\overline{A_2'}\overline{A_3'}(Q_6\overline{Y_2}\overline{Y_4} + Y_2);$$

поступающие далее на элементы ЗИЛИ-НЕ.

По аналогии с выражениями (4.28) находим следующие уравнения, связывающие сигналы Y и M

$$T_1' = \overline{Y_1}\overline{Y_2}\overline{K_1'}\overline{K_2'}\overline{K_3'}(Q_1\overline{Y_1}\overline{Y_3} + Y_1);$$

$$T_2' = \overline{Y_3}\overline{Y_4}\overline{K_1'}\overline{K_2'}\overline{K_3'}(Q_2\overline{Y_3}\overline{Y_5} + Y_3);$$

$$T_3' = \overline{Y_5}\overline{Y_6}\overline{K_1'}\overline{K_2'}\overline{K_3'}(Q_3\overline{Y_5}\overline{Y_1} + Y_5); \quad (4.36)$$

$$T_4' = \overline{Y_4}\overline{Y_5}\overline{A_1'}\overline{A_2'}\overline{A_3'}(Q_4\overline{Y_4}\overline{Y_6} + Y_4);$$

$$T_5' = \overline{Y_6}\overline{Y_1}\overline{A_1'}\overline{A_2'}\overline{A_3'}(Q_5\overline{Y_6}\overline{Y_2} + Y_6);$$

$$T_6' = \overline{Y_2}\overline{Y_3}\overline{A_1'}\overline{A_2'}\overline{A_3'}(Q_6\overline{Y_2}\overline{Y_4} + Y_2),$$

где T_i' - частотные последовательности, содержащие в пачке два-три импульса.

Для повышения надежности обработка сигналов в последней ступени распределителя, реализующей логическую конъюнкцию сигналов сети T_i' и двигателя K_i' , A_i' , производится в виде уровней логического нуля. С учетом этого записываем систему уравнений сигналов T_1-T_{18} , поступающих на тиристоры циклоконвертора

$$T_1 = \overline{Y_1}\overline{Y_2}\overline{K_1'}\overline{K_2'}\overline{K_3'}(Q_1\overline{Y_1}\overline{Y_3} + Y_1) \cdot \overline{\overline{c}p_0\overline{c}p_0}(\overline{b}p_0 + b\overline{p}_0)L;$$

$$T_2 = \overline{Y_3}\overline{Y_4}\overline{K_1'}\overline{K_2'}\overline{K_3'}(Q_2\overline{Y_3}\overline{Y_5} + Y_3) \cdot \overline{\overline{c}p_0\overline{c}p_0}(\overline{b}p_0 + b\overline{p}_0)L;$$

.....

$$T_7 = \overline{Y_1}\overline{Y_2}\overline{K_1'}\overline{K_2'}\overline{K_3'}(Q_1\overline{Y_1}\overline{Y_3} + Y_1) \cdot \overline{\overline{a}p_0\overline{a}p_0}(\overline{c}p_0 + c\overline{p}_0)L; \quad (4.37)$$

.....

$$T_{17} = \overline{Y_6}\overline{Y_1}\overline{A_1'}\overline{A_2'}\overline{A_3'}(Q_5\overline{Y_6}\overline{Y_2} + Y_6) \cdot \overline{\overline{a}p_0\overline{a}p_0}(\overline{b}p_0 + b\overline{p}_0)L;$$

$$T_{18} = \overline{Y_2}\overline{Y_3}\overline{A_1'}\overline{A_2'}\overline{A_3'}(Q_6\overline{Y_2}\overline{Y_4} + Y_2) \cdot \overline{\overline{a}p_0\overline{a}p_0}(\overline{b}p_0 + b\overline{p}_0)L,$$

Алгоритм работы центрального распределителя с трехимпульсным управлением несколько сложнее алгоритма устройств с двухимпульсным управлением, но несмотря на это его масса и габаритные размеры значительно меньше, чем у известных устройств [72,91]. При этом отсутствуют внутренние помехи и сбои, а настройка схемы сводится к обычной проверке монтажа, что имеет важное значение при серийном производстве.

Выводы

1. Установлено, что для достижения эффективного динамического и энергетического режимов ВД необходимо использовать адаптивное управление с дискретно меняющимися параметрами регуляторов, для чего систему подчиненного регулирования следует дополнить замкнутыми контурами слежения и самонастройки. Показано, что для компенсации переменных значений коэффициентов передаточной функции ВД достаточно варьировать параметрами цепей обратных связей регуляторов.

2. Разработана аналого-цифровая САР ВД. Предложенная одноканальная СИФУ обеспечивает высокую точность и по быстродействию не уступает многоканальной. А трехканальная цифровая система управления углом опережения позволяет реверсировать ВД и регулировать фазовый сдвиг с высоким быстродействием и дискретностью при любых значениях частоты вращения машины.

3. Разработано устройство трехимпульсного управления тиристорами циклоконвертора ВД, которое повышает надежность привода. Предложенное устройство исключает несимметрию фаз циклоконвертора и позволяет получить на его выходе напряжение с частотой, большей частоты источника.

Показано, что при разработке высоконадежных систем управления наиболее целесообразным является создание логических информационных узлов с использованием комплексных методов повышения надежности, не требующих значительных затрат.

5. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ВЫБОРУ СХЕМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ВЕНТИЛЬНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

5.1 Выбор рациональных схем электроприводов с вентильными двигателями

Мощные ЭМС, такие как шахтные стационарные установки, характеризуются следующими общими признаками, позволяющими объединить их в одну группу: стационарность исполнения; значительная мощность электроприводов; необходимость в регулировании производительности; высокие требования к эксплуатационной надежности; значительные первоначальные и эксплуатационные затраты; большой срок службы; повышенные требования к общешахтным энергетическим показателям [134].

Согласно технологическим требованиям работы шахтных подъемных установок электропривод должен обеспечить диапазон регулирования скорости $D = 50 - 80$, высокую перегрузочную способность, реверс [1,84,97].

Особенностью работы ВД постоянного тока является отсутствие машинной коммутации при частотах вращения ниже граничных равных $(0,1-0,2)f_0$. При требуемом диапазоне регулирования нижний предел частоты вращения ротора $f_{\min} = (0,0125- 0,02)f_0$, т.е. составляет $0,625 - 1$ Гц, и находится в области дограничных частот машинной коммутации. Граничное значение частоты шагового режима для типовых машин может достигать нескольких герц [45], что сокращает диапазон регулирования в предельном случае до 25-30.

Наличие шагового режима и бестоковых пауз при изменяющейся статической нагрузке обуславливает удары в кинематических передачах и неравномерное движение подъемного сосуда [76]. Шаговый режим работы усугубляется еще и тем, что ему соответствует начало подъема, когда требуется значительный момент на валу машины.

В области дограничных частот ВД постоянного тока имеет низкую

перегрузочную способность [69,76], а ВД переменного тока - перегрузочную способность, в 3-4 раза превышающую значение номинального момента [9, 101]. Поскольку для выполнения технологических операций подъема привод должен работать как в зоне машинной, так и в зоне принудительной коммутации, то из-за отсутствия ограничения по диапазону регулирования скорости и перегрузочной способности в качестве привода подъемных установок целесообразно рекомендовать ВД переменного тока.

Из условий выполнения технологических операций электропривод конвейеров должен обеспечить выполнение следующих основных требований: безударный пуск, дискретное или плавное (с глубиной до 10) регулирование скорости движения ленты и заданное распределение нагрузок между приводными барабанами.

При минимальной скорости частота вращения ротора машины находится в области граничных частот $f_{\min} = 0,1f_0$, т.е. в зоне непрерывных перемещений. В период трогания возможен шаговый режим работы, который облегчается тем, что в этот момент сопротивление конвейера мало, так как его массы приходят в движение по мере, распространения упругой волны [97,99]. Расчеты показывают, что в интервале разгона, когда требуются значительные усилия, частота вращения вала машины превышает несколько герц, т.е. расположена выше зоны шагового режима. Следовательно, для привода конвейеров можно рекомендовать ВД постоянного тока.

В соответствии с технологией работ, выполняемых шахтными стационарными турбоустановками, электропривод должен обеспечить плавный пуск СМ при малом нагрузочном моменте, небольшой диапазон регулирования частоты вращения рабочего механизма (2:1) и при необходимости – реверс (вентиляторные установки). Согласно технологическим требованиям, в качестве регулируемого привода турбоустановок целесообразно использовать ВД постоянного тока.

Некоторые мощные шахтные стационарные установки оборудуются многодвигательным приводом. В этом случае валы электрических машин могут

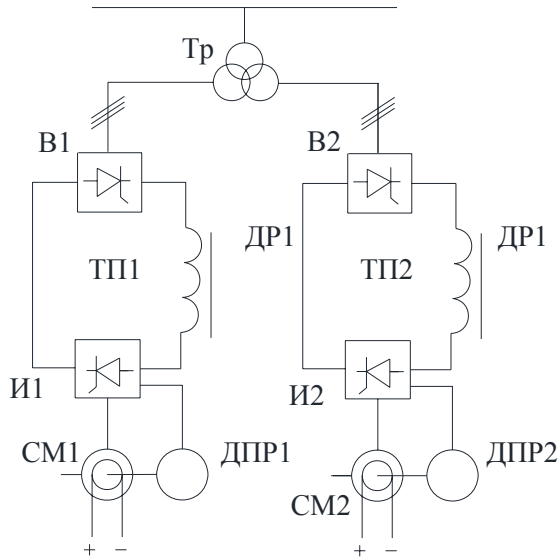
быть связаны между собой не механически, а посредством ленты (конвейеры) или воздуха (вентиляторные и компрессорные установки). При выборе рациональной схемы привода для многодвигательных стационарных установок необходимо ориентироваться на системы, позволяющие осуществить пуск, регулирование скорости и выравнивание нагрузок. Такими системами являются каскадные схемы ВД постоянного тока [104], которые характеризуются не только простотой реализации пуска и регулирования частоты вращения, но и возможностью осуществления самокомпенсации неравенства распределения нагрузок.

Рассмотрим схемы ВД на примере использования их в качестве привода конвейеров (рис. 5.1). Двойной комплект электроприводов (рис. 5.1,а) обеспечивает пуск и изменение скорости движения ленты. Однако при этом требуются специальные устройства автоматического регулирования распределения нагрузок. Стоимость такой системы из-за 100%-ного резерва высока. Так как привод шахтных ленточных конвейеров имеет относительно небольшую мощность и возможен пуск прямым подключением машины к сети, в 100%-ном резерве нет необходимости.

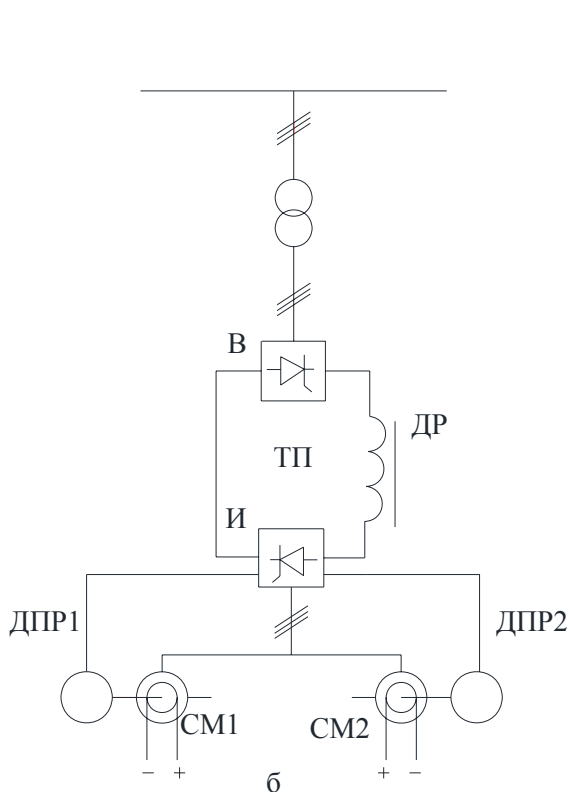
При параллельном включении статоров СМ (рис. 5.1,б) преобразователи пропускают двойной ток. В случае использования данной схемы во всех режимах работы привода требуется специальная синхронизация валов машин и датчиков положения. Если применяется система, показанная на рис. 5.1,в, то нет необходимости в синхронизации валов, однако, так же, как и при реализации предыдущей схемы, требуются внешние устройства распределения нагрузок.

В каскадном ВД с последовательным соединением обмоток статоров (рис. 5.1,г) осуществляется самовыравнивание нагрузки, поскольку в фазных обмотках СМ течет один и тот же ток. Помимо этого, обеспечивается 50%-ный резерв со стороны преобразователя, так как второй инвертор может использоваться в качестве выпрямителя [39]. Такое решение позволяет наиболее просто осуществить экономичный режим работы конвейера,

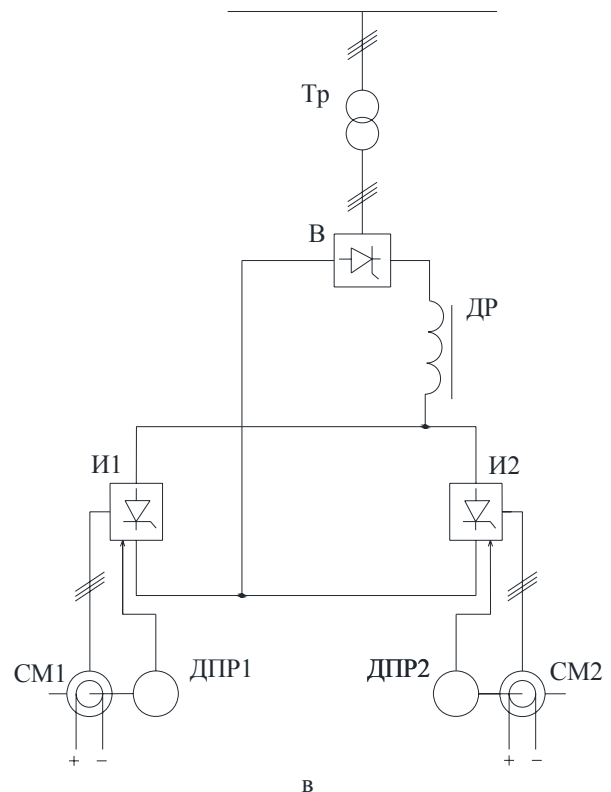
закрывающийся в поддержании постоянной погонной нагрузки на уровне номинальной (или площади поперечного сечения груза на ленте) и расчетной загрузки двигателей при одинаковых коэффициентах сцепления и минимальном натяжении ленты [97,99,105].



а



б



в

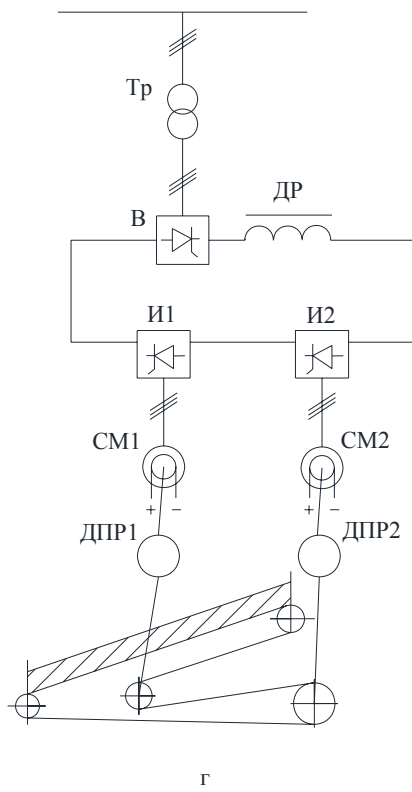


Рис. 5.1 Каскадные схемы электроприводов с ВД

При условии равенства мощностей приводных двигателей для схемы, показанной на рис. 5.1,г, записываем следующие выражения

$$\begin{aligned}
 P_1 &= M_1 \omega; \quad M_1 = C'_{M1} I_d \Phi_1 \cos \beta_1; \\
 P_2 &= M_2 \omega; \quad M_2 = C'_{M2} I_d \Phi_2 \cos \beta_2; \\
 P_1 &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} I_d U_1 \cos\left(\beta_1 - \frac{\gamma_1}{2}\right) \cos \frac{\gamma_1}{2}; \\
 P_2 &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} I_d U_2 \cos\left(\beta_2 - \frac{\gamma_2}{2}\right) \cos \frac{\gamma_2}{2}; \\
 \frac{U_1 - I_d R_{Э1}}{U_2 - I_d R_{Э1}} &= \frac{C'_{E1} \Phi_1 \cos \beta_1}{C'_{E2} \Phi_2 \cos \beta_2}.
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

После несложных преобразований получаем систему уравнений, по которой выбираются параметры электрооборудования каскада

$$\begin{aligned}
 U_1 &= \frac{\cos\left(\beta_2 - \frac{\gamma_2}{2}\right) \cos \frac{\gamma_2}{2}}{\cos\left(\beta_1 - \frac{\gamma_1}{2}\right) \cos \frac{\gamma_1}{2}} U_2; \\
 \Phi_1 &= \frac{C'_{M2} \cos \beta_2}{C'_{M1} \cos \beta_1} \Phi_2; \\
 I_d &= \frac{U_1 - \frac{C'_{E1} \Phi_1 \cos \beta_1}{C'_{E2} \Phi_2 \cos \beta_2} U_2}{R_{Э1} - \frac{C'_{E1} \Phi_1 \cos \beta_1}{C'_{E2} \Phi_2 \cos \beta_2} R_{Э1}}.
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

Исследованиями установлено [97], что для обеспечения оптимального тягового режима необходимо регулировать текущее соотношение скоростей в зависимости от степени загрузки конвейера. Отличие реального распределения нагрузок между машинами от расчетного обусловлено механической связью между валами посредством ленты. Перераспределение нагрузок в процессе работы конвейера зависит от деформации ленты, изменения сил сцепления, загрязнения поверхностей ленты и барабана, а также от разброса параметров электрических машин и кинематических передач.

Разность относительных скоростей машин при деформации ленты определяется по формуле

$$\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_2}{\omega_0} = \frac{M_1 i \eta_p}{R_B \rho_L F_L}, \quad (5.3)$$

где i , η_p - соответственно передаточное число и КПД редуктора; R_B - радиус тягового барабана; F_L , ρ_L - площадь поперечного сечения и модуль упругости ленты [97,98].

Записываем следующие выражения для тока и моментов каскада

$$I_d = \frac{k_{CX} U_C \cos \alpha - k_{CX1} E_1 \frac{\omega_1}{\omega_0} - k_{CX2} E_2 \frac{\omega_2}{\omega_0}}{R_\Sigma}; \quad (5.4)$$

$$M_1 = k_{M1} I_d; \quad M_2 = k_{M2} I_d, \quad (5.5)$$

где E_1 , E_2 - ЭДС двигателей; R_Σ - суммарное сопротивление преобразовательной цепи.

Учитывая, что $M_C = M_1 + M_2$, имеем

$$M_C = \frac{k_{M1} + k_{M2}}{R_\Sigma} \left(k_{CX} U_C \cos \alpha - k_{CX1} E_1 \frac{\omega_1}{\omega_0} - k_{CX2} E_2 \frac{\omega_2}{\omega_0} \right). \quad (5.6)$$

Используя выражение (5.3), находим

$$\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_2}{\omega_0} = M_C \frac{k_{M1} i \eta_p}{(k_{M1} + k_{M2}) R_B \rho_L F_L}. \quad (5.7)$$

Решая совместно уравнения (5.6) и (5.7), получаем

$$\frac{\omega_1}{\omega_0} = \frac{k_{CX} U_C \cos \alpha - \frac{M_C}{k_{M1} + k_{M2}} \left(R_\Sigma - \frac{k_{M1} k_{CX2} E_2 i \eta_p}{R_B \rho_L F_L} \right)}{k_{CX1} E_1 - k_{CX2} E_2}; \quad (5.8)$$

$$\frac{\omega_2}{\omega_0} = \frac{k_{CX} U_C \cos \alpha - \frac{M_C}{k_{M1} + k_{M2}} \left(R_\Sigma + \frac{k_{M1} k_{CX1} E_1 i \eta_p}{R_B \rho_L F_L} \right)}{k_{CX1} E_1 - k_{CX2} E_2}. \quad (5.9)$$

Согласно выражениям (5.5) и (5.6) для моментов двигателей записываем

$$M_1 = M_C \frac{k_{M1}}{k_{M1} + k_{M2}}; \quad M_2 = M_C \frac{k_{M2}}{k_{M1} + k_{M2}}. \quad (5.10)$$

Из этих выражений видно, что отношение моментов двигателей не зависит от величины нагрузки. Скорости валов двигателей автоматически ме-

няются с изменением степени загрузки конвейера в соответствии с выражением

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{k_{CX} U_C \cos \alpha \frac{M_C}{k_{M1} + k_{M2}} \left(R_\Sigma - \frac{k_{M1} k_{CX2} E_2 i \eta_P}{R_B \rho_L F_L} \right)}{k_{CX} U_C \cos \alpha - \frac{M_C}{k_{M1} + k_{M2}} \left(R_\Sigma + \frac{k_{M1} k_{CX1} E_1 i \eta_P}{R_B \rho_L F_L} \right)}. \quad (5.11)$$

Однако их сумма всегда остается постоянной

$$\frac{\omega_1}{\omega_0} = \frac{\omega_2}{\omega_0}, \quad (5.12)$$

что вытекает из баланса мощностей.

Из формул (5.8) и (5.9) видно, что при увеличении модуля упругости ленты скорость первого приводного двигателя увеличивается, а второго – падает. Максимальное значение ω_1 определяется скоростью идеального холостого хода при $I_d = 0$.

Отсюда минимально допустимое значение модуля упругости, при котором выполняется распределение нагрузок, находим из выражений (5.4) и (5.8)

$$\rho_{\text{лmin}} \geq \frac{C'_{M1} \Phi_1 \cos \beta_1 k_{CX2} E_2 i \eta_P}{R_B R_\Sigma F_L}. \quad (5.13)$$

При дальнейшем уменьшении модуля упругости система не сможет обеспечить автоматическое распределение нагрузок. В этом случае необходимо увеличить напряжение на выходе выпрямительного агрегата. Самокомпенсация распределения нагрузок будет выполняться при любой скорости движения ленты. Однако следует помнить, что в случае использования ленты со значительной деформацией необходимо иметь соответствующий регулировочный запас по напряжению.

Таким образом, каскадный ВД постоянного тока с последовательным соединением обмоток статоров удовлетворяет всем технологическим требованиям, предъявляемым к регулируемым многодвигательным электроприводам шахтных стационарных установок. В нем происходит самораспределение моментов, такой привод нечувствителен к изменению статической нагрузки и параметров рабочей машины.

Типы сравниваемых электроприводов представлены на рис. 5.2, а в табл. 5.1 приведены их краткие технические характеристики.

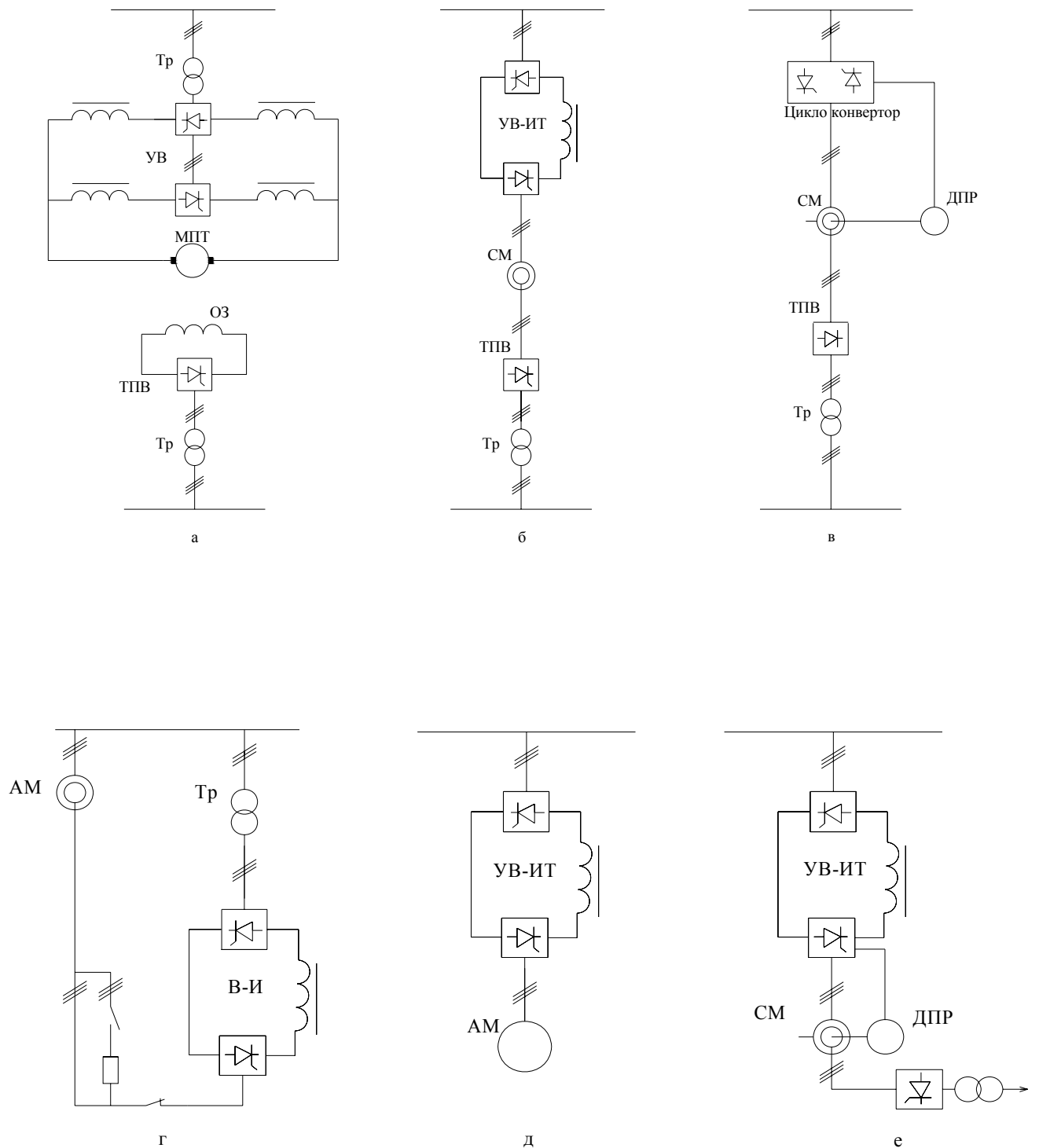


Рис. 5.2 Схемы сравниваемых электроприводов: а - ВП; б, д - ЧРП; в – ВД переменного тока; г - АВК; е - ВД постоянного тока

Из табл. 5.1 видно, что ВД является одним из наиболее универсальных типов регулируемого привода, технические характеристики которого лучше аналогичных характеристик каждой из существующих систем.

Таблица 5.1

Краткие технические характеристики сравниваемых электроприводов

Технические характеристики	Тип электропривода						
	ВП	ЧРП			ВД	АВК	
Тип электрической машины	МПТ	АМ с короткозамкнутым ротором			СМ	АМ с фазным ротором	
Механические	коллектор	-			-	кольца	
Контактные элементы	щетki	-			-	щетki	
Регулируемый параметр	напряжение якоря	частота и напряжение статора			напряжение статора	напряжение ротора	
Структура преобразователя	УВ	УВ – ИН	УВ – ИТ	НПЧ	УВ – ИТ	ЦК	В – И
Режимы работы:							
двигательный	+	+	+	+	+	+	+
тормозные	+	+	+	-	+	+	-
частые пуски	-	+	+	+	+	+	-
частые реверсы	-	-	-	-	+	+	-
Возможный диапазон рабочих частот или ограничение	с увеличением скорости уменьшается предельное значение мощности	верхний предел ограничен механической прочностью машины		0-20 Гц	верхний предел ограничен механической прочностью машины		25-50 Гц

Таким образом, по режимам работы ВД не уступает приводу постоянного тока и частотному, выгодно отличаясь от них практически неограниченным диапазоном мощностей и частот вращения, большей надежностью и простотой.

Универсальность ВД проявляется также в возможности реализации каскадных многодвигательных схем. Например, условиям экономичного

режима работы конвейеров наиболее полно отвечают каскадные ВД, которые характеризуются простотой реализации пуска и регулирования частоты вращения, в них осуществляется самокомпенсация неравенства распределения нагрузок.

Поскольку применение СМ для мощных вентиляторных и компрессорных установок стало уже традицией, и, учитывая, что мощные высокоскоростные АМ отсутствуют, ВД постоянного тока является одним из наиболее целесообразных типов регулируемого привода для мощных турбомеханизмов. Особенно перспективно использование ВД в турбоустановках, имеющих несколько нерегулируемых СМ и один пусковой преобразователь, или в установках с одной регулируемой машиной и несколькими нерегулируемыми.

Бесконтактный ВД позволит создать взрывозащищенный регулируемый электропривод для подземных подъемных машин и конвейерных установок, а также оборудовать водоотлив мощными взрывозащитными СМ с одним пусковым преобразователем, а в дальнейшем – герметичными погружными насосами.

На основе полученных результатов исследований можно определить области применения ВД в качестве электроприводов промышленных механизмов и установок.

Использование ВД переменного тока наиболее целесообразно при больших мощностях и низких частотах вращения, любых мощностях и глубоком регулировании частоты вращения, пуске мощных СМ с большим моментом нагрузки от сети ограниченной мощности.

Применение ВД постоянного тока наиболее рационально при больших мощностях и средних, а также высоких частотах вращения; любых мощностях и диапазоне регулирования частоты вращения с нижней границей $(0,1-0,2) f_0$; пуске мощных СМ от сети ограниченной мощности с малым моментом нагрузки.

Кроме того, ВД можно использовать в агрессивных, пожаро- и взрывоопасных средах.

5.2 Диагностический комплекс для исследований электроприводов с ВЕНТИЛЬНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

Критерием истинности теоретических положений и полученных расчетных данных являются результаты экспериментальных исследований. Для их проведения создан экспериментальный диагностический комплекс с СМ типа ЕСС-52-4 с паспортными данными: $P_H = 5$ кВт; $n_H = 1500$ об/мин; $U_H = 230$ В; $I_H = 15.7$ А; $U_{ДН} = 230$ В; $I_{ДН} = 9$ А; КПД = 82%; $\cos\varphi = 0.8$; $f_0 = 50$ Гц (рис. 5.3) [174-182].

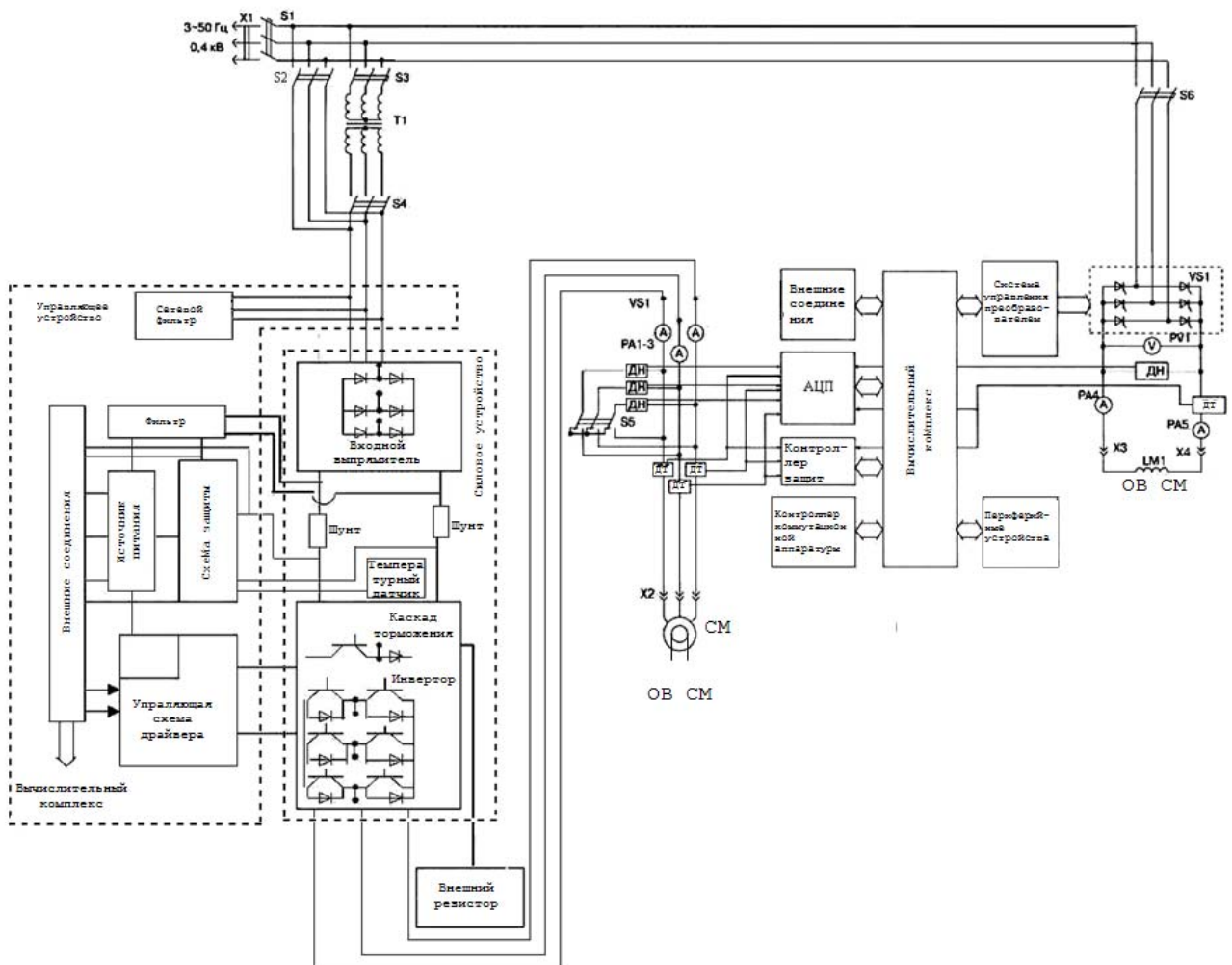


Рис. 5.3 Функциональная схема диагностического комплекса для исследований электроприводов с вентильными двигателями

Блок измеряемых величин содержит набор однотипных блоков первичной регистрации данных – датчиков напряжения (ДН), тока (ДТ) и скорости (ДС), аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и общую шину данных. Масштабирование сигналов выполняется датчиками измеряемых величин и входными делителями, на выходе которых включены фильтры, а далее – АЦП. На выходе АЦП формируется цифровой код измеряемой величины со старшим знаковым разрядом. С помощью буферного регистра код подаётся на общую шину данных.

Вычислительный комплекс в соответствии с заданной программой осуществляет управление процессом исследований, переводит СМ в различные режимы, коммутирует и принимает информацию от датчиков, осуществляет необходимые вычисления и выдает обработанную информацию на печать. Датчики посылают через соответствующие блоки ЭВМ мгновенные значения измеряемых величин через равные промежутки времени с большой частотой. Для построения статических характеристик используются действующие значения измеряемых электрических величин.

Для увеличения быстродействия процесса измерения использован принцип прямого доступа к памяти, который реализован с помощью специального контроллера, обеспечивающего синхронизацию устройств первичного сбора информации и оперативного запоминающего устройства (ОЗУ). После занесения в контроллер начальных условий (адреса областей ОЗУ, числа измерений) он может работать в автономном режиме, принимая на себя управление шинами адреса и данных.

После окончания процесса измерения система управления возвращается в исходное состояние, что позволяет ЭВМ перейти к вычислениям подпрограммами предварительной обработки данных и передать массив данных к периферийным устройствам. Минимально возможное время измерения определяется производительностью ЭВМ, временем обращения к памяти и временем преобразования АЦП.

Испытания ВД в динамических режимах выполняются с помощью

последовательного, через равные промежутки времени занесения в оперативную память ЭВМ контролируемых параметров (тока, напряжения и скорости) с последующей обработкой результатов измерений. При этом ЭВМ получает необходимую информацию от датчиков и вырабатывает управляющие сигналы для дальнейшего шага измерения. В память диагностического комплекса вводятся программы реализации алгоритма измерения и обработки результатов. Результатом цикла измерения является массив данных, из которых после соответствующей обработки можно выделить значения токов, напряжений и частоты вращения двигателя.

Наименьшее возможное время измерения определяется производительностью ЭВМ, временем обращения к портам ввода-вывода, временем преобразования АЦП, объемом программы измерения. Исходными данными для оценки числа слов ОЗУ являются количество контролируемых параметров и число промежуточных величин, которые одновременно сохраняются на каждом этапе измерения согласно алгоритму.

Измерение и регистрация токов и напряжений выполняются программно-аппаратно с помощью блоков датчиков и АЦП. Управление режимами измерения, распределение в оперативной памяти результатов измерения и их вывод на внешнюю шину выполняются программно с помощью ЭВМ и вспомогательных контроллеров. К системной шине вычислительного комплекса может быть подключен любой набор интерфейсных устройств.

Преобразование напряжения в цифровой код осуществляется с помощью АЦП, например, устройств National Instruments NI USB-6008/6009, спроектированных согласно требованиям на оборудование для измерения и управления IEC / EN / UL 61010-1 и CAN/CSA-C22.2 No 61010-1 [].

Несмотря на то, что существует множество методов измерения тока и напряжения, только три из них имеют низкую стоимость и, соответственно, пригодны для широкого использования. Среди них известные технологии: резистивная, на основе трансформатора тока и на основе эффекта Холла.

Резистивный метод с использованием токового шунта недорогой и

наиболее распространен, однако ему присущи два недостатка: потребление мощности и, как следствие, нагрев, а также – отсутствие электрической изоляции. Вместе с тем индуктивность большинства мощных резисторов ограничивает частотный диапазон.

Трансформаторы тока применяются только в случае измерения переменных токов. Большинство недорогих трансформаторов тока работают в очень узком диапазоне частот и не способны измерять постоянный ток. Широкополосные же трансформаторы превышают по стоимости датчики тока на эффекте Холла и резистивные. Однако трансформаторы тока не вносят потерь, не требуют источника питания и не имеют напряжения смещения.

ДТ и ДН на эффекте Холла (открытого типа и компенсационные) представляют собой интересную группу распространенных на сегодняшний день устройств измерения тока и напряжения. К их главным преимуществам следует отнести отсутствие потерь мощности, надежную электрическую изоляцию, широкий диапазон частот и возможность измерения постоянных токов. Недостатком, по сравнению с рассмотренными выше устройствами, является необходимость внешнего источника питания.

Например, датчик с катушкой 1000 витков формирует выходной ток 1 мА на 1 А измеряемого тока. Токовый выход преобразуется в вольтный при помощи внешнего резистора, рекомендованные значения которого приводятся в технической документации на датчик. Дополнительная регулировка чувствительности осуществляется путем увеличения числа витков проводника вокруг кольца магнитопровода датчика или установкой перемычек первичной токовой шины, встроенной в датчик (например, в моделях CSNE151 и CSNE381).

На установке исследовались статические, динамические и энергетические характеристики ВД с токовыми преобразователями. Результаты экспериментальных исследований, изложенные в разделах 2-4, подтвердили достоверность предложенных теоретических положений и полученных расчетных данных, а также работоспособность разработанной адаптивной САР.

ЛИТЕРАТУРА

1. Автоматизация и автоматизированные системы управления в угольной промышленности / Под ред. Б.Ф. Братченко. М.: Недра, 1976. – 383с.
2. Богопольский Б.Х. Автоматизация шахтных вентиляторных установок / Б.Х. Богопольский, М.А. Левин, К.П. Бочаров и др. – М.: Недра, 1976. – 320с.
3. Устройство для контроля скорости / В.С. Лисовский, А.Н. Закладной, В.В. Хмельницкий и др. – А.С. №815634, Бюл. Изобр. №11, 1981.
4. Устройство для контроля скорости / В.С. Лисовский, А.Н. Закладной, В.В. Хмельницкий и др. – А.С. №826249, Бюл. Изобр. №16, 1981.
5. Алексеенко А.Г. Основы микросхемотехники. Элементы морфологии электронной аппаратуры. – М.: Сов. радио, 1977. – 408с.
6. Алиев Я.А. Влияние на работу синхронного двигателя высших гармоник при питании его напряжением несинусоидальной формы // В кн.: Электромагнитные процессы в приводах с частотным управлением. – Л.: Наука, 1972, С. - 41-53.
7. Лебедев Н.И. Вентильные электрические машины / Н.И. Лебедев, В.М. Гандшу, Я.И. Явдошак. – СПб.: Наука, 1996. – 352с.
8. Овчинников И.Е. Особенности проектирования вентильных двигателей дискового типа для робототехники и станкостроения / И.Е. Овчинников, Р.Е. Евсеев. – ”Электротехника“, 1995, №8, С. – 2.
9. Аракелян А.К. Вентильный электропривод с синхронным двигателем и зависимым инвертором / А.К. Аракелян, А.А. Афанасьев, М.Г. Чиликин. – М.: Энергия, 1977. – 224с.
10. Бернштейн И.Я. Перегрузочная способность вентильного двигателя с естественной коммутацией. - Электротехн. пром-сть. Сер. Электропривод, 1978, вып. 5 (67), С. - 13-15.

11. Бернштейн И.Я. Использование электрической машины в электроприводе с вентильным двигателем / И.Я. Бернштейн, Б.И. Хорт. – Электротехн. пром-сть. Сер. Электропривод, 1977, вып. 8 (61), с. – 6-8.
12. Овчинников И.Е. Теория вентильных электрических двигателей / И.Е. Овчинников – Л.: Наука, 1985. – 164с.
13. Бутаев Ф.И. Вентильный электропривод / Ф.И. Бутаев, Е.Л. Эттингер. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1951. – 248с.
14. Бутаев Ф.И. Новые схемы вентильных двигателей / Ф.И. Бутаев, Е.Л. Эттингер. – Вестник электропромышленности, 1937, № 2, С. - 10-13.
15. Важнов А.И. Переходные процессы в машинах переменного. – Л.: Энергия, 1980. – 256с.
16. Вегнер О.Г. Современное состояние вентильных двигателей. – Электричество, 1938, № 6, С. - 50-53.
17. Вентильные двигатели и их применение на электроподвижном составе / Под ред. Б.Н.Тихменева. М.: Транспорт, 1976. – 280с.
18. Вольдек А.И. Электрические машины. – Л.: Энергия, 1978. – 832с.
19. Вентильные электрические машины в системах регулируемых электроприводов: Учеб. Пособие для вузов в 2 т. Т.1 / А.К. Аракелян, А.А. Афанасьев. — М.: Высш. шк., 2006. – 546 с.
20. Вентильные электрические машины в системах регулируемых электроприводов: Учеб. Пособие для вузов в 2 т. Т.2 / А.К. Аракелян, А.А. Афанасьев. — М.: Высш. шк., 2006. – 518 с.
21. Вчерашний В.П. Одноканальные системы управления многофазными вентильными преобразователями / В.П. Вчерашний, Э.Г. Баранова, Л.М. Лукьянов. – Электротехн. пром-сть. Сер. Преобразоват. техн., 1970, вып. 7, С. - 10-14.
22. Глебов И.А. Применение синхронных и асинхронных возбуждателей в бесконтактных синхронных машинах / И.А. Глебов, С.И. Ложнов. – В кн. : Системы возбуждения и регулирования синхронных машин и мощные статические преобразователи. М. – Л. : Наука, 1967, С. - 60-65.

23. Афанасьев А.А. Вентильный двигатель для погружных насосов нефтяных скважин / А.А. Афанасьев, М.И. Альтшуллер, А.Н. Воробьев и др. – Электричество. 1998. №8. С. - 30-34.
24. Бернштейн А.Я. Разработка тиристорных электроприводов с вентильными двигателями и непосредственными преобразователями тока / А.Я. Бернштейн, И.И. Гудимова, З.Г. Зайцев и др. – ”Электротехника“, 1996, №5, С. - 42.
25. Гращенков В.Т. Импульсно-цифровая система управления вентильного двигателя / В.Т. Гращенков, Я.И. Явдошак. // В кн.: Вентильные электродвигатели. – Л.: ВНИИЭлектромаш, 1981, С. - 117-126.
26. Губанов М.Н. Коэффициент использования и КПД вентильного двигателя. – Электричество, 1933, № 14, С. - 55-58.
27. Губанов М.Н. Работа и регулирование скорости вентильного двигателя. – Электричество, 1933, № 12, С. - 5-14.
28. Долбня В.Т. Исследование несимметрично управляемого преобразователя в выпрямительном и инверторном режимах / В.Т. Долбня, О.А. Маевский – Изв. вузов. Энергетика, 1965, № 1, С. 18-21.
29. Ильинский Н.Ф. Вентильно-индукторный привод для легких электрических транспортных средств / Н.Ф. Ильинский, М.Г. Бычков – ”Электротехника“, 2000, №2, С. - 28.
30. Завалишин Д.А. Новые схемы вентильных двигателей / Д.А. Завалишин, О.Г. Вегнер. – Электричество, 1936, № 3, С. - 6-13.
31. Закладной А.Н. Гармонический анализ токов и напряжений вентильного двигателя. – Горная электромеханика и автоматика. Респ. межвед. науч.-техн. сб., 1981, вып. 39, С. - 69-73.
32. Закладной А.Н. Метод цифрового моделирования режимов работы вентильных двигателей. – К.: 1982. – 12с. Киев, политехн. ин-т. Рукопись деп. в УкрНИИНТИ, 1982, № 3446-Д82.
33. Закладной А.Н. Оптимизация параметров электрооборудования привода с вентильными двигателями. – Горная электромеханика и автоматика.

Респ. межвед. науч.-техн. сб., 1982, вып. 41, С. - 94-98.

34. Закладной А.Н. Основные расчетные соотношения для вентильного двигателя переменного тока. – Вестн. Киев, политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1981, вып. 12, С. - 18-21.

35. Закладной А.Н. Построение логических информационных узлов на интегральных микросхемах для систем импульсно-фазового управления электроприводами шахтных стационарных установок. – Вестн. Киев, политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1980, вып. 11, С. - 24-27.

36. Закладной А.Н. Система импульсно-фазового управления вентильным двигателем с циклоконвертором. – Вестн. Киев, политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1980, вып. 11, С. - 21-24.

37. Закладной А.Н. Система управления вентильным двигателем с трехфазным мостовым циклоконвертором. – Горная электромеханика и автоматика. Респ. межвед. науч.-техн. сб., 1980, вып. 37, С. - 64-68.

38. Закладной А.Н. Следящая система управления вентильным двигателем с машинной коммутацией. – Вестн. Киев, политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1979, вып. 10, С. - 15-18.

39. Закладной А.Н. Применение вентильных двигателей для конвейерных линий с регулируемой производительностью / А.Н. Закладной, С.Л. Прядко, В.В. Хмельницкий. – В кн.: Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. семинара "Контроль параметров технологических потоков на горных предприятиях в условиях функционирования АСУ". М.: ЦНИИТЭИ приборостроения, 1981, С. - 24-25.

40. Гаинцев Ю.В. Еще раз о вентильно-индукторном электроприводе. – "Электротехника", 1998, №6, С. – 25.

41. Зиннер Л.Я. Вентильные двигатели постоянного и переменного тока / Л.Я. Зиннер, А.И. Скороспешкин А.И. – М.: Энергоиздат, 1981. – 136с.

42. Ильинский Н.Ф. Перспективы применения вентильно-индукторного электропривода в современных технологиях. – "Электротехника", 1997, №2, С. – 1.

43. Ильин О.П. К оценке качества преобразования электрической энергии непосредственными преобразователями частоты / О.П. Ильин, Б.И. Фираго, З.А. Лисс. – Изв. вузов. Энергетика, 1974, № 12, С. - 32-38.
44. Смирнов Ю.В. Электромагнитный вентильно-индукторный двигатель. – ”Электротехника“, 2000, №3, С. – 20.
45. Киричок Ю.Ю. Управление вентильным двигателем шахтной подъемной установки / Ю.Ю. Киричок, Д.И. Родькин. – Изв. вузов. Горный журнал, 1979, № 10, С. - 94-97.
46. Конев Ф.Б. Методы численного решения систем дифференциальных уравнений, применяемые в цифровых моделях вентильных преобразователей / Ф.Б. Конев, Н.Е. Ярлыкова. – М.: ВНИИТЭИ, 1978. – 41с.
47. Лабунцов В.А. Динамические режимы эксплуатации мощных тиристоров / Лабунцов В.А., Тутов Н.М. – М.: Энергия, 1977. - 192с.
48. Лайбль Г. Теория синхронной машины при переходных процессах. – М.: Госэнергоиздат, 1957. – 328 с.
49. Лебедев Н.И. Электрические и конструктивные схемы мощных вентильных двигателей. – В кн.: Вентильные электродвигатели. Л.: ВНИИЭлектромаш, 1981, С. - 95-109.
50. Лищенко А.И. Бесконтактные синхронные двигатели с автоматическим регулированием возбуждения. – К.: Наукова думка, 1980. – 223с.
51. Константинов В.Г. Вентильные двигатели с аналоговыми и цифровыми системами регулирования, управления для электроприводов автономных объектов / В.Г. Константинов, В.С. Крылов. – ”Электротехника“, 1996, №5, С. – 32.
52. Лутидзе Ш.И. Основы теории электрических машин с управляемым полупроводниковым коммутатором. – М.: Наука, 1968. – 303с.
53. Маевский О.А. Интегральные методы определения энергетических соотношений в вентильных преобразователях. – Изв. вузов. Энергетика, 1965, № 8, С. - 43-51.

54. Маевский О.А. Определение энергетических соотношений и составляющих полной мощности в вентильных преобразовательных установках. – Электричество, 1965, № 3, С. - 7-15.
55. Маевский О.А. Энергетическая эквивалентность и рациональность различных схем повышения коэффициента мощности глубоко-регулируемых вентильных преобразователей. – Вестн. Харьк. политехн. ин-та, 1966, вып. 10, С. - 14-16.
56. Макаров И.В., Сидельников Б.В. Моделирование режимов работы вентильных двигателей / И.В. Макаров, Б.В. Сидельников. – Электричество, 1979, № 8, С. - 58-60.
57. Абрамович Р.Д. Математическое моделирование синхронного электропривода с тиристорным преобразователем частоты / Р.Д. Абрамович, Ю.Д. Веницкий, А.В. Каржев и др. – Электротехника, 1980, № 3, С. - 43-45.
58. Жуков В.П. Высокомоментные вентильные электродвигатели серии 5ДВМ / В.П. Жуков, В.А. Нестерин. – ”Электротехника“, 2000, №6, С. – 19.
59. Микроэлектродвигатели для систем автоматики: Справочник / Под ред. Э.А. Лодочникова, Ф.М. Юферова. М.: Энергия, 1969. – 272с.
60. Аптер Э.М. Мощные управляемые выпрямители для электроприводов постоянного тока / Э.М. Аптер, Г.Г. Жемеров, И.И. Левитан и др. – М.: Энергия, 1975. – 208с.
61. Невелев Л.И. Ряд комплектных тиристорных электроприводов переменного тока серии ПЧВН на базе вентильного двигателя / Л.И. Невелев, Е.Н. Кричевский, И.И. Эпштейн. – Электротехн. пром-сть. Сер. Электропривод, 1982, вып. 1 (99), С. - 15-16.
62. Альтшуллер М.И. Регулируемый электропривод с вентильным двигателем для погружных насосов нефтяных скважин / М.И. Альтшуллер, Б.В. Аристов, А.А. Афанасьев и др. – ”Электротехника“, 2001, №2, С. – 20.
63. Овчинников И.Е. Бесконтактные двигатели постоянного тока автоматических устройств / И.Е. Овчинников, Н.И. Лебедев. – Л.: Наука, 1966. – 187с.

64. Овчинников И.Е. Выбор оптимальных углов коммутации в низкоскоростных вентильных двигателях / И.Е. Овчинников, Я.И. Явдошак. – Электротехн. пром-сть. Сер. Электрические машины. 1981, вып. 3 (121), С. - 3-6.
65. Онищенко Г.Б. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания / Г.Б. Онищенко, И.Л. Локтева. – М.: Энергия, 1979. –199с.
66. Онищенко Г.Б. Электропривод турбомеханизмов / Г.Б. Онищенко, М.Г. Юньков. – М.: Энергия, 1972. – 240с.
67. Закладной А.Н. Оценка погрешностей цифровых измерителей скорости регулируемого электропривода / А.Н. Закладной, С.В. Емец, В.В. Хмельницкийи др. – Вестн. Киев, политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1981, вып. 12, С. - 28-30.
68. Чермалых В.М. Оценка эффективности регулируемых электроприводов шахтного подъема / В.М. Чермалых, А.Н. Закладной, В.В. Хмельницкий и др. – Уголь Украины, 1981, №18, С. - 38-39.
69. Александровский Б.С. Перспективы внедрения вентильных двигателей / Б.С. Александровский, И.И. Эпштейн, Е.Л. Эттингер и др. – Электротехн. пром-сть. Сер. Электропривод, 1976, вып. 4 (48), С. – 4-6.
70. Петелин Д.П. Автоматическое управление синхронными электроприводами. – М.: Энергия, 1968. – 193с.
71. Нестерин В.А. Бездатчиковый вентильный электропривод вентилятора отопителя автомобиля / В.А. Нестерин, Н.В. Донской, О.А. Серков и др. – ”Электротехника“, 2001, №2, С. – 27.
72. Писарев А.Л. Управление тиристорными преобразователями / А.Л. Писарев, Л.П. Деткин. – М.: Энергия, 1975. – 263с.
73. Маркин В.В. Построение логических информационных узлов систем управления силовых тяговых преобразователей / В.В. Маркин, В.К. Миледин, В.Н. Миронов и др. – Электротехн. пром-сть. Сер. Тяговое и подъемно-транспортное электрооборудование, 1978, вып. 2 (56), С. 2-5.
74. Потемкин И.С. Функциональные узлы на потенциальных

элементах. – М.: Энергия, 1976. – 104с.

75. Руденко В.С. Промышленная электроника / В.С. Руденко, В.И. Сенько, В.В. Трифонюк и др. – К.: Техника, 1979. – 503с.

76. Родькин Д.И. Особенности режима пуска вентильного двигателя со звеном постоянного тока / Д.И. Родькин, А.Н. Закладной, Н.И. Лебедев. – В кн.: Электрические машины. Исследование электромагнитных, тепловых и механических процессов. Л. : ВНИИЭлектромаш, 1980, С. - 116-125.

77. Веницкий Ю.Д. Силовые схемы мощного регулируемого электропривода на основе вентильного двигателя / Ю.Д. Веницкий, А.П. Сытин, В.П. Данилов и др. – Электротехн. пром-сть. Сер. Электропривод, 1977, № 2 (55), С. - 24-27.

78. Закладной А.Н. Синтез цифровых структур управления коммутацией вентильными двигателями / А.Н. Закладной, С.Л. Прядко, В.В. Хмельницкий и др. – Вестн. Киев. политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1982, вып. 13, С. - 16-19.

79. Сипайлов Г.А. Математическое моделирование электрических машин / Г.А. Сипайлов, А.В. Лоос. – М.: Высш. школа, 1980. – 176 с.

80. Никифоров Б.В. Исследование вентильного индукторного двигателя в составе насосного агрегата / Б.В. Никифоров, А.А. Цветков. – ”Электротехника“, 2007, №6, С. – 24.

81. Справочник по преобразовательной технике / Под ред. И.М. Чиженко. К.: Техника, 1978. – 447с.

82. Radim Visinka Бездатчиковое управление вентильно-индукторным двигателем с использованием устройства DSP56F80х фирмы Motorola / Radim Visinka. – Привод и управление. 2001. №5. С. – 43-47.

83. Темников Я.Е. Математические разветвляющие системы / Я.Е. Темников, В.Л. Славинский. – М.: Энергия, 1970. – 197с.

84. Динкель А.Д. Тиристорный электропривод рудничного подъема / А.Д. Динкель, В.Е. Католиков, В.И. Петренко и др. – М.: Недра, 1977. – 312с.

85. Тихменев Б.Н. Коммутация в вентильном двигателе / В кн.: Работы по исследованию конструкции и эксплуатации электроподвижного состава. – М.: Транспорт, 1939, С. 76-111.
86. Тихменев Б.Н. Новые схемы вентильного двигателя. – Электричество, 1935, № 12, С. - 39-46.
87. Лебедев Е.Д. Управление вентильными электроприводами постоянного тока / Е.Д. Лебедев, В.Е. Неймарк, М.Я. Пистрак и др. – М.: Энергия, 1970. – 197с.
88. Фаддеев Б.В. Конвейерный транспорт на рудных карьерах / Б.В. Фаддеев. – М.: Недра, 1972. – 161с.
89. Филиппов А.Г. Проектирование логических узлов ЭВМ / А.Г. Филиппов, О.С. Белкин. – М.: Сов. радио, 1974. – 342 с.
90. Фираго Б.И. Сравнительный анализ качества преобразования электрической энергии силовыми схемами циклоконверторов / Б.И. Фираго, З.А. Лисс. – Электротехн. пром-сть. Сер. Преобразоват. техника, 1978, вып. 6 (101), С. - 16-19.
91. Фираго Б.И. Тиристорные циклоконверторы / Б.И. Фираго, Б.С. Готовский, З.А. Лисс. – Минск: Наука и техника, 1973. – 296с.
92. Закладной А.Н. Формирование импульсов управления вентильным двигателем / А.Н. Закладной Н.А. Полянский, В.С. Лисовский, В.Н. и др. – Вестн. Киев. политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1978, вып. 9, С. - 6-11.
93. Форсайт Д. Машинные методы математических вычислений / Д. Форсайт, М. Малькольм, К. Моулер. – М.: Мир, 1980. – 279с.
94. Донской Н.В. Вентильно-индукторный двигатель в сравнении с другими типами двигателей. Динамика нелинейных дискретных электромеханических и электронных систем: Материалы V Всерос. науч.-техн. конф. / Н.В. Донской. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2003. С. - 69-77.
95. Чермалых В.М. Оценка качества преобразования энергии тиристорными преобразователями в вентильном двигателе / В.М. Чермалых,

А.Н. Закладной. – Горная электромеханика и автоматика. Респ. межвед. науч.-техн. сб., 1981, вып. 38, С. - 90-95.

96. Устройство для управления преобразователем с непосредственной связью / А.Н. Закладной, В.М. Чермалых, В.В. Хмельницкий. - А.С. №970629, Бюл. Изобр. №40, 1982.

97. Чермалых В.М. Системы электропривода и автоматики рудничных стационарных машин и установок / В.М. Чермалых, Д.И. Родькин, В.В. Каневский. – М.: Недра, 1976. – 398с.

98. Ильинский Н.Ф. Перспективы развития регулируемого электропривода / Н.Ф. Ильинский. – Электричество. 2003. №2. С. - 3-7.

99. Шахмейстер Л.Г. Подземные конвейерные установки / Л.Г. Шахмейстер, Г.И. Солод. – М.: Недра, 1976. – 432с.

100. Широкий Д.К. Расчет параметров промышленных систем регулирования / Д.К. Широкий, О.Д. Куриленко. – К.: Техника, 1972. – 232 с.

101. Электрические машины в тяговом автономном электроприводе / Под ред. А.П. Пролыгина. М.: Энергия, 1979. – 240с.

102. Баранов Б.К. Электрооборудование электровоза ВЛ80В / Б.К. Баранов, Б.А. Стромин, Л.Д. Сокут и др. – Электротехника, 1973, № 8, С. – 36-40.

103. Электропривод и автоматизация промышленных установок. Т.4. Электропривод с вентильными двигателями / Под ред. К.И. Наумычевой. М.: ВИНТИ, 1974. – 217с.

104. Лисовский В.С. Электропривод с вентильными двигателями для стационарных конвейеров / В.С. Лисовский, А.Н. Закладной, С.Л. Прядко и др. – Горная электромеханика и автоматика. Респ. межвед. науч.-техн. сб., 1982, вып. 40, С. - 117-123.

105. Лисовский В.С. Эффективность дискретного регулирования скорости ленточного конвейера / В.С. Лисовский, А.Н. Закладной, В.В. Хмельницкий и др. – Вестн. Киев. политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1982, вып.13, С. - 23-25.

106. Волокитина Е.В. Особенности применения постоянных магнитов в вентильных электродвигателях авиационных электроприводов / Е.В. Волокитина, В.И. Свиридов, В.Ф. Шалагинов. – ”Электротехника“, 2003, №7, С. – 55.
107. Явдошак Я.И. Математическая модель вентильного двигателя с коммутатором циклоконверторного типа. В кн.: Вентильные электродвигатели. Л.: ВНИИЭлектромаш, 1981, С. - 80-94.
108. Habock A. Stand der Entwicklung des Stromrichter-motors / A. Habock, D. Kollensperger. – Siemens Z., 1971, Bd 45, №4, p. - 177-179.
109. Kataoka T. Transient analysis of DC commutatorless Motor / T. Kataoka, Sh. Nishikata. – Electrical Engineering in Japan, 98, №3, 1978, p. - 82-89.
110. Konishi T. Thyristor Motors for Industrial Use / T. Konishi, N. Azusava, H. Ichikawa. – Hitachi, 1975, Bd 55, № 6, p. - 64-71.
111. Leimgruber I. Stationary and Dynamic Behavior of a Speed Controlled Synchronous / I. Leimgruber. – IFAC. Dusseldorf , 1972, p. - 463-473.
112. Muller F. Berechnung des stationaren und instationaren betriebsverhaltens des stromrichter-motors / F. Muller. – Elin - Zeitschrift, 1978, 30, № 3, p. - 114-119.
113. Nanba Y. Commutatorless Motor with Thyristor and its Control / Y. Nanba, X. Yamamoto. – Fudzi, 1971 , 44, №3, p. - 244-257.
114. Ohswald H. Duhstrommashinen mit Stromrichter-speisung / H. Ohswald, H. Fricke. – ETZ, 1965, A86, p. - 600-601.
115. Ota H. AC Thyristormotors serialized / H. Ota, N. Ueyama, I. Mori. – Toshiba, 1973, 28, №1, p. - 57-62.
116. Plitman Z.F. Transient stability problem using the Hamming predictor - corrector method / Z.F. Plitman, L.M. Iza. – IEEE Trans.Power Appar. and Syst., 1972, v.91, №4, p. - 1371-1378.
117. Steigerwald R.L. Analysis of a novel forced-commutation starting scheme for a load commutated synchronous motor drive / R.L. Steigerwald,

T.A. Lipo. – IAS 12th Annual Meeting, Los. Angeles, Calif., 1977, p. - 739-747.

118. Takuzo M. AC commutatorless and brushless motor / M. Takuzo, K. Masakazu. – IEEE Trans. Power Appar. and Syst. 1972, 91, №4, p. - 1476-1484.

119. Xarashima F. Dynamic performance of converter fed synchronous motors / F. Xarashima. – Proceedings of the 2nd IFAC Symp. Dusseldorf, 1979, p. – 369-378.

120. Масленников В.С. Электромагнитная постоянная времени высокомоментных вентильных двигателей. – ”Электротехника“, 2001, №11, С. – 42.

121. Кузнецов В.А. Дискретная математическая модель вентильно-индукторного электропривода / В.А. Кузнецов, А.В. Матвеев. – Электричество. 2000. №8. С. - 22-28.

122. Радимов И.Н. Моделирование режимов работы вентильного индукторного двигателя / И.Н. Радимов, В.В. Рымша, О.Е. Малеванный. – Електротехніка і Електромеханіка. 2002. №2. С. - 60-64.

123. Нестерии В.А. Имитационная математическая модель вентильного индукторного генератора комбинированного возбуждения / В.А. Нестерии, В.А. Ваткин. – ”Электротехника“, 2006, №2, С. – 41.

124. Кочергин В.В. Коррекция механической характеристики синхронного вентильного двигателя / В.В. Кочергин. – ”Электротехника“, 2007, №6, С. – 61.

125. Борцов Ю.А. Адаптивный цифровой следящий электропривод с вентильным двигателем / Ю.А. Борцов, С.В. Федоров. – ”Электротехника“, 1997, №8, С. – 3.

126. Шабаев В.А. Алгоритмы управления вентильно-индукторным электроприводом, обеспечивающие уменьшение неравномерности электромагнитного момента / В.А. Шабаев, М.В. Лазарев, А.В. Захаров. – ”Электротехника“, 2005, №5, С. – 54.

127. Смирнов Ю.В. Электромагнитный вентильно-индукторный двигатель с дискретным расположением фазных электромагнитов /

Ю.В. Смирнов. – ”Электротехника“, 2006, №8, С. – 2.

128. Смирнов Ю.В. Определение основных параметров электромагнитного вентильно-индукторного двигателя / Ю.В. Смирнов. – ”Электротехника“, 2002, №11, С. – 32.

129. Бычков М.Г. Расчетные соотношения для определения главных размеров вентильно-индукторной машины / М.Г. Бычков, Сусси Риах Самир. – ”Электротехника“, 2000, №3, С. – 15.

130. Малафеев С.И. Анализ электромагнитного момента вентильно-индукторного двигателя в мехатронной системе с нелинейным токовым управлением / С.И. Малафеев, В.А. Шабаетов, А.В. Захаров. – ”Электротехника“, 2006, №3, С. – 37.

131. Закладной А.Н. Энергосбережение средствами промышленного электропривода: Навч. Посіб. / А.Н. Закладной, А.В. Праховник, А.И. Соловей. – К.: «Дия», 2001. – 343с.

132. Закладний О.М. Энергозбереження засобами промислового електропривода: Навч. Посіб. / О. М. Закладний, А.В. Праховник, О.І. Соловей. – К.: “Кондор”, 2005. – 408с.

133. Закладной А.Н. Энеросбережение средствами электропривода / А.Н. Закладной. – Энергетика: економіка, технології, екологія, 2004. №1. С. - 12-19.

134. Лісовський. В.С. Автоматизація виробничих процесів у гірничій промисловості: Навч. Посіб. / В.С. Лісовський, О.М. Закладний, М.Г. Борисюк та ін. – К.: “Факт”, 2001. – 164с.

135. Закладний О.М. Электропривод: Навч. Посіб. / О.М. Закладний, В.В. Прокопенко, О.О. Закладний. – К.: НТУУ «КПІ», 2007. – 316с.

136. Прокопенко В.В. Энергетичний аудит з прикладами та ілюстраціями: Навчальний посібник / В.В. Прокопенко, О.М. Закладний, П.В. Кульбачний. – К.: Освіта України, 2008. – 438с.

137. Закладний О. М. Електропривод: Навч. Посіб. / О.М. Закладний, В.В. Прокопенко, О.О. Закладний. – К.: Видавництво «Освіта України», 2009. – 351с.
138. Прокопенко В.В. Енергетичний аудит з прикладами та ілюстраціями: Навчальний посібник / В.В. Прокопенко, О.М. Закладний, П.В. Кульбачний. – К.: Освіта України, 2009. – 438с.
139. Праховник А.В. Практичний посібник з енергозбереження для об'єктів промисловості, будівництва та житлово - комунального господарства України / А.В. Праховник, В.І. Дешко, О.М. Закладний та ін. – Луганськ, вид. «Місячне сяйво», 2010. – 696 с.
140. Праховник А.В., Закладний О.М., Закладний О.О. Діагностування енергоефективності електромеханічних систем як інструмент енергоменеджменту // ВІСНИК Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут». Серія «Гірництво»: Збірник наукових праць. – Київ: НТУУ «КПІ»: ЗАТ «Техновибух», 2011, - Вип. 21. С. 159-166.
141. Закладной А.Н. Высокоскоростной вентильный электродвигатель / А.Н. Закладной, Н.П. Адволоткин, С.Л. Прядко. – А.С. №1270844, Бюл. Изобр. №42. 1985.
142. Закладной А.Н. Оценка эффективности регулируемых электроприводов шахтного стационарного конвейерного транспорта / А.Н. Закладной, С.Л. Прядко, В.А. Компанеец. – Вестн. Киев. политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1987. Вып. №18. С.
143. Закладной А.Н. Оценка эффективности регулируемых приводов шахтных турбомеханизмов / А.Н. Закладной, В.Г. Смоляр, С.Л. Прядко и др. – Рукопись деп. в УкрНИИНТИ №1135 – Ук 88, 1987. С.
144. Чермалих В.М. Електропривод турбомеханізмів за схемою вентильного двигуна зі збудженням змінним струмом / В.М. Чермалих, А.Н. Закладной, О.Я. Яценко. – Вісник НТУУ “КПІ” серія “Гірництво”, 1999. Вип. №1. С.

145. Закладний О.М. Оцінка енергетичної та економічної ефективності застосування регульованого електропривода в насосних установках / О.М. Закладний, О.О. Закладний. – Вісник НТУУ “КПІ”, серія “Гірництво”: Збірник наукових праць. – Київ: НТУУ «КПІ»: ЗАТ «Техновибух», 2008. - Вип. №16. С. - 90-97.
146. Закладной А.Н. Экспериментальные исследования работы линейного индукторного двигателя транспортно – подъемного модуля с прерыванием в цепи постоянного тока / А.Н. Закладной, С.В. Мирошниченко. – Вестн. Киев. политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1990. Вып. №21. С.
147. Закладной А.Н. Вентильный линейный индукторный электропривод пассажирского транспортного средства / А.Н. Закладной, С.Л. Прядко, Л.Н. Лебедев. – Вестн. Киев. политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1991. Вып. №22. С.
148. Транспортное средство на магнитном подвесе / А.Н. Закладной, С.Л. Прядко, Л.Н. Лебедев и др. – А.С. №1752595, 1992.
149. Закладний О.М. Застосування новітніх силових електронних компонентів у регульованому електроприводі / О.М. Закладний, О.О. Закладний. – Енергетика: економіка, технології, екологія. 2006. №2. С. - 47-53.
150. Закладний О.М. Сучасні методи регулювання якості електроенергії / О.М. Закладний, О.О. Закладний. – Інформаційний збірник «Промислова електроенергетика та електротехніка» Промелектро. 2007. №2. С. - 25-30.
151. Закладной А.Н. Система управления электроприводом с вентильным двигателем. – Рукопись деп. в УкрНИИИНТИ №441 – Ук 88, 1987.
152. Закладной А.Н. Разработка и исследования математической модели вентильного двигателя / А.Н. Закладной, В.Ю. Передрий, В.В. Гром и др. – Енергетика: економіка, технології, екологія. 2004, №2. С. - 46-54.

153. Закладной А.Н. Анализ статических характеристик вентильного двигателя / А.Н. Закладной, С.Л. Прядко. – Горная электромеханика и автоматика. Респ. межвед. науч.-техн. сб., 1985. Вып. №47. С.

154. Закладной А.Н. Исследование динамических режимов вентильных двигателей / А.Н. Закладной, С.Л. Прядко, В.А. Компанеец. – Горная электромеханика и автоматика. Респ. межвед. науч.-техн. сб., 1986. Вып. №48. С.

155. Закладной А.Н. Вентильный двигатель как объект автоматического управления / А.Н. Закладной, С.Л. Прядко, Д. Песвианидзе. – Техническая кибернетика. Сборник науч. трудов. Тбилиси. Изд.ГПИ им. В.И.Ленина, 1984. №12 (232). С.

156. Закладний О.М. Вплив способів керування комутатором на гармонічний склад кривих струму і напруги вентильного двигуна / О.М. Закладний, О.О. Закладний. – Інформаційний збірник «Промислова електроенергетика та електротехніка» Промелектро. 2008. №1. С. - 35-40.

157. Закладний О.М. Вплив способів керування комутатором на якість перетворення електроенергії вентильним двигуном / О.М. Закладний, О.О. Закладний. – Інформаційний збірник «Промислова електроенергетика та електротехніка» Промелектро. 2008. №3. С. - 35-39.

158. Закладний О.М. Вплив способів керування випрямлячем вентильного двигуна на встановлену потужність електрообладнання / О.М. Закладний, О.О. Закладний. – Енергетика: економіка, технології, екологія. 2008. №1. С. - 49-54.

159. Закладний О.М. Вплив способів керування інвертором вентильного двигуна на встановлену потужність електрообладнання / О.М. Закладний, О.О. Закладний. – Інформаційний збірник «Промислова електроенергетика та електротехніка» Промелектро. 2008. №4. С. - 20-22.

160. Закладной А.Н. Оптимизация параметров электрооборудования с вентильными двигателями / А.Н. Закладной, В.А. Компанеец, С.Л. Прядко и др.

/ В кн. : Бесколлекторн. регулируемые эл. двигатели. – Л.: ВНИИЭлектромаш, 1983. С.

161. Чермалых В.М. Оптимизация управления электроприводом с вентильными двигателями / В.М. Чермалых, А.Н. Закладной, С.Л. Прядко. – Известия Вузов. Горный журнал, 1984. №5. С.

162. Закладной А.Н. Система управления вентильным двигателем с задержанной коммутацией / А.Н. Закладной, В.А. Компанец, С.Л. Прядко и др. – Вестн. Киев. политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1983. Вып. №14. С.

163. Закладной А.Н. Метод синтеза самонастраивающихся систем подчиненного управления вентильными двигателями / А.Н. Закладной. – Горная электромеханика и автоматика. Респ. межвед. науч.-техн. сб., 1983. Вып. №43. С.

164. Закладной А.Н. Высокоточная система управления вентильным двигателем / А.Н. Закладной, С.Л. Прядко, В.А. Компанец. – Рукопись деп. в УкрНИИНТИ №447 – Ук 88, 1987. С.

165. Закладной А.Н. Датчики электрических величин для систем управления вентильными двигателями / А.Н. Закладной, В.А. Компанец, С.Л. Прядко и др. – Рукопись деп. в УкрНИИНТИ №1988, 1984.

166. Закладной А.Н. Унифицированная система датчика положения и скорости для вентильного двигателя / А.Н. Закладной, В.А. Компанец, С.Л. Прядко. – Вестн. Киев. политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1985. Вып. №16. С.

167. Закладной А.Н. Микропроцессорный измеритель скорости для приводов станков и роботов / А.Н. Закладной, С.Л. Прядко, А.Д. Мруга. – Применение методов и средств технической кибернетики. Сб. науч. трудов. Тбилиси. Изд. ГПИ им. В.И.Ленина, 1986. №8 (305). С.

168. Закладной А.Н. Дискретные измерители скорости для электроприводов с вентильными двигателями / А.Н. Закладной, В.А. Компанец. – Рукопись деп. в УкрНИИНТИ №446 – Ук 88, 1987. С.

169. Закладной А.Н. Измеритель скорости вращения на однокристалльной микро-ЭВМ / А.Н. Закладной, С.Л. Прядко, С.В. Мирошниченко. – Вестн. Киев. политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1988. Вып. №20. С.

170. Одноканальное устройство для управления вентильным преобразователем / А.Н. Закладной, Л.Н. Лебедев, С.Л. Прядко. – А.С. №1154725, Бюл. Изобр. №17, 1985.

171. Закладной А.Н. Система управления углом опережения вентильного двигателя / А.Н. Закладной, В.А. Компанец, С.Л. Прядко. – Вестн. Киев. политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1988. Вып. №19. С.

172. Устройство для управления преобразователем с непосредственной связью, питающим вентильный двигатель / А.Н. Закладной, Л.Н. Лебедев, В.А. Компанец. / А.С. №1310967, Бюл. Изобр. №18. 1987.

173. Закладной А.Н. Трехимпульсное управление вентильным двигателем переменного тока / А.Н. Закладной, С.Л. Прядко, В.А. Компанец. – Вестн. Киев. политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1986. Вып. №17. С.

174. Закладной А.Н. Применение микро – ЭВМ для автоматизации исследований и испытаний вентильных двигателей / А.Н. Закладной, В.А. Компанец, А.Д. Мруга. / В кн.: Бесколлекторн. электрические двигатели с полупроводниковыми устройствами. – Л.: ВНИИЭлектромаш, 1986. С.

175. Закладной А.Н. Универсальный модуль тестирования и сбора данных для контрольно – диагностических комплексов / А.Н. Закладной, А.Д. Мруга, В.А. Компанец и др. – Рукопись деп. в УкрНИИНТИ №442 – Ук 88, 1987. С.

176. Закладной А.Н. Универсальный модуль сбора данных / А.Н. Закладной, С.Л. Прядко. – Рукопись деп. в УкрНИИНТИ №443 – Ук 88, 1987. С.

177. Закладной А.Н. Устройство связи с объектом для систем автоматизированного исследования вентильного двигателя / А.Н. Закладной,

В.А. Компанец, С.В. Мирошниченко. – Рукопись деп. в УкрНИИНТИ №595 – Ук 88, 1987. С.

178. Закладной А.Н. Быстродействующее многоканальное устройство регистрации и передачи данных / А.Н. Закладной, В.А. Компанец, С.Л. Прядко и др. – Вестн. Киев. политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1988. Вып. №19. С.

179. Закладной А.Н. Быстродействующее устройство передачи аналогового сигнала с оптически–развязанным каналом / А.Н. Закладной, С.Л. Прядко, В.Г. Смоляр и др. – Вестн. Киев. политехн. ин-та. Горная электромеханика и автоматика, 1990. Вып. №21. С.

180. Закладний О.М. Пристрій для прискореного випробування колекторних машин / О.М. Закладний, Є.І. Алтухов, С.Л. Прядко та ін. – Вісник НТУУ “КПІ” серія “Гірництво”, 2000. Вип. №3. С.

181. Закладний О.М. Універсальний діагностувальний комплекс для прискорених випробувань електродвигунів / О.М. Закладний, О.О. Закладний. – Інформаційний збірник «Промислова електроенергетика та електротехніка» Промелектро. 2007. №4. С. - 35-39.

182. Закладний О.М. Методика прискореного діагностування електродвигунів / О.М. Закладний, О.О. Закладний. – Енергетика: економіка, технології, екологія. 2007. №2. С. - 47-53.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Показатели качества преобразования энергии электропривода с вентильными двигателями

Таблица А.1

Коэффициенты связи амплитудных и действующих значений
напряжения и его первой гармоники

β	γ ...°	δ	$\frac{U_{m(1)}}{U_m}$	$\frac{U_{(1)}}{U_m}$	$\frac{U}{U_m}$	$\frac{U}{U_{m(1)}}$
20	10	10	0,991	0,7	0,74	0,747
30	10	20	0,976	0,69	0,75	0,768
	20	10	0,97	0,686	0,73	0,753
40	10	30	0,957	0,677	0,73	0,763
	20	20	0,94	0,665	0,72	0,766
	30	10	0,94	0,665	0,71	0,755
50	10	40	0,93	0,66	0,75	0,806
	20	30	0,9	0,64	0,7	0,778
	30	20	0,89	0,63	0,68	0,764
	40	10	0,89	0,63	0,68	0,764
60	10	50	0,91	0,644	0,74	0,813
	20	40	0,85	0,6	0,72	0,847
	30	30	0,83	0,59	0,67	0,807
	40	20	0,83	0,59	0,66	0,795
	50	10	0,84	0,594	0,64	0,762
70	10	50	0,88	0,622	0,723	0,82
	20	40	0,8	0,566	0,698	0,873
	30	30	0,76	0,574	0,682	0,897
	40	20	0,756	0,546	0,645	0,853
	50	10	0,769	0,544	0,637	0,828

Таблица А.2

Показатели качества преобразования тока вентильными двигателями

γ ... °	K_{Φ}	K_{Λ}	K_{Π}	$K_{и}$	K_{Γ}	i^*
10	1,21	1,242	0,261	0,967	0,222	1,034
	1,169	1,28	0,242	0,9	0,218	1,111
20	1,19	1,26	0,25	0,978	0,215	1,022
	1,164	1,26	0,22	0,917	0,2	1,09
30	1,172	1,28	0,193	0,986	0,167	1,014
	1,147	1,307	0,183	0,937	0,168	1,067
40	1,155	1,299	0,142	0,992	0,124	1,008
	1,146	1,306	0,141	0,961	0,129	1,041
50	1,137	1,319	0,092	0,997	0,081	1,003
	1,133	1,32	0,094	0,982	0,087	1,018
60	1,125	1,342	0,052	0,999	0,046	1,001
	1,117	1,34	0,048	0,995	0,045	1,005

Таблица А.3

Показатели качества преобразования напряжения вентильными двигателями

β	γ ... °	δ	K'_{Φ}	K'_{Λ}	K'_{Π}	$K'_{и}$	K'_{Γ}	U^*
20	10	10	0,8	1,355	0,252	0,949	0,331	1,054
	30	10	20	0,913	1,339	0,349	0,924	0,413
		20	10	0,831	1,364	0,293	0,936	0,377
40	10	30	0,934	1,374	0,344	0,93	0,396	1,075
	20	20	0,886	1,387	0,343	0,922	0,42	1,085
	30	10	0,856	1,4	0,317	0,929	0,4	1,076
50	10	40	1,109	1,34	0,518	0,884	0,528	1,131
	20	30	0,977	1,421	0,418	0,904	0,474	1,106
	30	20	0,91	1,461	0,356	0,919	0,428	1,088
	40	10	0,87	1,48	0,309	0,935	0,38	1,07
60	10	50	1,348	1,358	0,663	0,871	0,564	1,148
	20	40	1,186	1,394	0,645	0,839	0,647	1,192
	30	30	1,032	1,487	0,508	0,872	0,56	1,147
	40	20	0,956	1,523	0,429	0,895	0,499	1,117
	50	10	0,852	1,558	0,327	0,926	0,407	1,08
70	10	60	1,81	1,38	0,914	0,862	0,588	1,16
	20	50	1,485	1,433	0,867	0,812	0,72	1,23
	30	40	1,287	1,466	0,842	0,79	0,777	1,266
	40	30	1,12	1,55	0,64	0,83	0,674	1,2
	50	20	1,04	1,57	0,542	0,854	0,61	1,17

Таблица А.4

Показатели качества преобразования мощности вентильными двигателями

β	γ	δ	ρ^*	C_{Π}	C_t	α	$\eta_{ВД}$	$C_{Г}$	$K_{СД}$	$K_{Р}$
...										
20	10	10	1,053	0,95	1,842	0,964	0,934	1,352	0,966	0,934
30	10	20	1,087	0,95	2,351	0,9	0,93	1,536	0,906	0,876
	20	10	1,06	0,943	1,958	0,93	0,932	1,392	0,94	0,919
40	10	30	1,079	0,927	2,229	0,817	0,923	1,495	0,819	0,792
	20	20	1,079	0,927	2,233	0,857	0,926	1,495	0,866	0,85
	30	10	1,04	0,962	1,629	0,886	0,928	1,275	0,906	0,894
50	10	40	1,139	0,878	3,171	0,71	0,912	1,781	0,707	0,684
	20	30	1,091	0,917	2,425	0,758	0,917	1,556	0,766	0,75
	30	20	1,046	0,956	1,714	0,8	0,921	1,311	0,819	0,808
	40	10	1,034	0,967	1,538	0,831	0,924	1,237	0,866	0,86
60	10	50	1,153	0,867	3,4	0,572	0,893	1,841	0,5736	0,555
	20	40	1,193	0,838	4,0	0,636	0,903	2,004	0,6428	0,63
	30	30	1,107	0,903	2,661	0,691	0,91	1,635	0,7071	0,697
	40	20	1,068	0,936	2,06	0,735	0,915	1,436	0,766	0,76
	50	10	1,008	0,992	1,127	0,77	0,918	1,06	0,8192	0,817
70	10	60	1,1	0,968	2,55	0,422	0,861	1,6	0,423	0,41
	20	50	1,165	0,858	3,6	0,495	0,88	1,89	0,5	0,489
	30	40	1,113	0,898	2,755	0,56	0,891	1,663	0,574	0,566
	40	30	1,083	0,923	2,314	0,616	0,9	1,516	0,643	0,638
	50	20	1,047	0,955	1,732	0,66	0,906	1,317	0,707	0,705

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Пример расчета модели вентильного двигателя в среде MATLAB

В качестве примера расчета выбран двигатель типа СД2-74/25-6У3 с паспортными данными, приведенными в табл. 1.Б

Таблица 1.Б

Паспортные данные двигателя типа СД2-74/25-6У3

U , В	P , кВт	n , об/мин	I_C , А	КПД, %	$\cos\varphi$	f , Гц	$\frac{I_{\text{ПУСК}}}{I_{\text{НОМ}}}$	$\frac{M_{\text{ПУСК}}}{M_{\text{НОМ}}}$	$\frac{M_{\text{ВХ}}}{M_{\text{НОМ}}}$	$\frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{НОМ}}}$	GD^2 , тм ²
380	250	1000	451	93.7	0.9	50	5.5	1.1	1.1	1.7	17

Расчетные параметры для построения структурной схемы

ЗИ-1

Сигнал на входе $-10 \leq U_{\text{ВХ}} \leq 10$.

Нелинейный элемент $U_{\text{IT}} = 10$; $y = 0.001$.

Интегрирующее звено $K_I = 1.131$.

Расчетные рабочие параметры двигателя

Номинальная угловая скорость двигателя

$$\omega_{\text{НОМ}} = 0.105 n_{\text{НОМ}} = 0.105 \cdot 1000 = 105 \text{ рад/с.}$$

Номинальный момент двигателя

$$M_{\text{НОМ}} = \frac{P_{\text{НОМ}}}{\omega_{\text{НОМ}}} = \frac{250}{105} = 2.38 \text{ кНм} = 2380 \text{ Нм.}$$

Максимальный момент двигателя

$$M_{\text{max}} = 1.7 M_{\text{НОМ}} = 4046 \text{ Нм.}$$

Момент инерции электромеханической системы

$$J = J_{\text{дв}} + J_{\text{пр.мех.}} = 5J_{\text{дв}} = 21.25 \text{ тм}^2,$$

$$\text{где } J_{\text{дв}} = \frac{GD^2}{4} = \frac{17}{4} = 4.25 \text{ тм}^2.$$

Расчетные параметры преобразовательной цепи ВД

Эквивалентное сопротивление цепи преобразователя

$$R_{\Sigma} = r_{\text{дв}} + r_{\text{с.р.}} + 4N r_{\text{тир}} + r_{\gamma} = 0.00486 + 0.003 + 4 \cdot 0.00423 + 0.02013 = 0.04491 \text{ Ом.}$$

Сопротивление обмоток двигателя

$$r_{\text{дв}} = (0,002 \dots 0,02) \frac{U_{\text{ном}}}{\sqrt{3} I_{\text{ном}}} = \frac{0.01 U_{\text{ном}}}{\sqrt{3} I_{\text{ном}}} = \frac{0.01 \cdot 380}{\sqrt{3} \cdot 451} = 0.00486 \text{ Ом.}$$

Сопротивление тиристора в открытом состоянии

$$r_{\text{тир}} = \frac{\Delta U_{\text{тир}}}{I_d} = \frac{1.65}{391} = 0.00423 \text{ Ом.}$$

Выбираем тиристор SCR типа T143-630

$$I_{\text{max}} = 630 \text{ А; } U_{\text{max}} = 400-1200 \text{ В; } \Delta U_{\text{тир}} = 1.65.$$

Соотношение между средним значением выпрямленного напряжения U_{d0} и номинальным напряжением двигателя $U_{\text{н}}$

$$\frac{U_{d0}}{U_{\text{н}}} = 1.35 \Rightarrow U_{d0} = 1.35 U_{\text{н}} = 513 \text{ В.}$$

Число последовательно включенных вентилях в плече моста преобразователя

$$N \geq \frac{U_{d0}}{U_{\text{T}}} K_{3,U} = \frac{513}{1200} \cdot 2 = 1,$$

где U_{T} - допустимое напряжение на тиристоре (класс напряжения); $K_{3,U} = 1.5 \dots 2$ - коэффициент запаса по напряжению.

Величина среднего значения тока на выходе преобразователя

$$I_d = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{\text{н}} = \frac{\sqrt{3} \cdot 451}{2} = 391 \text{ А.}$$

Выбираем сглаживающий реактор ФРОС-125/0,5У3 с параметрами:
 $R_{\text{с.р.}} = 0.003 \text{ Ом; } I_{\text{н}} = 500 \text{ А; } L_{\text{н}} = 0.75 \text{ мГн.}$

Эквивалентное сопротивление, учитывающее уменьшение выпрямленного напряжения в период коммутации вентилях

$$r_{\gamma} = \frac{m X_{\text{T}}}{2\pi} = \frac{3 \cdot 0.04213}{2 \cdot 3.14} = 0.02013 \text{ Ом,}$$

где $X_T = \frac{U_{к\%}}{100\%} \frac{U_{2TH}}{I_{2TH}} = \frac{5 \cdot 380}{100 \cdot 451} = 0.04213$ Ом - индуктивное сопротивление вторичной обмотки трансформатора; $m = 3$ - число фаз преобразователя; $U_{2TH} = U_{ном.дв.}$; $I_{2TH} = I_{ном.дв.}$ - номинальные напряжение и ток вторичной обмотки трансформатора; $U_{к\%} = (4.5 \dots 6)\%$ - напряжение короткого замыкания трансформатора.

Эквивалентная индуктивность

$$L_{\Sigma} = L_{дв} + L_{с.р.} = 0.0006687 + 0.00075 = 0.0014187 \text{ Гн.}$$

Индуктивность статора двигателя

$$L_{дв} = (0.15 \dots 0.35) \frac{U_{ном}}{I_{ном} p \omega_{ном}} = \frac{0.25 \cdot 380}{451 \cdot 3 \cdot 105} = 0.0006687 \text{ Гн,}$$

где $p = \frac{60 f_c}{n_{ном}} = \frac{60 \cdot 50}{1000} = 3$ - число пар полюсов двигателя.

Расчетные параметры замкнутой САУ

Эквивалентная электромагнитная постоянная времени

$$T_{\Sigma} = \frac{L_{\Sigma}}{R_{\Sigma}} = \frac{0.0014187}{0.04491} = 0.0316 \text{ с.}$$

Постоянная двигателя

$$C_d = \frac{M_{ном}}{I_{ном} \left(\delta_{\min} + \frac{\gamma_H}{2} \right)} \approx \frac{M_{ном}}{I_{ном} \cos \varphi} = \frac{2380}{451 \cdot 0.9} = 5.86 \text{ с.}$$

Электромагнитная постоянная времени тиристорного преобразователя

$$T_{ТП} = 0.5 \frac{1}{f_c} = T_{\mu} = 0.01 \text{ с.}$$

Коэффициент передачи тиристорного преобразователя

$$K_{ТП} = \frac{\Delta E_d}{\Delta U_Y} \approx \frac{E_{d \max}}{U_{Y \max}} = \frac{380}{10} = 38.$$

Коэффициент передачи по току

$$K_T = \frac{U_{от\max}}{I_{\max}} = \frac{10}{767.16} = 0.013,$$

$$\text{где } I_{\max} = \frac{M_{\max}}{C_d \cos \varphi} = \frac{4046}{5.86 \cdot 0.9} = 767.16 \text{ А.}$$

Коэффициент передачи по скорости

$$K_c = \frac{U_{ос\max}}{\omega_{\max}} = \frac{10}{105} = 0.095, \text{ где } \omega_{\max} = \omega_{\text{ном}}.$$

Передаточная функция регулятора тока

$$W_{рт}(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_2},$$

$$T_1 = T_{\text{Э}} = 0.0316 \text{ с,}$$

$$T_2 = \frac{a_T T_{\mu} K_{\text{ТП}} K_T}{R_e} = \frac{2 \cdot 0.01 \cdot 38 \cdot 0.013}{0.04491} = 0.22 \text{ с.}$$

Передаточная функция регулятора скорости.

$$W_{рс}(p) = K_{рс} = \frac{K_T J}{a_c a_T T_{\mu} C_d K_c} = 6.19.$$

Статическая регулировочная характеристика процесса реверсирования

Статическая регулировочная характеристика процесса реверсирования

ВД строится по следующим расчетным данным, сведенным в табл. 2.Б

Таблица 2.Б

Расчетные данные для построения характеристики процесса реверсирования ВД

угол, β	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	110	120	130	140	150	160	170	180
$\cos \beta$	1	0,99	0,94	0,87	0,77	0,64	0,5	0,34	0,17	0	-0,17	-0,34	-0,5	-0,64	-0,77	-0,87	0,94	0,99	-1
скорость, ω	104	106	109	118	134	158	206	289	470	0	-580	-317	-214	-166	-140	-122	-112	-107	-105