

**Р.Н. Ганиев, Н.И. Горбачевский,
В.Н. Дмитриев, С.Н. Сидоров**

**ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ
В ТЕХНОЛОГИЯХ ШИНОПРОИЗВОДСТВА**

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«УЛЬЯНОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

**Р.Н. Ганиев, Н.И. Горбачевский,
В.Н. Дмитриев, С.Н. Сидоров**

**ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ
В ТЕХНОЛОГИЯХ ШИНОПРОИЗВОДСТВА**

Монография

**Ульяновск
УлГТУ
2015**

УДК 62-83(075):621.313:678.063

ББК 31.26

Г

Рецензенты:

д-р.техн.наук, профессор, заведующий кафедрой электропривода и электротехники ФГБОУ ВПО «Казанский национальный исследовательский технологический университет» **В.Г. Макаров**;

д-р.техн.наук, профессор, заведующий кафедрой электроснабжения промышленных предприятий ФГБОУ ВПО «Казанский государственный энергетический университет» **И.В. Ившин**.

Научный редактор **Н.И. Горбачевский**

Утверждено редакционно-издательским советом университета
в качестве научного издания

Частотно-регулируемые электроприводы в технологиях шинопроизводства / Р.Н. Ганиев, Н.И. Горбачевский, В.Н. Дмитриев, С.Н. Сидоров / Под ред. Н.И. Горбачевского. – Ульяновск: УлГТУ, 2015. – 223 с.

В монографии рассматриваются пути повышения качественных показателей автомобильного шинопроизводства оснащением технологических линий первичной экструзионной подготовки резинотехнического сырья и изготовления корда современными системами одно (много) двигательного частотно-регулируемого электропривода. Выработка решений, ведущих к повышению качества, осуществлена по результатам многокритериальной параметрической оптимизации управляющих алгоритмов асинхронных электроприводов с учётом требований по снижению энергозатрат и повышению производительности. Приводится пример реализации многодвигательного рекуперирующего электропривода кордной линии, оснащённого обратимыми преобразователями частоты на основе запираемых GTO, IGBT – вентилях, работающих при новом способе плавной коммутации тока и ограниченном уровне коммутационных перенапряжений.

Книга написана по результатам НИР и ОКР, проведённых совместным коллективом сотрудников Нижнекамского химико-технологического института и Ульяновского государственного технического университета на предприятии ОАО «Нижнекамскшина». Предназначена для специалистов и студентов-дипломников с электротехническим профилем подготовки.

© Горбачевский Н.И., Ганиев Р.Н.
Дмитриев В.Н., Сидоров С.Н.
© Оформление УлГТУ

ВВЕДЕНИЕ

Шинная промышленность – одна из ведущих отраслей нефтеперерабатывающей индустрии, продукция которой получает применение во многих областях народного хозяйства и, прежде всего, в автомобилестроении [1,2,...10]. Современное производство автошин сопровождается конкуренцией на отечественных и зарубежных рынках сбыта. Участие в этом процессе одного из ведущих предприятий страны – завода «Нижекамскшина» требует системных мер по повышению качества продукции на всех стадиях производства и, что особенно важно, на начальных этапах подготовки резинотехнического сырья и шинных полуфабрикатов. Благодаря реконструкции и совершенствованию технологии шинопроизводства, срок службы выпускаемых на данном предприятии автошин увеличивается каждые 10 лет примерно в 1.5 раза [11,77]. Долговечности автошин способствует применение высококачественного сырья в виде полимерно-резиновых смесей на основе натуральных и синтетических каучуков. Освоение производства высокопрочных полиамидных и вязкозных кордов сократило потребность в натуральном каучуке, повысило рентабельность и технологичность указанного предприятия, вывело его продукцию на уровень мировых стандартов. Одновременно с этим ведётся поиск всё более совершенных конструкций автошин диагонального, радиального и т.п. типа. Однако основным направлением в повышении качества продукции и производительности предприятия остаётся совершенствование технологического оборудования. При этом главным звеном современного производства автошин явились автоматические поточные линии, оснащаемые системами регулируемого электропривода и микропроцессорного управления.

Основные этапы производства автошин включают в себя следующие технологические операции:

- **приготовление резиновой смеси.** Осуществляется с применением роторных резиносмесителей периодического действия, червячных или валковых машин для доработки (гранулирования, листования, стрейнирования ит.п.) получаемых смесей. Резиновые смеси, не отвечающие технологическому регламенту отправляют на доработку в резиносмеситель или на вальцы. Окончательно забракованные смеси передают на регенеративные заводы;
- **изготовление корда,** как правило, осуществляется с помощью поточных линий, позволяющих производить все стадии обработки тканей (пропитку, сушку, термическую вытяжку, нормализацию и об-

резинивание), при этом ведётся контроль натяжения ткани, её температуры и влажности;

– **обрезинивание корда.** Для обрезинивания кордной ткани применяются многовалковые коландры. После пропитки и просушки корд закатывается вместе с прокладочным полотном на специальном закаточном устройстве. Для обеспечения равномерной толщины корда резиновые смеси предварительно разогревают на вальцах, в резиносмесителях или червячных машинах холодного питания;

– **изготовление деталей покрышек** включает раскрой обрезиненных тканей, наложение резиновой прослойки на раскроенный корд (сквиджевание). Следующим этапом изготовления диагональных покрышек служит изготовление так называемых браслетов, крыльев и бортовых лент;

– **изготовление протекторов и боковин.** Данная операция осуществляется с помощью экструдеров способом шприцевания. Для этого головка червячной машины снабжается специальным устройством в виде профильной планки. Шприцевание протекторов вместе с боковинами осуществляется на червячных машинах холодного питания типа МЧХ или тёплого питания типа МЧТ;

– сборка и вулканизация покрышек предваряет заключительные операции изготовления автошин (обрезку, сортировку, балансирование и заключительное комплектование продукта).

В представленной монографии отражены результаты научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, проводимых специалистами предприятия ОАО «Нижекамскшина» в содружестве с коллективами кафедр электропривода Нижегородского химико-технологического института и Ульяновского технического университета. Необходимость указанных работ вызвана сохранением спроса на отечественные автошины, добиться которого в современных условиях можно лишь путём поддержания качества продукта на уровне мировых стандартов. Особенно важное значение имеют меры по повышению качества на начальных этапах шинопроизводства. Для выяснения причин дефектов авторами был проведён ряд экспериментов, показывающих влияние отклонений геометрических размеров протекторных заготовок, изготавливаемых экструдером МЧТ-250 в составе поточной линии ИРУ-16Б, на общий объём брака выпускаемых автошин. Выработка рекомендаций по устранению этих дефектов потребовала изучения всего комплекса физико-химических и гидро-динамических свойств полимерных материалов, находящихся под механическим воздействием со стороны рабочего вала червячной машины. В постановке и решении указанных проблем был применён системный подход, выразившийся в полу-

чении полной математической модели системы «электропривод-экструдер-продукт», исследование которой проведено в форме решения многокритериальной оптимизационной задачи. Результатом послужила разработка технических решений, новизна которых подтверждена несколькими Патентами РФ на изобретения №2444834, №2461115, №2262794, №2167484, №2220494. Основой послужили меры, направленные на поддержание постоянства давления смеси в формующей головке экструдера. Техническая реализация предлагаемых алгоритмов возлагается на современные системы частотно-регулируемого электропривода, способные решать задачи качественной экструзии в увязке с повышением производительности и снижением удельных затрат электрической энергии. Показывается возможность снижения установленной мощности приводов в составе поточной линии обрезаживания корда, добиться которого можно за счёт отдельного регулирования скорости и момента приводных двигателей, требуя установки асинхронных приводов с частотно-токовым или векторным принципом регулирования. Приводится описание этих систем, а так же методика синтеза регуляторов тока, скорости и давления в их составе. Большое внимание уделено отысканию устойчивого режима экструзии в реальных условиях «больших» отклонений скорости и момента в диапазоне от режима холостого хода до режима работы «на упор». Результаты теоретических исследований получили применение в проведённой при участии авторов модернизации электропривода шприцмашины МЧТ-250 в сборочном цехе ОАО «Нижекамскшина». Особое внимание уделено сравнительно мало изученным вопросам построения энергетически эффективных многодвигательных приводов кордных линий. Отличительным свойством этих приводов следует назвать способность работы во всех 4-ёх квадрантах нагрузочных характеристик с возможностью рекуперации энергии торможения в питающую сеть. Планируемая реконструкция линии имеет целью снижение установленной мощности устройства рекуперации. В работе приводится перечень возможных вариантов построения обратимых преобразователей частоты, способных уменьшить суммарную установленную мощность многодвигательного привода кордной линии. Обосновывается выбор наиболее целесообразной конструкции, основывающейся на использовании в схеме инвертора тока запираемых вентилях типа GTO или IGBT и полярных демпфирующих конденсаторов в составе устройств защиты от возможных повышений коммутационных перенапряжений.

1. ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ К ЭЛЕКТРОПРИВОДАМ НА ЭТАПЕ ЭКСТРУЗИОННОЙ ПЕРЕРАБОТКИ РЕЗИНОВЫХ СМЕСЕЙ

1.1. Задачи экструзии как технологического процесса и пути их решения

Наиболее распространённым способом подготовки резинотехнического сырья является экструзия. Экструдеры являются главными агрегатами поточных линий по изготовлению протекторных заготовок. Их назначение сводится к нагреванию и перемешиванию резиновой смеси с последующим формообразованием заготовки путём выдавливания (шприцевания) смеси через фильерные отверстия заданной формы.

Несмотря на разнообразную классификацию экструдеров, все они имеют схожее устройство и принцип работы [1,36,46,65,78,81,102,104]. Устройство типичного одночервячного экструдера показано на рис.1.1.

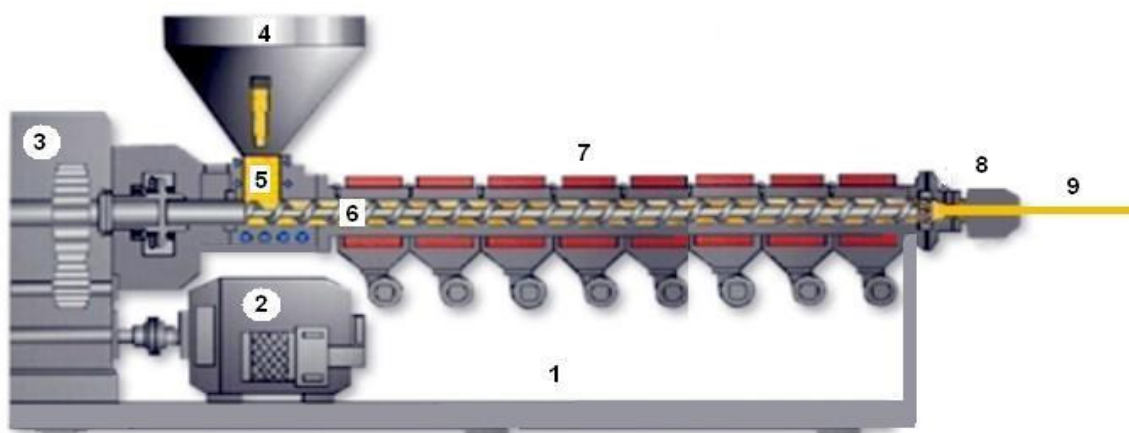


Рис. 1.1. Устройство одночервячного экструдера

Термопластичный материал из бункера 4 поступает в зону загрузки экструдера 5. Вращающийся червяк 6 увлекает и продвигает материал вдоль цилиндра, оснащённого термонагревателями 7. За счет трения материала о стенки цилиндра и поверхность шнека, а также при помощи нагревателей материал разогревается до температуры плавления полимера (150-200)°С, при этом перемешивается и уплотняется. Высокое давление, возникающее в выходной зоне, позволяет продавить вязкий компаунд через формующую головку 8. Выдавленный материал (экструдат) 9 проходит через фильеру, придающую заготовке (полуфабрикату) заданную форму. Ос-

новые узлы экструдера монтируются на станине 1. Вращение червяка осуществляется при помощи электродвигателя 2 и трансмиссии 3. Существующая спецификация идущих на изготовление шины заготовок предполагает точное соблюдение их геометрических размеров, что имеет решающее значение для хорошей механической сбалансированности вращающегося колеса. Поэтому точность соблюдения профиля заготовки имеет прямое отношение к качеству и долговечности автопокрышки, а так же комфортабельности, управляемости и безопасности движения автомобилей. Соблюдение технологического регламента предполагает выполнение целого ряда требований, к числу которых, кроме поддержания заданного профиля, относятся [17, 24, 25]:

- требование к структурной однородности заготовки, которая должна быть монолитной, плотной с гладкой поверхностью по всей длине и профилю изделия;
- в составе резиновой смеси должны отсутствовать «подвулканизированные» частицы и другие механические включения;
- заготовка должна сохранять приданную форму и массу не только в рабочем режиме, но и в процессе хранения на складе при указанной влажности и температуре среды.

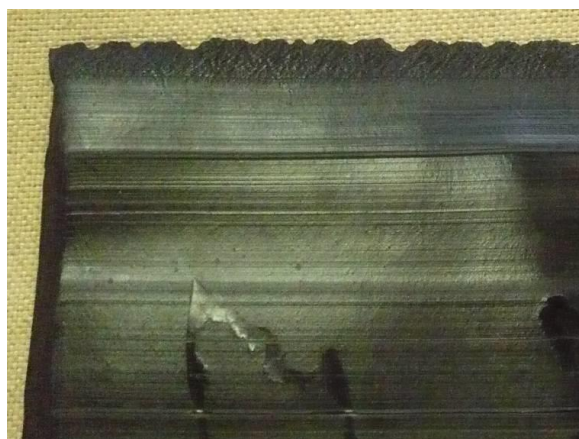
Безусловное выполнение этих требований обуславливает качество выпускаемых полуфабрикатов. Гарантией сохранения качества служит учёт и противодействие различным «возмущающим» воздействиям, к числу которых относятся :

- произвольные изменения в составе (рецептуре) резиновой смеси, характеризующиеся так называемыми реологическими свойствами резинотехнического сырья - пластичностью, вязкостью, упругостью материала;
- возможные изменения температурного режима работы экструдера и протекторного агрегата;
- вариации конструкции профильного приспособления;
- изменения в соотношении скоростей вытяжки и принудительной усадки изделия на разных участках протекторного агрегата;
- присутствие возвращаемых в экструдер отходов («возврата») заготовок, меняющих массу технологической смеси;
- неправильную установку, настройку и регулирование профильных приспособлений;
- несанкционированные изменения момента и частоты вращения вала червяка;
- возможные вариации в конструктивном исполнении червячной машины типов МЧТ, МЧХ и т.д., меняющих мощность установки и отношение рабочих размеров червяка экструдера «L/D».

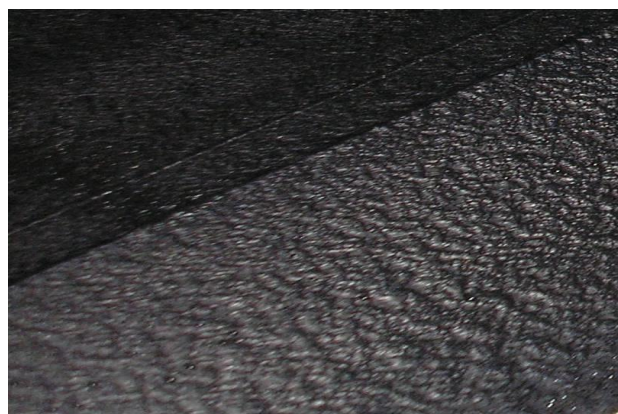
Влияние указанных факторов проверено на действующем оборудовании в цехах ОАО «Нижекамскшина». В частности, изучалось влияние отклонений геометрических размеров протекторных заготовок, изготавливаемых экструдером МЧТ-250 в составе поточной линии ИРУ-16Б, на общий объём брака выпускаемых автошин [33,77]. Выяснилось, что отклонения размеров и массы протекторов всего на 3% от установленной нормы приводит к недопустимым отклонениям параметров на завершающем этапе сборки автошин в объёме 20 % от всей готовой продукции (см. Приложение А, рис. ПА.1, ПА.2). В связи с возвратом бракованной продукции на вторичную переработку это влечет к снижению производительности и значительным материальным потерям. По сведениям за 2010 г. финансовые потери при выходе в брак 500 шт. покрышек составили 200 тыс. руб. Всего же ежедневные потери сборочного производства в связи с переработкой брака, составили около 3 тыс. руб. или около 1 млн. руб. в год [11,77].

В связи с вышеизложенными фактами, основной задачей реконструкции подготовительного производства на указанном предприятии явилось доведение качества выпускаемых изделий до уровня международных стандартов при поддержании максимальной производительности в условиях минимальных энергетических затрат на проведение экструзионного процесса. Всестороннее рассмотрение проблемы качества продукта экструзии указывает на необходимость минимизации отклонений физико-химических свойств технологической смеси, а так же режимных параметров профилируемых изделий от регламентированных значений. Чаще всего появление брака связано с тремя нежелательными явлениями, возникающими при экструзии полимеров – деструкцией полимера, неустойчивым течением в процессе шприцевания и разбуханием экструдата после шприцевания (рис.1.2,в). Деструкция проявляется в потере механических свойств полимера, а так же в обесцвечивании поверхности выделением летучих компонентов в процессе переработки. Другой важной проблемой экструзии является «дробление поверхности экструдата». Наблюдая за истечением полимера из формирующей фильеры, можно заметить появление на поверхности струи вмятин и утолщений. Как правило, данные дефекты поверхности шприцуемого изделия вызываются началом неустойчивого течения. Для описания этого эффекта в литературе применяются различные термины, в частности применительно к слабовыраженным дефектам – это «матовость», «акуля кожа», «апельсиновая кожура» (рис. 1.2 б); применительно к периодическим дефектам – «поверхность бамбука», «винт»; для очень сильных искажений «разрушение»,

«рваные кромки» (рис. 1.3, а). В целом все эти явления называют «неустойчивым течением». [17,24,25]. Неустойчивость течения определяется степенью гомогенизации расплава, т.е. однородностью расплава по температуре и вязкости. Так, в экструдате могут наблюдаться «неперемешанные включения» (рис. 1.3,г). Экспериментально установлено, что перепад температуры на глубине канала червяка может достигать (20 – 30) °С, что при недостаточной гомогенизации снижает качество изделия. Поэтому, если экструдер работает при максимальной объемной производительности и низком сопротивлении формирующего инструмента, гомогенность расплава может быть недостаточной [24,25,104].



а



б



в



г

Рис.1.2.Фото дефектов экструдата после шприцевания: а) «рваные кромки»; б) «апельсиновая кожа»; в) «вздутия»; г) «неперемешанные включения»

Следующей проблемой, как отмечалось, является «разбухание экструдата» - увеличение сечения экструдата после выхода из профилирующего отверстия [17] и, как следствие, отклонение размеров заготовок от регламентированных значений. Разбухание экструдата главным образом обусловлено упругим восстановлением той де-

формации, которой полимер подвергается на входе в формующую часть фильеры в результате ориентации макромолекул полимера [54]. Данный эффект имеет важное значение, так как приводит к увеличению размеров экструдата по сравнению с соответствующими размерами формующего инструмента. Окончательное изменение размеров струи экструдата завершается только на некотором расстоянии от выходного канала, поскольку релаксация высокоэластичной деформации происходит в течение определённого промежутка времени. Экспериментально было установлено, что зависимость разбухания от скорости сдвига имеет максимум, значение которого с ростом температуры увеличивается, при этом максимальное разбухание сдвигается в область больших скоростей сдвига [54, 78, 102, 117]. Эффект разбухания предопределяет выбор технологических параметров переработки полимеров. При втекании расплава полимера из канала с большим диаметром в канал с меньшим диаметром происходит развитие течения с более высокой скоростью. Поэтому диаграмма скоростей расплава в канале перестраивается. На входе в канал эпюра скоростей имеет почти прямоугольную форму. Однако на некотором расстоянии от входа в канал профиль скоростей приобретает параболическую форму, характерную для установившегося течения расплава полимеров [78, 102].

Участок неустановившегося течения, на котором происходит формирование профиля скоростей, принято называть входным участком. За входным участком следует участок установившегося течения. Втекание расплава полимера в канал вызывает дополнительные потери давления, при этом распределение давления носит нелинейный характер. Это обусловлено релаксационными процессами, характерными для вязкоупругих жидкостей в переходном режиме деформирования от низкой скорости течения (до входа в канал) к более высокой скорости (в канале). На входе в канал кроме нормальных и сдвиговых напряжений возникают растягивающие напряжения, что является одной из причин неустойчивости потока. Экспериментальные исследования показывают, что температура и давление расплава на выходе из экструдера колеблются, причём, в зависимости от конструкции червяка и режима работы амплитуда этих колебаний может достигать $(30 - 50)^\circ\text{K}$ и $(1,0 - 1,5)$ МПа. Аналогичные исследования производительности показывают, что при работе в определённых режимах самопроизвольные изменения производительности достигают $\pm 30\%$ [17, 102].

Наряду с влиянием на процесс переработки смеси реологических свойств полимеров, существенным фактором влияния на качество выходных продуктов выступают так называемые периодиче-

ские пульсации. Причиной возникновения данного явления служат периодические изменения относительного расположения загрузочного отверстия и гребня витка на поверхности шнека. Соответственно изменяется и эффективная длина зоны загрузки, обеспечивающая подачу материала. Поскольку объёмная производительность зоны плавления не зависит от длины червяка и остаётся в течении полного оборота неизменной, то изменение зоны дозирования проявляется в виде периодических пульсаций давления и температуры расплава на выходе червяка. Увеличение частоты вращения червяка при постоянной производительности вызывает рост амплитуды пульсаций температуры и давления. Увеличение производительности приводит к уменьшению амплитуды пульсаций температуры и увеличению амплитуды пульсаций давления. Данные выводы подтверждаются экспериментальными кривыми на рис. 1.3 [11,77]. Профиль протектора, который задается профилирующей планкой и формующей головкой, искажается при усадке и разбухании материала. Отсюда следует необходимость минимизировать и эффективно регулировать процесс усадки. Для этого необходимо поддерживать на одном уровне температуру и вязкоэластические свойства смеси, а так же производительность, обеспечивая полную готовность смеси к поступлению её в экструдер.

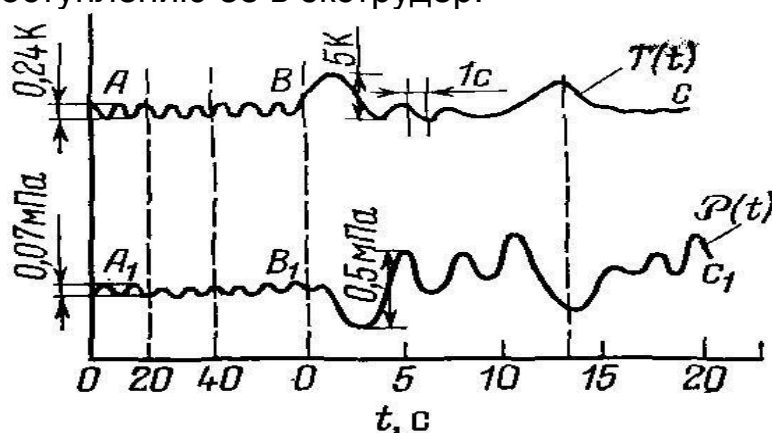


Рис.1.3. Экспериментальные зависимости пульсаций температуры $T(t)$ и давления $P(t)$ (параметры червяка экструдера: $D = 63$ мм; $L/D = 27$; длина зоны дозирования $L_d = 12D$; глубина винтового канала в зоне питания $h_1 = 10$ мм; в зоне дозирования $h_2 = 3,75$ мм; шаг винтовой линии $t = D$; производительность $Q = 21$ см /сек; материал - полиэтилен высокой плотности)

Изменение размеров поперечного сечения экструдата на выходе из формующего инструмента часто называют "эффектом Вайссенберга"[17,24,25]. При входе перерабатываемого материала в формующий канал возникают нормальные напряжения и напряжения сдвига, которые изменяются в зависимости от геометрических размеров профилирующих элементов и релаксируют на выходе, в связи с изменением размеров экструдата [17,102,117].

Существует несколько способов устранения нежелательных явлений в процессе экструзии. Выясняется, что деструкция полимера зависит от распределения времен пребывания полимера в активной зоне экструдера, а так же от распределения температур, скорости деформации, присутствия кислорода и других агентов, способствующих процессу деструкции. Первые три фактора в основном зависят от геометрических форм рабочих органов машины, оптимальный выбор которых возможен лишь при начальном проектировании оборудования и потому здесь не рассматривается. Зато на присутствие агентов кислорода можно оказать влияние в ходе технологического процесса, например, поместив загрузочный бункер под азотную подушку [102]. Уменьшить усадку и неустойчивое течение материала можно, подвергнув изделие на выходе формующего канала дополнительной деформации, то есть последующей вытяжке и каландрованию путём проведения через формующие каналы головки [117]. Второй способ заключается в экспериментальном определении параметров переработки (давления и температуры смеси), а так же геометрии формующих каналов для изделия заданного профиля при переработке конкретного полимерного материала. Третий способ заключается в определении степени пластикации материала. Степень пластикации, в свою очередь, можно определять с помощью суммарной величины сдвига, которая представляет собой функцию различных конструктивных параметров шнека, формующих каналов экструзионной головки и технологических параметров процесса, содержащихся в математической модели экструзии резиновых смесей [78, 102].

Однако, изменение геометрических размеров действующего оборудования практически невозможно по техническим причинам, а изготовление специального оборудования для переработки отдельных полимеров с учетом их специфических свойств, крайне невыгодно. Для обеспечения требуемого качества профилируемых изделий следует учитывать особенности переходных режимов. Даже если экструдер полностью прогрет до заданной температуры и полностью заполнен расплавом полимера, любое изменение скорости вращения червяка под действием каких-либо случайных возмущений вызывает изменение распределения давления и температуры по объёму, а также сдвиговых напряжений, что и является непосредственной причиной возникновения неустойчивого течения. Как правило, данные явления сопровождаются пульсациями давления смеси на выходе, а так же колебаниями скорости экструзии, приводящие к возникновению описанных выше дефектов экструдата.

Как уже отмечалось, качество продукта экструзии зависит от множества различных параметров процесса, которые в общем случае трудно оценить, так как процесс изменения физико-химических свойств экструдата в машине носит случайный характер. Тем не менее, задача может получить решение, если экструдер будет представлен линейным объектом автоматического управления с определенным вектором входных $X(x_1, x_2, \dots, x_n)$ и выходных $Y(y_1, y_2, \dots, y_m)$ переменных (рис.1.4), учитывающих действие возможных возмущений $F(f_1, f_2, \dots, f_k)$. В результате появляется возможность оценить поведение объекта в статическом и динамическом режимах, после чего выявить взаимосвязь входных и выходных переменных (передаточных функций), перейдя в дальнейшем к оптимальному управлению машиной [5,33,68,71].

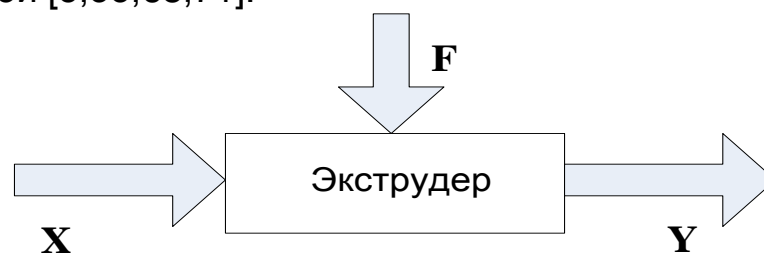


Рис.1.4. Экструдер – многомерный объект управления

Как отмечалось выше, изменение конструкции технологического оборудования часто не представляется возможным. По этой причине требуется поиск более приемлемых путей повышения качества технологического процесса. Очевидно, что вектор выходных переменных объекта зависит как от свойств самого объекта, так и от входных и возмущающих переменных. Как правило, технологические циклы процесса экструзии проходят на установках, конструктивные параметры которых остаются неизменными в течении всего цикла. Физико-химические свойства же смесей могут отличаться, в зависимости от внутреннего состава и типа выпускаемого полуфабриката. Это может привести к неустойчивым режимам работы электропривода при смене рабочих смесей. В таких условиях выбор вектора входных переменных может явиться решающим фактором в повышении качества продукта.

С точки зрения механического воздействия на экструдат, в качестве входных переменных рассматриваемого объекта могут быть приняты скорость вращения червяка, определяющая производительность машины, момент на валу червяка, определяющий силовое воздействие на смесь и температура входной смеси, определяющая начальное механическое состояние рабочей массы. Очевидно, что указанные параметры непосредственно влияют на характе-

ристики конечного продукта экструзии. Поэтому одним из возможных решений проблем деструкции полимера в экструзии, может стать определение оптимальных значений начальной температуры смеси, а так же эффективный алгоритм управления и контроля за кинематическими цепями привода червяка. Данная задача большей частью возлагается на систему автоматического управления электроприводом червяка. С этой точки зрения применение регулируемого электропривода экструзионной линии может существенно повысить технико-экономические показатели шинного производства. Однако, применяемые системы электропривода экструдеров в большинстве построены без учета специфических особенностей технологического процесса шприцевания. Современная теория переработки полимеров находится в стадии совершенствования и уточнения аналитических зависимостей, характеризующих механический процесс перемешивания смеси. Сложность математического описания физико-химического процесса переработки полимеров, находящихся под механическим и тепловым воздействием червяка может быть преодолена применением современных методов автоматического управления. Однако, как показывает практика, для обеспечения стабильного режима работы электроприводов червячных машин до сих пор используются модели, построенные на эмпирических зависимостях.

1.2. Основные требования к электроприводам экструдеров

Широкий ассортимент деталей шин, получаемых методом экструзии, обуславливает необходимость проектирования объектно-ориентированных систем электроприводов червяка. Так, существуют универсальные агрегаты, на которых получают как протекторные заготовки, так и беговые и подбреккерные ленты. Для такого рода машин характерны приведенные на рис.1.5 механические характеристики червяка.

В первом случае, при экструзии протекторных деталей (участок А-В кривой 1) механическая характеристика экструдера имеет вид «вентиляторной» нагрузки, при которой статический момент сопротивления изменяется пропорционально квадрату скорости. В установившемся режиме осуществляется переход к постоянству статического момента.

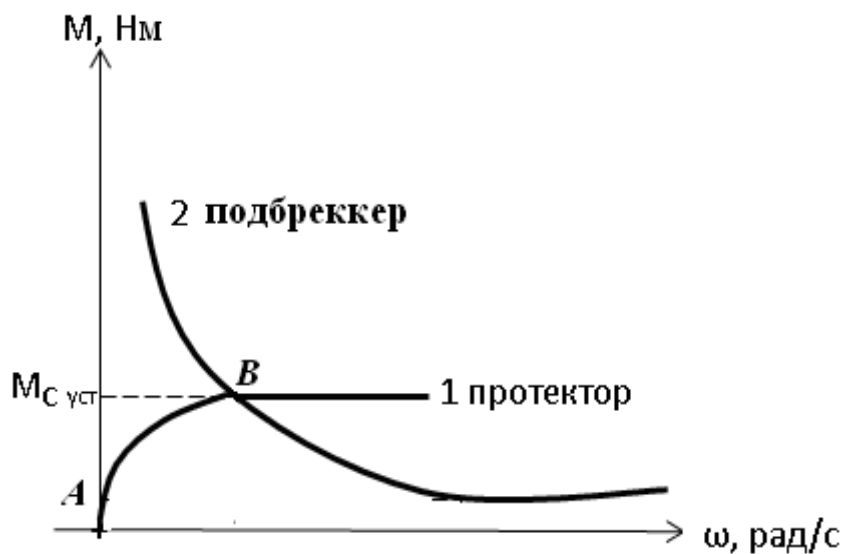


Рис. 1.5. Общий вид механических характеристик экструдеров

Во втором случае, при производстве подбрёккерных лент (кривая 2) экструдер работает по гиперболической характеристике с уменьшающимся статическим моментом на более высоких скоростях.

В качестве реального примера рассмотрим экспериментальные характеристики машины МЧХ-250 при переработке резиновых смесей различной степени вязкости, полученные в ходе работ [11,77] (рис. 1.6). Анализ технических параметров области «С» показывает, что эксплуатируемый привод работал на скоростях не более 750 об/мин, обеспечивая при этом необходимую компенсацию момента сопротивления на валу червяка экструдера. Из анализа технологических показателей области «С» вытекают следующие требования к приводу, приведенные в [11]:

1) привод должен иметь верхний предел скорости не более 750 об/мин при выпуске основных типов технологических деталей;

2) номинальный момент проектируемого привода должен иметь величину, соизмеримую с величиной момента эксплуатируемого двигателя;

3) согласно технологическим требованиям проектируемый двигатель должен иметь возможность работы со скоростями до 1000 об/мин при минимальных нагрузках на валу при выпуске вспомогательных деталей. Рассмотренные случаи указывают на работу экструдера в двух основных режимах: 1) на высоких скоростях с незначительным моментом сопротивления на валу; 2) на малых скоростях с постоянным значением момента (работа «на упор»).

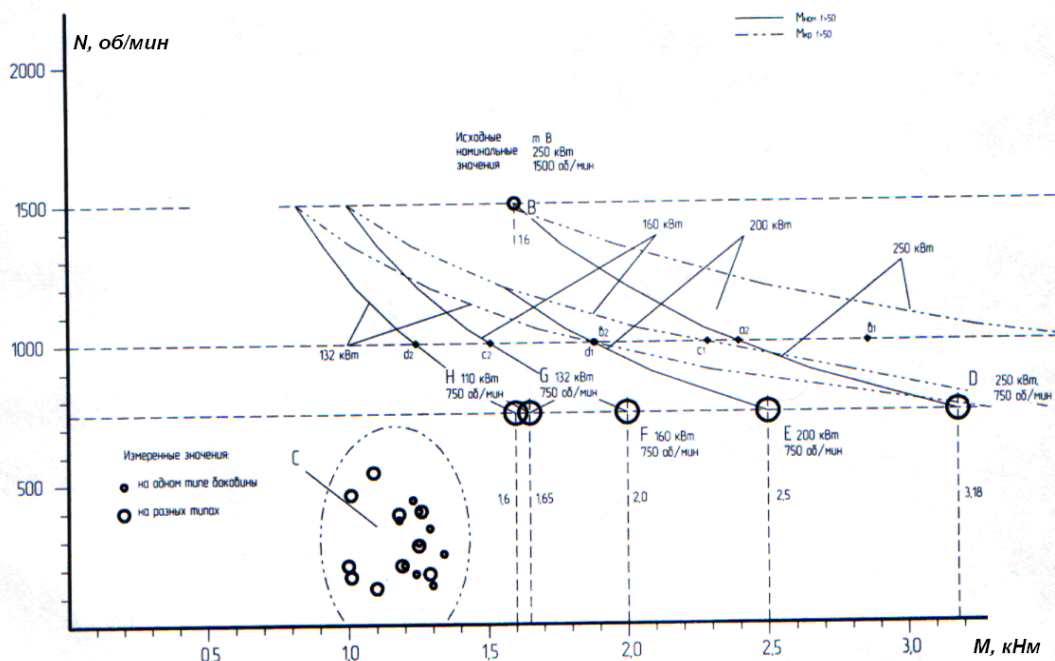


Рис.1.6. Экспериментальная зависимость $M=f(N)$ электропривода машины МСХ-250

Особенности работы универсальных экструдеров обуславливают применение электропривода червяка с двухзонным регулированием.

Анализ экспериментальных данных [11,77] и литературных источников [33,34,15,45,46] позволил сформулировать основные требования к электроприводам экструдеров: регулирование скорости в диапазоне 1:5 с точностью 0,5 %, а также регулирование момента червяка с точностью 2 % при изменениях статического момента до $\pm 50\%$ от номинального значения. Обеспечение пускового момента при максимальном моменте на валу червяка около 180% номинального. Кроме того, согласно проведенным исследованиям, для минимизации потерь и повышения качества продукции при шприцевании вязкоупругих смесей к экструдеру должны предъявляться следующие требования [46]:

а) время регулирования давления на выходе экструдера должно быть не более $T_p = 12$ с;

б) допустимые колебания давления при переходном процессе должны составлять не более 20% от установившегося значения;

в) требуемая точность стабилизации давления в установившемся режиме работы не более 2 %.

1.3. Опыт эксплуатации электроприводов экструдеров с ограниченными функциональными возможностями

До недавнего времени для привода экструдеров мощностью от 30 до 200 кВт применялись преимущественно электроприводы постоянного тока по системе тиристорный преобразователь – двигатель независимого возбуждения. Одна из таких систем электропривода шприцмашины МСТ-250, реализованная на базе тиристорного преобразователя серии ТП, применяемого в сборочном производстве ОАО «Нижекамскшина», изображена на рис. 1.7 [9,11,77].

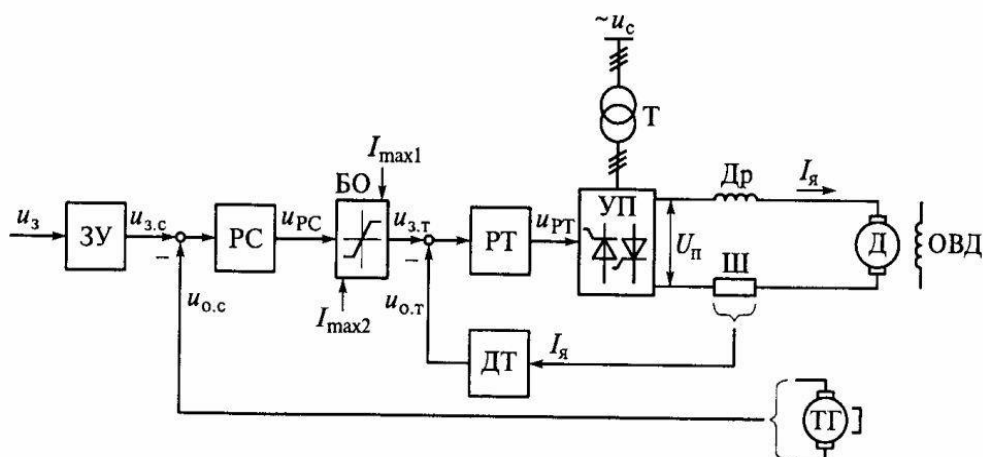


Рис. 1.7. Функциональная схема электропривода постоянного тока с подчиненным регулированием тока и скорости

Двухконтурная система построена по принципу подчиненного регулирования координат, внутренним контуром которой является контур тока, а внешним – контур скорости. Электроприводы постоянного тока имеют неплохие регулировочные свойства и обладают малой инерционностью в заданном диапазоне регулирования скорости; их механические характеристики имеют вид прямых с постоянным наклоном во всем диапазоне. Исследования показывают, что системы автоматического регулирования на базе ПИ-регулятора скорости и П-регулятора тока полностью соответствуют приведенным выше требованиям. Однако, эксплуатация данных систем сопряжена с большими эксплуатационными затратами ввиду частого выхода из строя машины постоянного тока. Затруднения вызывают быстрый износ коллекторно-щеточного механизма двигателя, обусловленный химически агрессивной средой производственных помещений с высоким уровнем токопроводящей мелкодисперсной пыли. Эти условия ведут к повышению энергоемкости привода, ввиду необходимости применять в машинах большой мощности

громоздкие коллекторно-щеточные механизмы, а также усложняют обслуживание приводов, требуя при ремонте установки соответствующих электрических щеток с учетом их физико-механических характеристик. Не малые трудности создают дополнительные меры техники безопасности по устранению искрения на коллекторе и возможностям взрыва в запылённой среде [28-34]. Учёт перечисленных недостатков машин постоянного тока делает применение бесконтактных асинхронных двигателей в шинном производстве безальтернативным.

Применению электроприводов переменного тока способствуют значительные успехи в создании полупроводниковых преобразователей электрической энергии, а так же новых принципов частотного регулирования асинхронных двигателей. Для универсальных агрегатов, предназначенных для производства различного типа деталей, наиболее приемлемым решением является применение двухканальных векторных систем асинхронного электропривода с независимым управлением по модулю вектора потокосцепления ротора и электромагнитному моменту двигателя. К числу достоинств систем векторного управления относится возможность реализовать двухзонное регулирование частоты вращения по аналогии с электроприводом постоянного тока, обеспечивая требуемое соотношение электромагнитного момента и скорости вращения двигателя в том или ином технологическом режиме.

Необходимость поддержания постоянства крутящего момента червяка обуславливает приоритетность систем векторного управления при переработке высоковязких смесей в производстве протекторов грузовых автошин с резкопеременным характером нагрузки на валу червяка. Причина резкого изменения нагрузки в червячных машинах связана с изменением вязкости смеси. Вязкость как технологический параметр экструзии зависит от реологических свойств смеси и конструкционно-технологических параметров червячной машины, в связи с чем корректное определение этого параметра весьма затруднительно [36,37]. Повышение вязкости материала внутри машины вызывается различными причинами, например, понижением температуры смеси и, соответственно, повышением гидростатического давления; влиянием предыстории деформации и тиксотропных свойств материала на напряжение сдвига; изменением скорости сдвига в зависимости от приложенного напряжения и глубины червячного канала, в случае если геометрия червяка не постоянна по длине [57,78]. Примером двухзонного привода может служить привод червяка шприцмашины линии производства гермослоя на заводе массовых шин ОАО «Нижекамскшина», где исполь-

зуется электропривод фирмы «Siemens» с векторным управлением и ориентацией системы координат по вектору потокосцепления ротора.

Наряду с этим в агрегатах по переработке высоковязких смесей, применяющихся при производстве деталей протекторов, допустимо использование систем привода с однозонным регулированием скорости. На графике механических характеристик рис.1.6 рабочая область этих приводов указана кривой 1. В указанных случаях, наряду с векторной системой, применима замкнутая система частотно-токового управления, обеспечивающая поддержание постоянства потокосцепления ротора [97]. По своим регулировочным свойствам и форме механических характеристик данные системы подобны приводам постоянного тока. К числу достоинств частотно-токового управления относят упрощение системы автоматического управления (САУ). в связи с тем, что в качестве управляющего воздействия принимается не напряжение, а ток статорных обмоток АД, модуль которого контролируется с помощью внутреннего контура в системе подчинённого регулирования. Принцип частотно-токового регулирования основывается на изменении пространственного расположения вектора тока статора, что не представляет трудностей, если преобразователь частоты выполнен на основе автономного инвертора тока (АИТ) [82,98]. Таким образом, современные приводы переменного тока, благодаря высокой частоте коммутации полупроводниковых ключей предоставляют широкие возможности качественного регулирования скорости и момента в процессе шинопроизводства. Однако следует иметь в виду, что преобразовательные процессы в таких системах сопровождаются генерацией и выбросом в питающую сеть высокочастотных составляющих потребляемого тока. При соизмеримости мощностей оборудования с мощностью питающей сети работа преобразователей частоты и приводов на их основе может сопровождаться не только искажениями тока, но так же недопустимыми искажениями сетевого напряжения. В этой связи внедрение современных систем частотно-регулируемого привода должно сопровождаться решением проблем электромагнитной совместимости преобразователей частоты с питающей сетью и нагрузкой.

Представленный анализ технологического процесса экструзии позволяет сделать следующие выводы [33]:

- 1) Основным признаком нарушения технологического регламента на начальном этапе подготовки резинотехнического сырья служит явление неустойчивого течения экструдата, приводящего к пульсациям давления смеси на выходе, а так же колебаниями

скорости экструзии и, соответственно, к возникновению описанных выше дефектов экструдата .

2) Причинами неустойчивого течения экструдата могут являться флуктуации скорости и электромагнитного момента электропривода, дополняемые несовершенством геометрической формы червяка и нарушениями температурного режима.

3) Повышения качества профилируемых изделий можно достичь несколькими способами: подбором оптимального формующего инструмента, увеличением длины рабочей части червяка, изменением геометрии винтовой нарезки червяка, изменением рецептуры перерабатываемых смесей. Однако, в условиях действующего производства данные способы зачастую экономически не оправдываются. Менее затратным способом получения качественного экструдата может стать внедрение регулируемого электропривода рабочего органа машины, что позволит добиться оптимального соотношения производительности, скорости и качества производства РТП.

4) Для построения системы управления главного электропривода, в полной мере удовлетворяющей требованиям технологического процесса, необходимо решение оптимизационной задачи процесса шприцевания на основе технических данных экструдера, свойств рабочих смесей, пределов варьируемых параметров с учетом режимов работы экструдера и критериев оптимизации процесса.

2. ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ЭКСТРУЗИИ С ПРИМЕНЕНИЕМ РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

2.1. Исходные данные для решения оптимизационной задачи

Разработка математической модели экструзионного процесса состоит в отыскании аналитических зависимостей, позволяющих представить изменение физико-химических свойств резиновой смеси, находящейся под механическим воздействием червяка и меняющейся температуры. К числу параметров этого процесса отнесём механические свойства полимера, определяющие степень перерабатываемости продукта, пределы изменения нагрузок червяка, удельные энергозатраты и производительность процесса экструзии. Основываясь на литературных источниках [17,24,25,48,54,56,64,69,70,102,104], приведем основные свойства резиновых смесей – сырьевого материала для производства профилируемых изделий, которые могут служить исходными данными для отыскания наилучшего решения оптимизационной задачи.

Основной физической характеристикой резиновых смесей являются упругая и пластическая деформации материала при его переработке. Уравнение для деформации (перемещении) материала имеет вид:

$$\gamma = p / G \text{ [м];} \quad (2.1)$$

где p – приложенное механическое напряжение, G – модуль упругости. Это уравнение известно как закон Гука. Графически закон Гука можно изобразить в виде прямой, иллюстрирующей пропорциональную связь между напряжением и деформацией (рис. 2.1, кривая 1). После достижения предела текучести $p \geq p_t$, для дальнейшего увеличения деформации не требуется увеличения напряжений. На графике рис. 2.1 эта особенность приводит к явлению насыщения в виде вертикального участка на кривой 2. При течении расплавленной смеси деформация и скорость сдвига определяют важнейший параметр смеси – вязкость расплава η [Па·с]. В зоне выдавливания этот параметр определяет величину сопротивления расплава течению под действием внешней силы. Количественно сдвиговая вязкость определяется как отношение приложенного напряжения к скорости сдвига:

$$\eta_{\text{сд}} = \frac{p}{\dot{\gamma}} \text{ [Па·с].} \quad (2.2)$$

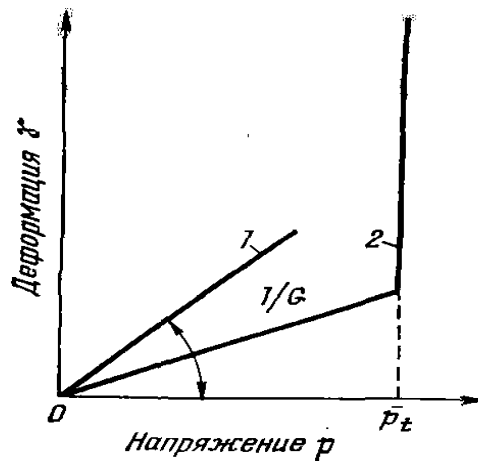


Рис. 2.1. Графики деформации упругого (1) и пластичного (2) материалов

Зависимость вязкости от скорости сдвига определяет реологический класс жидкости. Так, существует класс «ньютоновских» жидкостей, вязкость которых не зависит от скорости сдвига; сюда же относятся низкомолекулярные жидкости с низкой вязкостью, а также большинство газов. Применительно к данной задаче закон Ньютона записывается в виде:

$$\dot{\gamma} = \frac{d\gamma}{dt} = \frac{p}{\eta}, \quad (2.3)$$

где $\dot{\gamma}$ - скорость сдвига; η - коэффициент вязкости.

Графически закон Ньютона изображается прямой линией с угловым коэффициентом, равным $1/\eta$ (прямая 1 на рис. 2.2). Существует большой класс жидкостей, у которых скорость сдвига увеличивается быстрее, чем напряжение сдвига. Такие жидкости принято называть «аномально-вязкими», к числу которых и относятся резиновые смеси. Типичная зависимость для жидкости такого типа изображена на рис. 2.2 (кривая течения 2). По аналогии с «ньютоновскими» жидкостями можно считать, что в любой точке кривой 2 величина скорости сдвига по-прежнему определяется выражением (2.3). При этом коэффициент вязкости уже утрачивает значение константы, а сам, в свою очередь, зависит от скорости и напряжения сдвига. В этом случае его принято называть «эффективной вязкостью» и обозначать $\eta_{эф}$. Для иллюстрации изменений эффективной вязкости в функции напряжения сдвига на рис. 2.2 проведена серия пунктирных прямых, угловой коэффициент которых пропорционален текучести. Видно, что по мере удаления от точки, соответствующей началу аномального поведения (p_0), значение эффективной вязкости все время уменьшается [104].

Для математического описания аномально-вязких жидкостей применяется так называемый степенной закон вида:

$$\dot{\gamma} = (p / \mu)^n \text{ или } \delta = \mu(\dot{\gamma})^{1/n}. \quad (2.4)$$

Показатель степени n называется индексом течения и по определению равен производной соответствующего участка логарифмической кривой течения:

$$n = d(\lg \dot{\gamma}) / d(\lg p). \quad (2.5)$$

Для ньютоновских жидкостей принимается $n=1$, причём для большинства полимеров этот показатель колеблется от 1 до 5 [104,109].

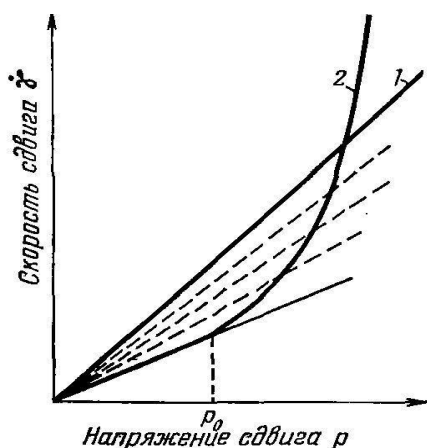


Рис. 2.2. Кривые течения: 1 – ньютоновская жидкость; 2 – аномально-вязкая жидкость

Экспериментальные исследования влияния давления на вязкостные свойства позволяют говорить о так называемом пьезоэффekte вязкости, который у расплавов полимеров выражен значительно сильнее, чем у низкомолекулярных жидкостей. Так, при изменении гидростатического давления от 35 до 175 мПа эффективная вязкость полиэтилена, определенная при температуре 423 К и скорости сдвига 50 с^{-1} , способна увеличиться в 5,6 раза [102]. Эффективная вязкость полистирола, определенная при температуре 469 К и скорости сдвига 70 с^{-1} , при повышении давления от 14 до 175 мПа возрастает не менее, чем в 100 раз.

Одновременно с этим повышение температуры увеличивает кинетическую энергию теплового движения, увеличивая тем самым пластичность и уменьшая вязкость смеси. В соответствии с теорией Френкеля – Эйринга температурная зависимость вязкости при постоянстве напряжения сдвига имеет вид [104]:

$$\eta_{эф} = A_{\eta} \cdot \exp\left(-\frac{E}{RT}\right), \quad (2.6)$$

где A_{η} – коэффициент, зависящий от молекулярной природы жидкости, E – энергия активации вязкого течения. Для большинства резиновых смесей на основе синтетических и натуральных каучуков значение E лежит в пределах 40 – 60 кДж/моль; R – газовая постоянная, равная 8,31 Дж/(моль К); T – абсолютная температура полимера.

Данная зависимость хорошо согласуется с экспериментальными данными, представленными в [17, 24,25,102] и графиками зависимости $\lg \eta$ от $1/T$ (см. рис. 2.3).

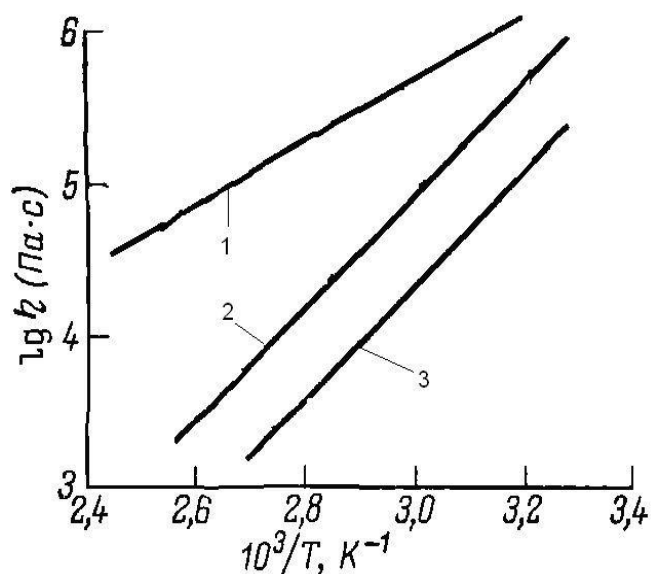


Рис 2.3. Зависимость логарифма вязкости от обратной температуры: 1 – смесь на основе натурального каучука; 2 – смесь европрен -1500; 3 – СКС-30.

Технологические параметры экструзии зависят от механических и реологических свойств резиновых смесей и определяют энергосиловые характеристики процесса. К ним следует отнести распределение давлений смеси, температурное поле вдоль червяка, скорость шприцевания и сопротивление формующей головки. В состав выражений, определяющих технологические параметры экструзии, входят так же геометрические константы червяка, цилиндра (канала) и формующей головки.

Рассмотрим геометрию червяка и форму выходной головки на примере схемы с двухзаходной нарезкой, приведенной на рис.2.4.

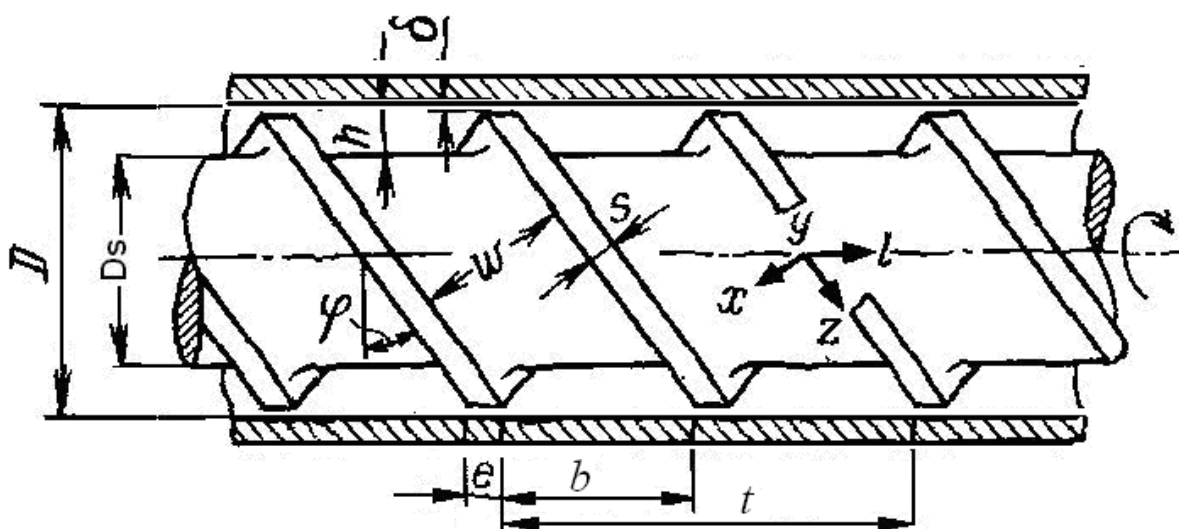


Рис.2.4. Геометрия червяка и схема расположения координатных осей

На схеме приняты следующие обозначения: D_s – диаметр сердечника червяка, D – диаметр цилиндра, δ – зазор между гребнем винтовой нарезки и цилиндром, h – зазор между сердечником червяка и поверхностью цилиндра, φ – угол подъема винтовой линии, w – ширина канала червяка, s – толщина лопасти червяка, e – аксиальная ширина лопасти червяка, b – аксиальная ширина лопасти червяка, t – шаг винтовой нарезки. Система координат x, y, z неподвижна, ось z ориентирована вдоль оси винтового канала червяка, вспомогательная ось l направлена вдоль оси червяка.

Интенсивность течения смеси, а также величину прямого и обратного потоков смеси определяет форма головки фильерного механизма. Наличие обратного потока (противотока) обусловлено тем, что не весь объем проходящей через фильеру смеси определяется разностью размеров входного и выходного отверстий головки. При экструзии высоковязких полимеров и, прежде всего резиновых смесей, коэффициент сопротивления головки должен быть минимальным [12,64,65]. В случае «листовальных» головок необходимо обеспечить равномерные поля давлений перед формирующей щелью (фильерой). Оба эти требования в определенной мере удовлетворяются применением клиновых «листовальных» головок, называемых иногда «рыбий хвост» (см. рис.2.5). Особенность состоит в том, что линии тока в них распределены более равномерно, чем в коллекторных головках. Поэтому в таких головках легче избежать появления так называемых мертвых зон [104].

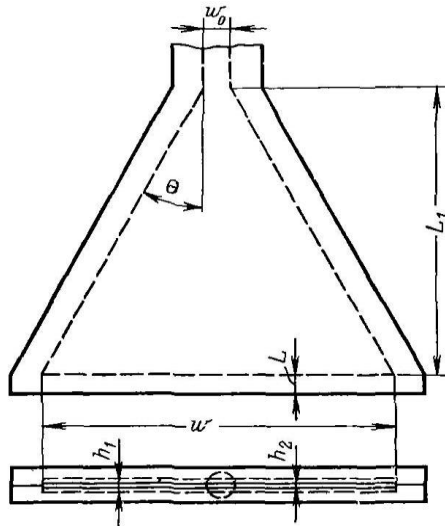


Рис. 2.5. Формующая головка «рыбий хвост»

Основными параметрами головки являются: высота сечения подводящего канала h_1 , высота щели h_2 , длина губок головки l , длина головки L_1 , угол клина Θ , ширина щели w , ширина входного отверстия w_0 .

Коэффициент сопротивления головки протекторного типа определяется выражением [24, 25]:

$$K_g = wh_2^3 / 12L_1. \quad (2.7)$$

Отношение h_2/w определяет коэффициенты прямого F_a и обратного F_p потоков в головке [57,78]. Скорость шприцевания v_s - технологический параметр, определяющий интенсивность течения смеси из головки, с достаточной для инженерных расчетов точностью может быть определен по эмпирической формуле [25]:

$$v_s = Q / A'(F_0\rho), \quad (2.8)$$

где F_0 – площадь отверстия профилирующей головки, ρ – плотность смеси, A' – постоянная, зависящая от геометрии экструдера.

Суммируя приращения давлений по участкам, определяем фактическое давление на выходе из червяка. Принимая, что давления на выходе из червяка и на входе в формующую головку равны, можно рассчитать суммарный перепад давлений в экструдере по упрощенной формуле [25]

$$\Delta P = F_a \alpha N^{1/n} / \left(\frac{K_g}{\eta_{эф}} + \frac{F_p \beta}{\eta_{эф} L} \right), \quad (2.9)$$

где α и β функции геометрических параметров экструдера, определяемые выражениями:

$$\alpha = \frac{\pi^2 D^2 h_{cp} \sin \varphi \cos \varphi}{2} \left(1 - \frac{2\delta}{D} - \frac{ei}{\pi D \sin \varphi}\right) \left(1 - \frac{\delta}{h_{cp}}\right) F_a, \quad (2.10)$$

$$\beta = \frac{\pi D h_{cp}^3 \sin^2 \varphi}{12} \left[1 - \frac{2\delta}{D} - \frac{ei}{\pi D \sin \varphi}\right] \left[1 + \left(\frac{\delta}{h_{cp}}\right)^3 \left(\frac{w}{e}\right) \left(\frac{1}{\sin \varphi \cos \varphi}\right)\right] F_p, \quad (2.11)$$

где h_{cp} – средняя глубина канала червяка.

Рассчитанные таким образом поля давления приведены на рис.2.6 в сравнении с экспериментальными данными [104]. Анализ выражения (2.9) указывает на степенную зависимость давления от частоты вращения червяка, а также на косвенную зависимость давления от температуры, которая в общем случае так же не постоянна, а является функцией скорости вращения червяка, геометрии рабочих органов, теплофизических свойств смеси, термодинамического режима работы и производительности машины:

$$T(l) = T_0 + \frac{1}{\alpha_t} \ln(1 + \mu_0 A \alpha_t N^{1+1/n} k l_0 / (Q \rho c)), \quad (2.12)$$

где A – коэффициент теплового рассеяния; l_0 – продольная координата нормального сечения, изменяющаяся в пределах $0 \leq l_0 \leq l_0$; Q – объемная производительность экструдера; ρ – плотность смеси; c – удельная теплоемкость смеси; k – коэффициент политропичности, определяющий термодинамический режим процесса: при $k = 1$ – процесс адиабатный, $k > 1$ – процесс с подводом тепла извне, при $k < 1$ – процесс с отводом тепла.

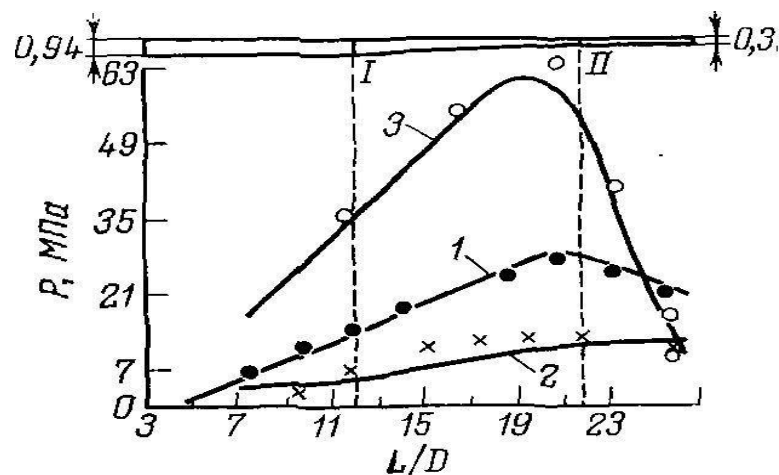


Рис. 2.6. Экспериментальные данные (точки) и расчетные кривые распределения давлений: 1 – полиэтилен низкой плотности, 2 – полипропилен, 3 – непластифицированный поливинилхлорид; по оси абсцисс отложено L/D – расстояние от загрузочной воронки в шагах (сверху приведен размер сердечника червяка).

Температура расплава на выходе из червяка также подсчитывается из выражения (2.15), только в этом случае вместо текущей координаты l_0 подставляется значение фактической длины зоны дозирования l_b [104]. Для расчета энергосиловых характеристик экструзии широкое распространение получила гидродинамическая теория шприцевания [76], позволяющая рассчитывать производительность червячных машин и потребляемую в процессе шприцевания мощность по конструктивным и технологическим характеристикам. Однако на практике взаимный учет характеристик перерабатываемого материала и технологического процесса является довольно затруднительным, что может привести к ошибкам при расчете производительности и потребляемой мощности. Если для пластических масс в ряде случаев обеспечивается высокая точность расчета с помощью гидродинамической теории, то для резиновых смесей из-за ярко выраженных высокоэластических свойств и высокой вязкости подобная точность не обеспечивается. Более высокая точность достигается при использовании эмпирических и полуэмпирических зависимостей [24, 25] .

Дадим определения основных понятий, используемых далее для установления связей между физико-химическими параметрами перерабатываемой смеси и энергосиловыми параметрами электропривода.

Производительность. Согласно [25], если противодействие, создаваемое головкой, отсутствует, то вынужденный поток определяет производительность машины. При постоянной глубине и ширине винтового канала (постоянном шаге t) и постоянной температуре расплавленного или вязкотекучего материала производительность Q_d (объемный расход) выражается упрощенной формулой:

$$Q_d = A_y N, \quad (2.13)$$

где Q_d - расход, определяемый вынужденным потоком; A_y – постоянная, зависящая от геометрии экструдера.

Данное упрощенное выражение показывает, что расход определяется вынужденным потоком при свободном выходе и отсутствии сопротивления головки и не зависит от аномально-вязкого поведения смеси. Как уже отмечалось, при наличии формирующей головки на выходе возникает противоток смеси, обусловленный наличием противодействия. При этом полимер начинает перемещаться в зазорах между гребнем нарезки червяка и корпусом (поток утечки) в направлении, обратном вынужденному потоку. Противоток изменяет профиль скоростей в канале и приводит к увеличению интен-

сивности циркуляции поперек канала [25,80]. При этом противоток определяется следующим соотношением:

$$Q_p = B_y \Delta P / \eta_{y\delta}, \quad (2.14)$$

где B_y – постоянная, зависящая от геометрии экструдера, ΔP – перепад давлений в головке. Интенсивность потока утечки Q_{ym} также пропорциональна ΔP и обратно пропорциональна $\eta_{эф}$.

В этом случае суммарная производительность может быть выражена:

$$Q_\Sigma = Q_d - Q_p - Q_{\delta\delta}. \quad (2.15)$$

Поток утечки в червячных машинах при переработке высоковязких материалов таких, как резиновые смеси, невелик и может не учитываться [12]. Тогда:

$$Q_\Sigma = A_y N - B_y \Delta P / \eta_{эф}. \quad (2.16)$$

Уравнение (2.16) – как функция перепада давления – есть уравнение прямой с угловым коэффициентом $B_y/\eta_{эф}$, определяющим интенсивность снижения производительности при повышении давления. Это иллюстрируется зависимостями $Q=f(\Delta P)$, называемыми характеристиками червяка (см. рис. 2.7).

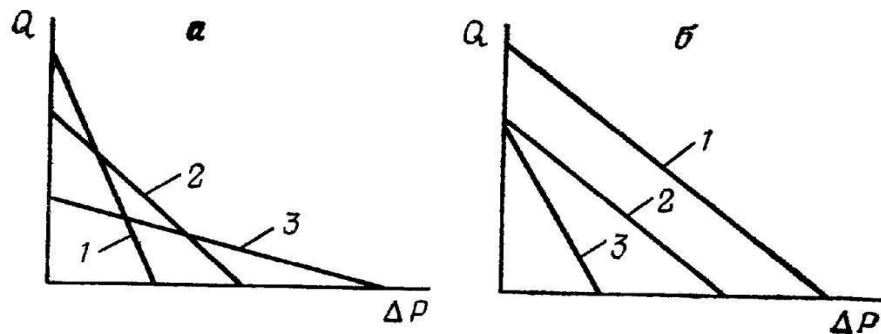


Рис. 2.7. Характеристики червяка: а) 1 – глубокий канал; 2 – базовая характеристика; 3 – мелкий канал; б) 1 – увеличенная скорость; 2 – базовая характеристика; 3 – повышенная температура корпуса червяка или экструдата.

Из графика видно, что увеличение скорости вызывает смещение характеристики вверх, а увеличение глубины канала также, как и повышение температуры, повышает крутизну характеристики. Это обусловлено тем, что с увеличением глубины канала вынужденный противоток возрастает, но медленнее, чем возрастает основной противоток [25, 73].

Важно также учесть, в каком термодинамическом режиме протекает процесс. Если обозначить количество передаваемого тепла через dq , то при адиабатическом процессе $dq=0$, при изотермическом процессе ($T=const$) $dT=0$. Такой процесс в реальных червячных

машинах с внутренними тепловыделениями, особенно при переработке резиновых смесей, должен так балансироваться путем интенсивного теплообмена, чтобы температура по зонам оставалась неизменной. Однако, большинство процессов экструзии протекает не адиабатически и не изотермически, а по промежуточному «политропическому» режиму (рис. 2.8), при этом $dq \neq 0$, $dT \neq 0$ [17, 25, 104].

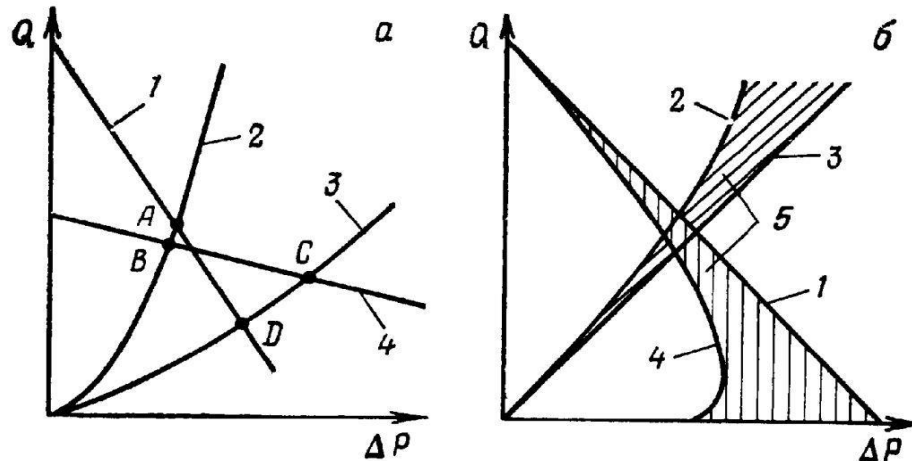


Рис. 2.8. Характеристика червяка (1,4) и головки (2,3) при политропическом (а), изотермическом и адиабатическом (б) режимах: а) 1 – червяк с глубоким каналом; 2 – головка с большим сечением; 3 – головка с малым сечением; 4 – головка с мелким каналом; б) 1,3 – изотермический режим; 4 – адиабатический режим; 5 – политропические области

Наиболее точные результаты для машин теплого питания при политропическом режиме экструзии дает формула, учитывающая конструкцию червяка и головки экструдера, а также влияние эффективной вязкости [25]:

$$Q = \frac{\pi^2 D^2 k_n h_{cp} N \sin \varphi \cos \varphi}{2} \left(1 - \frac{ie}{t}\right) F_a - \frac{\pi^2 k_o D h_{cp}^3 \varphi \sin^2 \varphi \Delta P}{12 \eta_{y\delta} L} \left(1 - \frac{ie}{t}\right) F_p. \quad (2.17)$$

Данное выражение хорошо соотносится с экспериментальными данными для машин теплого питания типа МЧТ при введении дополнительных коэффициентов k_n и k_o , учитывающих потери прямого и обратного потока.

Потребляемая мощность. При обработке резиновой смеси в червячных машинах определенной конструкции к ней, независимо от диаметра червяка, должна быть приложена одна и та же деформация. В то же время для обеспечения оптимальных условий обработки температура смесей должна быть одинаковой для машин различных размеров, в результате смеси одного состава будут иметь одну и ту же вязкость, необходимую для осуществления переработки на машине данного типа. Потребляемая мощность пропорцио-

нальна вязкости смеси, частоте вращения червяка и диаметру червяка в третьей степени, то есть пропорциональна производительности машины и вязкости. Таким образом, потребляемую мощность можно рассчитать по упрощенной формуле [80,81]:

$$W = C_w \cdot Q, \quad (2.18)$$

где C_w – константа, определяемая геометрией рабочих органов машины, пропорциональная максимальной вязкости перерабатываемых смесей. В [74] приведены результаты проверки адекватности данного уравнения для различных машин. Были получены зависимости $\lg W - \lg Q$, представляющие собой прямые с тангенсом угла наклона, равным 1 (рис. 2.9).

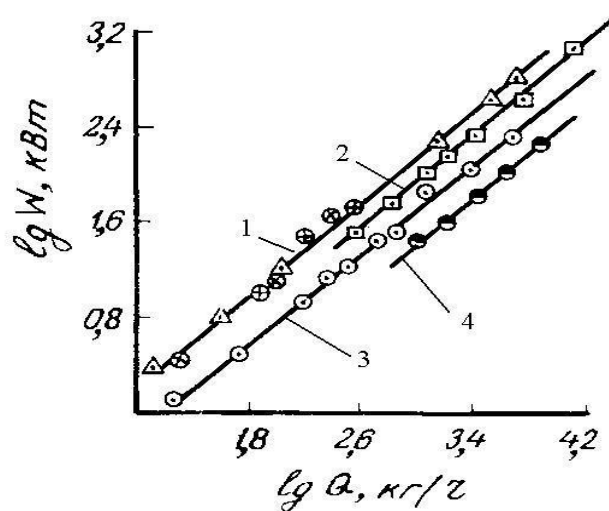


Рис. 2.9. Зависимость потребляемой мощности червячных машин различных типов от их производительности: 1 – машины холодного питания фирмы «Трестер» (ФРГ) и «Андуарт» (Франция), 2 – Машины типа «Трансфермикс»; 3,4 – машины теплого питания «Трестер» и «Берсторфф» (ФРГ)

В машинах теплого питания потребляемая мощность практически эквивалентна энергии, выделяемой при переработке смеси, а мощность привода – максимальному значению этой энергии [78], поэтому потребляемую мощность в машинах теплого питания можно приравнять к мощности привода.

Для расчета мощности привода одношнековых экструдеров удовлетворительные результаты дает формула, учитывающая геометрию рабочих органов экструдера, а также колебания вязкости смеси при переработке в каналах червяка и зазоре между стенкой цилиндра и витками червяка [80,81]:

$$W_i = \frac{\pi^2}{2} D^2 N h_{cp} \Delta P t g \varphi + \pi^3 D^2 N^2 \bar{\eta}_{y\delta} L_2 \frac{D}{h_{cp} \cos \varphi}. \quad (2.19)$$

Крутящий момент червяка. Установлено, что если при переработке определенного материала варьируется число оборотов N , то потребляемая мощность привода изменяется. При этом давление и средняя вязкость смеси в общем случае не остаются постоянными.

При изотермическом режиме W растет пропорционально N [46]:

$$W_{\text{и.т.}} = C_w \eta N^2. \quad (2.20)$$

В данном случае крутящий момент определяется

$$M_{\text{и.т.}} = \frac{W_{\text{и.т.}}}{N} = C_w \eta N, \quad (2.21)$$

изменяясь пропорционально частоте вращения червяка. При адиабатическом режиме работы в первом приближении имеем

$$W_{\text{а.}} = C_w \eta N^\nu. \quad (2.22)$$

Тогда крутящий момент определится

$$M_{\text{а.}} = \frac{W_{\text{а.}}}{N} = C_w \eta N^{\nu-1}, \quad (2.23)$$

где ν - показатель роста N при политропическом процессе.

Известно, что мощность привода в указанном режиме при малом числе оборотов червяка повышается пропорционально N^2 , а при большей частоте вращения – пропорционально N . Отсюда следует, что крутящий момент на валу шнека при малых частотах вращения $\nu \rightarrow 0$ растет пропорционально ν , в то время, как при больших частотах остается постоянным. На (рис.2.10) приведены зависимости потребляемой мощности привода и крутящего момента от числа оборотов при изотермическом, адиабатическом и политропическом режимах работы. Зависимости подобного рода наблюдаются при экструзии большинства резиновых смесей.

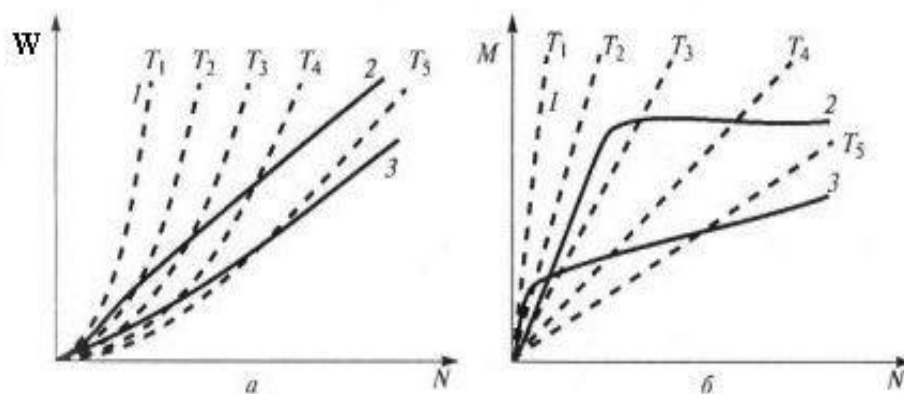


Рис. 2.10. Зависимость потребляемой мощности (а) и крутящего момента (б) от числа оборотов: 1 – при изотермическом (при различных значениях температуры T), 2 – при адиабатическом, 3 – при политропическом режимах работы одношнекового экструдера

Качество экструдата. Одним из способов контроля качества экструдата, описанных в п. 1.2 настоящей работы, является поддержание постоянной степени пластикации смеси в ходе ее переработки. В качестве параметра состояния, описывающего степень пластикации экструдата в работах [17,54] принималась величина суммарного сдвига:

$$\gamma = \gamma_{\delta} \tau_s + \gamma_g \tau_g . \quad (2.24)$$

Суммарная величина сдвига в каналах червяка определяется следующим образом :

$$\gamma_{\phi} = \gamma_{\delta} \tau_s , \quad (2.25)$$

где γ_p – расчетная скорость сдвига в каналах шнека, s^{-1} [1,75];

$$\gamma_p = \omega \left(\frac{1}{n} + 1 \right) / h_{cp} , \quad (2.26)$$

где τ_s – время пребывания перерабатываемого материала в рабочем цилиндре:

$$\tau_s = \frac{wh_{cp} L_1}{Q \sin \varphi} . \quad (2.27)$$

Величина сдвига в формующем канале экструзионной головки определяется :

$$\gamma_g = \frac{2Q(n+2)}{w_g h^2} . \quad (2.28)$$

Время пребывания перерабатываемого материала в канале головки:

$$\tau_g = \frac{hwL}{Q} . \quad (2.29)$$

На практике более универсальным критерием оценки качества продукта, способным учесть не только степень пластикации, но и вязкоупругие свойства экструдата и деформации, является модифицированный критерий неустойчивости потока экструдированного полимера, по значению которого можно прогнозировать шприцуемость экструдата в баллах, когда наихудшей шприцуемости присваивается высший балл [25]. Модифицированный критерий неустойчивости потока в этом случае имеет вид:

$$N_s = \frac{M_w \lambda_{\delta}^{\gamma\delta} v_s}{\gamma D}, \quad (2.30)$$

где M_w - среднемассовая молекулярная масса эластомера; $\lambda_p^{\text{эф}}$ – время релаксации деформаций, физически характеризующее диссипативные (механические) потери на теплообразование. Время релаксации быстрых деформаций можно определить по формуле:

$$\lambda_p^{\text{эф}} = \eta_{\text{эф}} / G. \quad (2.31)$$

Качество профилируемых изделий оказывается в обратной зависимости от критерия неустойчивости:

$$K_s = \frac{1}{N_s}. \quad (2.32)$$

Формула (2.30) показывает, что при фиксированных условиях шприцевания и примерно одинаковой молекулярной массе критическое значение N_s достигается тем быстрее, чем больше $\lambda_p^{\text{эф}}$ и меньше γ . К примеру, для смесей на основе диенового синтетического каучука N_s больше, чем у других каучуков, чем и можно объяснить его плохую шприцуемость (дробление струи экструдата, сильную шероховатость поверхности и разрывы кромок протекторных заготовок). Правая часть формулы (2.30) содержит в числителе величину скорости экструзии. Очевидно, что увеличение скорости экструзии ведет к увеличению N_s , а уменьшение - к снижению пластичности экструдата.

Таким образом, формулы (2.6 – 2.13), (2.17), (2.19), (2.24 – 2.32) представляют собой математическую модель процесса экструзии с учетом качества шприцуемого продукта. Рассмотренная модель показывает взаимосвязь многих параметров, основными из которых принимаются: скорость шприцевания, давление и температура смеси, потребляемая мощность, производительность, скорость вращения червяка и момент вращения на валу червяка.

2.2. Исследование влияния параметров привода на процесс экструзии

Анализ дефектов профилированных деталей, полученных шприцеванием резиновых смесей на машине МЧТ-250 предприятия ОАО «Нижекамскшина» показал, что такие дефекты заготовок, как «пористость», «пузыри», «рваные кромки», «шероховатая поверхность», вызываются колебаниями температуры смеси, скорости шприцевания, а так же флуктуациями давления на выходе формирующей головки. Основным рабочим органом экструдера являет-

ся привод червяка (см. рис. 1.1), обуславливающий энергопотребление машины, производительность и степень гомогенности рабочей смеси в процессе переработки материала, а так же выходное давление и температуру экструдата в головке и, как следствие, качество производимого изделия. Для выяснения зависимости качественных показателей продукта от управляющих координат привода червяка, рассмотрим влияние этих координат на технологические характеристики процесса. Границы изменения этих координат определяется системой управления электропривода, которая должна учитывать специфические условия и требования со стороны рабочего механизма. Рассмотрим влияние скорости и момента привода МЧТ-250 на примере экструзии резиновой смеси 4НК-971, применяющейся при изготовлении протекторов со следующими теплофизическими и реологическими свойствами: $\rho = 1200 \text{ кг/м}^3$; $\lambda = 0,22 \text{ Вт/(м}\cdot\text{°C)}$; $c = 2200 \text{ Дж/(кг}\cdot\text{°C)}$ в политропическом режиме экструзии ($\mu_0 = 40 \text{ кПа}\cdot\text{с}n$; $n = 0,225$; K ; $T_{ц} = 353 \text{ К}$) при различных температурах входной смеси $T_{1\text{вх}} = 330 \text{ К}$, $T_{1\text{вх}}=345 \text{ К}$; $T_{1\text{вх}}=360 \text{ К}$ [33]. Результаты исследования качества экструдата при различных температурах смеси, поступающей в экструдер, приведены в виде зависимостей реологических, технологических и энергосиловых параметров от скорости вращения червяка в относительных единицах на рис. 2.11,а – в. Из полученных диаграмм видно, что максимально качественный экструдат получается при низких скоростях вращения червяка, снижающих производительность машины. С ростом температуры смеси качество снижается, что обусловлено прямой зависимостью критерия подвулканизации смеси от температуры [33]. При этом изменение температуры практически не зависит от скорости. Но время релаксации с ростом скорости снижается по причине уменьшения эффективной вязкости, при этом критерий неустойчивости течения увеличивается, в результате качество экструдата снижается. Производительность увеличивается пропорционально скорости при любой температуре, но большее значение получается при температуре 360 К, что связано с уменьшением давления при высокой температуре. Давление смеси, в свою очередь, изменяется в обратной от вязкости зависимости. Видно так же, что потребляемая мощность растет в параболической зависимости от скорости вращения червяка. Как следует из экспериментальных характеристик, работа привода осуществляется в области «С» [11,77] с примерно постоянным значением статического момента (рис. 2.12). И наоборот, при изготовлении боковых и подбрекерных лент покрышек, рабочие точки образуют в области высоких скоростей

вращения червяка зону *D*. В указанной области работа экструдера происходит при постоянстве потребляемой мощности и низких значениях момента нагрузки.

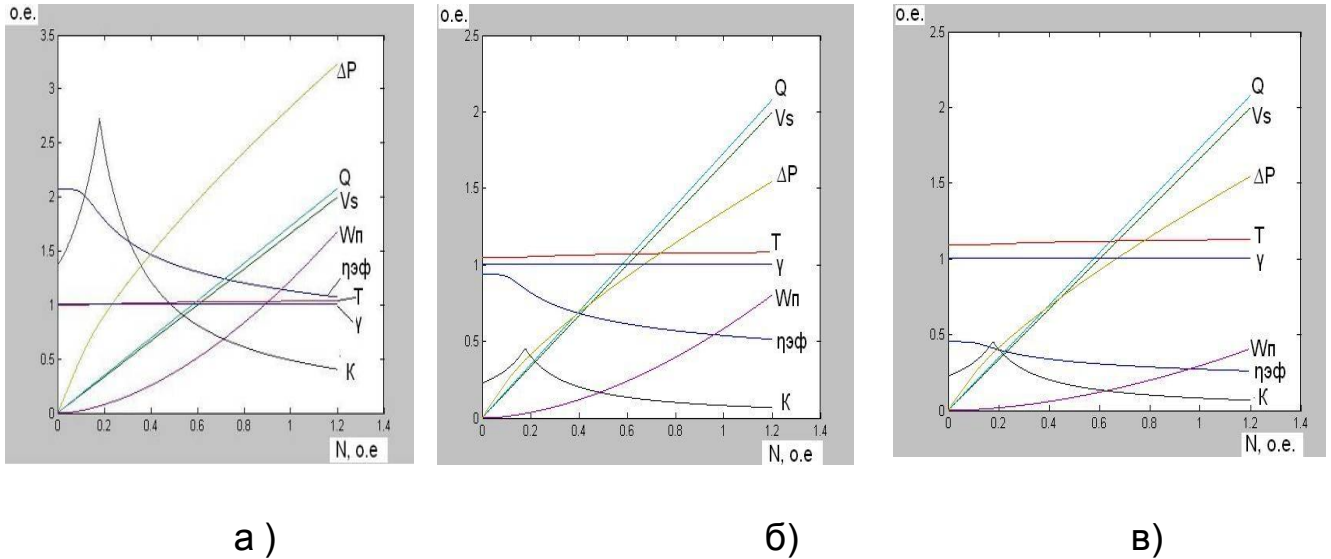


Рис.2.11. Графики зависимостей реологических, технологических и энергосило-вых параметров от скорости вращения червяка при входной температуре смеси: а) $T=330\text{ K}$, б) $T=345\text{ K}$, в) $T=360\text{ K}$

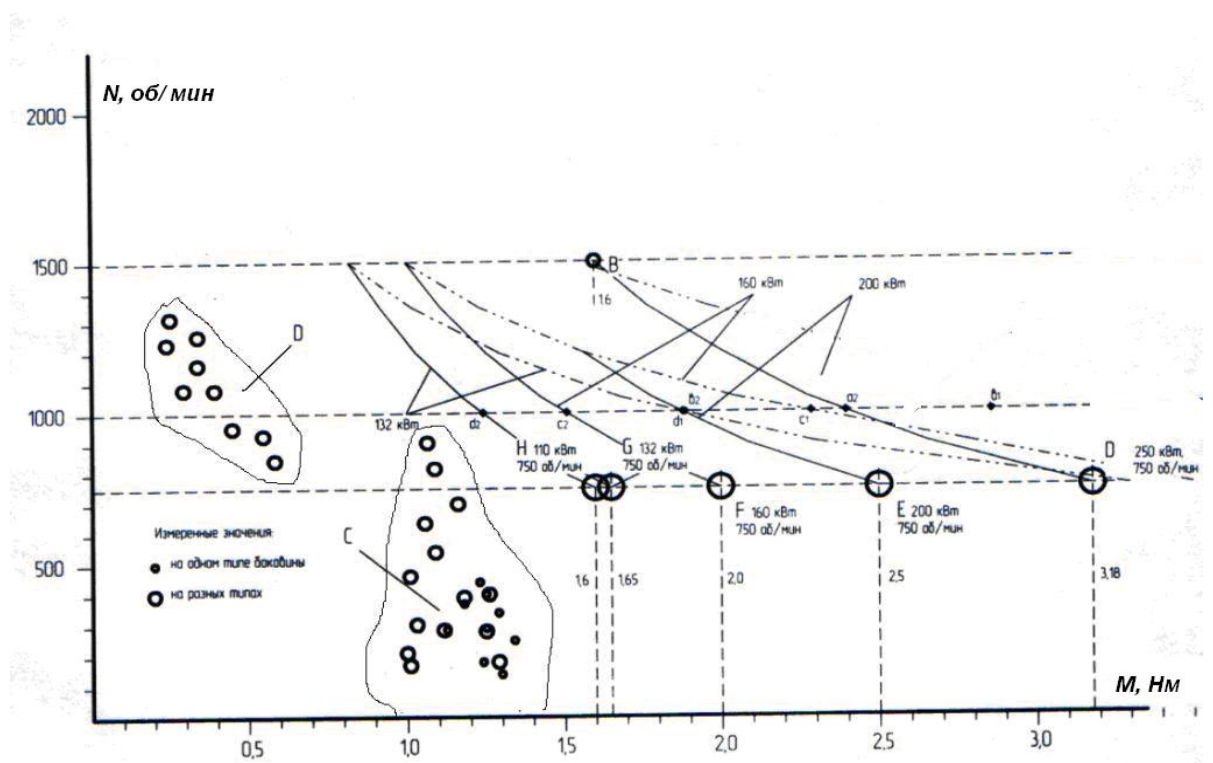


Рис. 2.12. Экспериментальные нагрузочные характеристики приводов экструдеров типа МЧТ

В любом из указанных случаев существует возможность установления одного или нескольких технологических параметров, наиболее заметно влияющих на качество и производительность процесса экструзии. Так например, из анализа представленных на рис. 2.11 и рис. 2.13 зависимостей для политропического режима можно сделать вывод, что из двух основных технологических параметров – давления и температуры – наиболее существенное влияние на качество и производительность процесса оказывает давление смеси. Из графика на рис. 2.13,а видно, что экстремум функции качества наблюдается при оносительном значении давления $p = 1$ о.е. . Увеличение давления приводит к разбуханию и разрывам экструдата при выходе из фильеры, вследствие действия вынужденных процессов релаксации (см. рис.1.2), в результате качество продукта снижается. Одновременно с этим уменьшение давления приводит к волнистости экструдата, вследствие образования «пустот» в рабочей массе, куда могут проникнуть воздух и газы, выделяющиеся при переработке из-за недостаточной плотности потока смеси в формующей головке.

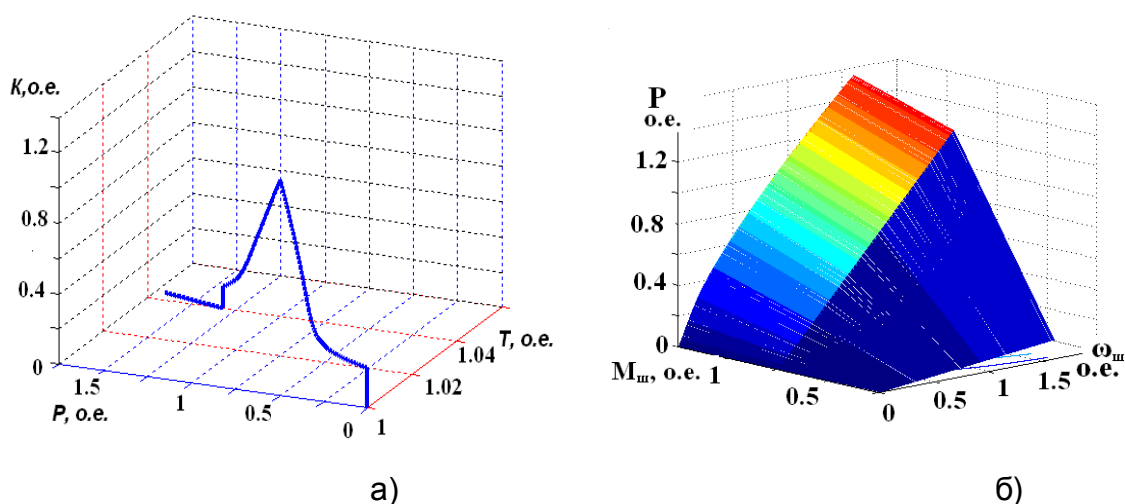


Рис. 2.13. Графики исследования процесса экструзии: а) зависимость показателя качества K от давления P и температуры T смеси; б) зависимость давления P от скорости $\omega_{ш}$ и момента $M_{ш}$ на валу червяка

Таким образом, задачу минимизации критерия неустойчивости течения можно решить за счёт поддержания постоянства номинального давления смеси в формующей головке экструдера.

Зависимость давления от варьируемых параметров электропривода $M_{ш}$ и $\omega_{ш}$ приведена на рис. 2.13,(б). Видно, что с ростом частоты вращения и момента на валу червяка давление неуклонно растет. Данное обстоятельство позволяет оценить связь давления и параметров привода в установившемся режиме. Для этого в окрестностях предполагаемого максимума функции рассмотрим малое изменение давления ΔP , которому соответствуют малые приращения частоты вращения червяка $\Delta\omega$ и момента ΔM . Считая $M=const$, определим коэффициент передачи экструдера по скорости:

$$K_{\omega} = \frac{\Delta P}{\Delta\omega} [\text{Па/м}]. \quad (2.33)$$

Аналогично, при $\omega=const$, определим коэффициент передачи по моменту :

$$K_m = \frac{\Delta P}{\Delta M} [\text{Па/Нм}] .$$

Полученные зависимости позволяют представить экструдер в статике в виде объекта управления со структурой, представленной на рис. 2.14. Однако, для полного удовлетворения требований к работе экструдера требуется установление указанных зависимостей не только в установившихся, но и в динамических режимах работы.

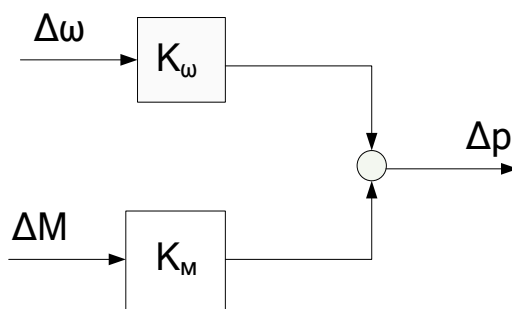


Рис. 2.14. Упрощенная структурная схема экструдера как двухканального объекта управления

2.3. Постановка и решение задачи параметрической оптимизации процесса экструзии

Оптимизация процесса экструзии по критериям максимального качества и производительности сводится к заданию наиболее приемлемых величин скорости и момента на валу червяка в условиях минимального удельного энергопотребления. В отношении экструзии

зии полимерных материалов данная проблема представляется многокритериальной оптимизационной задачей с отысканием наилучших значений нескольких варьируемых параметров.

Суть задачи сводится к отысканию производных и текущих значений минимизируемой функции нескольких переменных, при этом на варьируемые переменные должны быть наложены ограничения в виде параметрических границ. В этих условиях расчёт режима экструзии представляет собой математическую задачу со многими возможными решениями. Отыскание оптимального решения предполагает изменение нескольких варьируемых параметров рабочего органа, при которых обеспечивается наибольшая производительность процесса экструзии с требуемым качеством шприцуемого изделия [33].

В общем случае задача параметрической оптимизации [5,33,68,71,76,101] может быть сформулирована в следующем виде. Требуется найти вектор переменных \vec{x} , обеспечивающий минимизацию целевой функции $\min \Phi(x)$ (2.33) при ограничениях:

$$\left. \begin{aligned} g_i(\vec{x}) &= 0, \quad i=1,2,\dots,m; \\ g_i(\vec{x}) &\leq 0, \quad i=1,2,\dots,m; \\ \tilde{\sigma}_1 &\leq \tilde{\sigma}_i \leq \tilde{\sigma}_m, \end{aligned} \right\} \quad (2.34)$$

где \vec{x} — вектор оптимизируемых переменных ($x_i \in R^n$);

$\Phi(\vec{x})$ — скалярная целевая функция (критерий) векторного аргумента ($\Phi(\vec{x}): R^n \rightarrow R$);

$g_i(\vec{x})$ — скалярные функции векторного аргумента;

R^n - n -мерное пространство искомых переменных.

При необходимости задача максимизации сводится к задаче минимизации заменой $\Phi(\vec{x})$ на (минус) $-\Phi(\vec{x})$.

Эффективность и точность решения данной задачи зависит как от числа параметров и ограничений, так и от вида целевой функции.

Существующие алгоритмы многопараметрической оптимизации могут быть разделены на две группы — алгоритмы, базирующиеся на использовании производных минимизируемой функции (градиентные методы, в том числе методы второго порядка) и алгоритмы, использующие текущие значения функции (безградиентные методы). К числу последних относится, например, симплексный метод Нелдера–Мида [5,38,40,49], пригодный для минимизации нелинейных и разрывных функций. Градиентные методы (методы перво-

го порядка) эффективны в случаях целевых функций, непрерывных вместе с первыми производными. Методы второго порядка, такие как метод Ньютона, применяются реже, поскольку требуют больших вычислительных затрат при расчете матриц вторых производных [38].

Классический метод Ньютона использует так называемый "гессиан" функции. Шаг метода определяется произведением матрицы, обратной гессиану, на градиент функции. Если функция является положительно определенной квадратичной формой, то уже за один шаг алгоритма можно оказаться в искомом минимуме этой функции. В случае знаконеопределенной квадратичной формы при отсутствии минимума решение сходится к «седловой точке» или к максимуму функции. Результатом служит стационарная точка в виде квадратичной формы [38]. На практике приходится иметь дело с функциями, не являющимися квадратичными формами. Если такая функция гладкая, то в окрестностях минимума она может быть представлена квадратичной формой, приводящей метод Ньютона к искомому минимуму. Однако в результате осуществления шага в направлении возрастания функции можно удалиться от искомого минимума. Проблему движения в нужном направлении квазиньютоновские методы решают следующим образом: вместо гессиана используется его положительно определенная аппроксимация. Если гессиан положительно определен, то совершаем шаг по методу Ньютона. Если же гессиан знаконеопределен, то перед совершением шага по методу Ньютона гессиан модифицируется таким образом, чтобы он был положительно определен [38]. В результате очередной шаг всегда совершается в направлении убывания функции. В случае, если гессиан положительно определен, применяется квадратичная аппроксимация поверхности, что должно ускорить сходимость вычислительного процесса. Если же гессиан знаконеопределен, то движение происходит заведомо в направлении убывания функции.

Градиентные методы используют информацию о наклоне функции для выбора направления поиска экстремума. Согласно методу наискорейшего спуска, движение при каждой итерации к точке минимума осуществляется в направлении $-\nabla \hat{O}(\vec{x})$, где $\nabla \hat{O}(\vec{x})$ — вектор-градиент целевой функции $\hat{O}(\vec{x})$. Однако в ситуациях, когда поверхность целевой функции имеет узкие «овраги», как например, у известной функции Розенброка, данный метод оказывается малоэффективным [5,38,40,49].

В случае многопараметрической оптимизации задача сводится к поиску минимума целевой функции нескольких переменных $\hat{O}(\vec{x}): R^n \rightarrow R$. По сути, эта задача равносильна нахождению нуля градиента $\nabla \hat{O}(\vec{x})$. Применяя метод Ньютона для многомерной системы, получим [5, 38]:

$$\nabla \hat{O}(\vec{x}_j) + H(\vec{x}_j)(\vec{x}_{j+1} - \vec{x}_j) = 0, \quad j = 1, 2, 3, \dots, n, \quad (2.35)$$

где $H(\vec{x}_j)$ - гессиан функции $\hat{O}(\vec{x}_j)$. В процессе итераций это выражение примет вид:

$$\vec{x}_{j+1} = \vec{x}_j - H^{-1}(\vec{x}_j) \nabla \hat{O}(\vec{x}_j). \quad (2.36)$$

Поиск решения продолжается до тех пор, пока не выполнится условие для соседних значений искомых переменных

$$\left| \vec{x}_{j+1} - \vec{x}_j \right| \leq \varepsilon, \quad (2.37)$$

где ε - заданная точность вычисления.

Для поиска оптимального вектора переменных \vec{x}_{j+1} целесообразно использовать задачу о наименьших квадратах, формулируемую в виде [5, 78]:

$$F(\vec{x}) = \left\| \hat{O}(\vec{x}) \right\| = \sum_{i=1}^n \hat{O}_i^2(\vec{x}) = \sum_{i=1}^n (\varphi_i(\vec{x}) - F_i)^2 \rightarrow \min. \quad (2.38)$$

В данном случае градиент и матрица Гессе принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} \nabla F(\vec{x}) &= 2J^T(\vec{x}) \hat{O}(\vec{x}), \\ H(\vec{x}) &= 2J^T(\vec{x})J(\vec{x}) + 2Q(\vec{x}) \end{aligned} \right\} \quad (2.39)$$

где $Q(\vec{x}) = \sum_{i=1}^m \hat{O}_i(\vec{x}) H_i(\vec{x})$, $J(\vec{x})$ - матрица Якоби вектор-функции $\hat{O}_i(\vec{x})$, $H_i(\vec{x})$ - матрица Гессе для компоненты $\hat{O}_i(\vec{x})$.

Направление поиска $\vec{d} = \vec{x}_{j+1} - \vec{x}_j$ определится из системы:

$$\left[J^T(\vec{x})J(\vec{x}) + \sum_{i=1}^m \hat{O}_i(\vec{x}) H_i(\vec{x}) \right] \vec{d} = 2J^T(\vec{x}) \hat{O}(\vec{x}), \quad (2.40)$$

или в более компактном виде:

$$\frac{1}{2}H(\vec{x})\vec{d} = \frac{1}{2}\nabla F(\vec{x}). \quad (2.41)$$

Откуда итерационный процесс запишется:

$$\vec{x}_{j+1} = \vec{x}_j - \nabla F(\vec{x})H^{-1}(\vec{x}). \quad (2.42)$$

Однако, как отмечалось ранее, вычисление гессиана сопряжено с трудоемкой операцией вычисления матрицы производных второго порядка. Одной из модификаций вычислительного алгоритма служит метод Гаусса-Ньютона, строящийся на положении о том, что слагаемое $J^T(\vec{x})J(\vec{x})$ доминирует над $Q(\vec{x})$. Тогда можно записать:

$$\left[J^T(\vec{x})J(\vec{x}) \right] \vec{d} = 2J^T(\vec{x})\hat{O}(\vec{x}). \quad (2.43)$$

Таким образом, когда норма $Q(\vec{x})$ близка к нулю, а матрица $J(\vec{x})$ имеет полный столбцевой ранг, направление \vec{d} мало отличается от ньютоновского (с учётом $Q(\vec{x})$), и метод может достигать квадратичной скорости сходимости, хотя вторые производные и не учитываются. Улучшением метода является алгоритм Левенберга-Марквардта [5]. Согласно данному алгоритму направление поиска определяется из системы уравнений:

$$\left[J^T(\vec{x}_k)J(\vec{x}_k) + \lambda_k I \right] \vec{d}_k = J^T(\vec{x}_k)\hat{O}(\vec{x}_k), \quad (2.44)$$

где I – единичная матрица, λ_k — параметр алгоритма, определяемый в процессе линейной (скалярной) оптимизации вдоль выбранного направления. Отсюда направление поиска:

$$\vec{d}_k = -(J^T(\vec{x}_k)J(\vec{x}_k) + \lambda_k I)^{-1} J^T(\vec{x}_k)\hat{O}(\vec{x}_k). \quad (2.45)$$

Преимуществом последнего алгоритма является возможность выбора λ_k , который можно осуществлять, делая его значение достаточным для монотонного спуска по функции $F(x)$. То есть можно увеличивать данный параметр до тех пор, пока не будет достигнуто условие $F(\vec{x}_{k+1}) < F(\vec{x}_k)$. Указанные операции осуществляются с применением компьютера. В данной работе для поиска минимума

целевой функции использован алгоритм Левенберга – Марквардта, реализованный в пакете *Mathcad 13* с помощью встроенной функции «Minimize».

В данном пакете под $J(x)$ понимается матрица-якобиан размером $m \times n$, то есть матрица первых частных производных вектор-функции $\Phi(x)$ по векторному аргументу x , а не определитель этой матрицы, как обычно принято в математической литературе [33,38,40].

Для рассматриваемого случая экструзии задача параметрической оптимизации решается отысканием оптимального скоростного и температурного режима машины с заданными конструктивными параметрами. Поскольку геометрические размеры машины и свойства смесей не подлежат изменению, число варьируемых параметров уменьшается, что заметно упрощает многокритериальную задачу оптимизации. В этом случае задача сводится к отысканию набора параметров, являющегося оптимальным в смысле некоторых критериев. При этом на варьируемые параметры наложены ограничения в виде параметрических границ.

В качестве примера рассмотрим задачу параметрической оптимизации процесса экструзии в шприцмашине МЧТ-250 [33]. Как отмечалось ранее, данная машина используется при переработке резиновой смеси 4НК-971 в составе поточной линии по производству протекторов ИРУ-16Б на ОАО «Нижекамскшина». К числу исходных параметров задачи отнесены реологические константы перерабатываемой смеси, а так же геометрические размеры шприц-машины:

$t=0,25$ м – шаг винтовой нарезки червяка;

$D=0,25$ м– диаметр червяка;

$h_{cp}=0,05$ м - средняя глубина винтового канала червяка;

$i=2$ – число заходов червяка;

$\varphi=0,3$ рад – угол подъема винтовой нарезки;

$B=0,104$ м – аксиальная ширина канала червяка;

$\delta=0,0008$ м- зазор между гребнем червяка и цилиндром;

$e=0,013$ м – ширина лопасти винтовой нарезки червяка;

$L_1=1,05$ м– эффективная длина нарезной части червяка;

$l_0=0,67$ м– длина зоны дозирования;

$w=0,8$ м – ширина щели формующей головки;

$L=0,31$ м – длина формующей головки;

$h=0,035$ м – средняя высота щели формующей головки;

$n=0,225$ – средний индекс течения полимера;

$c=2200$ Дж/(кг К) – теплоемкость смеси;

$\mu_0=2000000$ Па с– начальная (ньютоновская) вязкость смеси;

$G = 200000 \text{ Па}$ – модуль упругости материала;
 $M_w = 120000 \text{ а. е. м.}$ – молекулярная средняя масса полимера;
 $A_\eta = 0,0025 \text{ Па с}$ – коэффициент молекулярного состава смеси;
 $Q_n = 0,00074 \text{ м}^3/\text{с}$ – номинальная производительность;
 $A_s = 0,0002852 \text{ м}^3/\text{с}^2$ – геометрическая постоянная экструдера;
 $R = 8,31 \text{ Дж/(моль К)}$ – универсальная газовая постоянная.
 $A_t = 100$ – коэффициент теплового рассеяния.

При отыскании оптимального режима учитывалась возможность изменения частоты вращения электродвигателя с помощью задатчика скорости на пульте управления, а также предварительного разогрева резиновых смеси до необходимой температуры перед вводом в экструдер. В качестве варьируемых параметров принимались значения скорости вращения рабочего вала ω_w , момента на валу червяка M_w и температуры разогретой смеси T_i . Приняты следующие пределы изменения варьируемых параметров: $0 < \omega_w < 8$ (рад/с), $333 < T_i < 373$ (К), $500 < M_w < 1500$ (Нм).

Для оценки результатов оптимизации использовался обобщенный критерий в виде взвешенной суммы нормированных частных критериев:

$$\Phi(x) = \sum_{i=1}^{\kappa} \lambda_i \Phi_i(x), \quad (2.46)$$

где λ_i - весовые коэффициенты, в которые проектировщик вкладывает смысл "относительной важности" соответствующего критерия Φ [38]. При этом учитывалось $\lambda_i \geq 0, \sum_{i=1}^{\kappa} \lambda_i = 1$.

В качестве частных критериев оптимальности были приняты: максимальная производительность машины МЧТ-250 – Q_{\max} , минимальная потребляемая мощность – W_{\min} , минимальное значение критерия неустойчивости течения экструдата – $N_{s \min}$.

Минимум обобщенного критерия оптимальности имеет вид:

$$\Phi = \lambda_1 \left(\frac{Q_{\max} - Q}{Q_{\max}} \right)^2 + \lambda_2 \left(\frac{W_{\min} - W}{W_{\min}} \right)^2 + \lambda_3 \left(\frac{N_{s \min} - N_s}{N_{s \min}} \right)^2, \quad (2.47)$$

где $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ - весовые коэффициенты, соответственно, производительности, потребляемой мощности и критерия неустойчивости

течения, учитывающие важность сохранения экстремальных значений отдельных показателей, полученных при частной оптимизации.

Исходные данные для частных оптимизаций были найдены решением оптимизационных задач при вариации весовых коэффициентов целевой функции (2.46). Согласно рекомендациям [5], при нахождении оптимального значения выбранного параметра его весовой коэффициент принимался равным единице, а весовые коэффициенты при всех других параметрах приравнивались нулю. Нахождение частных оптимумов проводилось для политропического процесса экструзии протекторной смеси 4НК-971. Полученный путем компьютерного моделирования параметрический трехмерный график зависимости качества экструдата от варьируемых параметров ω , M , приведен на рис.2.15.

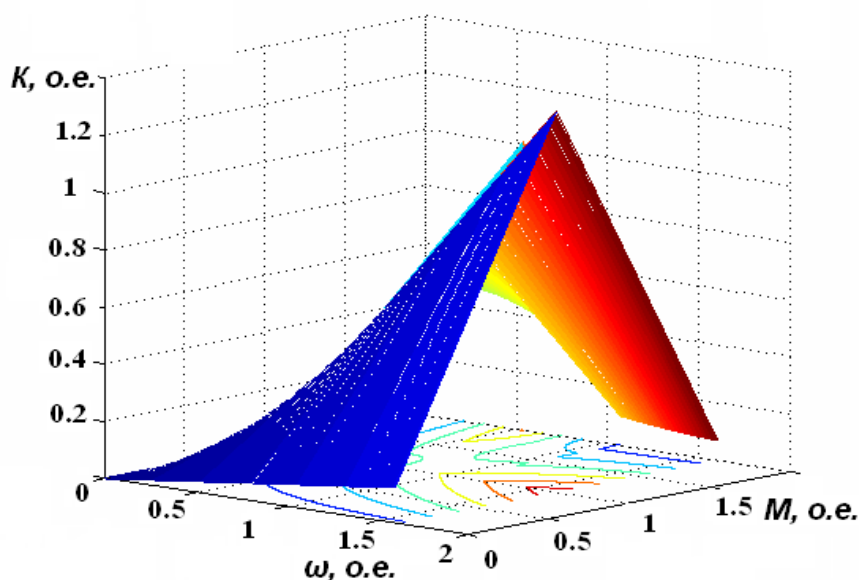


Рис. 2.15. Зависимость качества экструдата от скорости вращения и момента на валу червяка

Данная зависимость наглядно иллюстрирует результаты частной оптимизации по критерию качества: максимум критерия наблюдается при относительном значении скорости вращения червяка 0,6 и относительном значении момента 0,9, что соответствует абсолютным значениям частоты вращения 42 об/мин и момента на валу 1,5 кНм.

Блок-схема программного решения оптимизационной задачи приведена на рис. 2.16.

Результат решения оптимизационной задачи приведен на рис. 2.17,а. Минимум целевой функции Φ , построенный в зависимости от сумм частных оптимумов :

$$opt_1 = \lambda_1 \left(\frac{Q_{\max} - Q}{Q_{\max}} \right)^2 + \lambda_2 \left(\frac{W_{\min} - W}{W_{\min}} \right)^2, opt_2 = \lambda_3 \left(\frac{N_{s \min} - N_s}{N_{s \min}} \right)^2.$$

Результаты свидетельствуют о существовании оптимальных значений варьируемых параметров M_{opt} и ω_{opt} , при которых возможны наибольшая производительность при минимальном энергопотреблении и мини мальном значении критерия неустойчивости течения. В ходе решения задачи получен график оптимального сочетания критериев оптимизации в зависимости от варьируемых параметров привода M_w и ω_w (рис. 2,б). Зависимости наглядно иллюстрируют экстремальный характер исследуемого процесса.

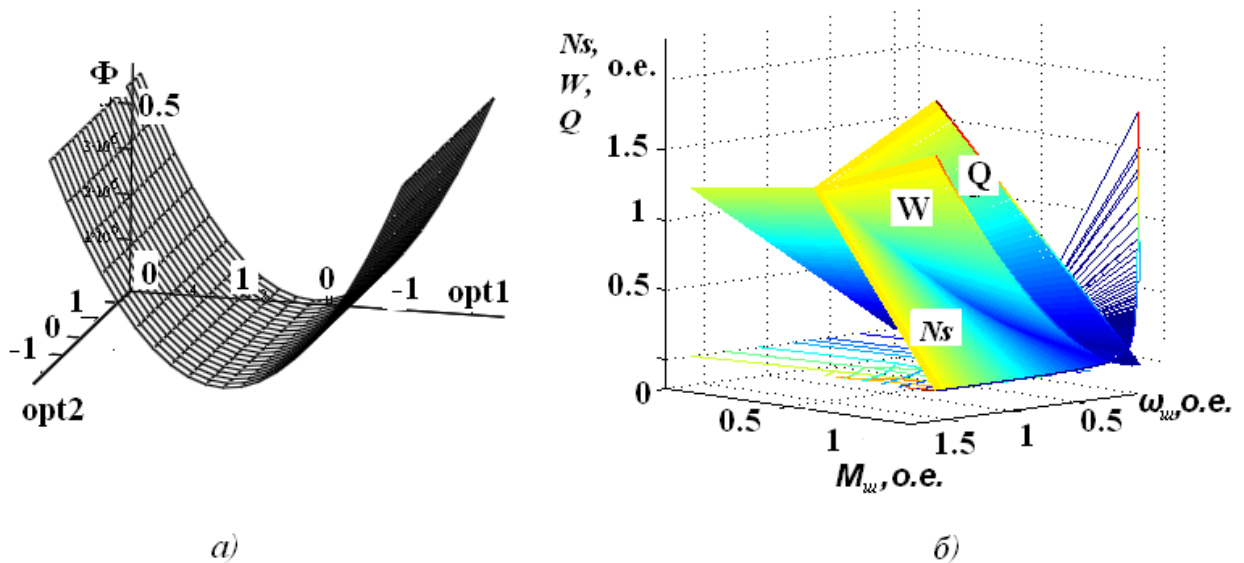


Рис. 2.17. Результаты решения оптимизационной задачи: а) обобщенный критерий оптимальности процесса экструзии; б) графики зависимости критерия неустойчивого течения (N_s), производительности (Q), потребляемой мощности (W) от варьируемых параметров M_w, ω_w

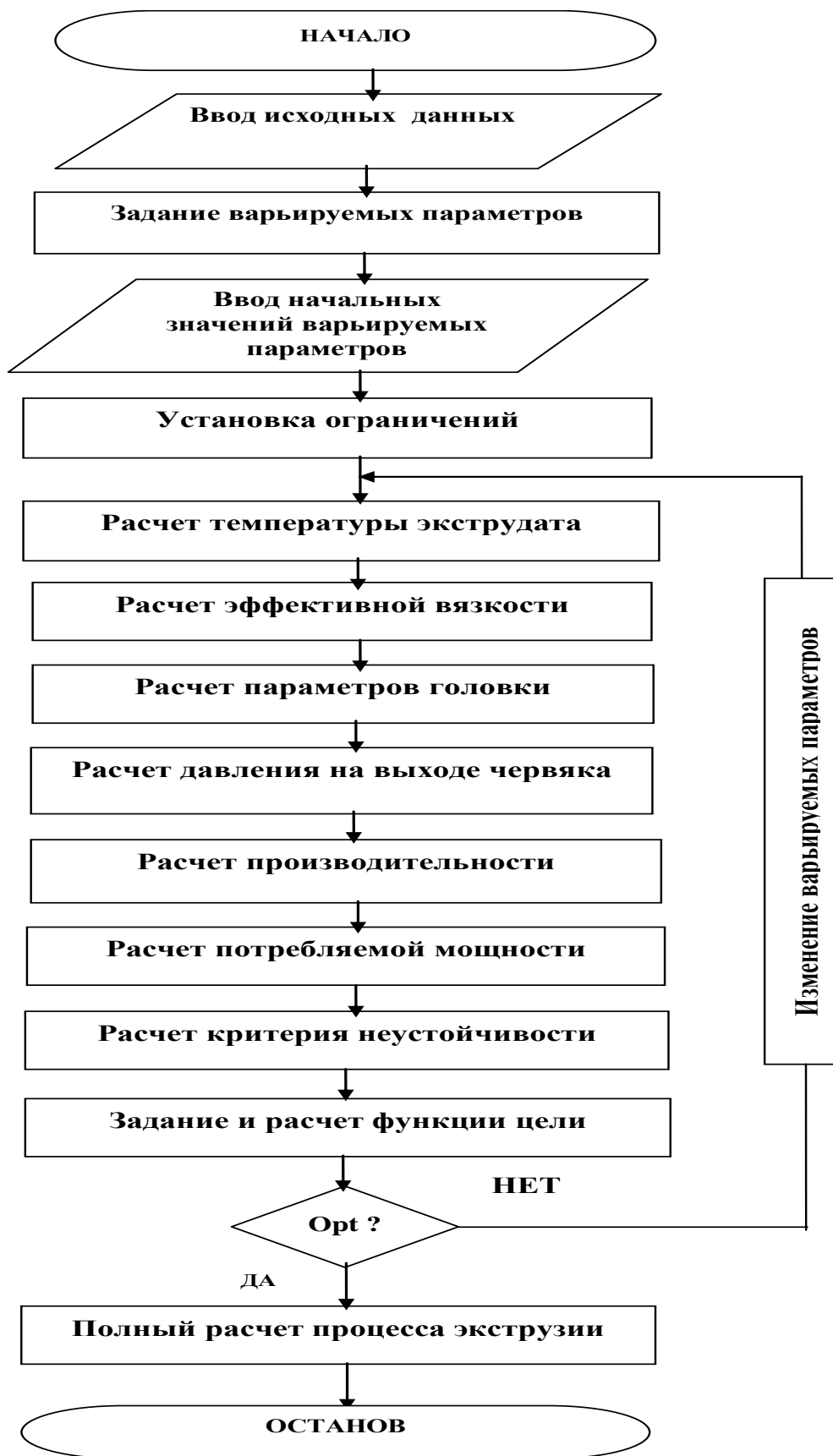


Рис.2.16 Алгоритм оптимизационного расчета процесса экструзии

Кривая, полученная в результате пересечения поверхностей $W=f(\omega, M)$, $Q=f(\omega, M)$, $K=f(\omega, M)$ критериев в трехмерном пространстве, соответствует ряду значений скоростей и моментов, при которых обеспечивается оптимальное сочетание критериев (рис. 2.17, б)[33].

Выводы

1) Проведен анализ основных зависимостей процесса экструзии. Определены основные реологические, технологические и энергосиловые параметры определяющие технологию процесса экструзии резиновых смесей. Показано, что экструзия резиновых смесей происходит в режиме переработки, близком к политропическому.

2) Сформулирована и решена задача параметрической оптимизации процесса экструзии при варьируемых параметрах M , ω . Определен экстремум целевой функции частных критериев оптимизации, которому соответствуют значения ω_{opt} , M_{opt} .

3) Получены зависимости качества смеси от технологических параметров процесса и варьируемых параметров привода червяка. Результаты показывают, что наиболее важным параметром, влияющим на качество переработки смеси, является давление смеси на выходе машины.

4) Определено, что для оптимальной работы экструдера требуется обеспечение постоянства давления смеси в формующей головке. Выявлена связь варьируемых параметров привода с выходным давлением смеси в статическом режиме.

3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭКСТРУДЕРА КАК ОБЪЕКТА АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПОСРЕДСТВОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

3.1. Динамические свойства экструдера

Чтобы бы перейти к структурному синтезу системы управления электроприводом экструдера, необходимо оценить изменение зависимостей (2.48), (2.49) в динамике. Для этого рассмотрим ламинарное течение несжимаемой изотропной жидкости в направлении оси рабочего цилиндра экструдера, записанное в общем виде [17, 77, 102]:

$$\frac{\partial p}{\partial z} = \mu \left(\frac{\partial^2 v_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 v_z}{\partial y^2} \right) + \frac{\partial v_z}{\partial x} \cdot \frac{\partial \mu}{\partial x} + \frac{\partial v_z}{\partial y} \cdot \frac{\partial \mu}{\partial y}, \quad (3.1)$$

где p [Па] – давление расплава; $\eta_{эф}$ [Па·с] – вязкость расплава; v_z [м/с] – скорость движения расплава вдоль канала червяка; x, y [м] – текущие координаты частиц расплава.

Уравнение (3.1) достаточно строго позволяет описать винтовое течение неньютоновской жидкости для всех реальных случаев [37,38,60,62]. Получить общее аналитическое решение (3.1) весьма сложно, оно может быть получено только численным методом [101]. Для построения модели, допускающей аналитическое решение, примем следующие допущения [17,95,102]:

– вязкость расплава очень мало изменяется вдоль оси x в поперечном сечении канала, температура экструдата в канале и величина градиента скорости при переходе от одной стенки гребня канала к другой почти не меняются, поэтому принимаем $\frac{\partial \eta}{\partial x} = 0$;

– поскольку вязкость расплава по высоте канала также практически не меняется, допустимо принять $\frac{\partial \mu}{\partial y} = 0$;

– влияние стенок винтового канала на распределение скорости пренебрежимо мало, поэтому $\frac{\partial v_z}{\partial x} = 0$;

– движение в направлении оси y существует только в непосредственной близости к стенкам канала, в остальной части сечения канала течение в направлении оси y отсутствует;

– размеры канала по всей длине практически постоянны, поэтому, значения скоростей v_x, v_z не зависят от координаты z ,

– вследствие большого отношения винтового канала к его глубине, а также особенностей циркуляционного течения можно принять, что скорости v_x, v_z не зависят от координаты X , следовательно,

$$\frac{\partial v_x}{\partial x} = 0, \frac{\partial v_x}{\partial y} = 0, \frac{\partial v_y}{\partial y} = 0, \frac{\partial v_z}{\partial z} = 0, \frac{\partial v_z}{\partial x} = 0. \quad (3.2)$$

Из уравнений равновесия напряжения, приведенных в [95], получим:

$$p_{xy} = \eta \frac{\partial v_x}{\partial y}; p_{yz} = \eta \frac{\partial v_z}{\partial y}; p_{zx} = 0. \quad (3.3)$$

С учетом принятых допущений уравнение (3.1) примет вид:

$$\frac{\partial^2 v_z}{\partial y^2} = \frac{1}{\mu} \frac{\partial p}{\partial z}. \quad (3.4)$$

После преобразований уравнения (3.4) может быть получено "объемное" уравнение производительности экструдера вида (2.16).

С учетом потока утечки данное уравнение запишется [17,33]:

$$Q = \frac{\pi^2 D^2 k_n h_{cp} \sin \varphi \cos \varphi}{2} \left(1 - \frac{ie}{t}\right) F_a \Rightarrow$$

$$\Rightarrow - \frac{\pi^2 k_o D h_{cp}^3 \varphi \sin^2 \varphi}{12 \eta_{эф} L} \frac{\partial p}{\partial l} \left(1 - \frac{ie}{t}\right) F_p - \frac{\pi^2 D^2 \delta^3 \operatorname{tg} \varphi \Delta P}{10 \eta_{эф} e L}. \quad (3.5)$$

В винтовом канале червяка с постоянными размерами и постоянной вязкостью $\eta_{эф} [Па \cdot с]$, градиент давления по длине канала является постоянным [17]. Тогда можно принять:

$$\frac{dp}{dl} = \frac{\Delta P}{L}. \quad (3.6)$$

Работа червячного экструдера зависит не только от конструкции червяка, но и от формующего инструмента (головки). Конструкция и проходные сечения каналов, а так же исполнение формующего инструмента зависят от реологических свойств расплава полимеров и специфических гидродинамических явлений [71]. Для получения формулы производительности этого инструмента примем допущения [12], согласно которым:

– в местах стыков каналов с различной геометрией имеются, как правило, монотонные переходы, поэтому влиянием "входных" эффектов можно пренебречь;

– каналы головки можно разбить на ряд зон, характеризующихся постоянным или монотонно изменяющимся поперечным се-

чением, для которых находятся коэффициент гидравлического сопротивления;

– расчет формулирующего инструмента будем рассматривать при показателе течения, равном единице, т.е. для ньютоновской жидкости.

Объемная производительность потока ньютоновских жидкостей через формулирующий инструмент Q [кг/с] определяется по формуле:

$$Q = K_g \frac{\Delta P}{\eta_{\dot{\gamma}_\delta}}, \quad (3.7)$$

где K_g [м³] — общая константа головки, зависящая от конфигурации и размеров отдельных элементов головки.

Используя выражения (3.2) и (3.6), приведем уравнение (3.5) к более удобному виду:

$$K_g \frac{\Delta P}{\eta_{\dot{\gamma}_\delta}} + \beta \frac{dp}{dl} + \gamma \frac{\Delta P}{\eta_{\dot{\gamma}_\delta}} = \frac{30\alpha\omega_\phi}{\pi}, \quad (3.8)$$

где ω_ω [рад/с] - угловая скорость вращения червяка.

В этом уравнении имеется производная по направлению dp/dl . Для эквивалентного преобразования используем выражение, приведенное в [71]:

$$dl = \omega_\phi R_\phi \operatorname{tg} \varphi dt, \quad (3.9)$$

где R_u [м] – радиус цилиндра.

Заменив производную градиента давления dp/dl на производную, отражающую зависимость изменения давления от времени dp/dt , получим выражение:

$$\omega_\phi \left(K_g \frac{\Delta P}{\eta_{\dot{\gamma}_\delta}} + \gamma \frac{\Delta P}{\eta_{\dot{\gamma}_\delta}} \right) + \beta \frac{L}{\mu R_\phi \operatorname{tg} \varphi} = \frac{30\alpha\omega_\phi^2}{\pi}, \quad (3.10)$$

где ΔP [Па] — приращение давления по длине всего канала головки.

В этой формуле берется средняя вязкость расплава [45], при этом дифференциальное уравнение (3.10) является нелинейным. Линеаризация дифференциального уравнения экструдера позволит получить передаточную функцию объекта. Для этого выразим переменные через приращения координат $\Delta\omega$, ΔP относительно значеный установившегося режима (ω_{up} , P_0):

$$\omega_\phi = \omega_{\phi 0} + \Delta\omega_\phi, P = P_0 + \Delta P. \quad (3.11)$$

Подставив эти выражения в исходное соотношение (3.8), упростим запись координат рабочей точки. В результате получается линейное выражение для приращений. После преобразований уравнение для статического режима приобретает вид:

$$K_g \frac{P}{\eta_{\dot{\gamma}\delta}} + \gamma \frac{P}{\eta_{\dot{\gamma}\delta}} = \frac{30\alpha\omega_{\phi\delta}}{\pi}. \quad (3.12)$$

В динамическом режиме уравнение, связывающее приращения координат, можно записать так:

$$\Delta\omega_{\phi} \left(K_g \frac{\Delta P}{\eta_{\dot{\gamma}\delta}} + \gamma \frac{\Delta P}{\eta_{\dot{\gamma}\delta}} \right) + \beta \frac{L}{\mu R_{\phi} \operatorname{tg} \varphi} = \frac{30\alpha \cdot 2\Delta\omega_{\phi} \omega_{\phi\delta}}{\pi}. \quad (3.13)$$

На основании уравнений (2.14) и (2.15) можно записать передаточную функцию экструдера между частотой вращения червяка и выходным давлением. После соответствующих преобразований получим:

$$W_{\dot{\gamma}}(\delta) = \frac{\Delta D}{\Delta\omega_{\phi}} = \frac{60\omega_{\phi\delta} \alpha / \pi - P(K_g + \gamma) / \eta}{\frac{\beta\alpha}{\eta R_{\phi} \operatorname{tg} \varphi} p + \frac{\omega_{\phi\delta}}{\eta} (K + \gamma)}, \quad (3.14)$$

где p – оператор Лапласа. Запишем данную передаточную функцию в общепринятом виде:

$$W_{\omega} = \frac{\Delta P}{\Delta\omega_{\phi}} = \frac{K_{\dot{\gamma}}}{T_{\dot{\gamma}} p + 1}, \quad (3.15)$$

где $K_{\dot{\gamma}} = \frac{60\alpha\eta_{\dot{\gamma}\delta}}{\pi(K + \gamma)} - \frac{P}{\omega_{\phi\delta}}$, $T_{\dot{\gamma}} = \frac{\beta L}{R_{\phi} \operatorname{tg} \varphi \cdot \omega_{\phi\delta} (K + \gamma)}$ – коэффици-

ент передачи и постоянная времени экструдера по скорости как апериодического звена первого порядка, соответственно.

Можно видеть, что переходной процесс изменения давления на входе формующей головки носит явно выраженный инерционный характер. Видно, что инерционность экструдера зависит как от конструктивных параметров червячной машины, так и от физико-химических свойств перерабатываемого полимера. Это факт находится в согласии с установленными выше представлениями о гидродинамической модели экструзионного процесса.

Для оценки крутящего момента на валу червяка рассмотрим выражение мощности привода (2.19). Поделив обе части этого уравнения на величину ω_{ω} , получим линейное уравнение, разрешенное относительно давления P в виде:

$$D = \frac{\dot{I} - k_2 \omega}{k_1}, \quad (3.16)$$

где $M_{\phi} = W_{\dot{\gamma}} / \omega_{\phi}$ – момент на валу червяка;

$$k_1 = \frac{\pi^2}{2} D^2 h_{cp} \operatorname{tg} \varphi, \quad k_2 = \pi^3 D^2 \bar{\eta}_{y\delta} L_2 \frac{D}{h_{cp} \cos \varphi} - \text{константы экструдера.}$$

Уравнения (3.15), (3.16), а также уравнение вращательного движения червяка

$$M_{\omega} - M_c = J_{\omega} \cdot p \omega_{\omega}, \quad (3.17)$$

позволяют представить экструдер в виде объекта управления, структурная схема которого приведена на рис. 3.1.

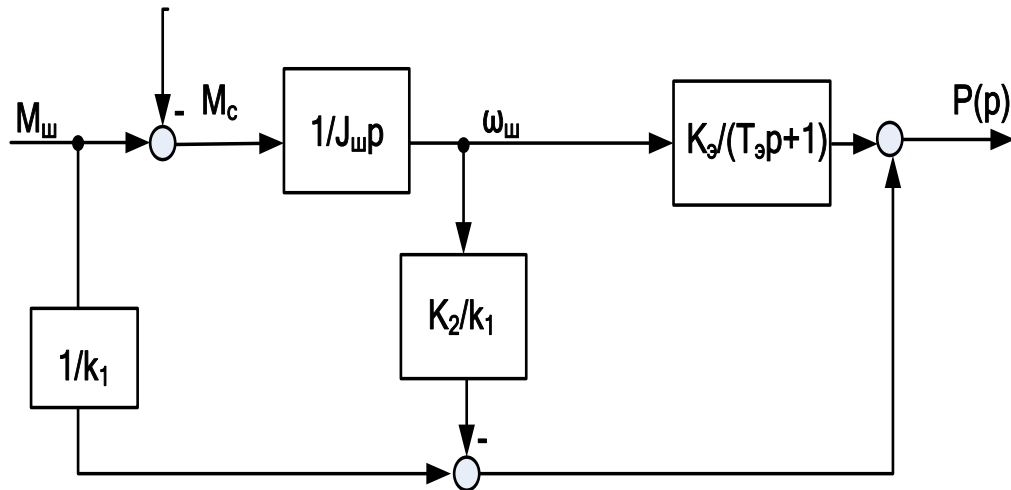


Рис. 3.1 Структурная схема экструдера, согласно уравнениям (3.15) – (3.17)

Используя аналогию работы экструдера и насоса как устройств, перекачивающих некоторый объем материала, можно вывести выражение для мощности, затрачиваемой на этот процесс. Мощность указанных механизмов определяется из выражения кинетической энергии, сообщаемой движущейся жидкости [3]:

$$\dot{A} = \frac{m v^2}{2}, \quad (3.18)$$

где m [кг] – масса жидкого материала, проходящего через нагнетательную часть насоса или головку экструдера; v [м/с] – скорость движения материала. Массу материала можно определить как

$$m = \rho V, \quad (3.19)$$

где ρ [кг/м³] – плотность, V [м³] – объем материала, проходящего через поперечное сечение канала S [м²].

Исходя из определения мощности в механике как работы, совершаемой в единицу времени ($W=A/t$) и считая, что вся кинетическая энергия расходуется на перемещение жидкого материала

($A=E$), с учетом (3.18) и (3.19) получим общее выражение для мощности, затрачиваемой на осуществление экструзионного процесса:

$$W = \frac{A}{t} = \frac{mv^2}{2t} = \frac{\rho Vv^2}{2t}. \quad (3.20)$$

Объем материала V , прошедшего через поперечное сечение канала за время t определяется скоростью истечения жидкости через поперечное сечение канала S , поэтому справедливо соотношение:

$$\frac{V}{t} = \frac{S}{v}, \quad (3.21)$$

откуда:

$$W = \frac{\rho \cdot S \cdot v^3}{2}. \quad (3.22)$$

Таким образом, если учесть, что $S \cdot v = Q_{\bar{a}}$ [$\text{м}^3/\text{с}$] – производительность головки, $\frac{\rho \cdot v^2}{2} = P_{\bar{a}}$ [$\text{Н}/\text{м}^2$] – удельное давление или напор материала на выходе головки, получим выражение, определяющее мощность на продавливание жидкого материала сквозь фильеру:

$$W = Q_{\bar{a}} P_{\bar{a}}. \quad (3.23)$$

Примем, что в установившемся режиме давление в головке равно давлению, развиваемому червяком (см. рис. 2.8). Тогда связь производительности с давлением в головке может быть определена по формуле (2.14) $Q_{\bar{a}} = B_{\bar{y}} P_{\bar{a}} / \eta_{\bar{y}\bar{o}}$ [25]. Полагая, что основная часть кинетической энергии червяка затрачивается на преодоление реакции каналов головки, можно установить, что статический момент сопротивления вращению червяка может быть определен как отношение полной мощности $W_{\bar{r}}$ к скорости вращения червяка $\omega_{\bar{u}}$:

$$M_c = \frac{W}{\omega_{\bar{u}}} = \frac{P_{\bar{r}} Q_{\bar{r}}}{\omega_{\bar{u}}}. \quad (3.24)$$

Таким образом, согласно уравнениям (2.14), (3.18-3.24) в структурной схеме системы «экструдер – нагрузка» присутствует внутренняя отрицательная обратная связь [33]. Согласно данному выводу, структурную схему привода экструдера можно представить в следующем виде:

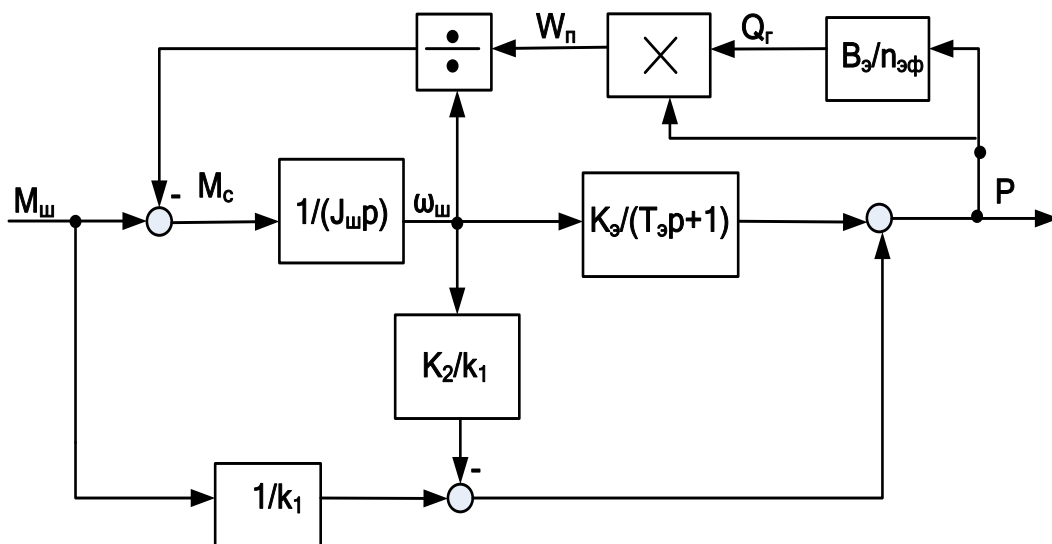


Рис. 3.2. Структурная схема привода экструдера с учётом цепи внутренней обратной связи

3.2. Линеаризация модели системы «экструдер-продукт»

Представленная на рис.3.2 цепь обратной связи содержит нелинейность в виде звеньев умножения и деления переменных. Линеаризацию уравнений проведём методом разложения переменных P , $\omega_{ш}$, M_c в ряд Тейлора. Предположение о малых отклонениях переменных позволяет исключить производные второго и более высокого порядка, представляя каждую из переменных в виде суммы установившегося значения и приращения первого порядка: $P = P_0 + \Delta P$,

$$\omega_{ш} = \omega_{ш0} + \Delta\omega, \quad M_c = M_{c0} + \Delta M_{c0} \quad (3.25)$$

С учетом (3.25), уравнение (3.24) переписывается:

$$(P_0 + \Delta P)^2 \frac{K}{(\omega_{ш0} + \Delta\omega) \eta_{эф}} = \dot{I}_{\bar{n}0} + \Delta \dot{I}_{\bar{n}} \quad (3.26)$$

Тогда после очевидных преобразований получим:

$$(P_0^2 + 2P_0\Delta P + \Delta P^2)K \Rightarrow \Rightarrow \omega_{ш0} \eta_{эф} M_{c0} + \Delta\omega \eta_{эф} M_{c0} + \Delta\omega_0 \eta_{эф} \Delta M_c + \omega_{ш0} \eta_{эф} \Delta M_c \quad (3.27)$$

Исключая слагаемые, представляющие собой установившиеся значения переменных или их произведения, запишем линеаризованное уравнение относительно приращений переменных

$$2P_0\Delta PK = \Delta\omega_\phi \eta_{\dot{y}\phi} \dot{I}_{\bar{n}0} + \omega_0 \eta \Delta \dot{I}_{\bar{n}}. \quad (3.28)$$

Отсюда получим уравнение связи статического момента и давления в формующей головке экструдера:

$$\Delta \dot{I}_{\bar{n}} = \frac{1}{\omega_0 \eta_{\dot{y}\phi}} (2P_0\Delta PK - \Delta\omega_\phi \dot{I}_{\bar{n}0}). \quad (3.29)$$

С учетом (3.19)–(3.23) структурная схема линеаризованной системы «экструдер-нагрузка» примет вид [33]:

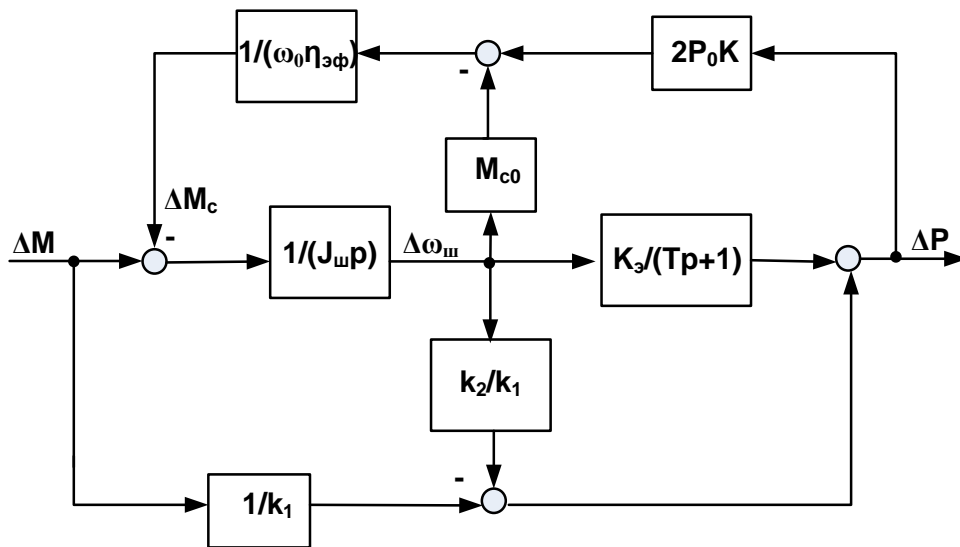


Рис. 3.3. Линеаризованная структурная схема системы «экструдер – нагрузка»

При отыскании передаточной функции объекта указанную схему удобно представить в виде сигнального графа (рис. 3.4). Пользуясь методикой определения передаточной функции по формуле Мейсона [39], запишем формулу, связывающая выходную $Y(p)$ и входную $X(p)$ переменные графа, в общем виде :

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{\sum_k P_k \Delta_k}{\Delta}, \quad (3.30)$$

где P_k – коэффициент передачи k -го пути в виде непрерывной последовательности ветвей в направлении указанном стрелками, причем ни один узел в этой цепи не должен встречаться более одного раза.

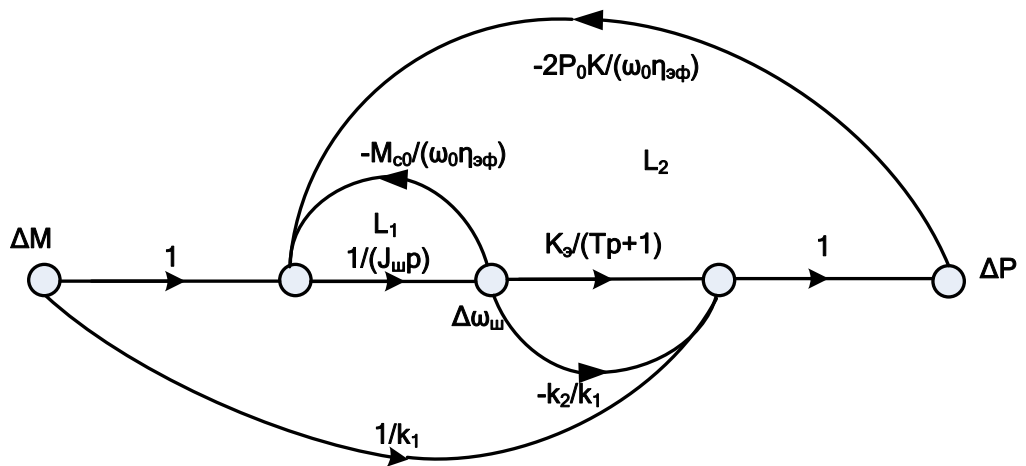


Рис. 3.4. Сигнальный граф системы «экструдер – нагрузка»

Определитель графа в общем виде отыскивается

$$\Delta = 1 - \sum_{n=1}^N L_n + \sum_{m=1, q=1}^{M, Q} L_m L_q - \sum L_r L_s L_f \dots, \quad (3.31)$$

где L – коэффициент передачи контура;

Δ_k – дополнительный множитель для k -го пути, равный определителю всех касающихся контуров при удалении k -го пути.

Определим прямые пути и дополнительные множители графа по рис. 3.4:

$$P_1 = \frac{K_{\dot{y}}}{T_{\dot{y}} p + 1} \frac{1}{J_{\phi} p}, \quad \Delta_1 = 1; \quad P_2 = 1/k_1, \quad \Delta_2 = 1 - L_1; \quad P_3 = -\frac{1}{J_{\phi} p} \frac{k_2}{k_1}, \quad \Delta_3 = 1,$$

а так же передаточные отношения замкнутых контуров :

$$L_1 = \frac{-M_{c0}}{\omega_0 \eta_{\dot{y}\delta}} \frac{1}{J_p}, \quad L_2 = \frac{-2P_0 K}{\omega_0 \eta_{\dot{y}\delta}} \frac{1}{J_{\phi} p} \frac{K_{\dot{y}}}{T_{\dot{y}} p + 1}.$$

После чего определитель графа примет вид:

$$\Delta = 1 - L_1 - L_2 = 1 + \frac{M_{c0}}{\omega_0 \eta_{\dot{y}\delta}} \frac{1}{J_{\phi} p} + \frac{2P_0 K}{\omega_0 \eta_{\dot{y}\delta}} \frac{1}{J_{\phi} p} \frac{K_{\dot{y}}}{T_{\dot{y}} p + 1}.$$

Считая входным воздействием момент привода, а выходной координатой – давление смеси в формующей в головке, запишем передаточную функцию объекта управления:

$$\begin{aligned}
W_y(p) &= \frac{\Delta P(p)}{\Delta M(p)} = \frac{P_1\Delta_1 + P_2\Delta_2 + P_3\Delta_3}{\Delta} \Rightarrow \\
&= \frac{\frac{K_3}{T_3 p + 1} \frac{1}{J_u p} + \frac{1}{k_1} \left(1 + \frac{M_{c0}}{\omega_0 \eta_{эф}} \frac{1}{J_u p}\right) - \frac{1}{J_u p} \frac{k_2}{k_1}}{1 + \frac{M_{c0}}{\omega_0 \eta_{эф}} \frac{1}{J_u p} + \frac{2P_0 K}{\omega_0 \eta_{эф}} \frac{1}{J_u p} \frac{K_3}{T_3 p + 1}}. \quad (3.32)
\end{aligned}$$

После преобразований уравнение (3.32) переписывается:

$$\begin{aligned}
W_y(p) &= \frac{\Delta P(p)}{\Delta M(p)} \Rightarrow \\
&= \frac{p^2(k_2 J_u \omega_0 \eta_{эф} T_3) + p(J_u \omega_0 \eta_{эф} - k_2 \omega_0 \eta_{эф}) + \omega_0 \eta_{эф} K_3 k_1 + M_{c0}}{p^2(k_1 J_u \omega_0 \eta_{эф} T_3) + p(k_1 J_u \omega_0 \eta_{эф}) + k_1 M_{c0} + 2P_0 K K_3}. \quad (3.33)
\end{aligned}$$

Принимая в качестве установившихся значений номинальные параметры экструдера при шприцевании резиновой смеси 4НК-971 и подставив численные значения параметров в (3.33), перепишем передаточную функцию в окончательном виде:

$$W_y(p) = \frac{\Delta P(p)}{\Delta M(p)} = 26 \frac{0,015 p^2 + 0,17 \delta + 1}{0,037 p^2 + 0,023 \delta + 1}.$$

Анализ показывает, что характеристическое уравнение данной системы имеет два левых комплексно-сопряженных корня $p_1 = -0,31 + j5,17$ и $p_2 = -0,31 - j5,17$. Это означает, что переходный процесс изменения давления при скачке момента на входе системы имеет затухающий колебательный характер. Расчётная кривая переходного процесса на рис.3.5 указывает на большую длительность процесса установления давления на выходе экструдера, достигающую (15-16) с. Данное свойство следует признать недостатком агрегата, способным привести к снижению производительности и получению большого объема некачественного экструдата.

Слабо демпфированный вид переходного процесса ставит задачей коррекцию существующей системы автоматического управления. Было показано, что процесс экструзии протекает при взаимном влиянии большого числа переменных, характеризующих с одной стороны физико-химические, а с другой – механические свойства перерабатываемой смеси. Сложность коррекции системы объясняется невозможностью отдельного рассмотрения одной из сторон этого процесса.

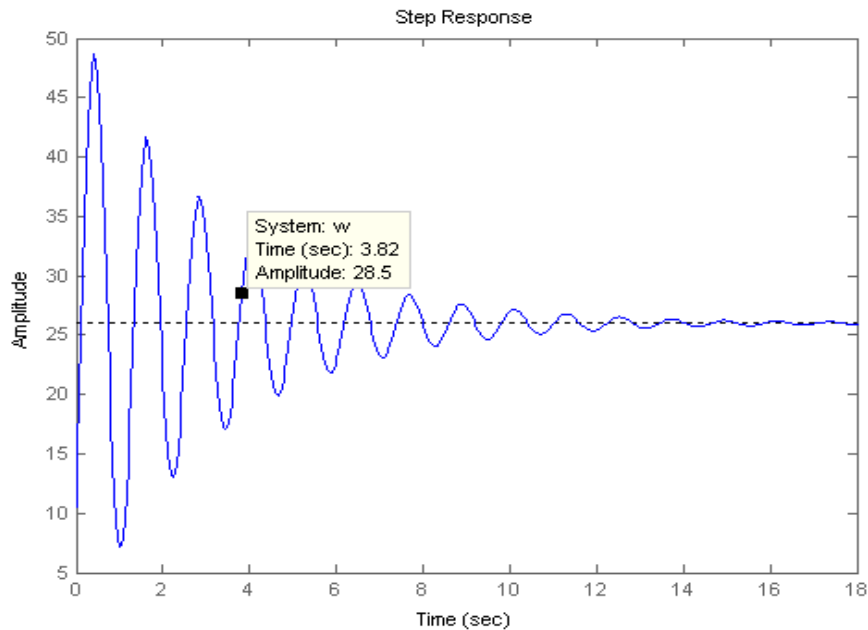


Рис. 3.5. Переходный процесс обработки скачка момента на входе системы «экструдер-нагрузка»

Данное затруднение преодолевается разработкой полной математической модели комплекса «электропривод-экструдер-продукт», имеющей доступ к управляющим воздействиям на входе электропривода. Общую схему такой модели можно получить путем объединения полученной структурной схемы экструдера и системы электропривода с передаточной функцией $W_{эл}(p)$ и датчиком обратной связи k_{occ} . Механическая часть системы образована кинематической цепью «ротор двигателя – редуктор – червяк». Анализ показывает, что не смотря на разветвлённость этой цепи, демпфирующие свойства перерабатываемой смеси позволяют считать кинематические связи бесконечно жесткими [3]. В этой связи указанный объект допустимо представить в виде одномассовой системы с суммарным, приведенным к валу двигателя моментом инерции J_{Σ} . Тогда связь между скоростью двигателя и скоростью вращения червяка будет определять коэффициент передачи редуктора k_p . Аналогичным образом посредством k_p определяется связь между приводным моментом ΔM и моментом на валу червяка $\Delta M_{ш}$.

С учётом выше изложенного, полная структурная схема объекта приобретает вид рис.3.6 [33].

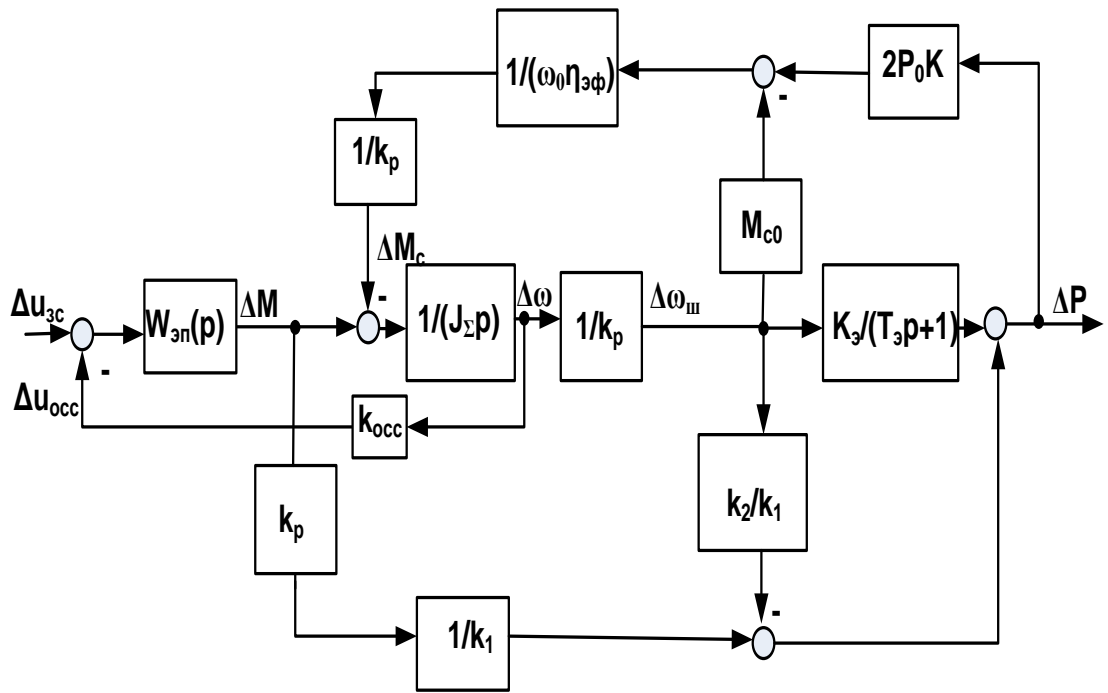


Рис. 3.6. Полная структурная схема системы «электропривод-экструдер-продукт»

3.3. Методика исследования устойчивости экструдера как нелинейного объекта управления

Как отмечалось, проблема изучения динамики экструзионного процесса связана с присутствием нелинейных звеньев в структурной схеме, что существенно затрудняет аналитическое исследование переходных процессов в реальных условиях «больших отклонений» переменных. Кроме отмеченного выше, нелинейность обусловлена наличием в формуле производительности таких величин, как вязкость и индекс течения, которые для аномальновязких жидкостей являются переменными величинами. Присутствие в обратной связи блока перемножения делает систему существенно нелинейной. В этой связи оценка устойчивости объекта в условиях меняющихся параметров процесса экструзии точными методами не представляется возможным. Очевидно так же, что поставленная задача поддержания постоянства давления смеси в рабочей зоне экструдера не может быть решена без рассмотрения более общей

проблемы сохранения устойчивости в нелинейной системе. Обзор существующих подходов к оценке устойчивости подобных объектов позволяет остановиться на использовании метода фазовых траекторий и метода точечных преобразований [18, 45].

Применение метода фазовых траекторий можно показать на примере системы второго порядка с неоднозначной характеристикой нелинейного звена (рис. 3.7,а). Как показано в [18], характеристика переключения и фазовая траектория этой системы имеет вид (см. рис.3.7,б).

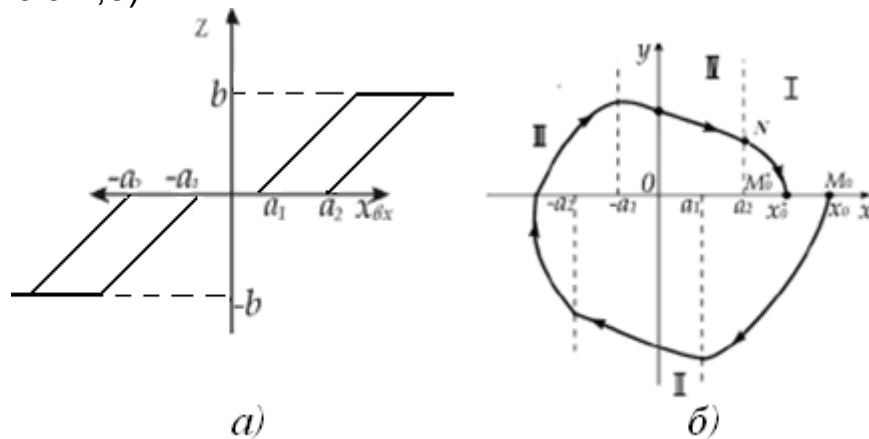


Рис. 3.7 Пример использования метода точечных преобразований для исследования устойчивости нелинейной системы

Применение метода фазовых траекторий позволяет задаться начальным положением рабочей точки на оси x , а затем представить её дальнейшие перемещения, обусловленные меняющимся коэффициентом передачи нелинейного элемента. При этом фазовую траекторию можно поделить на отдельные участки цикла (I, II, III, IV). Допустим, что начальное положение изображающей точки системы $M_0(x(0))$, где $x(0) = x_1$. В результате движения по соответствующим траекториям изображающая точка в конце цикла снова приходит на полуось $+x$ в точку $M_0^*(x^*(0))$, где $x^*(0) = x_2 < x_1$. Если при любых значениях $x(0)$ оказывается, что x_2 всегда меньше x_1 , то система имеет затухающий и потому устойчивый переходный процесс. И наоборот, соотношение $x_2 > x_1$ будет говорить о расходящемся и потому неустойчивом переходном процессе с возможностью повторения движений (автоколебаний) в предельном цикле.

В отличие от рассмотренного, графоаналитический метод точечных преобразований позволяет выяснить условия устойчивости без необходимости построения фазовых траекторий $[y = dx/dt; x]$. Так как положения точек $M_0(x(0))$ и $M_0^*(x^*(0))$ определяются при $y=0$, изменения координаты $\Delta x = x_2 - x_1$ зависят исключительно от начальных значений координаты $x(0)$, не требуя вычисления производной

$y=dx/dt=0$. При наличии двух взаимосвязанных характеристик движения системы, зависящих от начальных условий $x_1(x(0))$ и $x_2(x(0))$, анализ сводится к отысканию так называемых функций последования точки M_0 в последующие точки M_0^* , графическое изображение которых образует лестничную диаграмму Ламерея[8]. Диаграмма строится в виде двух кривых, отражающих указанные функции. В этом случае по вертикальной оси диаграммы откладываются значения искомой координаты на условном «входе» x_1 и «выходе» x_2 процесса. Их равенство свидетельствует о стационарном (установившемся) режиме. По горизонтальной оси откладывается либо тот же параметр, но в другой временной фазе, либо определяющий (другой) параметр x_0 , от которого зависят как x_1 , так и x_2 . Изобразив диаграмму в виде двух кривых (рис. 3.8), можно получить решение так называемых прямой и обратной задач.

Прямая задача имеет место при анализе системы. Суть построений сводится к отысканию значений $x_1=x_2=x$ в точке установившегося режима $x_{0уст}$. Для этого необходимо задаться параметрами процесса, после чего рассчитать и построить функции последования на графике $x_1(x_0)$ и $x_2(x_0)$.

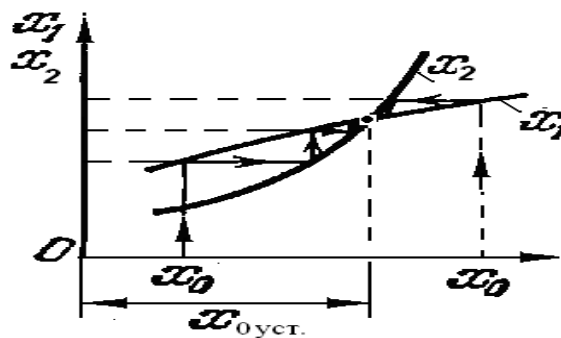


Рис. 3.8. Диаграмма Ламерея в виде функций последования с устойчивым предельным циклом

Обратная задача способна решить вопросы синтеза системы. Для этого предлагается отложить по вертикальной оси уровень установившегося значения переменных $x_1=x_2$ и построить график для первой функции последования $x_1(x_0)$. Тогда появляется возможность представить расположение второй функции последования $x_2(x_0)$, которая должна располагаться под соответствующим углом и пересекать первую кривую на указанном уровне.

Применительно к экструдеру данный метод позволяет оценить устойчивость «в большом» по изменению давления и, соответственно, производительности на выходе экструдера. Используя аналогию между работой экструдера и процессом заполнения резервуара с одновременным сливом и подачей жидкости, можно построить динамическую модель экструзии, в которой изменение

условий входа приводит к изменению соотношения между длиной зоны загрузки и длиной зоны дозирования. Основное уравнение динамики процесса может быть записано в форме [102,104]:

$$V = \int_0^{\tau} Q_s(\tau) d\tau - \int_0^{\tau} Q_o(\tau) d\tau, \quad (3.34)$$

где V – запас материала, образующийся в начале цилиндра в зоне загрузки, $Q_s(\tau)$ – мгновенная производительность зоны загрузки, представленная в функции времени; $Q_o(\tau)$ – мгновенная производительность зоны дозирования, так же представленная в функции времени. Следовательно, скорость изменения запаса равна [102]:

$$dV/d\tau = Q_s(\tau) - Q_o(\tau). \quad (3.35)$$

Очевидно, что в установившемся режиме течения смеси объем поступающего материала равен объему материала, выходящего из формующей головки. Тогда установившийся режим течения смеси можно охарактеризовать условием:

$$Q_s(\tau) = Q_o(\tau), \quad dV/d\tau = 0. \quad (3.36)$$

Представляя цилиндр с вращающимся червяком источником поступающей в систему смеси, а головку – источником выходного материала, условие (3.36) можно переписать

$$Q_q(\tau) = Q_z(\tau), \quad dV_z/d\tau = 0. \quad (3.37)$$

Производительности указанных участков экструдера зависят соответственно от величин давлений, развиваемых на входе червяка и выходе формующей головки (см. (3.7)

$$Q_r(P) = K_g \frac{P(M)}{\eta_{\text{эф}}}, \quad (3.38)$$

$$\begin{aligned} Q_q(P) &= \frac{\pi^2 D^2 k_n h_{cp} N \sin \varphi \cos \varphi}{2} \left(1 - \frac{ie}{t}\right) F_a \Rightarrow \\ &\Rightarrow - \frac{\pi^2 k_o D h_{cp}^3 \varphi \sin^2 \varphi P}{12 \eta_{\text{эф}} L} \left(1 - \frac{ie}{t}\right) F_p. \end{aligned} \quad (3.39)$$

В свою очередь, давление может быть выражено как:

$$P(M) = \frac{M - k_2 \omega}{k_1}. \quad (3.40)$$

Тогда (3.38) и (3.39) с учетом (3.40) переписутся:

$$Q_z(M) = K_g \left(\frac{M - k_2 \omega}{k_1} \right) \frac{1}{\eta_{\text{эф}}}, \quad (3.41)$$

$$Q_u(M) = \frac{\pi^2 D^2 k_n h_{cp} \omega \sin \varphi \cos \varphi}{2} \left(1 - \frac{ie}{t}\right) F_a \Rightarrow$$

$$\Rightarrow - \frac{\pi^2 k_o D h_{cp}^3 \varphi \sin^2 \varphi}{12 \eta_{эф} L} \frac{M - k_2 \omega}{k_1} \left(1 - \frac{ie}{t}\right) F_p. \quad (3.42)$$

Таким образом, наблюдается наличие двух взаимосвязанных характеристик движения системы $Q_{\bar{a}}(M_c)$ и $Q_{\bar{z}}(M)$, зависящих от начальных условий. Анализ устойчивости в такой системе может быть проведен упомянутым методом точечных преобразований [33].

Задаваясь начальным значением момента, развиваемого червяком, а затем, проецируя рабочую точку с одной характеристики на другую, можно получить ряд значений производительностей в переходном процессе. Подставим численные значения параметров и, считая, что привод экструдера развивает момент, равный статическому моменту, получим ступенчатую диаграмму Ламерея, отражающую процесс изменения производительности в переходном режиме (рис. 3.9, а). Аналогичная диаграмма может быть построена и для кривых давления. В этом случае, в качестве функции последования следует принять выражение (3.40), определяющее связь крутящего момента и давления на выходе червяка $P_{\psi}(M)$.

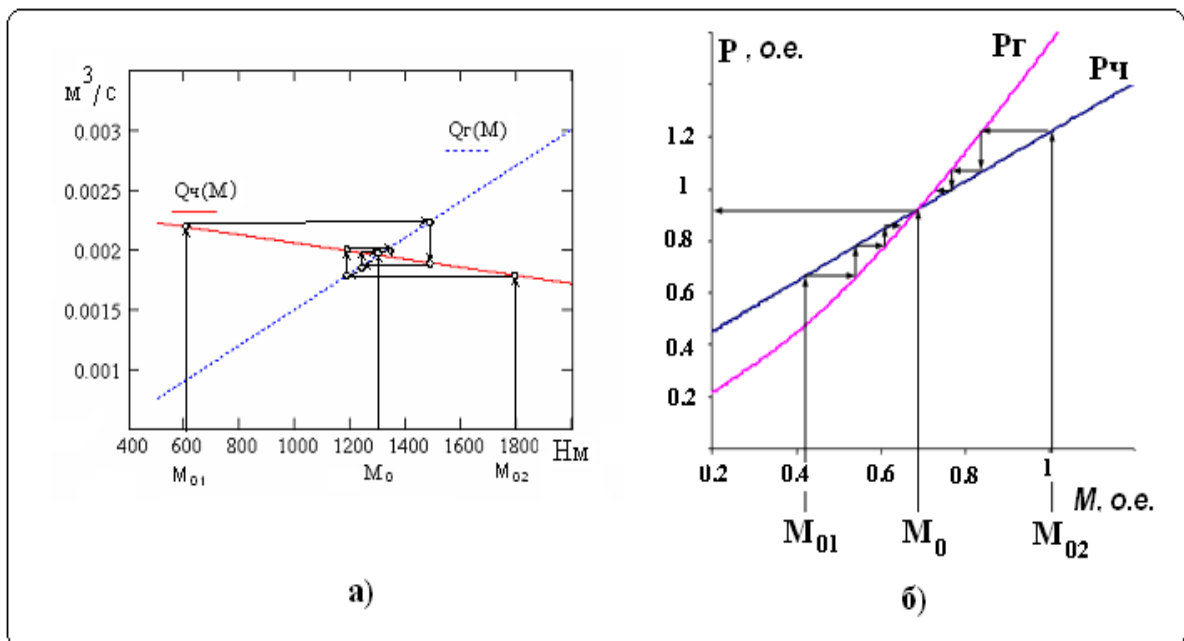


Рис.3.9. Функции последования экструдера: а) в виде кривых производительностей, б) в виде кривых давления

В качестве выражения, определяющего связь крутящего момента с противодавлением $P_2(M)$ следует принять (3.24) при условии, что крутящий момент, развиваемый приводом, равен статическому моменту нагрузки. Тогда диаграмма примет вид, показанный на рис.3.9,б. На диаграмме отчетливо прослеживается нелинейность кривой противодавления P_2 . Видно, что при любом начальном значении момента M_{0i} переходные процессы сходятся, то есть стремятся к завершению в точке пересечения M_0 . Точка пересечения кривых свидетельствует об устойчивости системы. Физически это соответствует равенству поступающего и выходящего из системы потоков экструдата. Последнее обеспечивает равенство давления, развиваемого червяком и давления смеси, образующемуся в формующей головке, приводящее к установлению режима работы экструдера с выполнением условия (3.36). Очевидно, что условие пересечения кривых последования, порождающее явление самовыравнивания системы, зависит от углов наклона характеристик к оси абсцисс на рис. 3.9:

$$\gamma_x = \frac{\partial Q_{\dot{z}}}{\partial \dot{I}}, \gamma_{\bar{A}} = \frac{\partial Q_{\bar{a}}}{\partial \dot{I}} . \quad (3.43)$$

Не трудно проверить, что в случае $\gamma_{\bar{A}} < \gamma_x$ переходные процессы сходятся, то есть стремятся к завершению в точке пересечения. Если же по каким-либо причинам наклон характеристики $Q_{\dot{z}}$ увеличится, то будет наблюдаться расходящийся процесс. Это может произойти в случае снижения вязкости, в следствие повышения температуры и снижения давления смеси. Так как, производительность головки зависит от выходного давления смеси, то резкое повышение или снижение давления может повлечь рост или снижение производительности головки и, следовательно привести к потере устойчивости течения экструдата.

Таким образом, учитывая зависимость давления от скорости и момента червяка для каждого индивидуального типа выпускаемого протектора существует M_0 с установившимися значениями Q и P , которые являются оптимальными с точки зрения качества продукта. Учёт пропорциональной зависимости приводного момента и давления на выходе рабочего цилиндра при анализе устойчивости должен учитывать влияние скорости вращения червяка. В этом случае функции последования становятся зависящими от двух переменных:

$$Q_{\dot{z}} = f_1(M, \omega); \quad Q_r = f_2(M, \omega) . \quad (3.44)$$

В этом случае диаграмма Ламерея (рис. 3.5) принимает трёхмерный (объёмный) вид двух взаимопересекающихся поверхно-

стей. Кривая, полученная пересечением указанных поверхностей, будет представлять множество точек с координатами $(\omega_{ш}; M_{ш})$, соответствующими установившемуся режиму. Таким образом, осуществление параметрической оптимизации с большим числом варьируемых параметров получает корректное графоаналитическое решение в виде трехмерной диаграммы Ламерея (рис. 3.10).

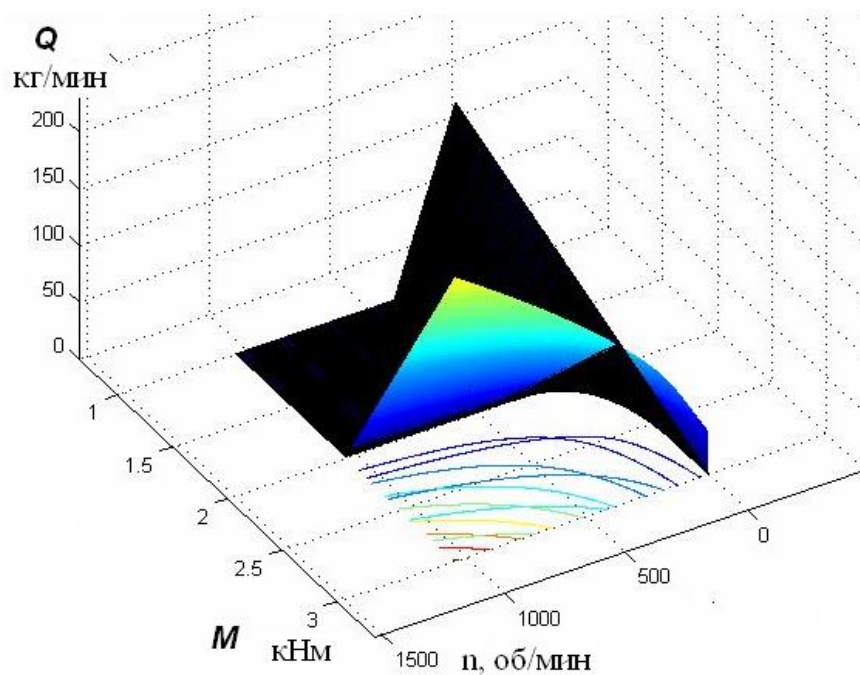


Рис.3.10. Трёхмерная диаграмма взаимосвязи переменных Q, M, n экструдера

4. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЭКСТРУДЕРА С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

4.1. Обоснование необходимости векторного управления в экструзионном процессе

Одним из основных результатов оптимизации экструзионного процесса послужил вывод о возможности повышения качества продукта при сохранении высокой производительности и минимальном энергопотреблении. Главным инструментом решения этого комплекса задач может служить современный частотно-регулируемый электропривод. Было показано, что повышение качества продукта экструзии требует поддержания постоянства давления смеси на выходе формующей головки, что в условиях меняющейся нагрузки может быть обеспечено лишь за счёт отдельного регулирования момента и скорости вращения рабочего вала машины. В отличие от остальных вариантов исполнения электропривода, таким свойством обладает частотно-регулируемый асинхронный электропривод с векторным управлением.

Анализ механических характеристик универсальных экструдеров указывает на существование участков, где регулирование происходит при постоянстве статического момента нагрузки $M_c \approx \text{const}$ (1-я зона) или при постоянстве потребляемой мощности $P_c = \text{const}$ (2-я зона). Причем в зависимости от технологических режимов переработки переход из одной зоны в другую возможен лишь в условиях отдельного управления скоростью и моментом универсального электропривода. Как показали исследования червячных машин [33,77], требования к постоянству выходного давления смеси могут быть удовлетворены при следующих показателях качества [44,68,71]:

- колебания статического момента при переходном процессе не должны превышать 25 % от установившегося номинального значения момента двигателя;
- точность поддержания момента приводного двигателя не должна превышать 2%;
- относительная точность стабилизации частоты вращения червяка в статическом и динамическом режиме работы не должна быть ниже 0,1%.

Работа электроустановок в химически агрессивной среде шинного производства и требования к надежности привода со стороны технологического процесса делают применение электроприводов

на основе асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором безальтернативным. При наиболее высоких требованиях к асинхронному электроприводу в статических и динамических режимах работы в широком диапазоне регулирования скоростей желателен переход к "непосредственному" управлению моментом АД.

Принцип формирования электромагнитного момента в АД вытекает из свойств обобщенной электрической машины [112,113]. При вращении координатных осей (x,y) в перпендикулярной к оси вала плоскости (рис. 4.1) фазовые сдвиги между напряжениями, токами и потокосцеплениями АД будут определять пространственные углы между их векторами. Во вращающейся системе координат (x,y) коэффициенты взаимной индукции становятся независимыми от положения осей реальных обмоток и потому электромагнитные процессы описываются дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами [21,66,67,116].

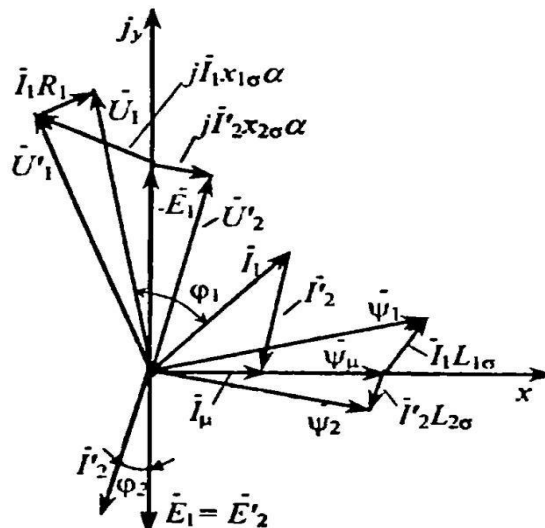


Рис. 4.1. Векторная диаграмма асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

Согласно векторной диаграмме рис. 4.1, среднюю потребляемую за период вращения мощность АД можно получить в результате скалярного произведения векторов тока и напряжения статора:

$$P = \frac{3}{2} \bar{U} \cdot \bar{I}, \quad (4.1)$$

где коэффициент $3/2$ учитывает число фаз АД и связь действующего значения каждой переменной с её амплитудным значением. Согласно векторной диаграмме (рис. 4.1)

$$\bar{U}_1 = \bar{E}_1 + \bar{I}_1 R_1 = j\alpha\omega_0 \bar{\Psi}_1 + \bar{I}_1 R_1, \quad (4.2)$$

где \bar{E}_1 - вектор ЭДС, наводимой в статоре потокосцеплением $\bar{\Psi}_1$.

С учетом (4.2) имеем:

$$P_{ЭМ} = \frac{3}{2} \alpha \omega_{0H} [\overline{\Psi}_1 \times \overline{I}_1]. \quad (4.3)$$

Таким образом, электромагнитная мощность определится как векторное произведение потокосцепления и тока статора, откуда электромагнитный момент АД также определяется векторным произведением потокосцепления и тока статора

$$\overline{M} = \frac{P_{ЭМ} p}{\alpha \omega_{0H}} = \frac{3}{2} p |\overline{\Psi}_1| |\overline{I}_1| \sin(\overline{\Psi}_1 \wedge \overline{I}_1) = \frac{3}{2} p [\overline{\Psi}_1 \times \overline{I}_1]. \quad (4.4)$$

Из векторной диаграммы АД следует:

$$\left. \begin{aligned} \overline{\Psi}_1 &= \overline{\Psi}_\mu + L_{1\sigma} \overline{I}_1 = L_1 \overline{I}_1 + L_\mu \overline{I}_2; \\ \overline{\Psi}_2 &= \overline{\Psi}_\mu + L_{2\sigma} \overline{I}_2 = L_2 \overline{I}_2 + L_\mu \overline{I}_1, \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

где $L_1 = L_{1\sigma} + L_{12}$, $L_2 = L_{2\sigma} + L_{12}$ - полные индуктивности цепей статора и ротора АД. С учетом (4.5) можно получить ряд дополнительных соотношений, определяемых выбором коэффициента С в зависимости от векторов а и b (табл. 4.1) в выражении электромагнитного момента АД, представленного в общем виде [95,103]:

$$\overline{I} = \frac{3}{2} p \tilde{N} (\overline{a} \times \overline{b}). \quad (4.6)$$

В таблице 4.1 $\tilde{n}_1 = \frac{L_\mu}{L_1}$, $\tilde{n}_2 = \frac{L_\mu}{L_2}$, $\sigma = 1 - \tilde{n}_1 \tilde{n}_2$ - соответственно коэффициенты электромагнитной связи статора и ротора и коэффициент рассеяния.

Таблица 4.1

Коэффициенты электромагнитной связи

		\overline{b}				
		$\overline{\psi}_1$	\overline{I}_1	$\overline{\psi}_2$	\overline{I}_2	$\overline{\psi}_\mu$
\overline{a}	$\overline{\psi}_1$	0	1	$c_1 c_2 / \sigma L_\mu$	-c1	-
	\overline{I}_1	-1	0	-c2	-L $_\mu$	-1
	$\overline{\psi}_2$	$c_1 c_2 / \sigma L_\mu$	c2	0	-1	-
	\overline{I}_2	c1	L $_\mu$	1	0	1
	$\overline{\psi}_\mu$	-	1	-	-1	0

Таким образом, для управления электромагнитным моментом асинхронной машины необходимо изменять ортогональные составляющие векторов тока [21,98,99,116]. Такое формирование потокосцепления и момента электрической машины может быть обеспечено в системе векторного управления АД, которая имеет ряд преимуществ в сравнении с другими системами управления АД :

- возможность независимого регулирования момента и скорости в диапазоне не менее 1:10000, что позволяет реализовать сформулированные выше оптимальные алгоритмы в условиях изменения статического момента от режима холостого хода до режима стопорения;

- плавное регулирование двигателя в области малых частот с сохранением момента вплоть до нулевой скорости, что особенно важно при выпуске крупногабаритных заготовок на основе синтетического каучука;

- высокая точность поддержания скорости с компенсацией скольжения, обеспечивающая стабильную скорость шприцевания при низких скоростях вращения червяка;

- оптимальный режим работы двигателя при минимуме потерь, в том числе за счет регулирования тока намагничивания.

4.2. Работа асинхронного двигателя в режиме векторного управления

Формирование момента АД в соответствии с (4.4) и табл. 4.1 возможно за счет воздействия на абсолютные значения векторов потокосцеплений $\overline{\psi}_1, \overline{\psi}_2, \overline{\psi}_\mu$, токов $\overline{I}_1, \overline{I}_2$ и фазовых сдвигов между ними. Для иллюстрации примем в качестве регулируемых величин $\overline{\psi}_\mu, \overline{I}_1$. (см. рис. 4.2) . Диаграмма рис. 4.2 указывает на идентичность процессов в машинах переменного и постоянного токов [21,99]. В частности видно, что потокосцепление $\overline{\psi}_\mu$ определяется током намагничивания $\overline{I}_\mu = \overline{I}_1 + \overline{I}_2'$ в системе координат, ориентированной по $\overline{\psi}_\mu$, причем составляющие I_{1x} и I_{1y} определяют модуль потокосцепления:

$$\left| \overline{\psi}_\mu \right| = L_\mu (I_{1x} + I_{2x}) . \quad (4.7)$$

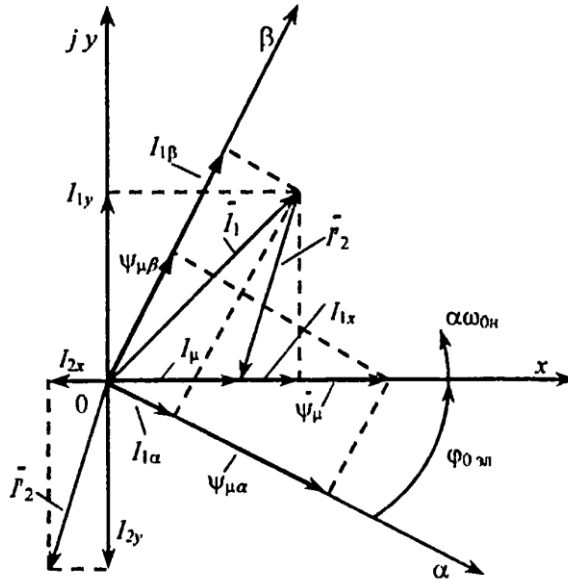


Рис. 4.2. Векторная диаграмма АД при ориентации координатной системы по потокосцеплению $\overline{\Psi}_\mu$

Данный параметр может быть определен измерением составляющих $\Psi_{\mu\alpha}$ и $\Psi_{\mu\beta}$ в неподвижной системе координат (α, β)

$$\overline{\Psi}_\mu = \overline{\Psi}_{\mu\alpha} + \overline{\Psi}_{\mu\beta} \quad (4.8)$$

При этом модуль потокосцепления определится

$$|\overline{\Psi}_\mu| = \sqrt{\Psi_{\mu\alpha}^2 + \Psi_{\mu\beta}^2}, \quad (4.9)$$

а угол между осями (α, β) неподвижной системы координат и осями (x, y) системы координат, вращающейся с синхронной скоростью $\alpha\omega_0$. Составляющие вектора \overline{I}_1 в системе координат (α, β) могут быть определены через токи фаз статора I_A, I_B, I_C , согласно обратным преобразованиям Кларка

$$I_{1\alpha} = I_A - \frac{1}{2}(I_B + I_C); \quad I_{1\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2}(I_B - I_C). \quad (4.10)$$

Используя обратное преобразование, можно определить проекции вектора статорного тока $I_{1\alpha}, I_{1\beta}$ в системе координат (x, y)

$$I_{1x} = I_{1\alpha} \cos \varphi_{0.\dot{y}\ddot{e}} + I_{1\beta} \sin \varphi_{0.\dot{y}\ddot{e}}; \quad I_{1y} = -I_{1\alpha} \sin \varphi_{0.\dot{y}\ddot{e}} + I_{1\beta} \cos \varphi_{0.\dot{y}\ddot{e}}. \quad (4.11)$$

Полученные проекции являются сигналами постоянного тока и не зависят от частоты питания АД. С учетом этого система векторного управления может строиться аналогично системе управления двигателем постоянного тока (ДПТ). При этом составляющая I_{1x} тока статора определяет потокосцепление Ψ_μ (магнитный поток ДПТ),

а составляющая I_{1y} определяет момент АД (подобно току якоря ДПТ) [95,100].

Более простую систему управления можно реализовать, если в качестве опорного вектора принять потокосцепление ротора $\overline{\Psi}_2$. Согласно векторной диаграмме рис. 4.4, эта система имеет два канала, один из которых служит для управления потокосцеплением ротора, а второй – для регулирования его скорости.

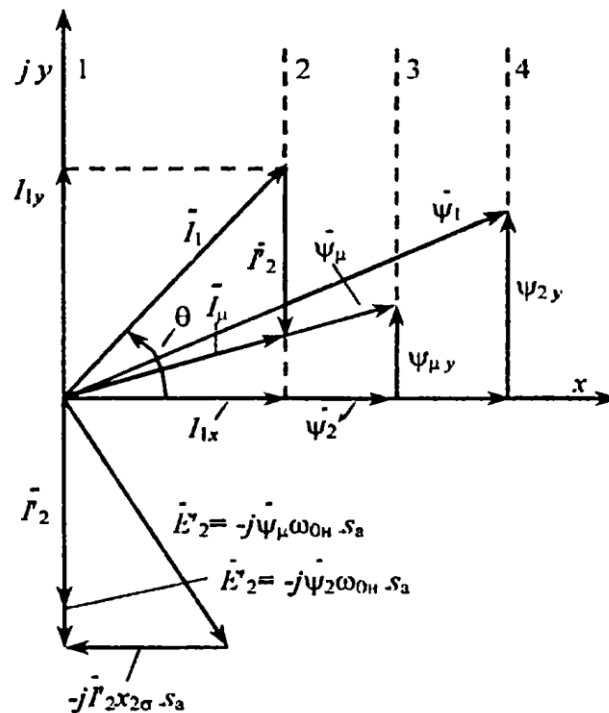


Рис. 4.3. Векторная диаграмма АД при ориентации по вектору потокосцепления ротора $\overline{\Psi}_2$

Для электромагнитных процессов в роторе имеем:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{2x} &= L_2 I_{2x} + L_\mu I_{1x} = \Psi_2; \\ \Psi_{2y} &= L_2 I_{2y} + L_\mu I_{1y} = 0; \\ I_{2x}' &= 0; \\ I_{2y}' &= -\Psi_2 \omega_{0H} s_a / R_2'. \end{aligned} \right\} \quad (4.12)$$

В установившемся режиме вектор тока ротора \overline{I}_2' перпендикулярен вектору $\overline{\Psi}_2$, а составляющие тока статора определяются:

$$I_{1x} = \frac{\Psi_2}{L_\mu}; \quad I_{1y} = \frac{\Psi_2}{L_\mu} T_2 \omega_{0H} s_a, \quad (4.13)$$

где s_a - абсолютное скольжение, $T_2 = L_2 / R_2'$ – постоянная времени цепи ротора. В двигательном режиме вектор тока статора

$$\overline{I_1} = \frac{\overline{\Psi_2}}{L_\mu} (1 + jT_2 \omega_{0i} s_a) \quad (4.14)$$

опережает вектор потокосцепление ротора Ψ_2 на угол

$$\theta = \text{arctg}(T_2 \omega_{0i} s_a). \quad (4.15)$$

Таким образом, электромагнитный момент АД определен взаимодействием ортогональных составляющих потокосцепления ротора $\psi_2 = \psi_{2x} = L_\mu I_{1x}$ и тока статора I_{1y} . При стабилизации $\overline{\Psi_2}$, как и при стабилизации $\overline{\Psi_\mu}$, система векторного управления будет подобна системам управления ДПТ, где составляющая I_{1x} тока статора определяет потокосцепление Ψ_2 (магнитный поток ДПТ), а составляющая I_{1y} определяет момент АД (подобно току якоря ДПТ). Управляя координатами Ψ_2 и I_{1y} , можно обеспечить косвенное управление выходным давлением экструдера, за счет отдельного управления скоростью и крутящим моментом червяка.

4.3. Работа системы ПЧ-АД при питании от источника напряжения

Функциональная схема системы на основе автономного инвертора напряжения с прямой ориентацией по вектору потокосцепления ротора представлена на рис. 4.5 [21,95,106]. Система имеет два внешних контура регулирования модулем вектора потокосцепления ротора и угловой скоростью двигателя. Имеется два подчиненных внутренних контура регулирования тока I_{1x} и I_{1y} в ортогональных осях (x,y) системы, вращающейся синхронно с полем двигателя. Сигнал задания $|\Psi_2|$ формируется вычислительным устройством, использующим математическую модель двигателя с реальными параметрами двигателя. Сигнал задания скорости подается на вход задатчика интенсивности, формирующего требуемый темп изменения скорости. Для управления электромагнитным моментом двигателя на выходе регулятора скорости (РС) используется блок ограничения момента БОМ, а для поддержания постоянства момента введен блок деления (БД). Сигналы задания токов I_{1xz} , I_{1yz} формируются соответственно на выходах регулятора потокосцепления (РП) и блока деления БД. Данные сигналы сравниваются с текущими составляющими токов статора I_{1x} , I_{1y} , поступающими с датчиков тока на входы регуляторов тока РТ_x и РТ_y, выходные сигналы ко-

торых определяют задания напряжения статора U_{1x3} и U_{1y3} в системе координат (x, y) . Координатное преобразование $(\alpha, \beta) \rightarrow (x, y)$ осуществляется с помощью вектор-фильтра ВФ и преобразователя КП1 в соответствии с выражениями:

– для ВФ имеем:

$$|\overline{\Psi}_2| = \sqrt{\Psi_{2\alpha}^2 + \Psi_{2\beta}^2}, \cos \varphi_{0y\ddot{e}} = \frac{\Psi_{2\alpha}}{|\overline{\Psi}_2|}, \sin \varphi_{0y\ddot{e}} = \frac{\Psi_{2\beta}}{|\overline{\Psi}_2|}, \quad (4.16)$$

где $\varphi_{0y\ddot{e}}$ - угол поворота относительно статора в осях (x, y) ;

– для КП1 запишем:

$$U_{1\alpha} = U_{1x} \cos \varphi_{0y\ddot{e}} - U_{1y} \sin \varphi_{0y\ddot{e}}; U_{1\beta} = U_{1x} \sin \varphi_{0y\ddot{e}} + U_{1y} \cos \varphi_{0y\ddot{e}}. \quad (4.17)$$

В преобразователе фаз (ПФ) формируются трехфазные синусоидальные сигналы, определяющие частоту и амплитуду напряжения питания статорных обмоток, в соответствии с [106,114,116]:

$$U_{1a} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{1\alpha}; U_{1b} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(-\frac{1}{\sqrt{3}} U_{1\alpha} + U_{1\beta} \right); U_{1c} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(-\frac{1}{\sqrt{3}} U_{1\alpha} - U_{1\beta} \right). \quad (4.18)$$

Поворот вектора магнитодвижущей силы статора на угол $\varphi_{0y\ddot{e}}$ осуществляет блок КП2, в соответствии с выражениями (4.11). Блок БК на схеме рис. 4.4 осуществляет компенсацию сигналов перекрестных обратных связей E_{1x} и E_{1y} в системе дифференциальных уравнений (4.22). Без учета их влияния выражения связи между напряжениями и токами статорной цепи в осях (x, y) запишутся:

$$\left. \begin{aligned} U_{1x}(p) &= R_{1y}(1 + T_{1y}\delta)I_{1x}(p); \\ U_{1y}(p) &= R_{1y}(1 + T_{1y}\delta)I_{1y}(p). \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

Тогда с учетом (4.19) можно записать передаточные функции между составляющими сигналов задания U_{1x3} и U_{1y3} и тока статора I_{1x} и I_{1y} :

$$\left. \begin{aligned} W_{пх} &= \frac{I_{1x}(p)}{U_{1x3}(p)} = \frac{k_n}{T_n p + 1} \frac{1}{R_{1\alpha}(1 + T_{1\alpha}p)}; \\ W_{пy} &= \frac{I_{1y}(p)}{U_{1y3}(p)} = \frac{k_n}{T_n p + 1} \frac{1}{R_{1\beta}(1 + T_{1\beta}p)}. \end{aligned} \right\} \quad (4.20)$$

Здесь k_n – эквивалентный статический коэффициент передачи, T_n – эквивалентная постоянная времени цепи управления преобразователем.

Обобщенная линеаризованная схема электропривода с учетом соотношений, (4.16) – (4.20) приведена на рис. 4.5. Синтез регуляторов в системах электропривода наиболее часто осуществляется методом стандартных настроек на модульный (МО) или симмет-

ричный (СО) оптимум. Считается, что разомкнутый контур регулирования, настроенный на модульный оптимум должен иметь передаточную функцию вида:

$$W(p)_{\text{н}} = \frac{1/k_{oc}}{a_i T_\mu p(T_\mu p + 1)}, \quad (4.21)$$

где T_μ – малая некомпенсируемая постоянная времени апериодического звена, a_m – коэффициент настройки на модульный оптимум, $a_m=1\dots 4$, стандартное значение $a_m=2$, k_{oc} коэффициент обратной связи [95,99].

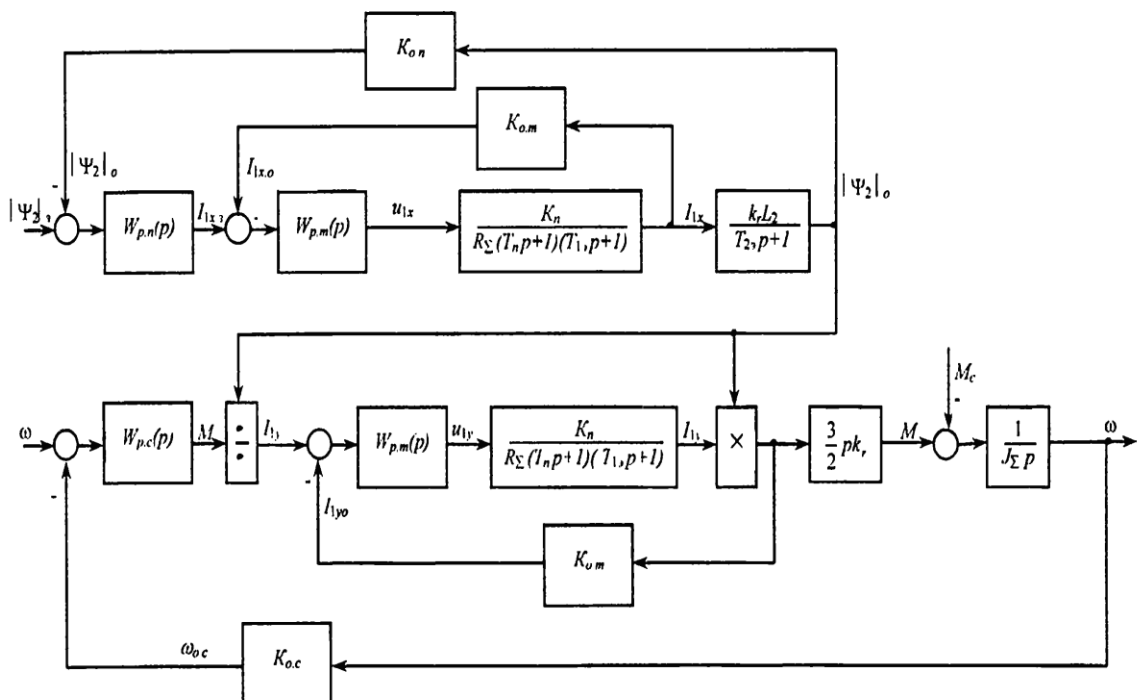


Рис. 4.4. Структурная схема системы ПЧ-АД при ориентации координат (x, y) по потокосцеплению ротора

При этом замкнутый контур регулирования с единичной обратной связью получает передаточную функцию

$$W(p)_{\text{н}} = \frac{1}{a_i T_\mu^2 p^2 + a_i T_\mu p + 1}, \quad (4.22)$$

обеспечивая следующие показатели качества регулирования: время переходного процесса $t_{\text{пн}}=8,4 \cdot T_\mu$, время нарастания $t_n = 4,7 \cdot T_\mu$, время первого максимума $t_m=4,3 \cdot T_\mu$, перерегулирование $\sigma = 4,4\%$; число колебаний $n=1$. На частоте среза $\omega_n = 1/(2T_\mu)$ запас по фазе составляет $\Delta\varphi=64$ электрических градуса, что вполне достаточно для сохранения устойчивости системы. Так как струк-

турная схема векторной системы подобна структуре двухзонного регулирования скорости привода постоянного тока, то при настройке контуров регулирования векторной системы целесообразной является настройка на модульный оптимум. Канал потокосцепления ротора состоит из регулятора потока $W_{РП}$, регулятора тока $W_{РТ}$ и преобразователя частоты в виде инерционного звена первого порядка. Объектом управления во внутреннем контуре тока I_{1x} является обмотка статора. Канал регулирования скорости ротора состоит из регулятора скорости $W_{РС}$, регулятора тока $W_{РТ}$ и преобразователя частоты в виде инерционного звена первого порядка. (см. табл. 4.2).

Таблица 4.2

Динамические параметры

Контур	Передачная функция	Описание объекта
Контур тока I_{1x}	$\frac{K_n}{T_n p + 1}$	Преобразователь частоты
	$\frac{1/R_{I_2}}{T_{I_2} p + 1}$	Обмотка статора. Инерционное звено первого порядка
Контур потока	$\frac{K_r \cdot L_r}{\dot{O}_2 \cdot p + 1}$	Обмотка ротора. Инерционное звено первого порядка
Контур тока I_{1y}	$\frac{1/R_{I_2}}{T_{I_2} p + 1}$	Обмотка статора. Инерционное звено первого порядка
Контур скорости	$3/2 \cdot p_{\pi} \cdot k_r$	Конструктивный коэффициент
	$\frac{1}{J_{\Sigma} \cdot p}$	Механическая часть. Интегрирующее звено

4.4 Синтез регуляторов в системе векторного управления

Для определения параметров регуляторов необходимо рассчитать схему замещения АД рис.4.6.

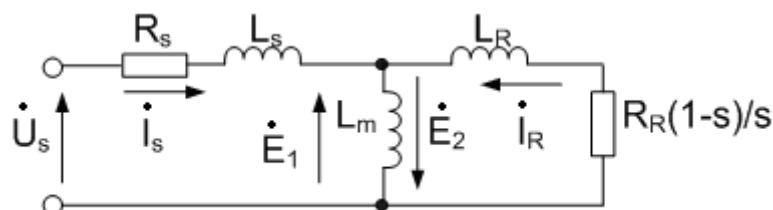


Рис. 4.6. Т-образная схема замещения АД

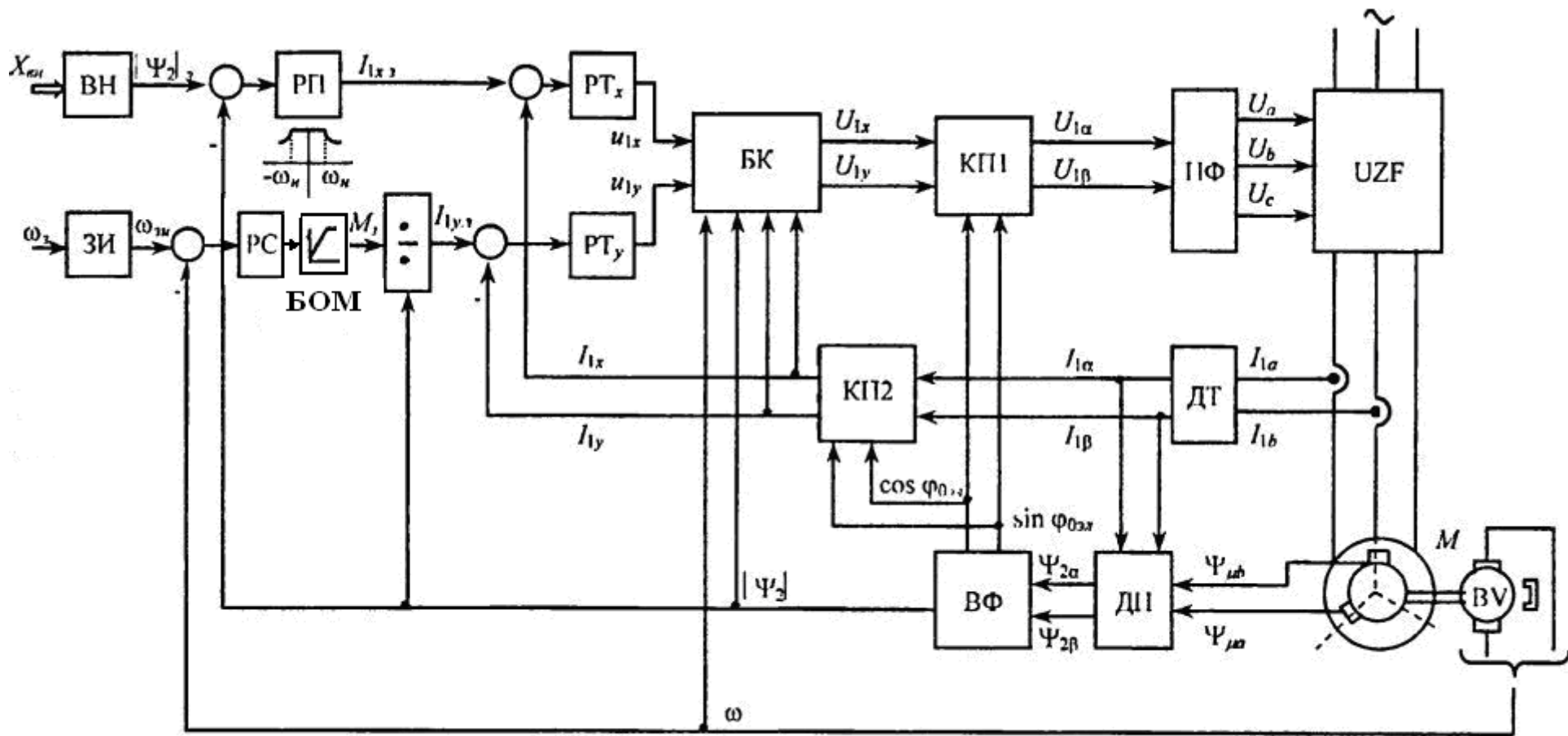


Рис. 4.5. Функциональная схема системы векторного управления, ориентированной по $|\Psi_2|$ с непосредственным измерением потока

Для этого воспользуемся системой исходных дифференциальных уравнений АД в символической форме записи [97,98,99,100]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_S &= R_S \cdot \dot{I}_S + \frac{d\dot{\psi}_S}{dt} + j\omega_{0эл} \cdot \dot{\psi}_S; \\ \dot{U}_R &= R_R \cdot \dot{I}_R + \frac{d\dot{\psi}_R}{dt} + j(\omega_{0эл} - p_{II} \cdot \omega) \cdot \dot{\psi}_R; \\ \dot{\psi}_S &= L_S \cdot \dot{I}_S + L_m \cdot \dot{I}_R; \\ \dot{\psi}_R &= L_m \cdot \dot{I}_S + L_R \cdot \dot{I}_R, \end{aligned} \right\} \quad (4.23)$$

где \dot{U}_S - напряжение на статоре;

R_S - активное сопротивление статора;

\dot{I}_S - ток статора;

$\dot{\psi}_S$ - потокосцепление статора;

$\omega_{0эл}$ - угловая частота вращения магнитного поля статора;

\dot{U}_R - напряжение ротора;

R_R - активное сопротивление ротора;

\dot{i}_R - полный ток ротора;

$\dot{\psi}_R$ - потокосцепление ротора;

p_I - число полюсов;

ω - угловая частота вращения ротора;

L_m - взаимная индуктивность между статором и ротором;

L_S - полная индуктивность фазы статора, $L_S = L_m + L_{1\delta}$;

где $L_{1\delta}$ - индуктивность рассеяния обмотки статора;

L_R - полная индуктивность фазы ротора, $L_R = L_m + L_{2\delta}$;

где $L_{2\delta}$ - индуктивность рассеяния обмотки ротора.

Методика [63] позволяет с достаточной степенью точности определить параметры схемы замещения асинхронной машины на основе каталожных данных. Погрешность расчета параметров не превосходит 15%, что является вполне допустимым условием. Для расчета регуляторов и составляющих модели необходимо задаться базисными значениями координат электропривода [112,113]:

$U_{\dot{a}} = \sqrt{2}U_{\delta} = \sqrt{2} \frac{U_i}{\sqrt{3}}$ амплитудное значение номинального фазного

напряжения обмотки статора, В;

$I_{\dot{a}} = \sqrt{2}I_i$ - амплитудное значение номинального тока обмотки статора, А;

$\omega_{r.\dot{a}} = \frac{\omega_0}{p_n}$ - угловая частота вращения ротора, с⁻¹;

$M_{\dot{a}} = K_{\dot{e}\delta} \frac{D_i}{\omega_{r.\dot{a}}}$ - электромагнитный момент, Н·м.

Проекции токов рассчитываются:

$$I_{1\alpha\dot{a}} = I_{1\alpha} = I_{\dot{a}} \sqrt{\left(\frac{-R_s \sin \varphi - X_s \cos \varphi}{X_m} \right)^2 + \left(\frac{X_s \sin \varphi + R_s \cos \varphi - \frac{U_i}{I_i}}{X_m} \right)^2};$$

$$I_{1\beta\delta} = I_{1\beta} = I_{\delta} \sqrt{\left(\cos \varphi - \frac{-R_s \sin \varphi - X_s \cos \varphi}{X_m} \right)^2 + \left(-\sin \varphi - \frac{X_s \sin \varphi + R_s \cos \varphi - \frac{U_H}{I_H}}{X_m} \right)^2};$$

$I_{1\alpha\dot{a}} = I_{1\alpha}$ - ток в канале потокосцепления двигателя;

$I_{1\beta\dot{a}} = K_{\dot{e}\delta} \cdot I_{1\beta}$ - ток в канале скорости двигателя,

где $K_{кр}$ - отношение критического момента к номинальному.

$\psi_{2\dot{a}} = \psi_2 = L_m \cdot I_{1\alpha}$ - потокосцепление ротора, Вб.

Синтез регулятора тока. Запишем передаточную функцию разомкнутого контура стабилизации тока:

$$W_{раз.тока}(p) = W_{pm}(p) \cdot \frac{k_n}{T_n \cdot p + 1} \cdot \frac{1/R_{1\dot{y}}}{T_{1\dot{y}} \cdot p + 1}, \quad (4.24)$$

где $k_i = \frac{U_{\dot{a}}}{U_{\delta \dot{n}max}}$ коэффициент передачи преобразователя по напря-

жению; $R_{1\dot{y}} = R_s + K_r^2 R_r$ - результирующее активное сопротивление фазы двигателя. Примем максимальное напряжение регулятора скорости $U_{pc \max} = 10$ В, $T_n = 0,001$ с – постоянная времени преобразователя

$T_n = 0,001$ с., постоянная времени статорной цепи $T_{1\dot{y}} = \sigma \frac{L_s}{R_{1\dot{y}}}$.

Тогда желаемая передаточная функция разомкнутого контура стабилизации тока запишется [100]:

$$W_{\alpha \cdot \delta \hat{a} \zeta \cdot \delta i \hat{e} \hat{a}}(p) = \frac{1 / \hat{E}_{i \cdot \delta}}{\hat{a}_{\delta} T_{\mu} \delta (T_{\mu} \delta + 1)}; \quad (4.25)$$

где $T_{\mu} = T_{\pi} = 0,001$ с.;

$K_{o.t.}$ – коэффициент обратной связи по току.

Принимая в соответствие с настройкой регулятора на модульный оптимум $a_{\tau} = 2$, получаем передаточную функцию регулятора тока

$$W_{\delta \delta}(p) = \frac{1 / \hat{E}_{i \cdot \delta}}{\hat{a}_{\delta} T_{\hat{i}} \delta (T_{\hat{i}} \delta + 1)} \cdot \frac{T_{\hat{i}} \delta + 1}{\hat{e}_{\hat{i}}} \cdot \frac{T_{1\hat{y}} \delta + 1}{1 / R_{1\hat{y}}} = \frac{T_{1\hat{y}} \delta + 1}{T_{\hat{e}i} p}; \quad (4.26)$$

$$\text{где } T_{\hat{e}i} = \frac{\hat{E}_{i \cdot \delta} \cdot \hat{a}_{\delta} T_{\hat{i}} \hat{e}_{\hat{i}}}{R_{1\hat{y}}}.$$

Синтез регулятора потока. Запишем передаточную функцию разомкнутого контура стабилизации потока:

$$W_{\delta \hat{a} \zeta \cdot \delta i \hat{e} \hat{a}}(p) = W_{\delta \hat{i}}(p) \cdot W_{\zeta \hat{a} i \cdot \delta i \hat{e} \hat{a}}(p) \cdot \frac{K_r \cdot L_r}{T_2 \cdot \delta + 1}, \quad \text{где } T_2 = \frac{L_r}{R_r}. \quad (4.27)$$

Передаточная функция замкнутого контура регулирования тока:

$$W_{\zeta \hat{a} i \cdot \delta i \hat{e} \hat{a}}(p) = \frac{W_{\delta \hat{a} \zeta \cdot \delta i \hat{e} \hat{a}}(p)}{1 + W_{\delta \hat{a} \zeta \cdot \delta i \hat{e} \hat{a}}(p) \cdot K_{o.\delta}} = \frac{1 / \hat{E}_{i \cdot \delta \cdot 1}}{\hat{a}_{\delta} T_{\hat{i}} \delta + 1}, \quad (4.28)$$

где $K_{i \cdot \delta \cdot 1} = \frac{U}{I_{1\hat{a} \hat{a}}} \frac{\delta \hat{n}_{\max}}{\delta \hat{n}_{\max}}$ – коэффициент обратной связи по току в контуре потокосцепления.

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура стабилизации потока:

$$W_{\text{ж.раз.тока}}(p) = \frac{1 / K_{o.n.}}{a_m a_n T_{\mu c} p (T_{\mu c} p + 1)}, \quad (4.29)$$

где $K_{i \cdot i} = \frac{U}{\psi_2} \frac{\delta \hat{n}_{\max}}{\delta \hat{n}_{\max}}$ – коэффициент обратной связи по потоку.

По условиям высокого быстродействия и малого перерегулирования настраиваем контур потокосцепления на модульный оптимум. Принимаем в соответствии с настройкой регулятора на МО $a_{\tau} = 2$, $a_{\pi} = 2$, $T_{\mu \hat{c}} = \hat{a}_{\hat{i}} \cdot \hat{O}_{\hat{i}}$, $T_{un} = K_{o.n.} 4T_n L_m / K_{o.m.1}$. Получаем передаточную функция регулятора:

$$\begin{aligned} W_{pn}(p) &= \frac{1 / K_{o.n.}}{a_m a_n p (2T_n p + 1)} \cdot \frac{2T_n p + 1}{1 / K_{o.m.1}} \cdot \frac{T_2 \cdot p + 1}{K_r \cdot L_r} \Rightarrow \\ &\Rightarrow \frac{K_{o.m.1} (T_2 \cdot p + 1)}{4T_n p K_{o.n.} L_r} = \frac{T_2 \cdot p + 1}{T_{un} p}. \end{aligned} \quad (4.30)$$

Синтез регулятора скорости. Запишем передаточную функцию разомкнутого контура стабилизации скорости [100]:

$$W_{раз.скорости}(p) = \frac{1}{|\psi_2| \cdot K_{o.n.}} \cdot W_{pc}(p) \cdot W_{зам.тока}(p) \cdot |\psi_2| \cdot \frac{3}{2} \cdot p_n \cdot k_r \cdot \frac{1}{J_\Sigma \cdot p}. \quad (4.31)$$

Передаточная функция замкнутого контура регулирования тока:

$$W_{зам.тока}(p) = \frac{W_{раз.тока}(p)}{1 + W_{раз.тока}(p) \cdot K_{o.m.}} = \frac{1/K_{o.m.2}}{a_m T_n p + 1}, \quad (4.32)$$

где $K_{o.t.2}$ – коэффициент обратной связи по току в контуре регулирования момента, $K_{o.m.2} = U_{pcmax} / I_{1\beta\bar{0}}$. Желаемая передаточная функция разомкнутого контура стабилизации скорости:

$$W_{жел.кc}(p) = \frac{1/K_{oc}}{a_T T_{\mu c} p (T_{\mu c} p + 1)}, \quad (4.33)$$

где $T_{\mu c} = a_c T_n$ – некомпенсированная постоянная времени, $a_c = 2$, $a_T = 2$ в соответствии с настройкой регулятора на МО, K_{oc} – коэффициент обратной связи по скорости. Результаты расчета параметров регуляторов сведены в табл. 4.3. Передаточная функция регулятора скорости определится

$$\begin{aligned} W_{PC}(p) &= \frac{1/K_{oc}}{2 \cdot 2 \cdot T_n p (T_n p + 1)} \cdot \frac{2 T_n p + 1}{1/K_{ot}} \cdot \frac{2 K_{on} J_\Sigma p}{3 Z_p K_r} \Rightarrow \\ &\Rightarrow = \frac{K_{on} K_{om} J_\Sigma p}{3 Z_p K_r 2 T_n K_{oc}} = K_{pc}. \end{aligned} \quad (4.34)$$

Метод стандартных настроек позволяет произвести синтез регуляторов при помощи простых алгебраических операций с использованием стандартных коэффициентов настроек. Однако, данный метод не позволяет наглядно оценить поведение системы и регуляторов во всем диапазоне рабочих частот.

В отличие от рассмотренного, частотный метод позволяет провести анализ устойчивости системы при желаемых показателях качества управления. Задача решается с использованием асимптотических частотных характеристик. В общем случае расчетная структурная схема замкнутой системы регулирования с единичной обратной связью приводится к стандартному виду рис. 4.7.

Таблица 4.3. Динамические параметры

Контур	Расчет параметров
Контур тока	$k_n = \frac{310,27}{10} = 31,027;$ $R_{1\dot{y}} = 0,01 + 0,967^2 \cdot 0,0103 = 0,0196 \text{ Ом};$ $T_{1\dot{y}} = 0,05234 \frac{0,0082}{0,0196} = 0,0219 \text{ с.}$
Регулятор тока в контуре потока	$K_{i.\dot{o}.1} = \frac{10}{208,759} = 0,0479;$ $T_{ui} = \frac{0,0479 \cdot 2 \cdot 0,001 \cdot 31,027}{0,0196} = 0,152 \text{ с.}$ $W_{pm}(p) = \frac{0,0219p + 1}{0,152p}$
Регулятор тока в контуре регулирования момента	$K_{o.m.2} = \frac{10}{489,0279} = 0,02045;$ $T_{ui} = \frac{0,02045 \cdot 2 \cdot 0,001 \cdot 31,027}{0,0196} = 0,0647 \text{ с};$ $W_{pm}(p) = \frac{0,0219p + 1}{0,0647p}.$
Контур потока	$K_{o.n} = \frac{10}{1,676} = 5,967;$ $T_2 = \frac{0,0083}{0,01} = 0,83 \text{ с};$ $T_{ui} = \frac{5,967 \cdot 2 \cdot 0,001 \cdot 0,00803}{0,0479} = 0,004 \text{ с};$ $W_{pm}(p) = \frac{0,83p + 1}{0,004p}$
Контур скорости	$K_{i.\ddot{n}} = \frac{10}{104,72} = 0,0955;$ $K_{pp} = \frac{0,02 \cdot 5,967 \cdot 5,83}{3 \cdot 3 \cdot 0,967 \cdot 2 \cdot 0,001 \cdot 0,0955} = 418,5$

Передаточная функция разомкнутой системы определяется по формуле [100]:

$$W_{раз}(p) = W_{пер}(p)W_{об}(p). \quad (4.35)$$

После замены $p=j\omega$ переход к модульным значениям комплексных коэффициентов усиления позволяет переписать это выражение

$$A_{раз}(\omega) = A_{пер}(\omega)A_{об}(\omega), \quad (4.36)$$

а затем перейти к логарифмическим амплитудно-частотным характеристикам (ЛАЧХ):

$$L_{раз}(\omega) = L_{пер}(\omega) + L_{об}(\omega). \quad (4.37)$$

Задавая желаемый вид ЛАЧХ разомкнутой системы $L_{\text{д\acute{a}с}}(\omega) = L_{\text{в\acute{a}д}}(\omega)$, получим расчетное соотношение для ЛАЧХ последовательного корректирующего звена (регулятора):

$$L_{\text{рег}}(\omega) = L_{\text{жел}}(\omega) - L_{\text{об}}(\omega). \quad (4.38)$$

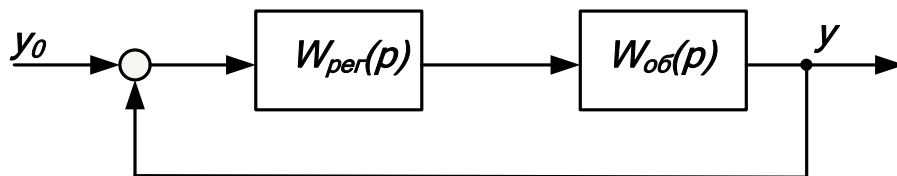


Рис. 4.7. Структурная схема одноконтурной САР скорости: $W_{\text{рег}}(p)$ – передаточная функция регулятора, $W_{\text{об}}(p)$ – передаточная функция объекта

Контур потокосцепления. Передаточная функция объекта управления по току I_{1x} в контуре регулирования потокосцепления совместно с коэффициентом обратной связи по току:

$$W_{\text{об}}(p) = \frac{K_n}{T_n p + 1} \cdot \frac{1/R_{I_2}}{T_{I_2} p + 1} K_{\text{ом}}. \quad (4.39)$$

Полученные ЛАЧХ ($L_{\text{оу.т}}$) и ФЧХ ($\varphi_{\text{оу.т}}$) контура представлены на рис. ПВ.1 (Приложение В). При частоте среза $\omega_c \approx 1260 \text{ с}^{-1}$ фазовая характеристика принимает значение $\varphi \approx 152^\circ$. Определяемый на частоте среза запас устойчивости по фазе должен составлять $\Delta\varphi \geq 40^\circ$. В данном случае этот параметр оказывается неудовлетворительным $\Delta\varphi = \pi - |\varphi(\omega_c)| = 180 - 152 = 28^\circ$. Необходимый запас устойчивости будет обеспечен, если частоту среза скорректированной системы принять равной $\omega_{\text{с жел}} \approx 920 \text{ с}^{-1}$, тогда получим $\varphi \approx 140^\circ$, при этом $\Delta\varphi = 60^\circ$. (см. Приложение В, рис. ПВ.1).

Синтез желаемой ЛАЧХ в среднечастотной области при $\omega = \omega_{\text{с жел}}$ сводится к получению наклона -20 дБ/дек . При этом длина симметрично располагающегося относительно $\omega_{\text{с жел}}$ среднечастотного участка должна составлять не менее $\Delta\omega = (1 \dots 1.5)$ декады. Известно, что при выполнении этого условия можно получить приемлемые для большинства объектов показатели качества регулирования $\sigma \leq 20\%$, $\Delta\omega = 1 \text{ дек}$. [16,18,22].

В области высоких частот ЛАЧХ скорректированной системы и объекта могут совпадать или быть параллельными. В области низких частот вид желаемой ЛАЧХ должен соответствовать интегральному звену, что достигается установкой ПИ-регулятор тока. При указанной коррекции получаем сочетание астатических свойств, обеспечивающих широкий диапазон регулирования при нулевой статической ошибке регулирования, с малой колебательностью и высоким быстродействием в динамических режимах [18].

Численные расчёты позволили получить кривую желаемой ЛАЧХ разомкнутого контура тока I_{1x} , которая на рис. ПВ.1 представлена линией $L_{жел\ t}$. С помощью соотношения (4.38), получена ЛАЧХ регулятора тока $L_{рег\ t}$ с параметрами: $K_{рт} = 0,2$ (-14 дБ), $T_{рт} = 0,11$ с.

Получена передаточная функция регулятора тока:

$$W_{\delta\delta}(p) = \hat{E}_{\delta\delta} + \frac{1}{\dot{O}_{\delta\delta} \delta} = \frac{0,022p + 1}{0,11p}. \quad (4.40)$$

Результирующая ЛАЧХ замкнутой системы представлена на рис.4.10 в виде линии $L_{зам\ t}$. Передаточная функция объекта управления контура потокосцепления совместно с коэффициентом обратной связи по потоку выразится:

$$W_{\dot{i}\dot{i}}(\delta) = \frac{K_r L_r}{T_2 p + 1} \hat{E}_{\dot{i}\dot{i}}. \quad (4.41)$$

Передаточная функция разомкнутой системы регулирования потокосцепления ротора:

$$W_{\delta\dot{i}\dot{i}}(\delta) = W_{\delta\dot{i}}(p) \cdot W_{\dot{i}\dot{i}\delta}(p) \cdot \frac{K_r L_r}{T_2 p + 1} \hat{E}_{\dot{i}\dot{i}}, \quad (4.42)$$

где $W_{rp}(p)$ – передаточная функция регулятора потокосцепления, $K_{оп}$ – коэффициент обратной связи по потокосцеплению (см. табл. 4.5), $W_{зам\ t}(p)$ определяется согласно (4.48). Выражению (4.42) соответствует линия $L_{оу.п}$ на рис. ПВ.2 (Приложение В).

Кривая $L_{оу.п}$ показывает, что система ослабляет прохождение сигналов во всем диапазоне частот. Целью коррекции в этом случае является повышение коэффициента усиления, ведущее к увеличению частоты среза системы. Согласно рекомендациям, выберем желаемую частоту среза $\omega_{с\ жел} \approx 10$ с⁻¹, соответствующую фазе $\varphi \approx -90$ эл. град., при этом запас по фазе будет $\Delta\varphi = 90^\circ$ (см. рис. ПВ.2, Приложение В). Для придания системе заданных динамических свойств, выберем наклон желаемой ЛАЧХ - 20 дБ/дек (линия $L_{жел\ п}$). Тогда, согласно (4.38) получим ЛАЧХ ПИ-регулятора потокосцепления с параметрами $K_{rp} = 15,6$ (24 дБ), $T_{rp} = 0,064$ с. :

$$W_{PI}(p) = K_{pn} + \frac{I}{T_{pn} p} = \frac{0,99p + 1}{0,063p}. \quad (4.43)$$

Контур скорости. Синтез регулятора РТ для внутреннего контура тока I_{1y} аналогичен синтезу регулятора тока I_{1x} . Передаточная функция внутреннего контура тока I_{1y} определяется выражением (4.48) и табл. (4.5). Подставив численные значения и построив ЛАЧХ объекта $L_{оу\ t}$ (см.рис. ПВ.3, Приложение В), получим следующие параметры контура скорости: $\varphi(\omega_c) = 150^\circ$, $\Delta\varphi < 40^\circ$. что может привести к потере устойчивой системы при замыкании обратной связью. Задавшись желаемым видом ЛАЧХ разомкнутой системы $L_{жел\ t}$, определим, согласно (4.47), требуе-

мый вид ЛАЧХ РТ $L_{рег.}$, (рис. ПВ.3, Приложение В). Передаточная функция РТ аналогична (4.49). Подставив численные значения, получим:

$$W_{\delta\delta}(\delta) = 0,39 + \frac{1}{0,079\delta} = \frac{0,031\delta + 1}{0,079\delta}.$$

Согласно табл. 4.4, объект управления в контуре скорости имеет передаточную функцию:

$$W_{\hat{v}}(\delta) = W_{\hat{v}\delta}(p) \cdot \frac{3}{2} Z_p K_r \frac{1}{J_{\Sigma} p} \hat{E}_{\hat{v}}. \quad (4.44)$$

Передаточная функция разомкнутого контура скорости:

$$W_{\delta\delta\hat{v}}(\delta) = W_{\delta\hat{v}}(p) \cdot W_{\hat{v}\delta}(p) \cdot \frac{3}{2} Z_p K_r \frac{1}{J_{\Sigma} p} \hat{E}_{\hat{v}}, \quad (4.45)$$

где $W_{pc}(p)$ – передаточная функция регулятора скорости, K_{oc} – коэффициент обратной связи по скорости (см. табл. 4.5), $W_{замт}(p)$ определяется согласно (4.39). ЛАЧХ и ФЧХ контура скорости представлены на рис.ПВ.4 (Приложение В). Выражению (4.45) соответствует ЛАЧХ $L_{оу с}$. Объект ослабляет прохождение сигналов в рабочей зоне частот. Коррекция в данном случае также заключается в увеличении частоты среза, желаемое значение которой принимается $\omega_{с.жел} \approx 12,5 \text{ с}^{-1}$ при соответствующей фазе $\varphi \approx -100^\circ$ и запасе устойчивости $\Delta\varphi = 80^\circ$. (Приложение В, рис. ПВ.4). Для придания заданных динамических свойств системе выберем наклон желаемой ЛАЧХ в низко- и среднечастотной областях, равный - 20 дБ/дек (линия $L_{жел с}$). Согласно (4.47), получим ЛАЧХ П-регулятора $L_{рег с}$ с $K_{pc} \approx 55$ дБ, что соответствует $K_{pc} = 560$.

Передаточная функция замкнутой системы:

$$W_{\hat{v}\delta\delta}(p) = \frac{W_{\delta\hat{v}}}{1 + W_{\delta\hat{v}}(p)K_{\hat{v}}}. \quad (4.46)$$

Ошибка регулирования скорости от входного воздействия определится:

$$\Delta = \frac{1}{1 + W_{\delta\hat{v}}(p)K_{\hat{v}}} = \frac{1}{1 + W_{\delta\hat{v}}(p) \cdot W_{\hat{v}\delta}(p) \cdot \frac{3}{2} Z_p K_r \frac{1}{J_{\Sigma} p} \hat{E}_{\hat{v}}}. \quad (4.47)$$

Подставив, численные значения получаем:

$$\Delta = \frac{8,91 \cdot 10^{-6} p^4 + 9,3 \cdot 10^{-3} p^3 + 5,45 p^2 + 162,8 p}{8,91 \cdot 10^{-6} p^4 + 9,3 \cdot 10^{-3} p^3 + 5,45 p^2 + 188,4 p + 825,8}.$$

Анализ выражения доказывает способность контура работать в установившемся режиме при $p=0$ без ошибки регулирования $\Delta=0$. Это объясняется тем, что в составе передаточной функции объекта управления в контуре имеется интегрирующее звено. Колебательные свойства системы оцениваются с помощью величины перерегулирования "σ" относительно установившегося значения [16]:

$$\sigma = \frac{h(\infty) - h_{\max}}{h(\infty)} 100\% , \quad (4.48)$$

где $h(\infty)$ - установившееся значение выходной величины, h_{\max} - максимальное значение выходной величины в переходном процессе. Оценить колебания электромагнитного момента в переходном процессе можно по кривой нарастания тока I_{1y} . В данном случае перерегулирование этой координаты не превышает допустимой величины

$$\sigma = \frac{1,05 - 1}{1} 100\% = 5\% < \sigma_{\max} = 25\% .$$

4.5. Моделирование векторной системы управления электроприводом экструдера

Проведём исследование динамических режимов в системе асинхронного электропривода экструдера с векторным управлением. Для этого воспользуемся программой инженерных и научных вычислений MatLab с пакетом расширения визуального схемотехнического моделирования Simulink [19,34,39,41,42,43,50,59,62,86,116]. По удобству графического пользовательского интерфейса, количеству используемых библиотек, разнообразию виртуальных средств регистрации и визуализации результатов моделирования, а так же по достоверности получаемых результатов Simulink выгодно отличается от множества подобных программ.

Пакет Simulink является ядром интерактивного программного комплекса, предназначенного для математического моделирования линейных и нелинейных динамических систем и устройств, представленных своей функциональной блок-схемой. Особенностью системы MatLab/Simulink является способность выполнять операции над векторами или наборами векторов. Векторная обработка данных обеспечивает работу с высокой скоростью вычислений и гарантированной точностью. Для построения функциональной блок-схемы моделируемых устройств имеется библиотека блочных компонентов и удобный редактор блок - схем с реализацией на графическом интерфейсе. Simulink автоматизирует наиболее трудоемкий этап моделирования. Решение системы уравнений, описывающих заданную функциональную схему, происходит в параллельном режиме, обеспечивая наглядный визуальный контроль результата.

Образующие модель блоки, могут быть связаны как по информационному каналу, так и по управлению. Тип связи зависит от типа блока и логики работы модели. Пользователь при составлении модели имеет возможность устанавливать следующие параметры моделирования: а) время моделирования; б) тип и метод решения модели; в) шаг интегрирования решаемых уравнений; г) точность моделирования (по умол-

чанию равная 10^{-6}). На рис.4.8 показана модель системы в пакете Matlab-9. Результаты моделирования в виде переходных процессов отработки скачка задания по скорости и скачке момента нагрузки представлены на рис. 4.9.

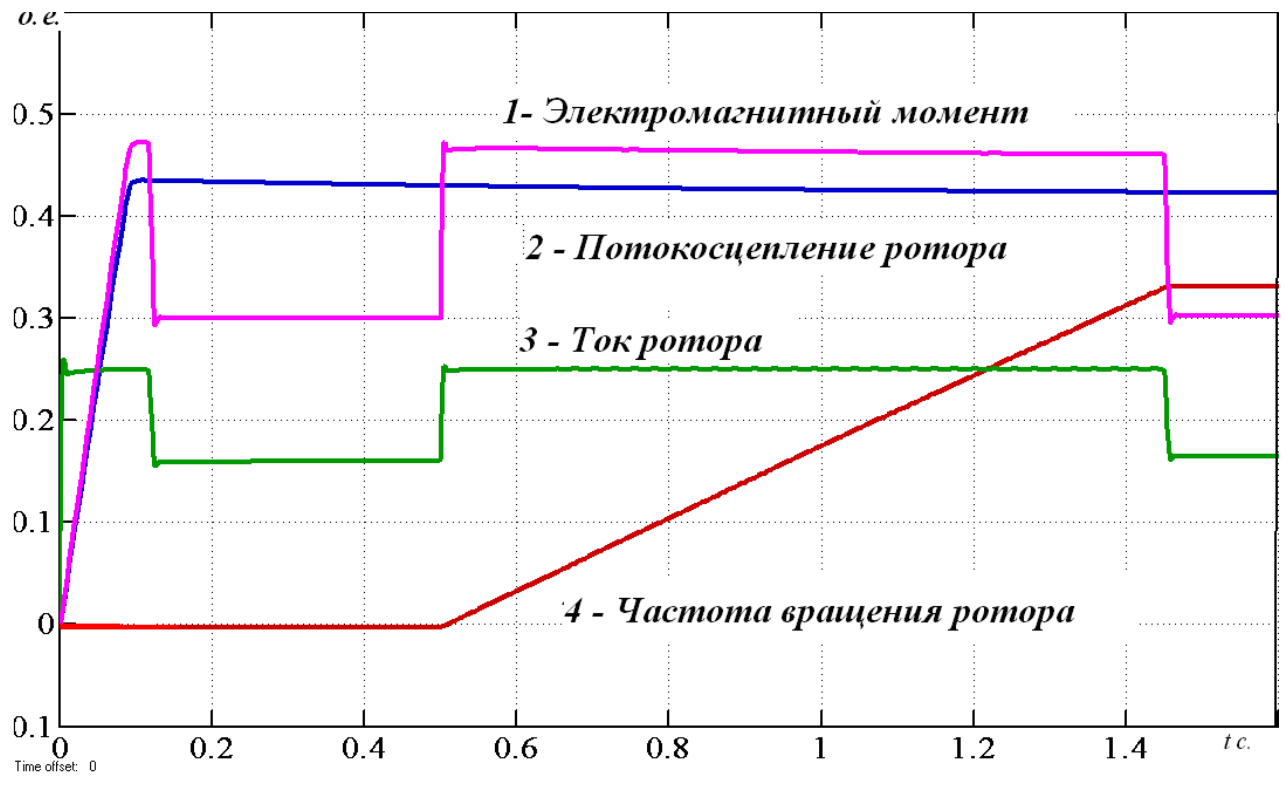


Рис.4.9. Переходные процессы в системе векторного управления АД

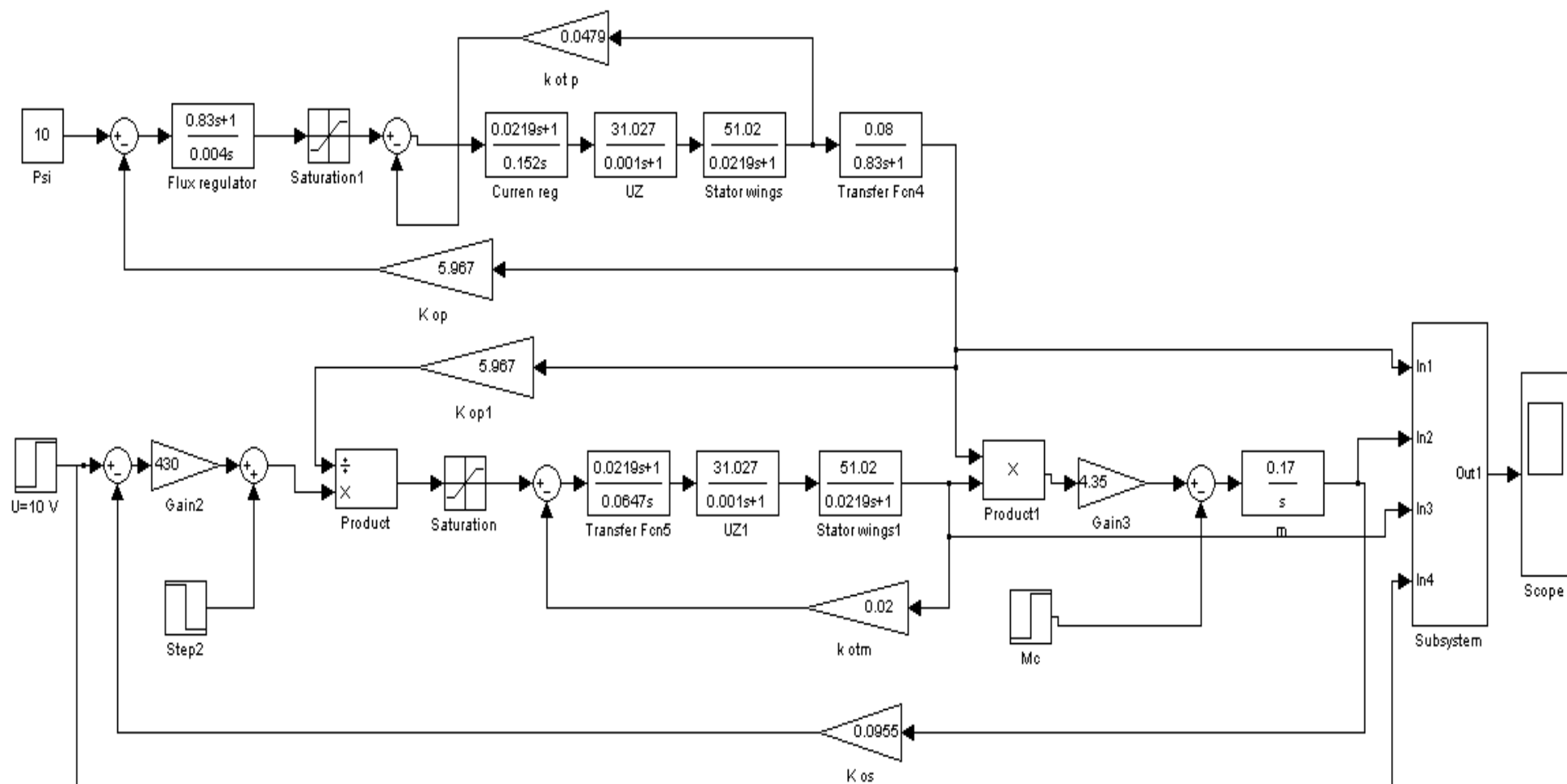


Рис. 4.8. Модель системы векторного управления АД

Образующие модель блоки, могут быть связаны как по информационному каналу, так и по управлению. Тип связи зависит от типа блока и логики работы модели. Пользователь при составлении модели имеет возможность устанавливать следующие параметры моделирования: а) время моделирования; б) тип и метод решения модели; в) шаг интегрирования решаемых уравнений; г) точность моделирования (по умолчанию равная 10^{-6}). На рис.4.8 показана модель системы в пакете Matlab-9. Результаты моделирования в виде переходных процессов отработки скачка задания по скорости и скачке момента нагрузки представлены на рис. 4.9.

Система «Электропривод-экструдер-продукт», смоделированная в программе Matlab/ Simulink 9. представлена на рис. 4.10. Действие противотока в модели учтено введением в схему блока M_c , имитирующего величину статического момента, пропорционального величине выходного давления экструдера. Результаты моделирования приведены на диаграммах рис. 4.11. Как видно из диаграммы переходных процессов, время регулирования давления составляет 6 с, время переходного процесса 10 с. . Векторная система электропривода обеспечивает требуемые показатели качества регулирования скорости и момента приводного двигателя экструдера, а также постоянство оптимальных значений варьируемых параметров процесса экструзии в статическом режиме, чем обеспечивается максимальный уровень качества профилируемых изделий, что подтверждается графиками переходных процессов (рис. 4.11).

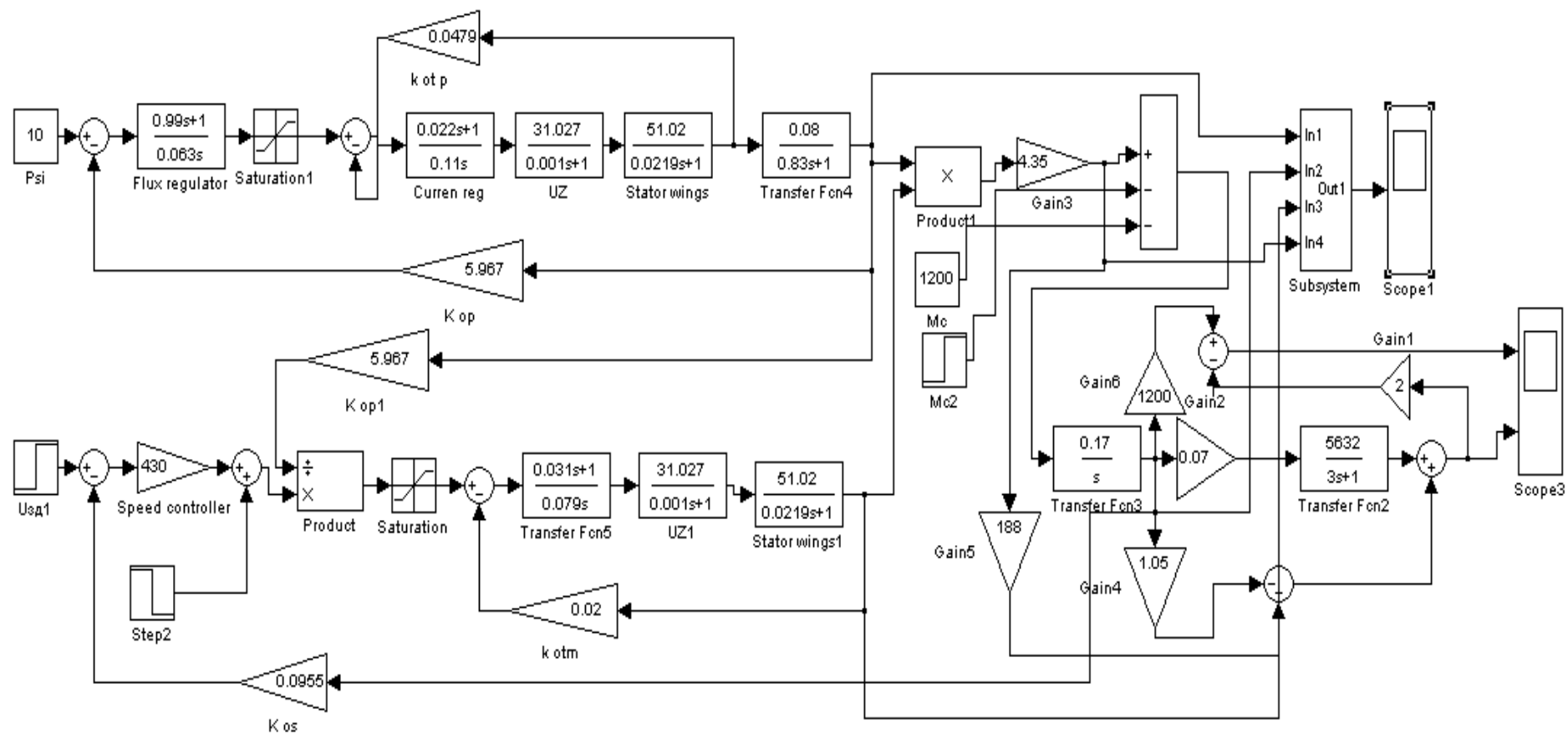


Рис. 4.10. Модель системы «электропривод-экструдер-продукт» на основе векторного управления электроприводом

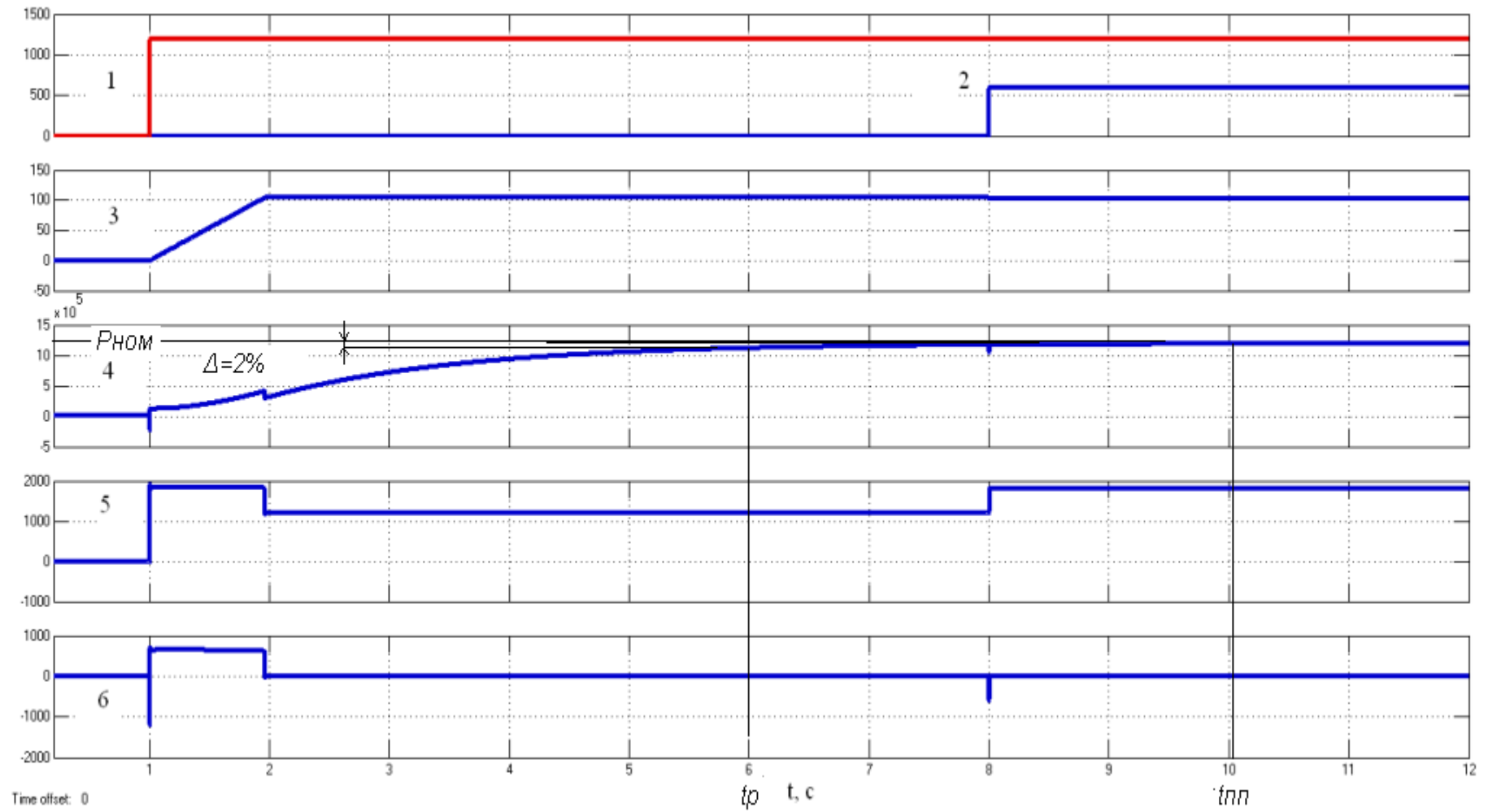


Рис. 4.11. Переходные процессы при пуске электропривода под нагрузкой: 1 – номинальный статический момент, 2 –дополнительный статический момент, имитирующий отклонение момента нагрузки ($0,5 M_{с.ном}$), 3 - частота вращения червяка, 4 - выходное давление смеси, 5-электромагнитный момент привода, 6 – динамический момент.

4.6. Моделирование системы векторного управления электроприводом экструдера с обратной связью по давлению

Поиск путей, ведущих к улучшению качественных показателей экструзионного процесса, указывает на необходимость стабилизации давления расплава на входе формующей головки экструдера. Достижению этой цели способствует ряд усовершенствований, проводимых в цехах подготовительного производства ОАО «Нижекамскшина», направленных на устранение причин скачков питающего напряжения и механических возмущений в кинематических цепях приводов [33]. Смысл этих мероприятий сводился к перестройке алгоритма управления электроприводом, работающим по принципу разомкнутой системы автоматического управления. Результаты предпринятой оптимизации технологического процесса свидетельствуют о необходимости непрерывного контроля давления с помощью постоянно действующей (жёсткой) главной обратной связи по давлению смеси. Данное решение означает переход к принципу автоматического регулирования по отклонению, превращающий частотно-регулируемый электропривод экструдера в замкнутую систему стабилизации давления смеси.

Один из возможных способов решения указанной проблемы состоит в применении датчиков, регистрирующих изменение давления смеси на выходе экструдера. Наиболее широкое применение в практике нашел способ подчиненного выполнения многоконтурной структурной схемы электропривода с несколькими датчиками в цепях обратных связей. Данный способ достаточно просто реализуем на практике в сравнении с применением адаптивных систем управления экструдерами, в которых требуется реализация сложного алгоритма управления в условиях неопределенности параметров объекта управления и внешних возмущений. Как показано в [77,78], для реализации способа применяются специальные датчики, встраиваемые в формующую головку экструдера (рис. 4.12). Выполнение современных высокочувствительных датчиков давления основывается на пьезоэлектрическом эффекте. Конструктивно пьезо-датчик выполняется в виде небольшого "чипа", изменяющего свое электрическое сопротивление при изменении давления со стороны контактирующей с расплавом диафрагмы (см. рис.4.12). Отсутствие зоны нечувствительности, простота конструкции, высокая крутизна и линейность характеристики датчиков данного типа, позволяет получать электрический сигнал даже при незначительных перемещениях измерительной диафрагмы, обуславливая преимущественное распространение пьезо-датчиков по сравнению с датчиками другого типа, оптическими, электромагнитными и т.д. .

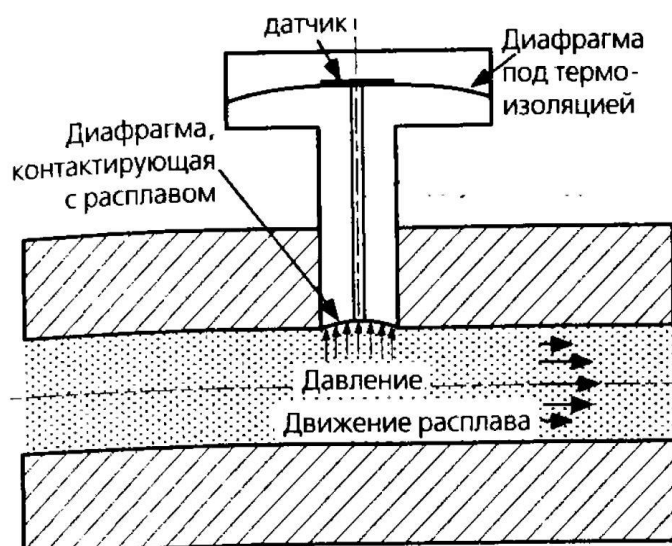


Рис. 4.12. Формующий канал головки экструдера со встроенным датчиком давления

Замкнутые системы регулирования технологических параметров, содержащие в своем составе систему электропривода с подчиненным регулированием координат, имеют широкое практическое применение в качестве приводных систем большинства технологических агрегатов и зарекомендовали себя как надежные системы в условиях действующего производства автомобильных шин. Таким образом, для получения требуемых статических и динамических характеристик требуется разработка замкнутой системы регулирования давления. Общая структурная схема замкнутой системы регулирования давления приведена на рис. 4.13. Система управления включает в себя объект управления (экструдер) $W_{\text{э}}(p)$, регулятор давления $W_{\text{рд}}(p)$, замкнутую по скорости систему электропривода $W_{\text{эп}}(p)$, механическую передачу (редуктор) k_p и датчик обратной связи $k_{\text{осд}}$. Выходной переменной экструдера является давление, от которой зависит производительность и качество экструдата.

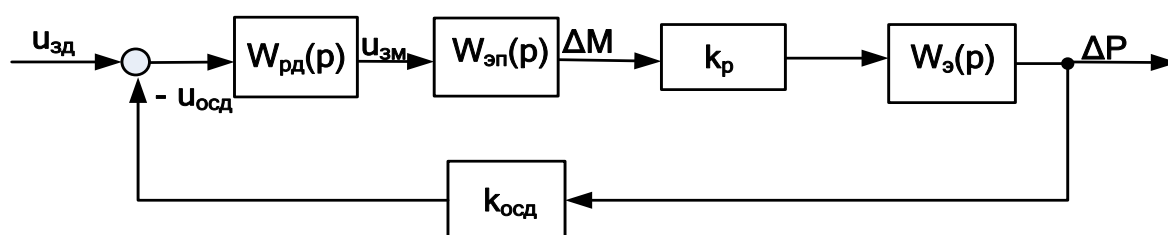


Рис. 4.13. Замкнутая система регулирования давления: $u_{\text{зд}}$ – сигнал задания давления, $u_{\text{осд}}$ – сигнал обратной связи по давлению, $u_{\text{зд}}$ – сигнал задания момента

Развернутая структурная схема замкнутой системы регулирования давления, построенная на основе линеаризованной схемы экструдера, приведена на рис. 4.14. Система имеет в составе замкнутую по скорости систему электропривода с передаточной функцией $W_{\text{эп}}(p)$, механи-

ческую передачу (редуктор) с коэффициентом передачи k_p , объект управления (экструдер), датчик обратной связи по давлению $k_{осд}$, регулятор давления $W_{рд}(p)$.

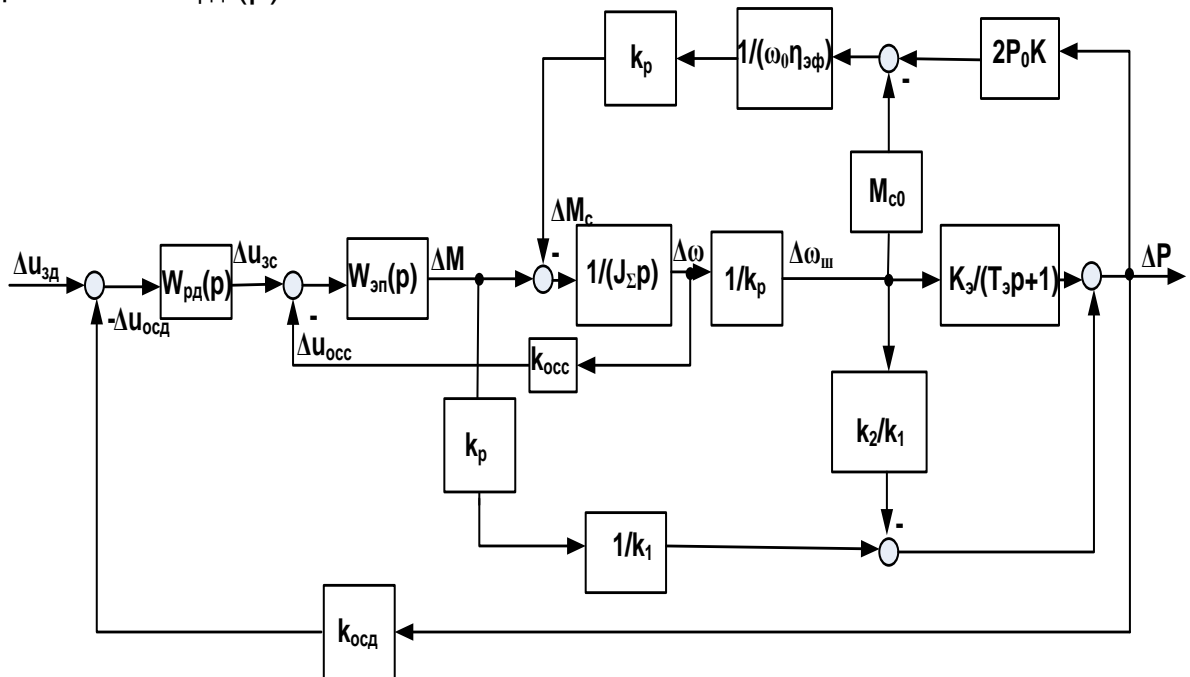


Рис. 4.14 . Линеаризованная структурная схема замкнутой системы «электропривод-экструдер-продукт»

Для определения передаточной функции объекта регулирования системы представим структурную схему в виде сигнального графа (рис. 4.15), воспользовавшись описанной ранее методикой Мэйсона.

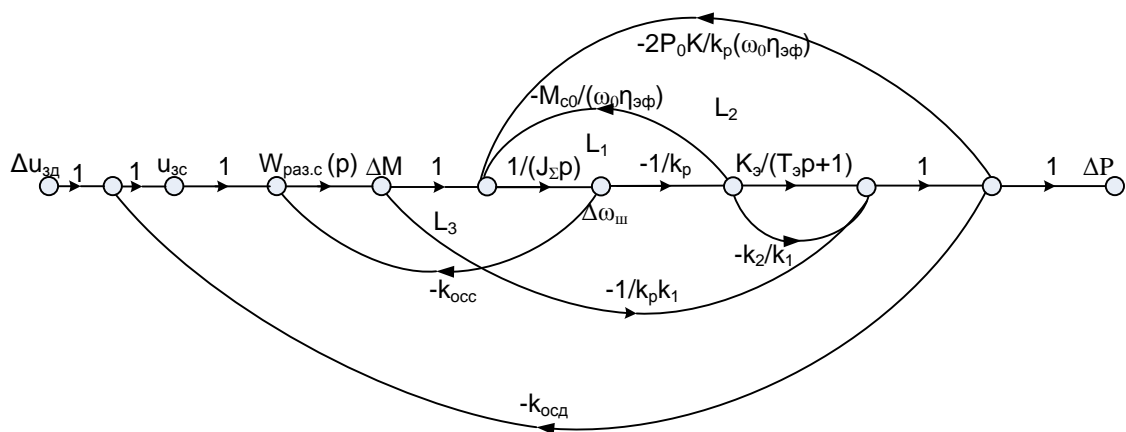


Рис. 4.15. Сигнальный граф замкнутой системы регулирования давления смеси на выходе экструдера

Для удобства вычислений примем, что входным сигналом является сигнал задания скорости $u_{\dot{\eta}}$, а выходным – сигнал обратной связи, снимаемый с датчика давления $u_{\dot{\eta}\dot{\alpha}}$. Примем, что коэффициент передачи

датчика давления определяется отношением максимального выходного давления к стандартному сигналу задания:

$$k_{осд} = P_{max} / u_{зд} = 2 \text{ МПа} / 10 \text{ В} = 0,000005 \text{ Па/В}.$$

Можно видеть, что граф содержит три прямых пути:

$$P_1 = W_{\delta\alpha\zeta.\bar{n}} \cdot \frac{1}{J_{\Sigma} p k_p} \frac{K_y}{\dot{O}_y p + 1}; P_2 = W_{\delta\alpha\zeta.\bar{n}} \cdot \frac{k_p}{k_1}; P_3 = W_{\delta\alpha\zeta.\bar{n}} \cdot \frac{1}{J_{\Sigma} p k_p} \frac{(-k_2)}{k_1}.$$

Передаточные функции замкнутых контуров графа:

$$L_1 = -\frac{1}{J_{\Sigma} p k_p} \frac{M_{c0}}{\omega_0 \eta_{y\delta}}; L_2 = -\frac{1}{J_{\Sigma} p k_p} \frac{K_y}{\dot{O}_y p + 1} \frac{2P_0}{\omega_0 \eta_{y\delta}};$$

$$L_3 = -W_{\delta\alpha\zeta.\bar{n}}(\delta) \frac{1}{J_{\Sigma} p} k_{occ}.$$

Определитель графа:

$$\Delta = 1 - (L_1 + L_2 + L_3).$$

Дополнительные множители для указанных путей:

$$\Delta_1 = 1; \Delta_2 = 1 - L_1; \Delta_3 = 1.$$

В соответствии с приведёнными выражениями передаточная функция объекта регулирования определится:

$$W_{\text{io.ä}} = \frac{u_{\text{цн}}(p)}{u_{\text{ocä}}(p)} = \frac{P_1 \Delta_1 + P_2 \Delta_2 + P_3 \Delta_3}{\Delta},$$

где

$$u_{\text{pc}}(p) = p^2 W_{\text{раз.с}} k_{осд} (k_p^3 k_2 J_{\Sigma} \omega_0 \eta_{\text{эф}} T_{\text{э}}) + p (k_p^3 J_{\Sigma} \omega_0 \eta_{\text{эф}} W_{\text{раз.с}} k_{осд} - \Rightarrow$$

$$\Rightarrow -k_p^2 k_2 T_{\text{э}} \omega_0 \eta_{\text{эф}}) + \omega_0 \eta_{\text{эф}} K_y k_1 k_p + k_p M_{c0} - k_2 \omega_0 \eta_{\text{эф}} k;$$

$$u_{\text{ocд}}(p) = p^2 (k_p^2 k_1 J_{\Sigma} \omega_0 \eta_{\text{эф}} T_{\text{э}}) + p (k_p^2 k_1 J_{\Sigma} \omega_0 \eta_{\text{эф}} + \Rightarrow$$

$$\Rightarrow +k_1 T_{\text{э}} M_{c0}) k_{осд} W_{\text{раз.с}} + k_1 M_{c0} + k_1 2P_0 K K.$$

Подставив численные значения в последнее выражение, получим передаточную функцию объекта управления, содержащего в своем составе замкнутую систему векторного управления АД с передаточной функцией (4.44) и передаточную функцию экструдера совместно с редуктором и датчиком давления:

$$W_{\text{io.ä}}(\delta) = \frac{1,28 \cdot 10^{-4} \delta^3 + 0,0241 \delta^2 + 0,64 p + 0,03}{8,28 \cdot 10^{-6} p^6 + 8,67 \cdot 10^{-3} p^5 + 5,078 p^4 + 178 p^3 + 862 p^2 + 413,8 p + 3,176}.$$

Логарифмические частотные характеристики контура давления приведены на рис. ПВ.5 (Приложение В). Определим, согласно методике [16,18,23], желаемую частоту среза, исходя из времени регулирования t_p и колебательности переходного процесса $\sigma < 20\%$:

$$\omega_{\text{н.э.э}} = \frac{2,5\pi}{t_p} = \frac{2,5\pi}{7} = 1,12 \text{ с}^{-1}.$$

Анализ показывает, что на данной частоте система имеет достаточный запас устойчивости по фазе, равный $\Delta\varphi=80^\circ$. Для придания оптимальных динамических свойств ЛАЧХ системы в районе частоты среза должна иметь отрицательный наклон – 20 дБ/дек, при этом среднечастотный диапазон с указанным наклоном должен быть не менее $\Delta\omega \geq 1 \text{дек}$. [13,14]. В области низких и высоких частот допускается совпадение реальной и желаемой ЛАЧХ. На следующем этапе определяется ЛАЧХ регулятора давления, которому соответствует передаточная функция звена с отставанием по фазе

$$W_{\text{д.д.д}} = K \frac{1+T_2 p}{1+T_1 p}, \quad (4.49)$$

где T_1 и T_2 – постоянные времени звена, при этом $T_2 = 0,8 \text{ с}$, $T_1 = 6,3 \text{ с}$ (рис. ПВ.5), K – требуемый коэффициент усиления звена для получения желаемой ЛАЧХ с заданной частотой среза. Требуемое значение $K=K_{\text{рег}}$ определим из выражения для статической ошибки регулирования [14]:

$$\frac{1}{1 + \hat{E}_{\text{д.д.д}} K_{\text{д.д.д}}} \leq \Delta, \quad (4.50)$$

где $K_{\text{раз}}$ – коэффициент усиления разомкнутой системы в статическом режиме $K_{\text{д.д.д}} = 9,4 \cdot 10^{-3}$. Отсюда $K_{\text{д.д.д}} \leq \frac{1-\Delta}{\Delta \cdot K_{\text{д.д.д}}} = \frac{1-0,02}{0,02 \cdot 9,4 \cdot 10^{-3}} = 5212$ или

$K=74,3 \text{ дБ}$

$$W_{\text{д.д.д}} = 5212 \frac{1+0,8p}{1+6,3p}.$$

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура давления:

$$W_{\text{э.э.э}} = W_{\text{д.д.д}}(\delta) \cdot W_{\text{и.д.д}}(p). \quad (4.51)$$

Замыкая систему единичной обратной связью, получим передаточную функцию контура давления:

$$W_{\text{с.д.д}}(p) = \frac{W_{\text{д.д.д}}(\delta) \cdot W_{\text{и.д.д}}(p)}{1 + W_{\text{д.д.д}}(\delta) \cdot W_{\text{и.д.д}}(p)}. \quad (4.52)$$

Полученная с помощью (4.52) реакция давления на скачок задающего сигнала изображена на рис.4.16. Как видно из рис. 4.16, система удовлетворяет приведенным выше требованиям: время регулирования давления составило $t_p \approx 11,5 \text{ с}$, статическая ошибка $\Delta = 1,12\%$; перерегулирование $\sigma = 10\%$. Наглядным примером, подтверждающим эффективность разработанной системы стабилизации давления, служит приведенное на рис.4.17 изображение протекторной ленты.

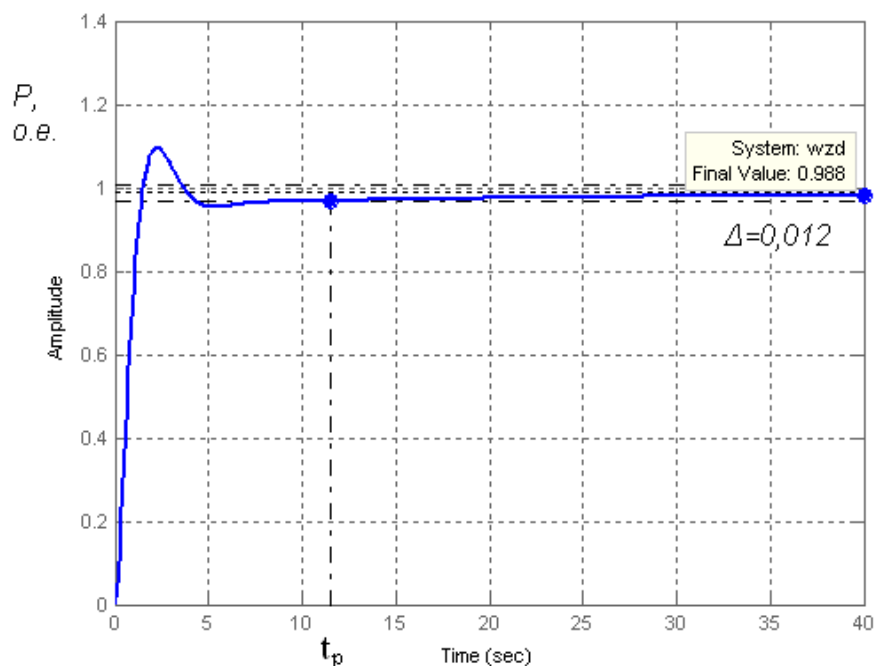


Рис. 4.16. Переходный процесс нарастания давления в замкнутой системе электропривода с векторным управлением

Как видно из рисунка, протекторная лента имеет удовлетворительный внешний вид, в полной мере отвечающий технологическому регламенту. Массогабаритные показатели заготовок, полученных из данной ленты в процессе испытаний, приведены в таблице 3.1.

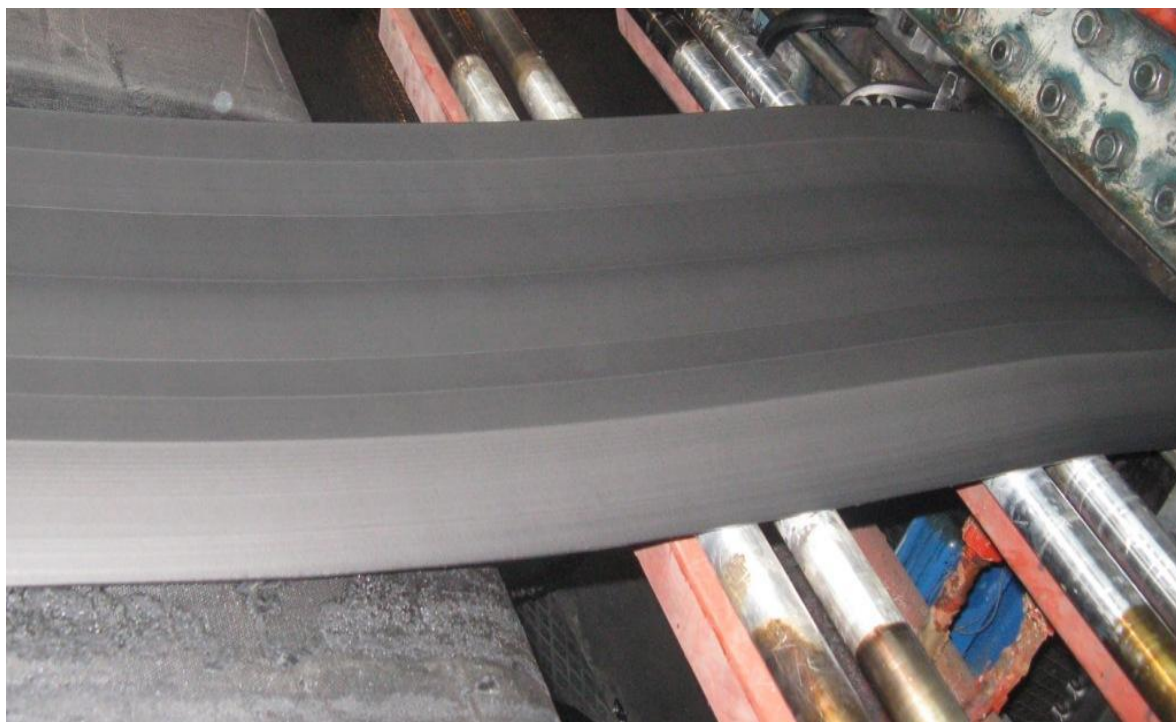


Рис. 4.17. Поверхность экструдата, полученная на установке МЧТ-250, оснащённой частотно-регулируемым электроприводом с векторным управлением

Испытания подтвердили, что внедрение частотно-регулируемого электропривода с векторным управлением, способствовало уменьшению отклонений геометрических размеров заготовок от регламентированных значений. При допустимой величине 0.9% полученные отклонения составили не более 0,5 % от заданных величин, что на 0,8% меньше аналогичного показателя в исходной системе без применения датчика давления [33].

Выводы

1) Показана необходимость стабилизации давления технологической смеси в рабочей зоне формующей головки экструдера – как главного условия повышения качества продукта первичной переработки резино-технического сырья. Основным средством решения указанной задачи выбрана система частотно-регулируемого электропривода, обеспечивающая раздельное регулирование электромагнитного момента и скорости двигателя на основе принципа векторного управления асинхронным двигателем (АД).

2) Рассмотрено математическое описание АД при питании от источника напряжения, функциональная и структурная схема АД при прямой ориентации по вектору потокосцепления ротора. Проведен синтез систем регулирования потока и скорости АД методом стандартных настроек и методом логарифмических частотных характеристик. Дана численная оценка точности регулирования скорости замкнутой системы привода, получена величина перерегулирования момента на валу червяка в переходном процессе.

3) Обоснована возможность проверки технических решений путём компьютерного моделирования векторной системы управления АД в программе Matlab / Simulink, а также составлена модель системы «Электропривод-экструдер-продукт» на основе векторной системы электропривода; получены результаты моделирования в виде переходных процессов в исследуемой системе, отвечающие требованиям технологии.

4) Обоснована целесообразность применения замкнутой системы регулирования давления экструдера. Показано, что в настоящее время измерение давления высокотемпературных расплавов производится с помощью пьезоэлектрических датчиков. Приведена разработанная структурная схема замкнутой системы регулирования давления.

5. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЭКСТРУДЕРА С ЧАСТОТНО-ТОКОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

5.1. Обоснование применения электропривода с частотно-токовым управлением

Анализ механических характеристик электроприводов, используемых при выпуске протекторных заготовок на основе каучука и высоковязких смесей, доказывает необходимость стабилизации и плавного регулирования момента приводного двигателя экструдера в широком диапазоне. Возможность одновременного регулирования скорости и момента существует в электроприводах с источниками тока. Получение подобных свойств в системах с векторным управлением сопряжено с рядом трудностей технического характера. Известно, что осуществление векторного управления требует большого количества нелинейных блоков, довольно сложных в настройке и весьма чувствительных к температурным изменениям параметров. Построение систем векторного управления осуществляется на основе двухзвенных преобразователей частоты с достаточно сложной системой управления ключами инвертора, воссоздающих режим источника напряжения. Затруднения вызывает необходимость использования двойного координатного преобразования, а так же оснащения асинхронных двигателей датчиками Холла или вычислительными блоками для воспроизведения математической модели электромагнитного потока возбуждения и т.п. [99]. При регулировании в ограниченном диапазоне скоростей альтернативой сложным приводам с векторным управлением могут служить более простые в исполнении системы частотно-токового электропривода с преобразователями частоты на основе автономных инверторов тока (АИТ) [66,67,82,84,95,116]. Существующая в данных приводах возможность регулирования не только величины, но и фазы тока статорных обмоток делает регулировочные и нагрузочные характеристики асинхронных двигателей близкими к характеристикам двигателей постоянного тока [21,98,99,106,116]. Так же, как в системах с векторным управлением, данный результат достигается управлением тока статора по двум ортогональным осям, приводящим к эффекту автономного регулирования момента и потока возбуждения асинхронного двигателя как обобщённой электрической машины.

5.2. Математическое описание АД при питании от источника тока

Для показа возможностей частотно-токового управления рассмотрим характеристики АД при питании от источника тока (ИТ). Схема замещения АД в установившемся режиме при питании от ИТ представлена на рис. 5.1 [21,43,98,99,106,116].

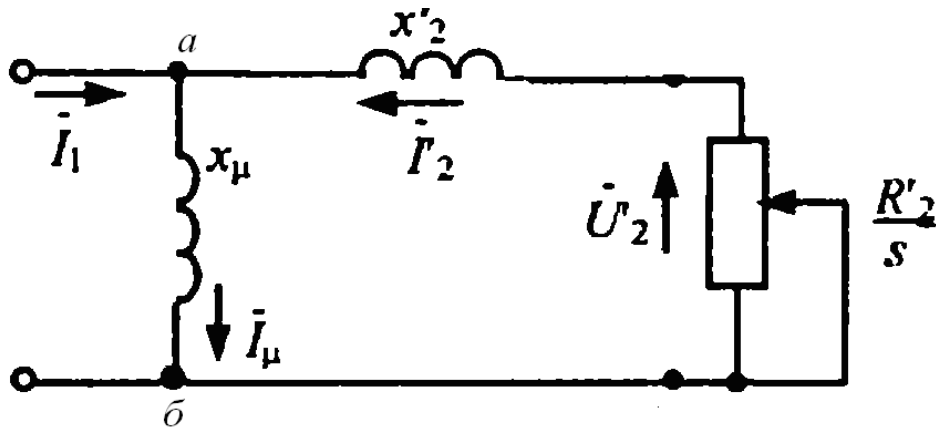


Рис. 5.1. Схема замещения АД при питании от источника тока

В отличие от схемы замещения АД с инвертором напряжения (ИН) (см.рис.4.6), большое внутреннее сопротивление ИТ позволяет пренебречь сопротивлением обмоток статора. При постоянном значении модуля статорного тока I_1 падение напряжения U_{ab} будет определяться лишь сопротивлением цепи намагничивания - участка $a-b$ схемы замещения. Тогда модуль комплексного сопротивления участка $a-b$ определится:

$$z_{ab} = x_{\mu} \sqrt{\frac{1 + (s\omega_1 L_{2\sigma}/R_2)^2}{1 + (s\omega_1 L_2/R_2)^2}} = x_{\mu} \xi_{ab}. \quad (5.1)$$

В результате напряжение U_{ab} можно представить через ток статора I_1 и полное сопротивление z_{ab} как $U_{ab} = I_1 \cdot z_{ab} = I_1 x_{\mu} \xi_{ab}$, т.е характер его изменения полностью соответствует изменению параметра ξ_{ab} , при этом I_1 и x_{μ} сохраняют постоянные величины. Тогда ток намагничивания будет зависеть лишь от скольжения

$$I_{\mu} = U_{ab}/x_{\mu} = I_1 \xi_{ab} \xrightarrow{s \rightarrow \infty} I_1 k_{2\sigma}, \quad (5.2)$$

где $k_{2\sigma} = L_{2\sigma}/L_{\mu}$ - коэффициент рассеяния ротора.

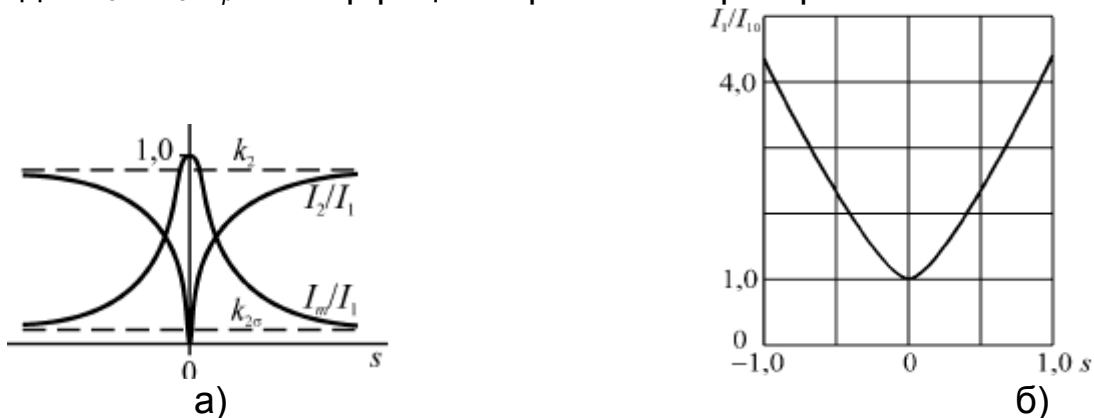


Рис. 5.2. Зависимости токов намагничивания и ротора от скольжения (а), относительное изменение тока статора, стабилизирующее основной магнитный поток (б)

Изменение тока намагничивания в функции скольжения показано на рис. 5.2,а. Видно, что ток статора в процессе работы нужно изменять в

зависимости от скольжения обратно пропорционально параметру $\xi_{ab}(s)$, т.е. $I_1(s) = \frac{I_{10}}{\xi_{ab}(s)}$, где I_{10} – ток холостого хода (рис. 5.2, б). Тогда получим:

$$I_\mu(s) = I_1(s)\xi_{ab}(s) = \frac{I_{10}}{\xi_{ab}(s)}\xi_{ab}(s) = I_{10} = const. \quad (5.3)$$

Этот режим соответствует работе с постоянным магнитным потоком, равным потоку холостого хода [106,114,116]. Для общего случая частотного управления функциональную зависимость $I_1(s)$ можно представить в виде:

$$I_1(s) = I_{10} \sqrt{\frac{1 + (s\omega_1 L_{2\sigma} / R_2)^2}{1 + (s\omega_1 L_2 / R_2)^2}}. \quad (5.4)$$

Таким образом, управление током статора нужно осуществлять в функции частоты ротора $\omega_2 = s\omega_1$. Из схемы замещения (рис. 5.1) ток ротора определяется:

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{U_{ab}}{\sqrt{(R_2/s)^2 + x_{2\sigma}^2}} = \frac{I_1 z_{ab} s}{R_2 \sqrt{1 + (s\omega_1 L_2 / R_2)^2}} \Rightarrow \\ &\Rightarrow I_1 \frac{s\omega_1 L_\mu}{R_2 \sqrt{1 + (s\omega_1 L_2 / R_2)^2}} \xrightarrow{s \rightarrow \infty} I_1 k_2. \end{aligned} \quad (5.5)$$

Характер изменения тока ротора показан на рис. 5.2,а. В режиме холостого хода этот ток равен нулю, а с увеличением скольжения монотонно стремится к значению $I_1 k_2$.

Видим, что при питании АД от источника тока с изменением нагрузки происходит перераспределение тока между ветвями намагничивания и ротора. В отличие от режима питания с источником напряжения (ИН), электрохимические характеристики монотонны и симметричны относительно точки холостого хода [98,99,106].

На основании табл. 4.2 можно представить электромагнитный момент АД в виде векторного произведения токов ротора и статора:

$$\begin{aligned} M &= \frac{3}{2} Z_p L_\mu [\overline{I_2} \times \overline{I_1}] = \frac{3}{2} Z_p L_\mu [\overline{I_2} \times (\overline{I_\mu} - \overline{I_2})] \Rightarrow \\ &\Rightarrow \frac{3}{2} Z_p L_\mu [\overline{I_2} \times \overline{I_\mu}] = \frac{3}{2} Z_p L_\mu I_{2\max} I_{\mu\max} \sin \psi, \end{aligned} \quad (5.6)$$

где $I_{2\max}$ и $I_{\mu\max}$ – амплитуды или модули векторов тока ротора и намагничивания, ψ – угол между векторами токов. Согласно векторной диаграмме при токовом управлении АД (рис. 5.3) наблюдается равенство $\psi + \varphi_2 = \pi/2 \Rightarrow \sin \psi = \cos \varphi_2$.

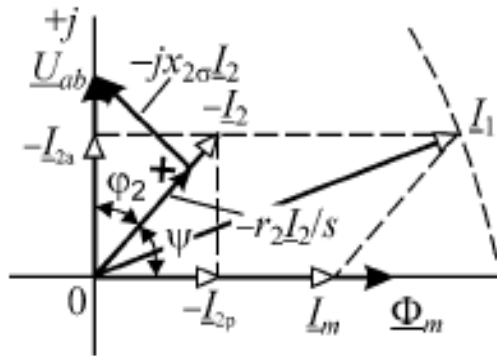


Рис. 5.3. Векторная диаграмма АД при токовом управлении

Учитывая это равенство и переходя к действующим значениям переменных, получим:

$$M = \frac{3}{2} Z_p L_\mu I_{2\max} I_{\mu\max} \cos \varphi_2 = 3 Z_p L_\mu I_{2a} I_{\mu\max}, \quad (5.7)$$

где I_{2a} активная составляющая тока ротора, определяемая как

$$I_{2a} = \frac{U_{ab}s}{R_2 \sqrt{1 + (s\omega_1 L_2/R_2)^2}} = I_1 \frac{z_{ab}s}{R_2 \sqrt{1 + (s\omega_1 L_2/R_2)^2}}.$$

Тогда, с учетом (5.2) электромагнитный момент АД будет равен

$$\dot{I} = \frac{2\dot{I}_{\hat{e}}}{s_{\hat{e}}/s + s/s_{\hat{e}}}, \quad (5.8)$$

где $\dot{I}_{\hat{e}} = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_\mu^2}{L_2} I_1^2$ - критический момент,

$s_{\hat{e}} = \pm \frac{R_2}{x_2}$ - критическое скольжение при питании от источника тока.

Выражение (5.8) представляет известную формулу Клосса, но в отличие от режима питания с ИН, в ней отсутствуют составляющие $as_{\hat{e}} = R_1 s_{\hat{e}} / R_2$. Объяснение в том, что питание от ИТ исключает влияние на процессы падения напряжения в цепи статора, что эквивалентно условию $R_1 = x_{1\sigma} = 0$. Как следствие, критические моменты при токовом питании в двигательном и генераторном режиме одинаковы. Соотношение значений критического момента на рис.5.5 в двигательном режиме при двух видах питания в предположении, что ток статора равен номинальному, запишется [106]:

$$\frac{\dot{I}_{\hat{e}U}}{\dot{I}_{\hat{e}I}} = \frac{U_{1\hat{m}}^2}{I_{1\hat{m}}^2} \cdot \frac{L_2}{L_\mu^2 \omega_{1\hat{m}}^2 L_{\hat{e}}} = \frac{3}{1}.$$

Соотношение для критических скольжений:

$$\frac{s_{\hat{e}U}}{s_{\hat{e}I}} = \frac{x_2}{\sqrt{R_1 + x_{\hat{e}}}} = \frac{3}{20}.$$

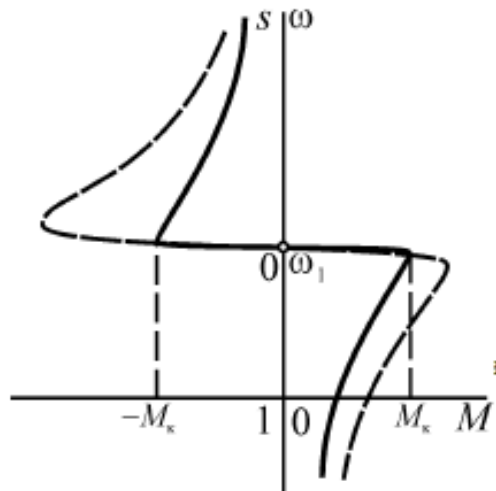


Рис. 5.4. Механические характеристики АД при питании от ИН (пунктирная линия), при питании от ИТ (сплошная линия)

При питании от ИТ двигатель способен развить больший электромагнитный момент, чем в случае питания от источника напряжения. Применительно к экструзионному процессу это позволяет избежать «застойных» зон в формующей головке, возникающих при низких скоростях вращения червяка, вследствие затвердевания вязкоупругой резиновой смеси. Принимая $I_1 = I_{1\text{ном}} \approx I_2$; $s = s_{\text{ном}}$, сопоставим критический момент $M_{\text{кл}}$ с моментом $M_{\text{ном}}$, соответствующим номинальному скольжению

$$\frac{\dot{I}_{\hat{e}I}}{\dot{I}_{\hat{m}}} = \frac{s_{\hat{m}} \omega_{1\hat{m}} L_{\mu}^2}{R_2 x_2} = \frac{1,3}{4,5}.$$

Видим, что величина критического момента не зависит от частоты, а критическое скольжение можно представить в виде

$$s_{\hat{e}} = \pm \frac{R_2}{x_2} = \frac{R_2}{\omega_1 L_2} = \pm \frac{1}{\omega_1 T_2}. \quad (5.9)$$

Скольжение по определению является отношением частоты тока ротора к частоте тока статора $s_{\hat{e}} = \omega_{2\hat{e}} / \omega_1$. Следовательно, частота тока ротора, соответствующая критическому скольжению, равна $\omega_{2\hat{e}} = 1/T_2 = \text{const} = \omega_1 - \omega_{\hat{e}}$, поэтому при изменении частоты питания $\omega_1 = \text{var}$ частота вращения, соответствующая критическому скольжению $\omega_{\text{к}}$, будет изменяться так, чтобы разность этих частот оставалась постоянной [66,67].

Таким образом, с изменением частоты питания АД его механические характеристики, так же, как в приводах постоянного тока, будут смещаться параллельно естественной характеристике (рис. 5.5).

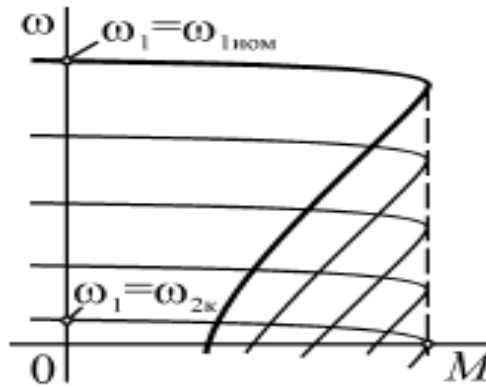


Рис. 5.5. Семейство механических характеристик АД при частотно-токовом управлении

Важным свойством частотно-токовых систем является пониженный порядок исходной системы дифференциальных уравнений (3.16). В результате анализ динамических свойств АД можно провести в системе координат (x, y) на основе векторного уравнения ротора, выразив ток ротора через ток статора $\bar{I}_2 = (\psi_2 - L_\mu \bar{I}_1) / L_2$. Записав это выражение в форме Коши

$$\frac{d\psi_2}{dt} = \frac{1}{T_2} (\bar{I}_1 L_\mu - \psi_2 - j\omega_2 T_2 \psi_2)$$

и совместив ось x с вектором тока статора $I_{1x}=I_{1m}, I_{1y}=0$ (I_{1m} , - амплитудное значение тока статора), перейдем к операторной форме записи исходных уравнений [21,106]:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{2x} + T_2 p \psi_{2x} - \psi_{2y} \omega_2 T_2 &= I_{1m} L_\mu; \\ \psi_{2y} + T_2 p \psi_{2y} - \psi_{2x} \omega_2 T_2 &= 0; \\ M &= \frac{3}{2} z_p \frac{L_\mu}{L_2} (-\psi_{2y} I_{1x}); \\ M - M_c &= J p \omega. \end{aligned} \right\} \quad (5.10)$$

Перепишем уравнения в форме переменных состояния:

$$\left. \begin{aligned} p\Psi_2 &= \mathbf{A}\Psi_2 + \mathbf{B}\mathbf{I}; \\ \delta\omega &= (\dot{I} - \dot{I}_c) / J; \\ \dot{I} &= 3z_p L_m (-\psi_{2y} i_{1x}) / 2L_2 \end{aligned} \right\}, \quad (5.11)$$

где $\Psi_2 = \begin{bmatrix} \psi_{2x} \\ \psi_{2y} \end{bmatrix}$ - матрица проекций потокосцепления ротора;

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/\dot{\Delta}_2 & \omega_2 \\ -\omega_2 & -1/\dot{\Delta}_2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} L_m / T_2 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - \text{матрицы коэффициентов};$$

$I = \begin{bmatrix} i_{1X} \\ i_{1Y} \end{bmatrix}$ - матрица проекций тока статора на координатные оси.

Структурная схема, соответствующая системе (5.10), представлена на рис. 5.6

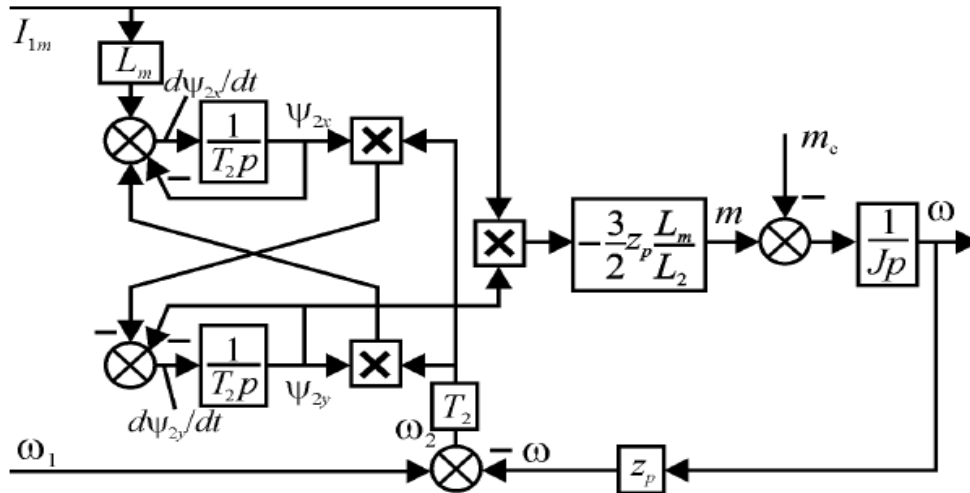


Рис. 5.6. Структурная схема АД при частотно-токовом управлении

Видно, что структурная схема имеет два независимых управляющих входа для задания тока и частоты статора. В результате компенсации внутренних перекрёстных связей появляется возможность автономного (независимого) управления моментом и скоростью главного привода.

Анализ структурной схемы в представленном виде затруднителен, так как описывается системой нелинейных уравнений (5.10). Линеаризацию уравнений проведём разложением переменных в ряд Тейлора в предположении, что работа происходит при малых отклонениях в окрестностях точки статического равновесия [16,18,22], тогда переменные запишутся:

$$\begin{aligned} \psi_{2x} &= \psi_{2x0} + \Delta\psi_{2x}, & \omega &= \omega_0 + \Delta\omega, \\ \psi_{2y} &= \psi_{2y0} + \Delta\psi_{2y}, & \omega_1 &= \omega_{10} + \Delta\omega_1, \\ \omega_2 &= \omega_1 - \omega = \omega_{20} + \Delta\omega_2, & \dot{I} &= \dot{I}_0 + \Delta\dot{I}, \\ I_{1x} &= I_{1x0} + \Delta I_{1x}, & \dot{I}_c &= \dot{I}_{c0} + \Delta\dot{I}_{\tilde{n}}. \end{aligned}$$

Здесь ω – частота вращения ротора, ω_2 – частота роторной ЭДС.

Получим систему уравнений относительно малых приращений переменных:

$$\left.
\begin{aligned}
&\psi_{2x0} + \Delta\psi_{2x0} + T_2 p(\psi_{2x} + \Delta\psi_{2x}) - (\psi_{2y0} + \Delta\psi_{2y})(\omega_{20} + \Delta\omega_2)T_2 = (I_{1\psi0} + \Delta I_{1\psi})L_\mu; \\
&\psi_{2y0} + \Delta\psi_{2y0} + T_2 p(\psi_{2y} + \Delta\psi_{2y}) - (\psi_{2x0} + \Delta\psi_{2x})(\omega_{20} + \Delta\omega_2)T_2 = 0; \\
&M_0 + \Delta M = \frac{3}{2} z_p \frac{L_\mu}{L_2} (-\psi_{2y0} - \Delta\psi_{2y})(I_{1x0} + \Delta I_{1x}); \\
&M_0 + \Delta M - M_{c0} - \Delta M_c = Jp(\omega_0 - \Delta\omega).
\end{aligned}
\right\}$$

Или после преобразований:

$$\left.
\begin{aligned}
&\psi_{2x0} + \Delta\psi_{2x} + T_2 p\psi_{2x0} + T_2 p\Delta\psi_{2x} - (\psi_{2y0}\omega_{20} + \psi_{2y0}\Delta\omega_2 + \Delta\psi_{2y}\omega_{20} + \Delta\psi_{2y}\Delta\omega_2)T_2 = \\
&= (I_{1\psi0} + \Delta I_{1\psi})L_\mu; \\
&\psi_{2y0} + \Delta\psi_{2y} + T_2 p\psi_{2y0} + T_2 p\Delta\psi_{2y} - (\psi_{2x0}\omega_{20} + \psi_{2x0}\Delta\omega_2 + \Delta\psi_{2x}\omega_{20} + \Delta\psi_{2x}\Delta\omega_2)T_2 = 0; \\
&M_0 + \Delta M = \frac{3}{2} z_p \frac{L_\mu}{L_2} (-\psi_{2y0}I_{1x0} - \psi_{2y0}\Delta I_{1x} - \Delta\psi_{2y}I_{1x0} + \Delta\psi_{2y}\Delta I_{1x}); \\
&M_0 + \Delta M - M_{c0} - \Delta M_c = Jp(\omega_0 - \Delta\omega).
\end{aligned}
\right\}$$

Отбрасывая, ввиду малости, слагаемые, являющиеся произведениями приращений, а также произведениями установившихся значений переменных, запишем систему уравнений относительно малых приращений. Сделав замену $\omega_2 = \omega_1 - \omega$, получим систему уравнений, в которой можно выделить переменные состояния и управляющие воздействия:

$$\left.
\begin{aligned}
&\Delta\psi_{2x}(1 + T_2 p) - T_2(\psi_{2y0}\Delta\omega_1 + \Delta\psi_{2y}\omega_{10} - \psi_{2y0}\Delta\omega - \Delta\psi_{2y}\omega_0) = \Delta I_{1x}L_\mu; \\
&\Delta\psi_{2y}(1 + T_2 p) - T_2(\psi_{2x0}\Delta\omega_1 + \Delta\psi_{2x}\omega_{10} - \psi_{2x0}\Delta\omega - \Delta\psi_{2x}\omega_0) = 0; \\
&\Delta M = \frac{3}{2} z_p \frac{L_\mu}{L_2} (-\psi_{2y0}\Delta I_{1x} - I_{1x0}\Delta\psi_{2y}); \\
&\Delta M - \Delta M_c = Jp\Delta\omega.
\end{aligned}
\right\} \quad (5.12)$$

Приведем уравнения к каноническому виду, приняв в качестве переменных их приращения $\Delta\psi_{2x}$, $\Delta\psi_{2y}$, $\Delta\omega$:

$$\left.
\begin{aligned}
&p\Delta\psi_{2x} = -\frac{1}{T_2}\Delta\psi_{2x} + \psi_{2y0}\Delta\omega_1 + \Delta\psi_{2y}\omega_{10} - \psi_{2y0}\Delta\omega - \Delta\psi_{2y}\omega_0 + \frac{L_m}{T_2}\Delta I_{1x}; \\
&p\Delta\psi_{2y} = -\frac{1}{T_2}\Delta\psi_{2y} + \psi_{2x0}\Delta\omega_1 + \Delta\psi_{2x}\omega_{10} - \psi_{2x0}\Delta\omega - \Delta\psi_{2x}\omega_0; \\
&p\Delta\omega = -\frac{3}{2} z_p \frac{L_\mu}{L_2 J} (\psi_{2y0}\Delta I_{1x}) - \frac{3}{2} z_p \frac{L_\mu}{L_2 J} (I_{1x0}\Delta\psi_{2y}) - \frac{\Delta M_c}{J}.
\end{aligned}
\right\} \quad (5.13)$$

Данную систему удобно представить в виде сигнального графа (рис. 5.8), по которому весьма просто, без промежуточных преобразований установить связь переменных в виде передаточных функций.

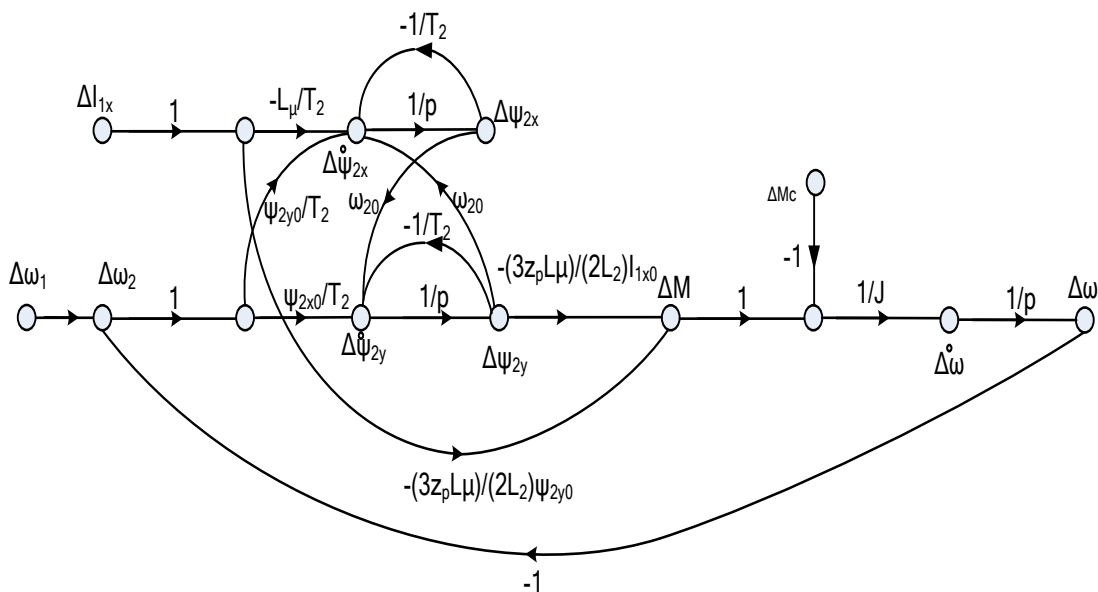


Рис. 5.8. Сигнальный граф АД, управляемого током

Таким образом, определены свойства АД при питании от ИТ и приведена его структурная схема. Для решения дальнейших вопросов, связанных с разработкой принципиальной схемы системы, достаточно осуществить выбор комплектующих элементов и разработать функциональные узлы системы частотно-токового управления АД.

5.3. Структурная схема частотного электропривода при питании от источника тока

Современной элементной базой электроприводов с инверторами тока служат силовые транзисторные ключи типа IGBT или MOSFET. Один из вариантов выполнения преобразователя частоты на IGBT, обладающего свойствами источника тока, служит двухзвенный преобразователь на основе АИН с широтно-импульсной модуляцией, охваченный отрицательной обратной связью по току статора. Схема данного варианта реализации преобразователя частоты приведена на рис. 5.9 [99].

Для получения механических характеристик частотного привода, аналогичных характеристикам привода постоянного тока, требуется устранение фазового рассогласования между основными гармониками выходного тока и напряжения инвертора. На диаграммах рис. 5.10, полученных в результате компьютерного моделирования схемы на рис. 5.9, отчетливо прослеживается отставание тока от напряжения, даже при наличии обратных связей по току статора. Данное обстоятельство пре-

пятствует решению поставленной задачи, так как в системе без принудительной фазовой ориентации тока переходные процессы будут иметь неблагоприятный характер [98, 106, 116].

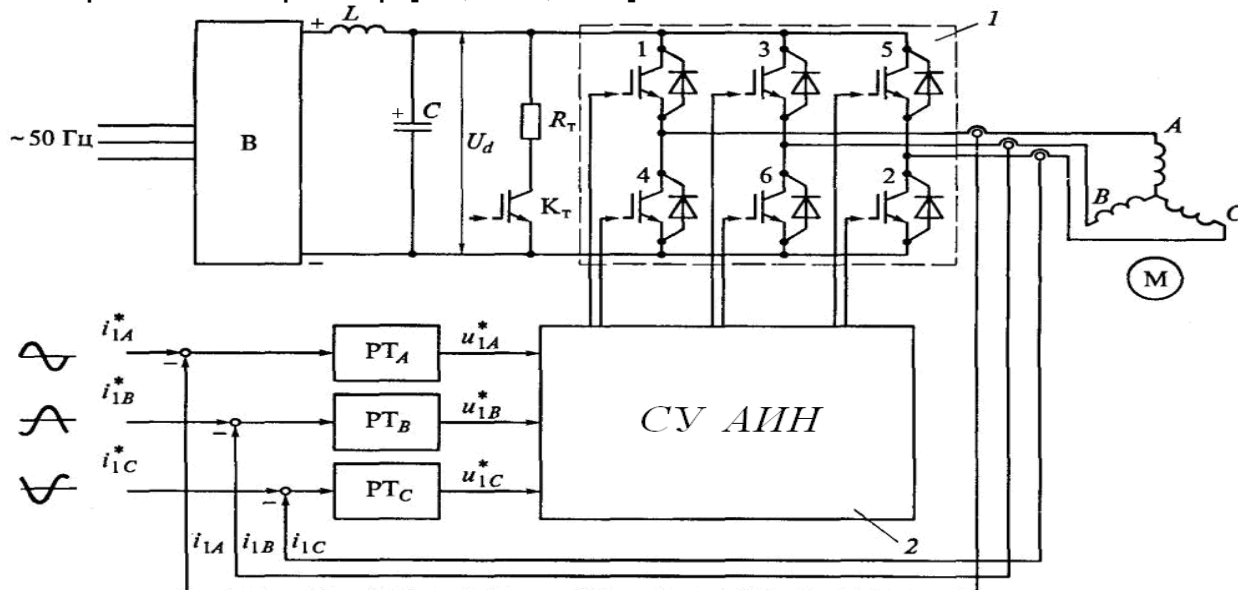


Рис. 5.9. ПЧ с АИИ, управляемый ток: 1 – автономный инвертор напряжения, 2 – система управления АИИ

Известно, что в этом случае электромагнитный момент нарастает сравнительно медленно с большим числом затухающих колебаний. Аналогичным колебаниям подвергается кривая потока, требуя увеличения установленной мощности полупроводниковых приборов, в виду возможности многократных перенапряжений [21,42].

Известно, что один из способов регулирования момента АД с высоким быстродействием сводится к совместному изменению тока статорных обмоток и потокосцепления ротора Ψ_2 . При этом задача состоит в принудительной фазовой ориентации тока относительно потокосцепления ротора с поддержанием постоянства Ψ_2 в установившихся режимах работы машины.

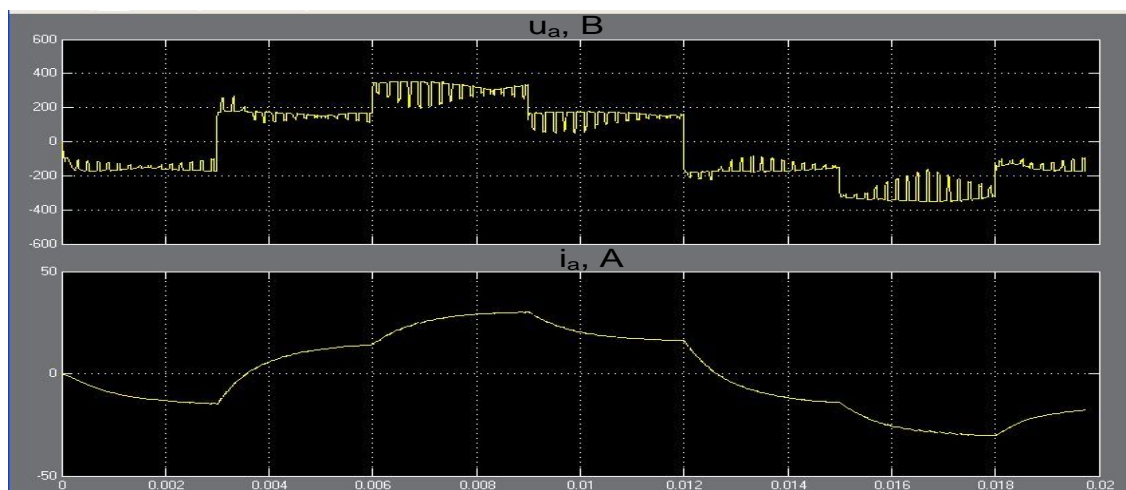


Рис. 5.10. Диаграмма выходного напряжения и тока АИИ, управляемого ток

Наиболее близкое решение, состоящее в регулировании АД при постоянстве $\Psi_2 = \text{const}$, приведено в [99]. Данная схема выполнена с использованием АИН, управляемого током, для чего на входах регуляторов тока формируются сдвинутые на 120° синусоидальные сигналы задания тока статора (рис. 5.11).

Уравнение связи векторов тока статора и потокосцепления ротора в этом случае имеет вид [95]:

$$\bar{I}_1 = (1 + j\omega_2 T_2) \frac{\bar{\Psi}_2}{L_\mu} = \frac{\bar{\Psi}_2}{L_\mu} + j\omega_2 T_2 \frac{\bar{\Psi}_2}{L_\mu} . \quad (5.14)$$

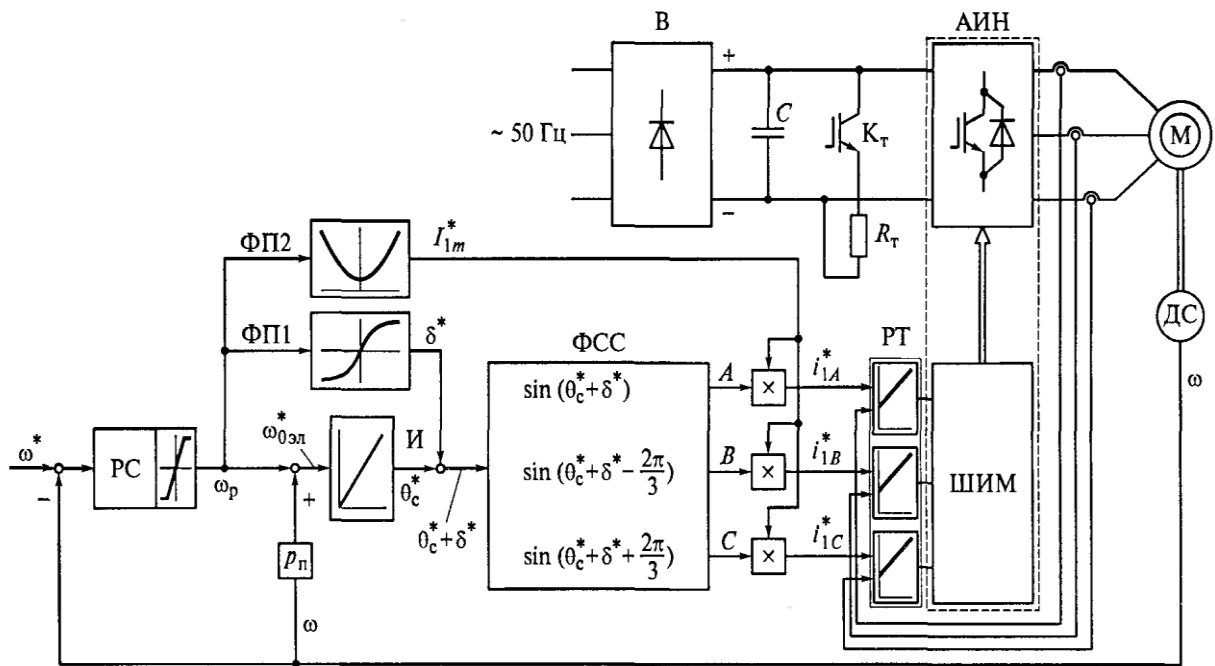


Рис. 5.11 Функциональная схема регулирования скорости АД с поддержанием $\Psi_2 = \text{const}$ в установившемся режиме

Записанное относительно модулей, это уравнение имеет вид:

$$I_1 = \frac{\Psi_2}{L_\mu} \sqrt{(1 + (\omega_2 T_2)^2)} .$$

При идеальном холостом ходе, когда ротор вращается с синхронной скоростью $\omega_0 = \omega_{0\text{з\ddot{e}}} / p_1$, а частота роторной ЭДС равна нулю, векторы I_1 и Ψ_2 совпадают в пространстве и угол нагрузки равен нулю $\delta = 0$. По мере возрастания нагрузки этот угол увеличивается, согласно формуле:

$$\delta = \text{arctg} \left(\omega_2 T_2 \frac{\Psi_2}{L_\mu} / \frac{\Psi_2}{L_\mu} \right) = \text{arctg} (\omega_2 T_2) . \quad (5.15)$$

Построенные в системе координат (x,y) в соответствии с выражением (5.13), векторы I_1 и Ψ_2 показаны на рис. 5.12, а.

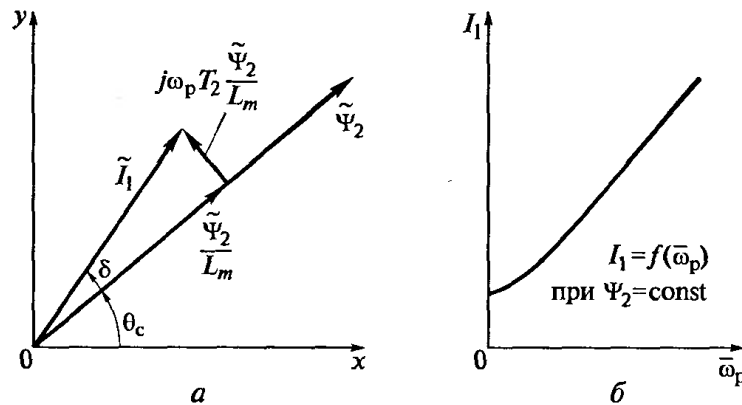


Рис. 5.12. Пространственная векторная диаграмма (а) и характеристика функционального преобразователя ФП2 (б) в системе ЭП

Из вышеизложенного следует, что сдвиг вектора тока I_1 относительно Ψ_2 однозначно определяется значением частоты роторной ЭДС, т.е. значением момента нагрузки АД. Из рис. 5.12 видно, что в каждый момент времени угол поворота вектора I_1 относительно системы координат (x,y) определяется как сумма углов $\theta_0 + \delta\theta_0 = \int_0^t \omega_{0y\bar{e}} dt$. Характер зависимости $I_1 = f(\omega_2)$ показан на рис. 5.12,б.

Представленное на рис. 5.11 схемное решение с использованием обратных связей по выходным токам АИН неизбежно ведёт к усложнению системы и уменьшению запаса устойчивости. Устранения этого недостатка можно добиться выполнением АИТ на базе запираемых ключей с односторонней проводимостью тока. Тогда проблема задания фазы выходных токов инвертора решается изменением угла включения вентилях при надлежащем алгоритме их работы. Известно, что этот алгоритм состоит в по парной работе ключей 3-ёх фазного моста с длительностью проводящего состояния каждого ключа на периоде выходного напряжения $\lambda = 2\pi/3$ [84,85]. Тогда наличие входной индуктивности и охват управляемого выпрямителя обратной связью по току могут рассматриваться в качестве дополнительной меры, ведущей к стабилизации величины тока на выходе инвертора [99].

Упомянутый режим параметрического источника тока может быть реализован в частотно-токовом ЭП на основе двухзвенного ПЧ с управляемым выпрямителем (УВ) и автономным инвертором (АИ). Одна из схем реализации этого варианта приведена на рис. 5.13 [33]. Однако отсутствие в схеме АИТ обратных диодов и конденсаторного фильтра грозит аварийной ситуацией, в виду возможных в моменты запираания силовых вентилях многократных перенапряжений. С целью ограничения перенапряжений переключения вентилях должны сопровождаться

достаточно плавными изменениями токов коммутирующих фаз. Покажем, что основным звеном в осуществлении данного процесса может служить полярный конденсатор фильтра низких частот, совмещающий функции демпфирования коммутирующих токов в статорных обмотках АД и защиты от перенапряжений [89,92-96]. Для этого на схеме рис. 5.13 предусматривается перемещение традиционных для АИН элементов в виде обратных диодов и полярного конденсатора фильтра C_{ϕ} из звена постоянного тока инвертора в параллельно подключенное к статорным обмоткам АД транзисторно-конденсаторное демпфирующее устройство (ДУ). Как будет показано в главе 8, указанное изменение конфигурации двухзвенного ПЧ не приводит к прерыванию реактивных токов в обмотках двигателя, а потому с точки зрения защиты от коммутационных перенапряжений является по сравнению с исходной схемой АИН адекватной мерой [89].

Введение в схему ДУ дополнительных коммутирующих ключей $V7...V13$ оправдывается сравнительно малой мощностью этих элементов, а также необходимостью решения целого ряда задач, связанных с проведением принудительной коммутации знакопеременных фазных токов АД. Осциллограммы, полученные компьютерным моделированием (рис.5.14), иллюстрируют запуск и работу инвертора $V1, V2, \dots, V6$ на активно-индуктивную нагрузку. Видно, что диоды выпрямительного моста в схеме ДУ на межкоммутационных интервалах оказываются запертыми, в связи с чем уровень напряжения конденсатора $U_{сф}$ в установившемся режиме остаётся постоянным. Устранение известного эффекта накопления заряда на обкладках полярного конденсатора в схеме с диодами достигается чередованием его частичного разряда и заряда на каждом интервале коммутации. Для этого проведение каждой коммутации с помощью ДУ осуществляется в два этапа. Замыкание ключей $V9, V10, V11$ на первом этапе приводит к согласному подключению конденсатора C_{ϕ} в параллель к выходящей из работы фазе А (рис. 5.15 а). Вызываемый превышением начального напряжения конденсатора $U_{сф}(0) \geq E_{ab}$ переход тока этой фазы (i_a) в цепь конденсатора сопровождается частичным разрядом последнего и уменьшением тока выходящего из работы силового ключа $V1$. Последующее выключение $V1$ при уменьшенной примерно вдвое величине тока способствует уменьшению коммутационных потерь мощности и повышению перегрузочной способности привода.

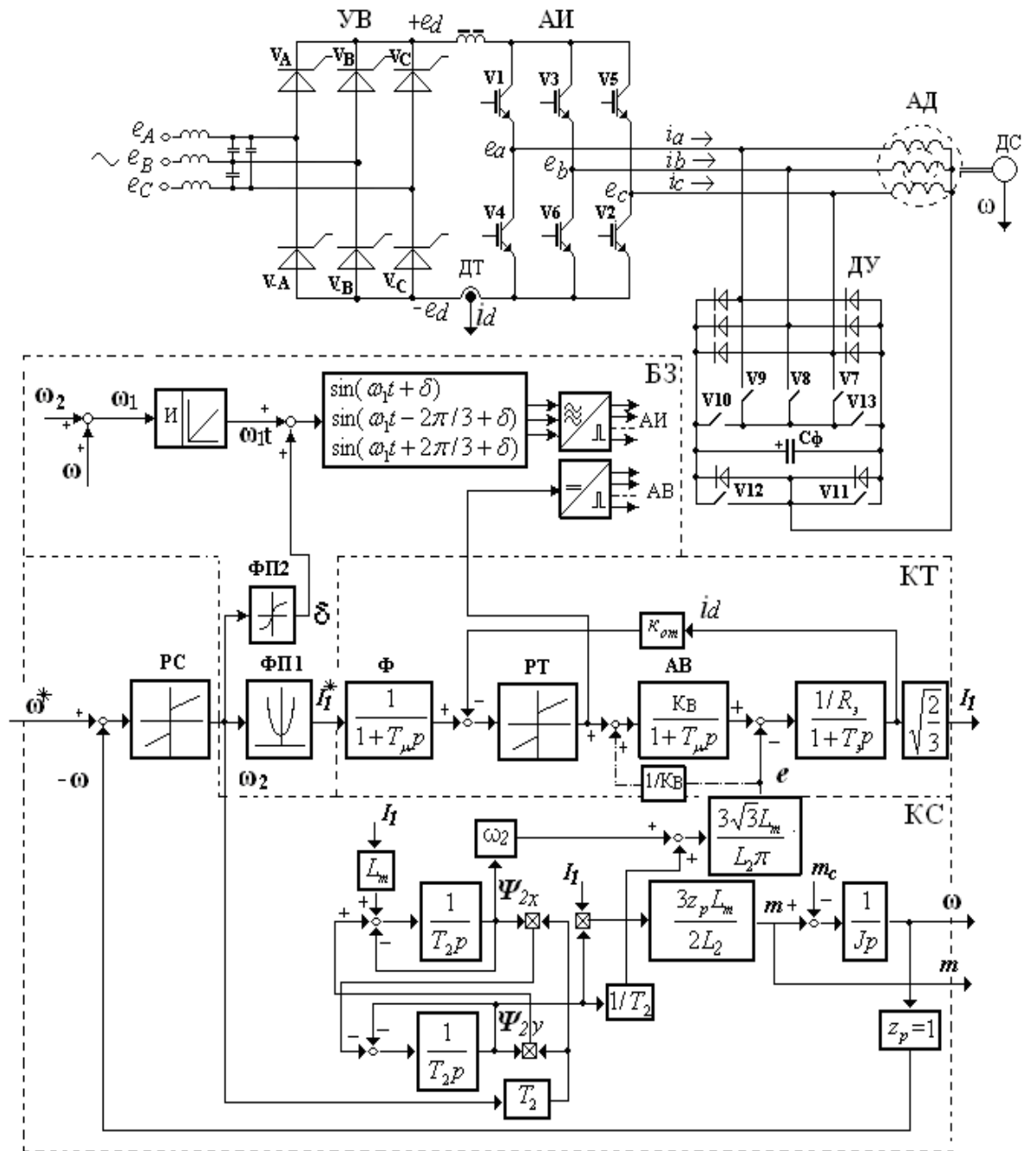


Рис. 5.13. Функционально – структурная схема частотно-токового электропривода на основе запираемых вентилей

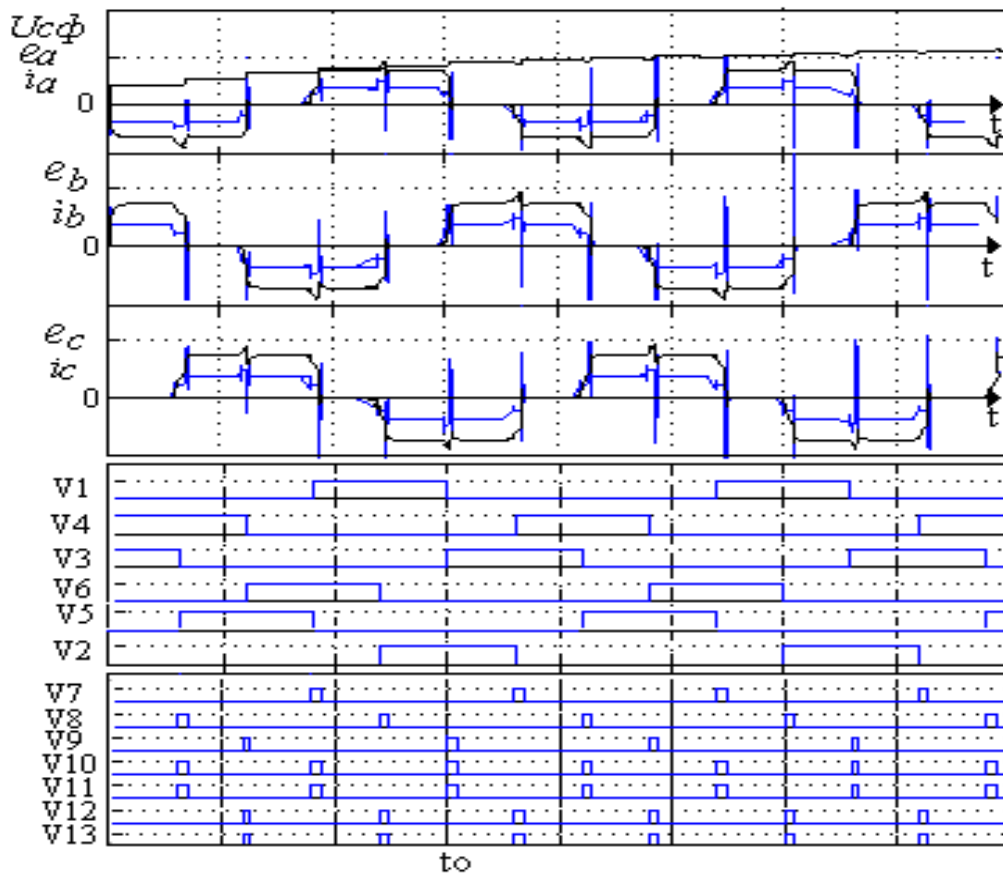


Рис. 5.14. Процессы управления в схеме АИТ на запираемых вентилях с демпфирующим конденсатором

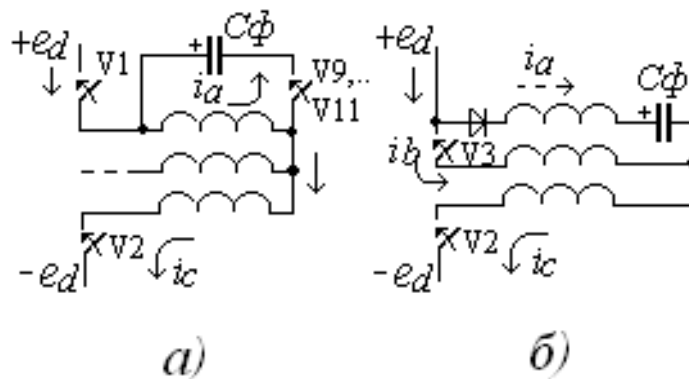


Рис. 5.15. Схемы замещения ДУ на первом (а) и втором (б) этапах коммутации

Как видно из схемы замещения рис.5.15,б, коммутация завершается повторным зарядом конденсатора C_ϕ под воздействием снижающегося до нуля тока фазы А ($i_a \rightarrow 0$). Так же, как это происходит в классической схеме АИТ с отсекающими диодами, встречное напряжение конденсатора на втором этапе способствует плавному вытеснению тока нагрузки I_d в цепь вступающей в работу фазы В с очередным ключом V_3 ($i_b \rightarrow I_d$). Можно видеть, что результатом двухэтапной коммутации служит принудительный перевод тока нагрузки из одной фазы двигателя в другую в заданные промежутки времени. Этот процесс проис-

ходит с передачей избыточной энергии коммутации в конденсатор, однако его повторяющийся разряд исключает накопление напряжения на обкладках полярного конденсатора, устраняя тем самым необходимость в параллельно подключенном разрядном резисторе. В соответствии с представленным на рис.5.14 алгоритмом подачи управляющих импульсов, коммутации тока в других фазах двигателя протекают аналогично.

5.4. Синтез регуляторов в системе частотно-токового управления

Построение частотно-токового привода с фазовой ориентацией статорного тока по углу поворота ротора осуществляется по принципу подчинённого регулирования координат в контурах тока (КТ) и скорости (КС) [21,97-100]. Основной задачей синтеза регуляторов двухконтурной системы служит получение регулировочных и нагрузочных свойств асинхронного привода, не уступающих приводам постоянного тока. Система отличается предельной простотой поддержания постоянства магнитного потока ($\Psi_2 = \text{const}$) заданием величины (I^*_1) и фазы (δ) вектора фазного тока на выходе АИ в функции частоты скольжения ротора (ω_2). Для этого в блоке задания (БЗ) рис. 5.13 используются функциональные построители ФП1 и ФП2, реализующие зависимости (5.14, 5.15). Особенность настройки регулятора тока (РТ) в условиях фазового ориентирования состоит в необходимости компенсации влияния противо-эдс вращения, определяемой выражением:

$$e(t) = -3\sqrt{3}L_m(\omega\psi_{2Y} + \psi_{2X}/T_2)/L_2\pi. \quad (5.16)$$

Традиционное применение положительной обратной связи, показанной на рис.5.13 штрих-пунктирной линией, может усложнить и, тем самым, лишить систему названных достоинств. Альтернативным решением служит получение компенсирующей составляющей сигнала без использования датчика противо-эдс. Как показано в [97], для этого достаточно соответствующим образом изменить параметры ПИ-регулятора тока. При этом передаточные функции РТ и установленного на его входе фильтра (Φ) принимают вид

$$W_{PT}(p) = \frac{(1 + aT_\mu p)R_y \dot{O}_y}{aT_\mu^2 k_B k_{i\delta} p}; \quad W_\delta(p) = \frac{1}{1 + aT_\mu p}, \quad (5.17)$$

где T_μ - эквивалентная постоянная времени АВ,

$T_y = L_y / R_y$ - эквивалентная постоянная времени системы ПЧ-АД,

$R_y = r_d + \frac{3}{2}k_i^2(R_s + R_r \frac{L_\mu^2}{L_2^2})$, $L_y = L_d + \frac{3}{2}k_i^2(L_s + \frac{L_\mu^2}{L_2})$ - соответственно

активное сопротивление и индуктивность цепи выпрямленного тока;

r_d, L_d – активное сопротивление и индуктивность звена постоянного тока;

k_i – модуль коммутационной функции.

Для синтеза контура скорости необходимо определить передаточную функцию замкнутого контура тока КТ, подчинённым образом входящего в состав контура скорости.

Передаточная функция разомкнутого контура тока:

$$W_{KTpTp}(p) = \frac{I_d}{I_1^*} = \frac{1 + aT_{\mu p}}{aT_{\mu}^2 \frac{K_{\epsilon} K_T}{R_3 T_3} p} \cdot \frac{K_{\epsilon}}{1 + T_{\mu} p} \cdot \frac{1/R_3}{1 + T_{\epsilon p}} \quad (5.18)$$

Замыкая контур через звено обратной связи с передаточным коэффициентом K_{OT} , получим:

$$W_{KTзам}(p) = \frac{W_{раз}}{1 + W_{раз} K_{OT}} \quad (5.19)$$

Общая передаточная функция канала управления током с учетом (5.19) принимает вид

$$W_{KT}(p) = W_{\phi} \cdot \frac{W_{раз}}{1 + W_{раз} K_{OT}} \quad (5.20)$$

Подставив численные значения параметров, получим ЛЧХ разомкнутого контура тока ($L_{раз}, \varphi_{раз}$), замкнутого контура тока ($L_{зам}, \varphi_{зам}$) и канала управления током ($L_{к}, \varphi_{к}$), показанные на рис.ПД.6 (Приложение В). Представим преобразованную структурную схему на рис. 5.11 совместно с рис. 5.8 в виде сигнального графа системы (рис. 5.16). Перейдем к отысканию передаточной функции разомкнутого контура скорости, согласно методике Мейсона [39]. Для этого обозначим замкнутый контур графа на рис.5.16

$$l_1 = \left(\frac{T_2}{T_2 p + 1} \right)^2 \omega_{20}^2,$$

после чего вычислим определитель этого графа $\Delta = 1 - l_1$ и определим пути от входной $\Delta\omega(p)$ к выходной $\Delta\omega^*(p)$ координатам:

$$\begin{aligned} P_1 &= \hat{E}_{\delta i1} \cdot W_{\delta} \cdot W_{\delta \delta} \cdot \sqrt{2/3} \left(\frac{-L_m}{T_2} \left(\frac{T_2}{T_2 p + 1} \right)^2 \omega_{20} k_i I_{1x0} \right) \frac{1}{J_{\Sigma} p}; \\ P_2 &= \hat{E}_{\delta i1} \cdot W_{\delta} \cdot W_{\delta \delta} \cdot \sqrt{2/3} \frac{\psi_{2y0}}{J_{\Sigma} p}; \\ P_3 &= \psi_{2y0} \omega_{20} k_i I_{1x0} \left(\frac{T_2}{T_2 p + 1} \right)^2 \frac{1}{J_{\Sigma} p}; \quad P_4 = \psi_{2x0} \omega_{20} k_i I_{1x0} \frac{T_2}{T_2 p + 1} \frac{1}{J_{\Sigma} p}. \end{aligned} \quad (5.21)$$

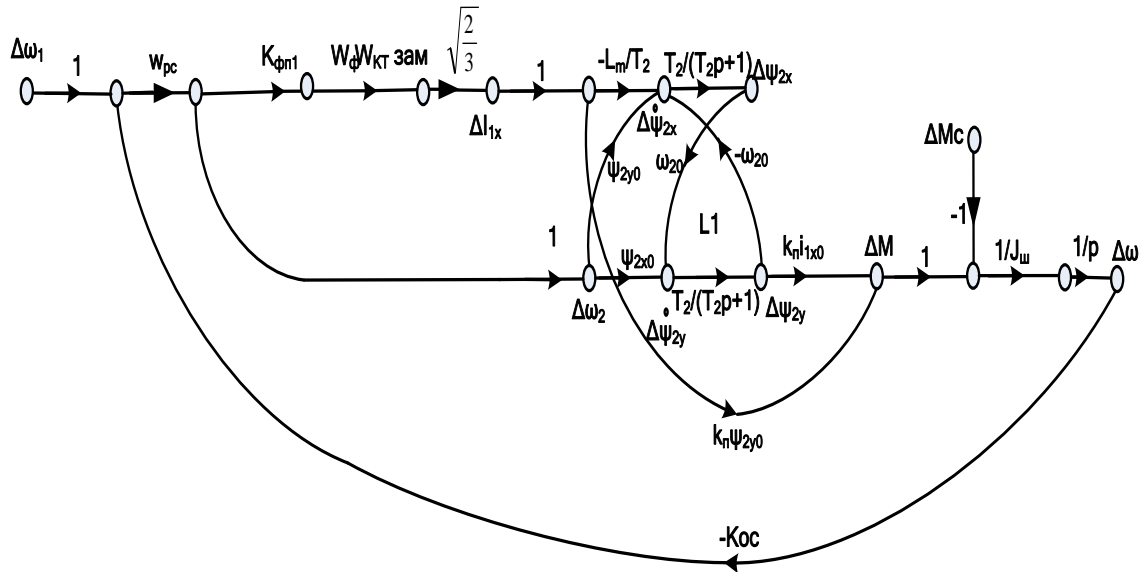


Рис. 5.16. Сигнальный граф частотно-токовой системы управления АД

Далее следует определить дополнительные множители указанных путей:

$$\Delta_1 = 1, \Delta_2 = 1 - l_1, \Delta_3 = 1, \Delta_4 = 1.$$

На основании полученных выражений передаточная функция разомкнутого контура скорости запишется:

$$\begin{aligned}
 W_{разк} (p) &= \frac{\Delta\omega(p)}{\Delta\omega_1^*(p)} = \frac{P_1\Delta_1 + P_2\Delta_2 + P_3\Delta_3 + P_4\Delta_4}{\Delta} = \\
 &= (K_{\phi п1} \cdot W_{\phi} \cdot W_{кТ.зам} \cdot \sqrt{2/3} \left(\frac{-L_m}{T_2} \left(\frac{T_2}{T_2 p + 1} \right)^2 \omega_{20} k_{п I_{1x0}} \right) \frac{1}{J_{\Sigma} p} + \\
 &+ K_{\phi п1} \cdot W_{\phi} \cdot W_{кТ.зам} \cdot \sqrt{2/3} \frac{\psi_{2y0}}{J_{\Sigma} p} \left(1 - \left(\frac{T_2}{T_2 p + 1} \right)^2 \omega_{20}^2 \right) + \\
 &+ \psi_{2y0} \omega_{20} k_{п I_{1x0}} \left(\frac{T_2}{T_2 p + 1} \right)^2 \frac{1}{J_{\Sigma} p} + \psi_{2x0} \omega_{20} k_{п I_{1x0}} \frac{T_2}{T_2 p + 1} \frac{1}{J_{\Sigma} p} \left(1 - \left(\frac{T_2}{T_2 p + 1} \right)^2 \omega_{20}^2 \right).
 \end{aligned} \tag{5.22}$$

Для численного расчета передаточной функции (5.22) требуется определить установившиеся значения координат ψ_{2x0}, ψ_{2y0} . Их можно получить, решая уравнения состояния системы (5.10):

$$\Psi_2(t) = \Psi_2(0)e^{At} + \int_0^t e^{A(t-\tau)} \mathbf{B}I(\tau) d\tau, \tag{5.23}$$

где e^{At} - матричная экспоненциальная функция (переходная матрица состояний). Для этого воспользуемся свойством повторяемости дис-

кретных значений пространственного вектора потокосцепления ротора в установившемся режиме $\Psi_2(t + \pi/3) = \Psi_2(t) \cdot e^{j\pi/3}$. Решение (5.23) на правой границе интервала повторяемости $\pi/3$ при допущении постоянства тока статора $I_1 = \text{const}$ записывается:

$$\Psi_2(\pi/3) = \Psi_2(0) \cdot e^{A\pi/3} + (e^{(A\pi/3)} - E)A^{-1}BI. \quad (5.24)$$

Подстановкой $\Psi_2(0) = \Psi_2(\pi/3)e^{-j\pi/3}$ в (5.24) можно получить установившиеся значения переменных на левой границе интервала повторяемости [16,89]:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_2(0) &= (e^{\pi/3} - e^{(A\pi/3)})^{-1} (e^{(A\pi/3)} - 1)A^{-1}B \\ I(0) &= B^{-1}A(e^{(A\pi/3)} - 1)^{-1} (e^{\pi/3} - e^{(A\pi/3)})\Psi_2(0) \end{aligned} \right\}, \quad (5.25)$$

а так же текущие значения переменных внутри интервала $0 \leq t \leq \pi/3$

$$\Psi_2(t) = [e^{At} (\hat{a}^{\pi/3} - \hat{a}^{A\pi/3})^{-1} + (e^{A\pi/3} - 1) + (e^{At} - 1)] \hat{A}^{-1} \hat{A}I(t), \quad (5.26)$$

принимая во внимание, что оператор векторного поворота в раскрытом виде имеет вид:

$$e^{j\pi/3} = \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) & -\sin(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) & \cos(\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (5.27)$$

В связи с понижением порядка системы дифференциальных уравнений, переходную матрицу контура скорости удаётся определить аналитически по формуле Сильвестра [16]:

$$e^{At} = \sum_{k=1}^n e^{r_k t} \hat{O}_k, \quad (5.28)$$

где

$$\hat{O}_k = \frac{\prod_{l \neq k} (A - r_l E)}{\prod_{l \neq k} (r_k - r_l)}, \quad l = 1, 2, 3, 4 \dots n. \quad (5.29)$$

Здесь r_k, r_l - корни характеристического уравнения цепи. Для основной матрицы A из системы (5.11) имеем:

$$r_1(p) = -\frac{1}{T_2} + j\omega_2(p), \quad r_2(p) = -\frac{1}{T_2} - j\omega_2(p).$$

Подставляя данные корни, можно получить выражение для принужденной составляющей переходного процесса (5.23):

$$\int_0^t e^{A(t-\tau)} \overline{\mathbf{B}} \mathbf{I}(\tau) d\tau =$$

$$= \int_0^t \begin{bmatrix} \frac{-\frac{1}{T_2} - r_1(p)}{r_1(p) - r_2(p)} e^{r_1(p)(t-\tau)} + \frac{-\frac{1}{T_2} - r_2(p)}{r_2(p) - r_1(p)} e^{r_2(p)(t-\tau)} & \frac{\omega_2}{r_1(p) - r_2(p)} e^{r_1(p)(t-\tau)} + \frac{\omega_2}{r_2(p) - r_1(p)} e^{r_2(p)(t-\tau)} \\ \frac{\omega_2}{r_1(p) - r_2(p)} e^{r_1(p)(t-\tau)} + \frac{\omega_2}{r_2(p) - r_1(p)} e^{r_2(p)(t-\tau)} & \frac{-\frac{1}{T_2} - r_1(p)}{r_1(p) - r_2(p)} e^{r_1(p)(t-\tau)} + \frac{-\frac{1}{T_2} - r_2(p)}{r_2(p) - r_1(p)} e^{r_2(p)(t-\tau)} \end{bmatrix} \mathbf{B} I d\tau. \quad (5.30)$$

Почленное интегрирование уравнения (5.30) позволяет записать :

$$\psi_{2x} = I_1 \frac{L_\mu}{T_2} \int_0^t \left(\frac{-\frac{1}{T_2} - r_1(p)}{r_1(p) - r_2(p)} e^{r_1(p)(t-\tau)} + \frac{-\frac{1}{T_2} - r_2(p)}{r_2(p) - r_1(p)} e^{r_2(p)(t-\tau)} \right) d\tau =$$

$$= I_1 \frac{L_\mu}{T_2} \begin{bmatrix} \frac{\frac{1}{T_2} + r_1(p)}{(r_1(p) - r_2(p))r_1(p)} e^{r_1(p)(t-\tau)} (e^{-r_1(p)} - 1) + \Rightarrow \\ \frac{\frac{1}{T_2} + r_2(p)}{(r_2(p) - r_2(p))r_2(p)} e^{r_2(p)(t-\tau)} (e^{-r_2(p)} - 1) \end{bmatrix};$$

$$\psi_{2y} = I_1 \frac{L_\mu}{T_2} \int_0^t \left(\frac{-\omega_2(p)}{r_1(p) - r_2(p)} e^{r_1(p)(t-\tau)} + \frac{-\omega_2(p)}{r_2(p) - r_1(p)} e^{r_2(p)(t-\tau)} \right) d\tau =$$

$$= I_1 \frac{L_\mu}{T_2} \left[\frac{\omega_2(p)}{(r_1(p) - r_2(p))r_1(p)} e^{r_1(p)(t-\tau)} (e^{-r_1(p)} - 1) + \frac{\omega_2(p)}{(r_2(p) - r_2(p))r_2(p)} e^{r_2(p)(t-\tau)} (e^{-r_2(p)} - 1) \right].$$

Тогда переходная матрица запишется : $e^{A(p,t)} =$

$$= \begin{bmatrix} \frac{-\frac{1}{T_2} - r_1(p)}{r_1(p) - r_2(p)} e^{r_1(p)t} + \frac{-\frac{1}{T_2} - r_2(p)}{r_2(p) - r_1(p)} e^{r_2(p)t} & \frac{\omega_2(p)}{r_1(p) - r_2(p)} e^{r_1(p)t} + \frac{\omega_2(p)}{r_2(p) - r_1(p)} e^{r_2(p)t} \\ \frac{\omega_2(p)}{r_1(p) - r_2(p)} e^{r_1(p)t} + \frac{\omega_2(p)}{r_2(p) - r_1(p)} e^{r_2(p)t} & \frac{-\frac{1}{T_2} - r_1(p)}{r_1(p) - r_2(p)} e^{r_1(p)t} + \frac{-\frac{1}{T_2} - r_2(p)}{r_2(p) - r_1(p)} e^{r_2(p)t} \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

После подстановки из табл. 3.5 численных параметров решение (5.23) примет вид :

$$\Psi_2(0) = \begin{pmatrix} 0,573 \\ 0,027 \end{pmatrix} \text{Вб}; \quad \Psi_2\left(\frac{k\pi}{3}\right) = \begin{pmatrix} -0,103 \\ -0,478 \end{pmatrix} \text{Вб}, \quad k=1,2,3,5\dots$$

Таким образом, получаем установившиеся значения потокосцеплений:

$$\psi_{2x} = -0,103 \text{ Вб}, \quad \psi_{2y} = -0,478 \text{ Вб} \quad \text{при условии } I_{1\max(2)} = \sqrt{3}I_{1(3)} = 407 \text{ А},$$

где $I_{1\max(2)}$ - амплитудное значение тока в двухфазной системе;

$I_1=235 \text{ А}$ - действующее значение тока в трехфазной системе.

Перечень исходных параметров частотно-токовой системы приведен в табл. 5.1

Таблица 5.1

Исходные параметры системы

№п/п	Величина	Формула	Значение
1	$K_{\text{фп1}}$	$\hat{E}_{\delta i1} = \omega_{20}/U_{\zeta 0} \max$	0,1056
2	$K_{\text{п}}$	$\hat{E}_i = \frac{3 L_{\mu}}{2 L_2} Z_p$	5,22
3	$K_{\text{осс}}$		
		$K_{\text{ин}} = U_{\text{ин max}} / \omega_{\text{ин}}$	0,0955

Подставив рассчитанные значения коэффициентов в (5.22) и считая, что в рассматриваемом диапазоне частот $\omega=(0 - 10^3) \text{ с}^{-1}$ соблюдается $W_{\text{ф}} \cdot W_{\text{кт.зам}} = 1$, получим передаточную функцию контура скорости:

$$W_{\text{разк}}(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{\Delta\omega_1^*(p)} = W_{\text{раз.с}} \cdot K_{\text{осс}} = \frac{2,94p^2 + 32,4p + 51}{p(0,69p^2 + 1,66p + 0,25)}.$$

Частотные характеристики разомкнутого контура скорости приведены на рис. ПВ.7 (Приложение В). На частоте среза $\omega_c=1,72 \text{ с}^{-1}$ имеем $\Delta\varphi=26,6^\circ$, что свидетельствует о недостаточном запасе устойчивости по фазе. Выберем желаемую частоту среза $\omega_{\text{сжел}} \approx 12,5 \text{ с}^{-1}$, соответствующую $\varphi \approx -128^\circ$, при этом получим $\Delta\varphi=62^\circ$. ЛАЧХ разомкнутого контура скорости имеет двойной наклон в области частот $\omega_{k1} \div \omega_{k2}$. Для получения желаемой ЛАЧХ с наклоном -20 дБ/дек в указанном диапазоне частот целесообразно провести коррекцию системы введением корректирующего звена (регулятора) с передаточной функцией [100]:

$$W_{\text{рег}} = \frac{1 + T_{\kappa 2} p}{1 + T_{\kappa 1} p}. \quad (5.32)$$

Согласно рекомендациям [66,67], выберем постоянные времени звена таким образом, чтобы наибольший положительный сдвиг фаз при-

ходил на участок, где ЛАЧХ разомкнутой системы проходит с наклоном -40 дБ/дек и имеет фазовый сдвиг, близкий к величине 180 градусов. Определяя $T_{к1} = \frac{1}{\omega_{к1}} = 0.08 \text{ с}$, $T_{к2} = \frac{1}{\omega_{к2}} = 10 \text{ с}$, получим передаточную функцию регулятора скорости:

$$W_{\delta\delta\delta} = \frac{1 + 10\delta}{1 + 0.08\delta}$$

Замкнув систему единичной обратной связью, получим передаточную функцию замкнутой по скорости системы электропривода:

$$W_{\text{зам.}} = \frac{W_{\text{ppe}} \cdot W_{\text{ppаз.к}}}{1 + W_{\text{ppe}} \cdot W_{\text{ppаз.к}}} \quad (5.33)$$

5.5. Моделирование системы электропривода экструдера с частотно-токовым управлением

Виртуальная модель системы частотно-токового управления АД, полученная в программе Matlab/ Simulink, приведена на рис. 5.17 [34,39,42]

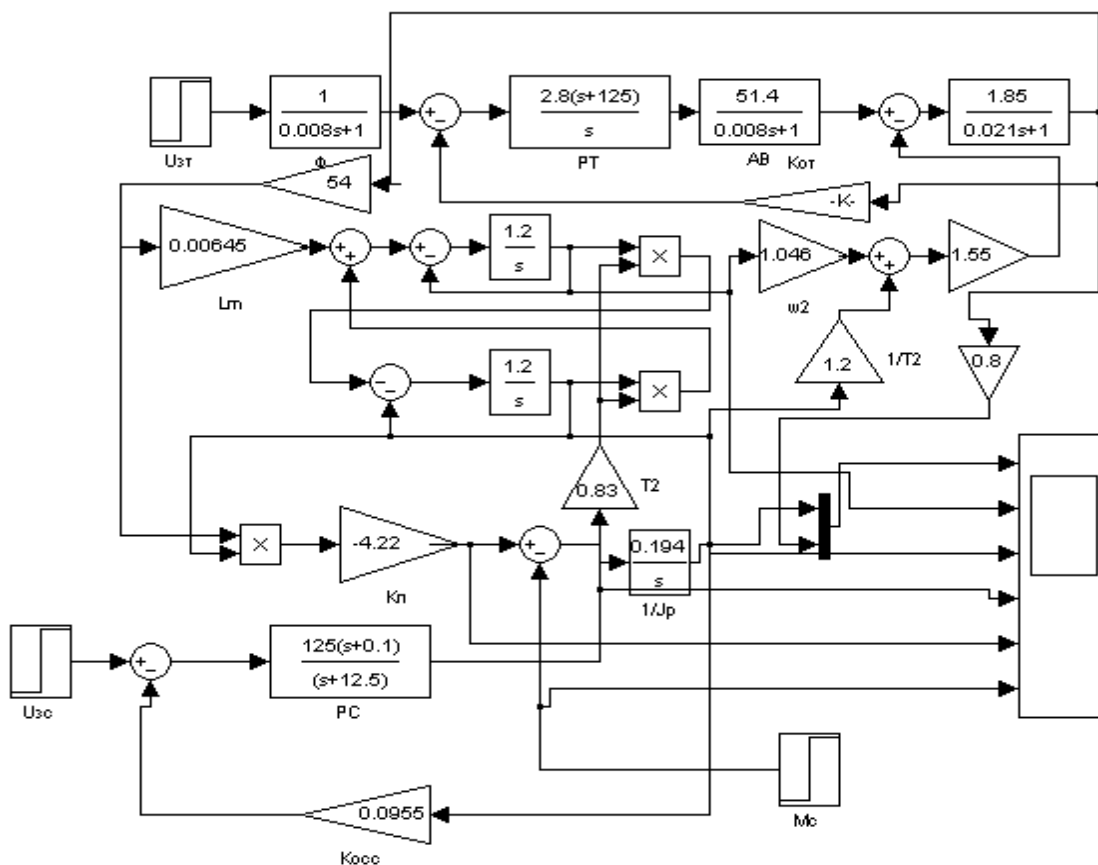


Рис. 5.17. Виртуальная модель системы частотно-токового управления электроприводом экструдера в Matlab/ Simulink

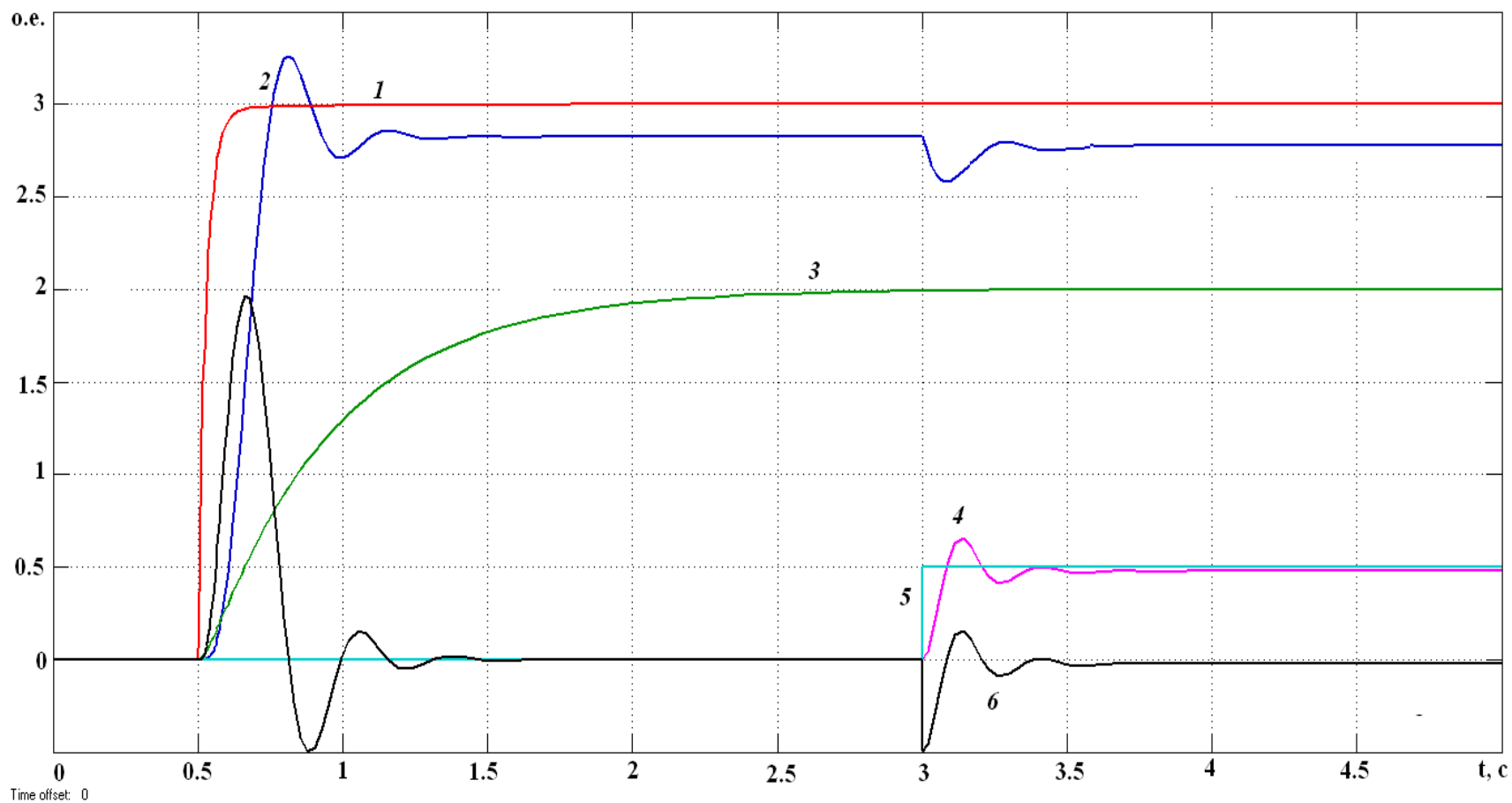


Рис. 5.18. Переходные процессы в системе частотно-токового управления АД:
 1 – ток статора, 2 – скорость ротора, 3 – ортогональная составляющая потокоцепления статора, 4 – электромагнитный момент, 5 – статический момент, 6 – динамический момент.

Полученные в результате моделирования переходные процессы отработки скачка заданий по скорости, току и моменту нагрузки, приведены на рис. 5.18.

Видно, что переходные процессы нарастания скорости и момента АД при пуске и набросе нагрузки носят колебательный характер, что обусловлено наличием комплексно-сопряженных корней в характеристическом уравнении объекта управления. Колебания момента АД не превышают заданной величины 25%, точность поддержания момента составляет 0,5%, точность поддержания постоянства скорости 0,1%. Приложение нагрузки, в виде номинального статического момента, не оказывает значительного влияния на установившуюся скорость АД, указывая на достаточно жесткую механическую характеристику привода в статике.

На рис.5.20 приведена модель комплекса «электропривод-экструдер-продукт», разработанной в Matlab Simulink на основе представленной выше системы частотно-токового электропривода. Графические результаты моделирования этого объекта представлены на рис. 5.21.

Анализ результатов показывает, что синтезированная система электропривода обеспечивает в переходном процессе допустимое перерегулирование $\sigma < 10\%$; давление резинотехнической смеси при пуске скачкообразно нарастает до величины, пропорциональной сумме динамического момента и нагрузочного момента на валу АД. Характер переходного процесса обусловлен практически пропорциональной связью выходного давления с приводным моментом на валу червяка. После спада динамической составляющей момента давление растет по экспоненциальному закону, отражающему инерционную связь скорости вращения червяка с выходным давлением. В установившемся режиме вариации технологических параметров, вызывающих колебания статического момента, не влияют на величину выходного давления в формулирующей головке экструдера.

Передаточная функция частотно-токовой, замкнутой по скорости системы определяется выражением (5.33). Передаточная функция контура давления определяется выражением (4.52), которое после подстановки численных значений принимает вид:

$$W_{\text{ио.ä}}(\delta) = \frac{1,47 \cdot 10^{-4} p^5 + 0,024 \delta^3 + 0,26 p^2 + 0,06 p + 1,8 \cdot 10^{-3}}{0,051 p^6 + 28,13 p^5 + 320,7 p^4 + 669,1 p^3 + 320,2 p^2 + 27,94 p + 0,23}$$

Логарифмические частотные характеристики контура давления приведены на рис. ПВ. 8 (Приложение В). Пользуясь методикой [18], определим желаемую частоту среза, исходя из требуемого быстродействия и перерегулирования $\sigma < 20\%$:

$$\omega_{\text{н.э.э}} = \frac{2,5\pi}{t_p} = \frac{2,5\pi}{7} = 1,12 \text{ с}^{-1}.$$

На данной частоте фазо-частотная характеристика исходной системы имеет запас устойчивости по фазе $\Delta\varphi=100^\circ$. Требуемое значение коэффициента усиления регулятора $K_{\text{рег}}$ определим из выражения для статической ошибки (5.5). Коэффициент усиления разомкнутой системы без регулятора определим из передаточной функции объекта управления, положив $p=0$, при этом $K_{\text{раз}}=0,0078$. Тогда получим:

$$K_{\text{рег}} \leq \frac{1-\Delta}{\Delta \cdot K_{\text{раз}}} = \frac{1-0,02}{0,02 \cdot 7,8 \cdot 10^{-3}} = 6282(76\text{дБ}).$$

Далее, согласно (4.38), определяем ЛАЧХ регулятора давления, которому соответствует передаточная функция звена с отставанием по фазе:

$$W_{\text{рег.д}}(p) = K \frac{1+T_2 p}{1+T_1 p},$$

где $T_2=3,16$ с, $T_1=10$ с (рис. ПВ.8). Подставив численные значения, получим:

$$W_{\text{д.д.д}}(\delta) = 6282 \frac{1+3,16p}{1+10p}.$$

Замыкая систему отрицательной обратной связью, получим передаточную функцию замкнутого контура давления с передаточной функцией вида (4.61). Переходный процесс нарастания давления при скачке задающего воздействия, изображен на рис.5.19, а так же в Приложении С (см. рис.ПС.1, рис.ПС.2).

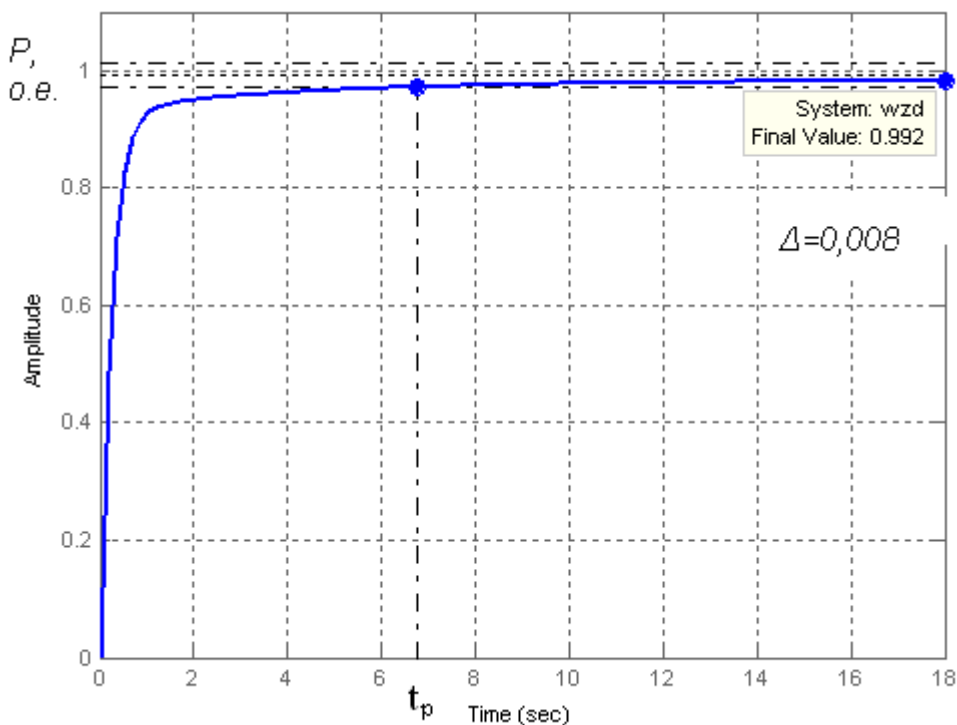


Рис. 5.19. Переходный процесс нарастания давления в замкнутой системе частотно-токового электропривода

Как видно из рис. 5.21, система удовлетворяет указанным выше требованиям: время регулирования давления $t_p \approx 6,7$ с, статическая ошибка $\Delta = 0,8\%$; перерегулирование отсутствует. Таким образом, наличие внешнего контура стабилизации давления способствует повышению быстродействия экструдера при монотонном протекании переходного процесса и отсутствии перерегулирования. Представленные результаты моделирования подтверждают целесообразность применения дополнительного контура регулирования давления в составе электропривода экструдера на основе частотно-токового принципа управления[33].

Выводы

1) Обоснована необходимость применения частотно-токовой системы управления электроприводом для экструдеров, основным предназначением которых является переработка высоковязких смесей. Рассмотрены основные преимущества асинхронного электропривода при управлении током статора АД; представлено математическое описание и структура АД при токовом управлении; показано, что реализация частотно-токовой системы является более простой в сравнении с системой векторного управления АД при эквивалентных нагрузочных и регулировочных характеристиках привода.

2) Показано, что для получения жестких механических характеристик привода экструдера, требуется система с принудительным фазовым ориентированием тока статора относительно потокос-

цепления статора. Рассмотрены схемы реализации частотно-токовой системы на основе АИТ с обратными связями по току статора. Предложена новая схема преобразователя, на основе запираемых вентилях, реализующая режим параметрического источника тока и повторяющая свойство АИТ задавать фазу тока.

3) Приведена и обоснована схемная реализация частотно-токовой системы управления приводом экструдера на основе двухзвенного преобразователя частоты с управляемым выпрямителем и специальным демпфирующим устройством. Показано, что предложенная схема позволяет упростить систему частотно-токового управления введением демпфирующего устройства на основе одного полярного конденсатора, а также удовлетворить требованиям электромагнитной совместимости за счет придания сетевому току квазисинусоидальной формы.

4) Установлено, что для получения жестких механических характеристик привода экструдера, требуется система с принудительным фазовым ориентированием тока статора относительно потокосцепления статора. Рассмотрены схемы реализации частотно-токовой системы на основе АИТ с обратными связями по току статора. Предложен новый принцип коммутаций в схеме АИТ на запираемых вентилях при ограниченном уровне коммутационных перенапряжений. Предложенная схема инвертора реализует режим параметрического источника тока с возможностью задания требуемой фазы тока статорных обмоток асинхронного двигателя.

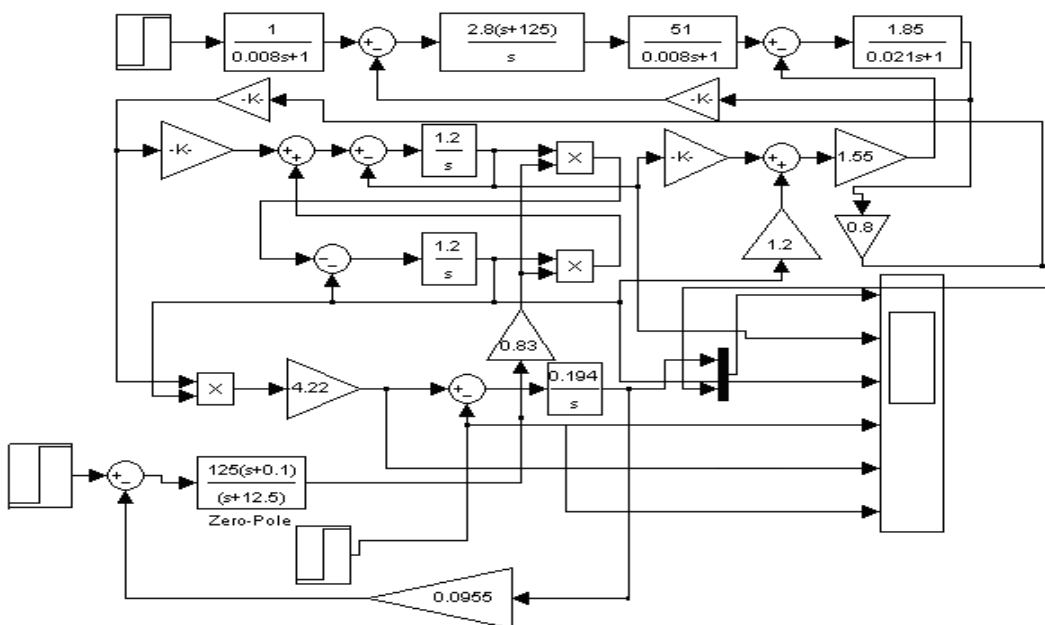
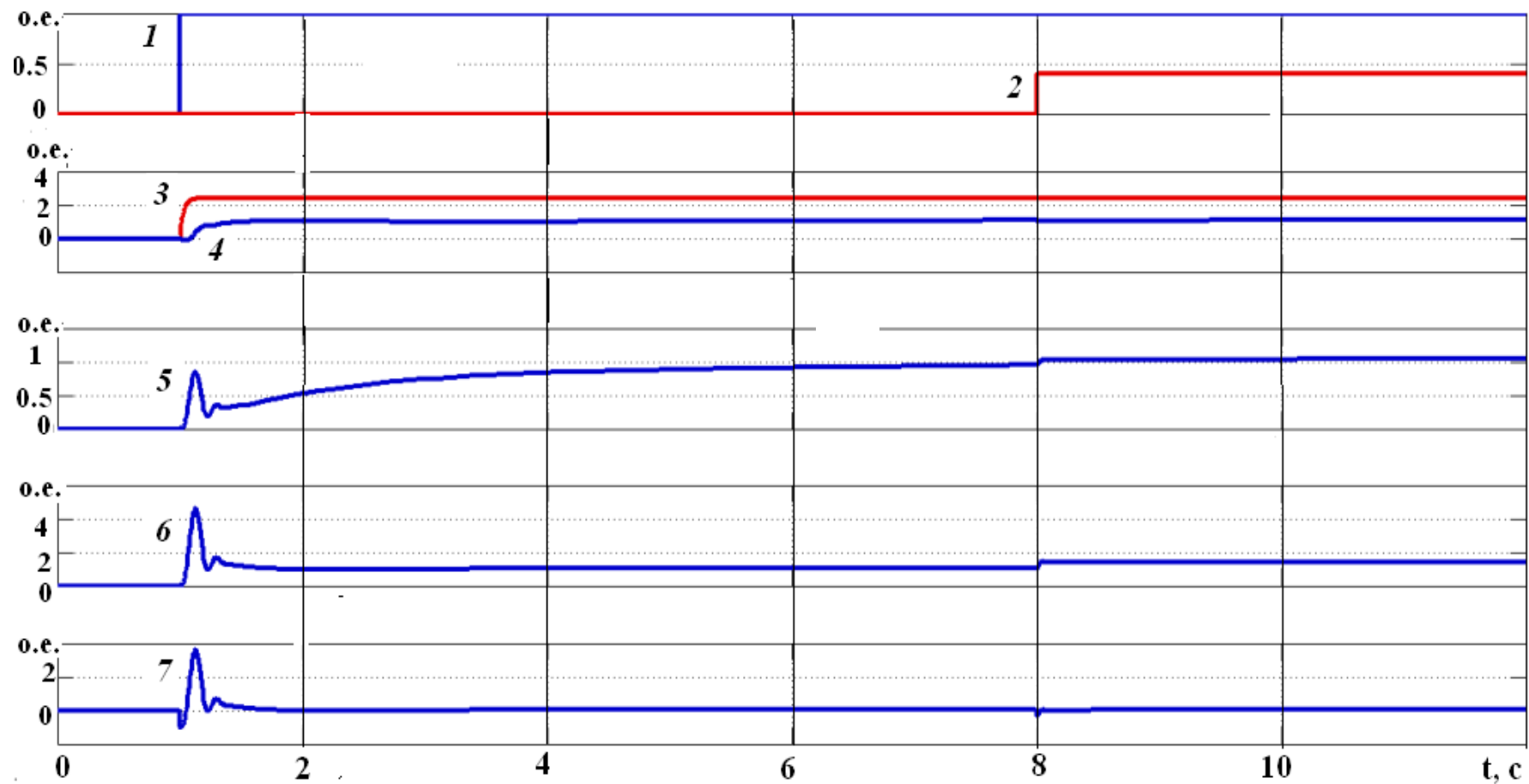


Рис. 5.20. Виртуальная модель комплекса «электропривод-экструдер-продукт» с частотно-токовой системой управления



149

150

Рис. 5.21. Переходные процессы в системе при пуске под нагрузкой: 1 – номинальный статический момент, 2 – дополнительный статический момент, имитирующий отклонение момента нагрузки ($0,5 M_{c.ном}$), 3 – ток статора, 4 – частота вращения червяка, 5 – выходное давление смеси, 6 – момент привода, 7 – динамический момент.

6. ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ К МНОГОДВИГАТЕЛЬНЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМ ВАЛКОВЫХ МАШИН

В составе поточных линий по производству резино-технических полуфабрикатов кроме червячных механизмов находят применение валковые машины в виде вальцев и коландров [6,15,69,102,118]. Вальцы применяются для предварительной температурной переработки резиновых смесей и пластмасс путём смешения, пластикации и дробления экструдата. Механические характеристики этого процесса аналогичны рассмотренным ранее характеристикам нереверсивных (одноквадрантных) приводов экструдеров, в связи с чем далее не анализируются. Коландры служат для производства идущего на изготовление автопокрышек корда. Процесс изготовления корда состоит в пропитке кордной ткани специальным раствором - латексом с последующей двухсторонней обкладкой ткани резиной, что происходит на многовалковых каландрах. В качестве кордной ткани используют хлопчатобумажные, вискозные и полиамидные ткани со свойствами нейлона. В отличие от червячных машин, каландры состоят из механизмов, приводимых в движение реверсивными многоквадрантными электроприводами с меняющимся знаком скорости и момента.

6.1. Описание технологии изготовления кордной ткани для протекторов грузовых автошин

Технологическая схема поточной кордной линии на участках пропитки и обрезинивания тканного материала, приведена на рис.6.1 и рис.6.2. На этапах пропитки осуществляют следующие технологические операции: раскатку кордной ткани, стыковку на гидравлическом прессе предыдущего и последующего рулонов, пропитку и сушку ткани для предотвращения появления пузырей в резиновой смеси, обрезинивание ткани в каландрах. На участке предварительной пропитки линии кордная ткань с роликовой раскаточной стойки 1 поступает на гидравлический пресс 2, где происходит стыковка концов предыдущего и последующего рулонов. После пресса и ширителя 3 ткань подается питательными роликами 4 в компенсатор 5. Во время стыковки концов рулонов движение ткани на прессе прекращается. Для питания линии тканью во время стыковки служит компенсатор, в котором при нормальной работе линии создается определенный запас ткани.

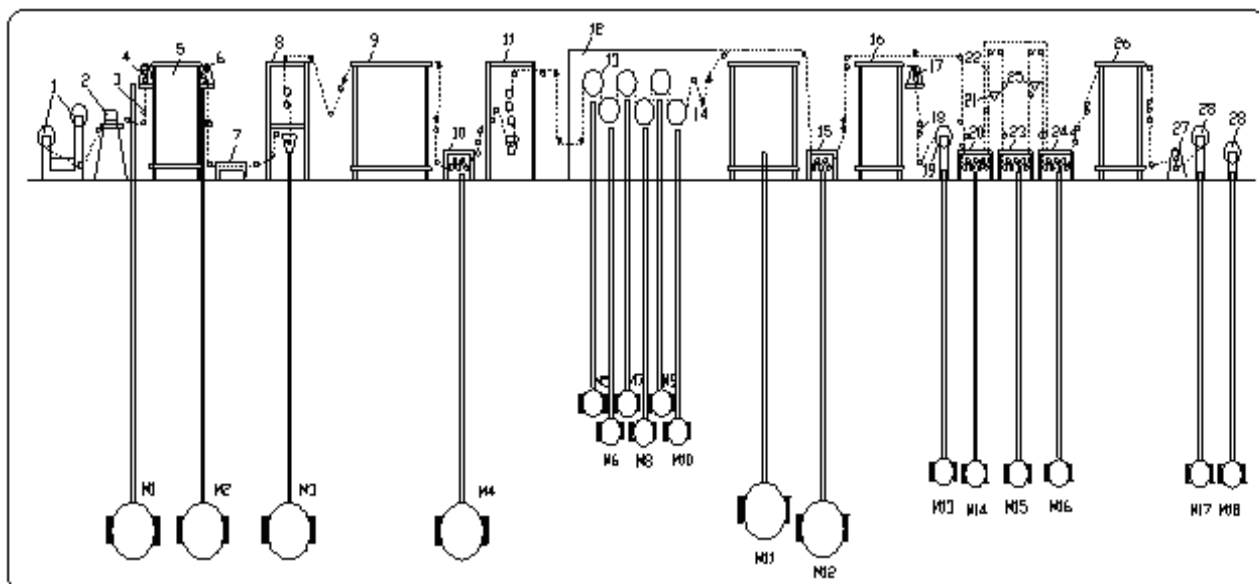


Рис.6.1. Технологическая схема участка пропитки корда:

1 – роликовая стойка; 2 – гидравлический пресс; 3 – ширитель; 4 – питательные ролики; 5 – компенсатор; 6 – ролики предварительного натяжения; 7 – пылесос; 8 – ванна для предварительной пропитки латексом; 9 – зона насыщения; 10 – тянущая секция; 11 – ванна для последующей пропитки латексом; 12 – сушильная камера; 13 – барабаны большого диаметра; 14 – фестонная часть; 15 – тянущая стойка; 16 – компенсатор; 17 – питательные ролики; 18 – ширитель; 19 – закаточное устройство; 20 – удерживающая стойка; 21 – датчик; 22 – зона горячей вытяжки; 23 – тянущая стойка; 24 – тянущая стойка; 25 – зона нормализации; 26 – компенсатор; 27 – питательные ролики; 28 – двойное закаточное устройство.

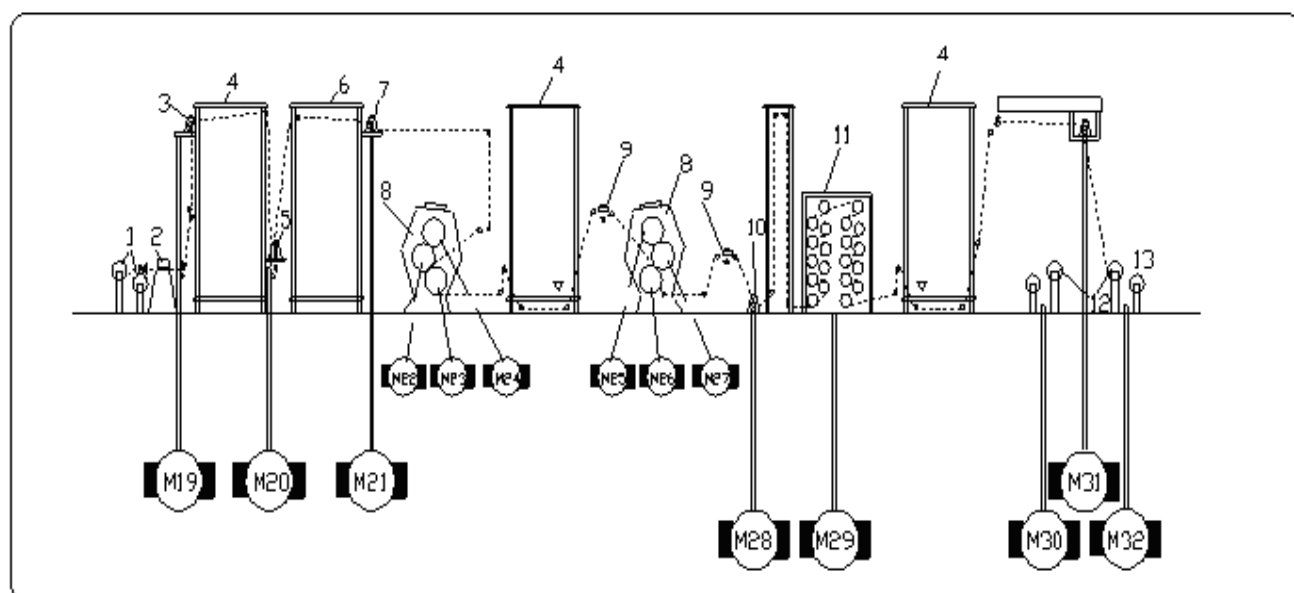


Рис.6.2. Технологическая схема участка каландрирования:

1- раскаточная роликовая стойка; 2- гидравлический пресс; 3-питательные ролики; 4 – компенсатор; 5 –тянущие ролики; 6 -предварительная сушильная камера; 7 – роликовая стойка натяжения; 8 –дельта-образный коландр; 9 –калиброммеры; 10 – роликовая стойка натяжения; 11 –охладительные барабаны; 12 – закаточное устройство.

В процессе прохождения участков ширина полотна значительно уменьшается. Поэтому в зоне компенсатора имеется так называемый ширитель 3 с двойными роликами, благодаря которому повышается коэффициент использования корда и поддерживается необходимая плотность нитей основы. Из компенсатора ткань через натяжные ролики 6 и ролики предварительного насыщения поступает в первую ванну 8 для предварительной пропитки латексом.

Перед пропиткой поверхность кордной ткани очищается пылесосом 7. За время прохождения через ванну 8 ткань не успевает пропитаться, поэтому далее она поступает в зону насыщения 9. После прохождения тянущей секции 10 ткань поступает во вторую ванну 11 для пропитки латексом большей концентрации, а затем подаётся в сушильную камеру 12. Натяжение кордной ткани между стойкой предварительного натяжения и тянущей стойкой регулируется специальным натяжным устройством. В сушильной камере ткань в начале попадает на шесть барабанов 13 большого диаметра, а потом переходит в фестонную часть 14, состоящую из ряда роликов. После сушки процесс пропитки заканчивается, при этом на поверхности ткани образуется слой латекса.

Далее кордная ткань поступает через тянущую стойку 15 и компенсатор 16 либо на закаточное устройство 19 через питательные ролики 17 и ширитель 18, либо на участок нейлона. На участке нейлона полиамидная ткань, в отличие от вискозной, обрабатывается в установках горячей вытяжки и нормализации для создания лучшей ориентации молекул волокна и повышения прочности корда. В зоне горячей вытяжки 22 и зоне нормализации 25 необходимое натяжение полиамидной ткани создаётся удерживающей стойкой 20 и тянущими стойками 23 и 24. Для контроля натяжения в зонах 22 и 25 служат датчики 21. Обработка корда может проводиться в режиме натяжения или вытяжки. Пройдя зону нормализации, кордная ткань поступает в компенсатор 26 и питательные ролики 27. С питательных роликов корд поступает на двойное закаточное устройство 28, где кордная ткань закатывается в рулоны. Компенсатор обеспечивает непрерывность работы линии при замене рулонов закаточного устройства. После сушки и высокотемпературной обработки кордная ткань поступает на участок каландрирования.

На рис.6.2 приведена технологическая схема участка каландрирования кордной линии. Здесь ткань с роликовой раскаточной линии 1 идет на гидравлический пресс 2. Питающие ролики 3 подают материал в компенсатор 4. Через тянущие ролики стойки 5 ткань попадает в предварительную сушильную камеру 6. Сушка ткани предотвращает появление пузырей в резиновой смеси. Через сушильную камеру ткань протягивается роликовой стойкой натяжения 7 перед каландром и подается в первый Δ – образный каландр 8. Здесь ткань подвергается одностороннему обрезиниванию. Далее через фестонный компенсатор 4 она поступает во второй каландр, где корд обкладывается резиной с другой сто-

роны. После каждого каландра стоят изотопные калиброметры 9, непрерывно контролирующие толщину резины кордной ткани.

После каландра обрезиненный корд через роликовую стойку натяжения 10 поступает на охлаждающие барабаны 11, что предотвращает его прилипание к прокладочному холсту и преждевременную вулканизацию обкладочной резины. Многопетельный компенсатор, установленный перед закаточными устройствами 12 и 13, обеспечивает непрерывность работы агрегата при снятии готовых рулонов.

В процессе каландрирования резиновая смесь деформируется, причём упругая деформация при релаксации напряжения переходит в пластическую деформацию. Поэтому при каландрировании смесей с большим содержанием каучука приходится применять малые частоты вращения валков. Между двумя каландрами, установлен компенсатор с петлевым регулятором, воздействующим на частоту вращения второго каландра, чем обеспечивается согласование частот вращения обоих каландров и натяжение ткани между ними.

6.2. Технологические требования к многодвигательному электроприводу кордной линии

Возможные изменения процентного содержания каучука в процессе каландрирования диктуют необходимость плавного регулирования скорости прохождения ткани по участкам линии. Если скорость кордной ткани при заправке должна составлять 3-5 м/мин, то на основном участке рабочая скорость повышается до 50 м/мин. Отсюда диапазон регулирования скорости вращения приводных валков каландра должен быть не менее (1:15).

Согласно технологии пропитки кордной ткани, электроприводы этого участка должны отвечать ряду требований, в числе которых: а) согласование скоростей отдельных механизмов линии; б) задание и стабилизацию натяжений корда на различных участках линии, а также устойчивую работу многодвигательного электропривода в целом; в) поддержание стабильной частоты вращения в установившемся режиме с точностью до $\pm 5\%$ при изменении статического момента в пределах от 0,25 до 1,00 номинального момента двигателя; г) компенсацию статических и динамических моментов; д) поддержание степени заполнения компенсатора для соблюдения непрерывности технологического процесса при замене рулонов в раскатывающих и закатывающих устройствах; е) реверс скорости и ограничение угла поворота рулона во время аварийного торможения валков, который не должен превышать $\frac{1}{4}$ длины окружности валка. Из представленной на рис.6.1 схемы следует, что общее количество электродвигателей на участке пропитки составляет 18. В свою очередь электропривод кордной линии должен обеспечивать следующие технологические режимы работы:

- режимы «рабочая скорость», «плавный пуск», «плавное изменение рабочей скорости линии», «последовательное управление соотношением скоростей секций» и «оперативного изменения этого соотношения»; - режим «заправочная скорость», обеспечивающий устойчивую работу электропривода во время заправки ткани;

- режим «реверсирование» после останова секций на заправочной скорости для уборки брака;

- режим «наладка» во время пуска, останова и регулирования скорости отдельных электроприводов;

- режим «аварийный», обеспечивающий одновременную экстренную остановку всех электроприводов линии.

По точности поддержания заданных параметров электропривод должен обеспечивать максимальное отклонение рабочей скорости линии в установившихся режимах – не более $\pm 1\%$ от номинального значения в условиях изменений величины питающего напряжения $+10\%$, -15% , частоты питающего напряжения на $\pm 1\%$ и температуры окружающей среды на $\pm 10^{\circ}\text{C}$.

Для контроля за техническим состоянием электропривода предусматривается видеотерминальная станция (ВТС), оснащённая программируемым контроллером и видео-пультом. По степени защиты всё электрооборудование линии должно гарантировать безопасную эксплуатацию в условиях выделяющейся токопроводящей сажи.

В состав кордной линии в настоящее время входят следующие основные технологические узлы: узел раскатки, компенсатор раскатки, нагревающие барабаны, каландр 1, каландр 2, охлаждающие барабаны, компенсатор закатки и узел закатки, привод механизмов действующей кордной линии на основе электродвигателей постоянного тока с питанием от управляемых тиристорных преобразователей. Общее количество приводов на участке каландрирования составляет 14шт..

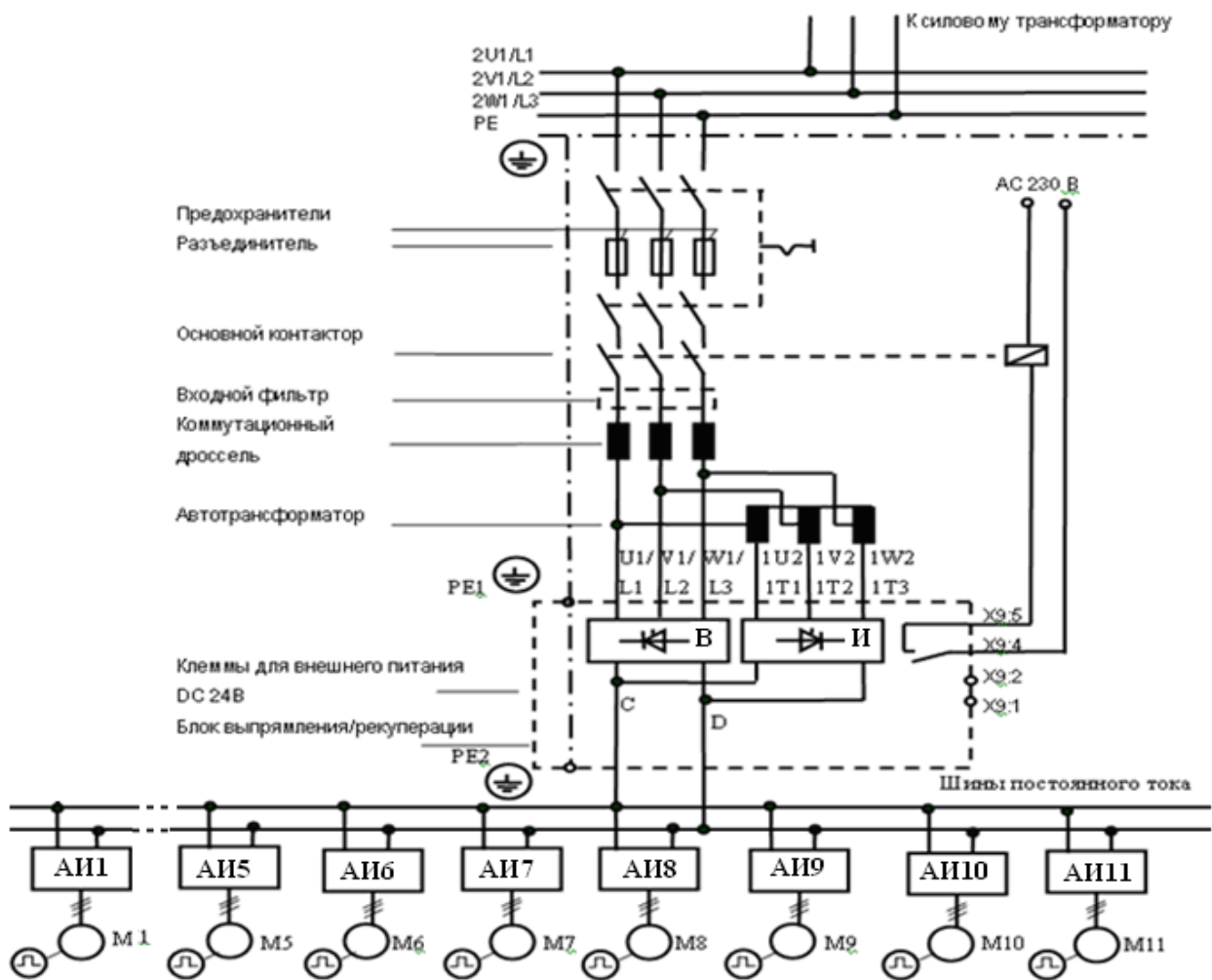


Рис.6.3. Функциональная схема силовой части низковольтного многодвигательного электропривода кордной линии

6.3. Состав и построение существующего варианта многодвигательного электропривода кордной линии

Как показано на схеме рис.6.3, принцип исполнения многодвигательного электропривода состоит в использовании единого для всех приводов первичного источника питания в виде совмещённого блока выпрямления/инвертирования, подключенного входом к зажимам понижающего сетевого трансформатора (6/0.38 кВ), а выходом – к общим для всех автономных инверторов (AI1, AI2, ..., AI11) шинам постоянного тока. В данном случае автономные инверторы выполняют функции индивидуальных преобразователей частоты в составе асинхронных приводов M1, M2, ..., M11, каждый из которых приводит в движение тот или иной механизм кордной линии. Кроме названных частей в состав силовой схемы рис.6.3 входят:

– *силовой блок выпрямления/инвертирования* (в количестве 2-х), выполненный в виде реверсивного вентильного преобразователя по 3-ёх фазной мостовой 2-ух комплектной схеме выпрямления с совместным согласованным управлением вентильными комплектами, один из которых на этапах потребления мощности выполняет функции выпрямителя (В), а другой на этапах возврата мощности торможения в сеть – функции зависимого инвертора (И). Благодаря процессу рекуперации, данное решение позволяет использовать энергию торможения приводов в других нагрузках сети, а так же повысить коэффициент полезного действия установки, исключив непроизводительное рассеивание этой энергии в балластных резисторах;

– *сетевые предохранители*, обеспечивающие защиту кабелей и полупроводниковых элементов преобразователя от токовых перегрузок;

– *сетевой коммутационный дроссель* для уменьшения высших гармоник потребляемого тока и защиты от аварийных токов короткого замыкания;

– *автотрансформатор* для подключения к сети зависимого инвертора в составе блока выпрямления /рекуперации. Повышает э.д.с инвертора на 20% по сравнению с э.д.с выпрямителя, что позволяет ограничить образованный разностью указанных э.д.с уравнивающий ток, причём это ограничение происходит без применения уравнивающих реакторов;

– *главный контактор* для подключения блока выпрямления /рекуперации к питающей сети.

Полагается, что в качестве исполнительных электродвигателей М1,..М11 используются асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором фирмы Siemens типа 1LA6, 1LG8, предназначенные для работы с преобразователями частоты с выходным напряжением 400В. Номинальные данные силовых комплектующих элементов приведены в таблицах 6.1÷6.9.

Таблица 6.1

Технические данные электродвигателей

Назначение электродвигателя	Номинальная мощность (кВт)	Номинальная скорость (об/мин)	Диапазон регулиров. скорости (об/мин)
<i>Электропривод раскатки</i>	5,5	1000	100-1000
<i>Электропривод тянущей станции</i>	22	1500	100-1000
<i>Электропривод каландра 1</i>	132 (4 шт.)	1000	100-1000
<i>Электропривод каландра 2</i>	45 (2 шт.)	1000	100-1000
<i>Электропривод охлаждающих барабанов</i>	30	1000	100-1000
<i>Электропривод закатки</i>	30 (2 шт.)	1000	100-1000

Технические данные на автономные инверторы

Автономный инвертор электропривода раскатки

Таблица 6.2

Тип	6SE7021-3TB61
Номинальное напряжение питания постоянного тока, В	510 - 650
Номинальная мощность, кВт	5,5
Номинальный выходной ток, А	13,2
Базовый ток нагрузки, А	12
Ток перегрузки, А	18
Длительность перегрузки, с	60
Температура окружающей среды, °С	от 0 до +40
Номинальный ток звена постоянного тока, А	15,7

Автономный инвертор электропривода тянущей станции

Таблица 6.3

Тип	6SE7024-7TD61
Номинальное напряжение питания постоянного тока, В	510 - 650
Номинальная мощность, кВт	22
Номинальный выходной ток, А	47
Базовый ток нагрузки, А	42,8
Ток перегрузки, А	64,2
Длительность перегрузки, с	60
Температура окружающей среды, °С	от 0 до +40
Номинальный ток звена постоянного тока, А	53,9

Автономные инверторы электроприводов 1-го каландра

Таблица 6.4

Тип	6SE7032-6TG60 (4шт.)
Номинальное напряжение питания постоянного тока, В	510 - 650
Номинальная мощность, кВт	132
Номинальный выходной ток, А	260
Базовый ток нагрузки, А	237
Ток перегрузки, А	355
Длительность перегрузки, с	60
Температура окружающей среды, °С	от 0 до +40
Номинальный ток звена постоянного тока, А	305

Автономные инверторы электроприводов 2-го каландра

Таблица 6.5

Тип	6SE7031-0TE60 (2 шт.)
Номинальное напряжение питания постоянного тока, В	510 - 650
Номинальная мощность, кВт	45
Номинальный выходной ток, А	92
Базовый ток нагрузки, А	84
Ток перегрузки, А	126
Длительность перегрузки, с	60
Температура окружающей среды, °С	от 0 до +40
Номинальный ток звена постоянного тока, А	110

Автономный инвертор электропривода охлаждающих барабанов

Таблица 6.6

Тип	6SE7026-0TD61
Номинальное напряжение питания постоянного тока, В	510 - 650
Номинальная мощность, кВт	30
Номинальный выходной ток, А	59
Базовый ток нагрузки, А	53,7
Ток перегрузки, А	80,5
Длительность перегрузки, с	60
Температура окружающей среды, °С	от 0 до +40
Номинальный ток звена постоянного тока, А	70,2

Автономные инверторы электроприводов закатки

Таблица 6.7

Тип	6SE7026-0TD61 (2шт.)
Номинальное напряжение питания постоянного тока, В	510 - 650
Номинальная мощность, кВт	30
Номинальный выходной ток, А	59
Базовый ток нагрузки, А	53,7
Ток перегрузки, А	80,5
Длительность перегрузки, с	60
Температура окружающей среды, °С	от 0 до +40
Номинальный ток звена постоянного тока, А	70,2

Паспортные данные силового трансформатора

Таблица 6.8

Тип	4GJ-GEAFOL
Номинальная мощность, кВА	1600
Напряжение на первичной обмотке трансформатора, кВ	6
Отпайки, %	2· ±2,5
Напряжение на вторичной обмотке трансформатора, кВ	0,4
Напряжение короткого замыкания, %	6
Потери на холостом ходу, кВт	3,54
Потери при коротком замыкании, кВт	13,25
Амплитуда шума, Дб	56
При нарушении звуковой изоляции, Дб	76
Общий вес, кг	3910
Группа соединений обмоток трансформатора	Dd0Dy5
Тип охлаждения	AN
Температура охлаждающего воздуха	До 40°С
Тип защиты	IP00

Паспортные данные силового автотрансформатора

Таблица 6.9

Тип	4BU5985-0UA71-8A
Номинальная мощность, кВА	710
Напряжение на первичной обмотке трансформатора, кВ	460
Напряжение на вторичной обмотке трансформатора, кВ	552
ПВ, %	25
Степень защиты	IP00
Класс изоляции	H

6.4. Компьютерное моделирование существующего варианта электропривода каландра

Представленная на рис.6.4 силовая схема модели содержит источник 3-ёх фазного сетевого напряжения 220/380 В, выполненный на однооперационных тиристорах; блок выпрямления/ инвертирования с уравнивательными реакторами $L_{ур1}$, $L_{ур2}$; звено постоянного тока с конденсатором фильтра $C_{ф}$; автономный инвертор напряжения (АИН), выполненный на транзисторных ключах V_1, \dots, V_6 , зашунтированных обратными диодами; асинхронный двигатель (АД). Одной из целей моделирования послужило рассмотрение достоинств и недостатков существующего варианта В/И, выполненного на основе двухкомплектного реверсивного преобразователя с совместным управлением в безреакторном исполнении.

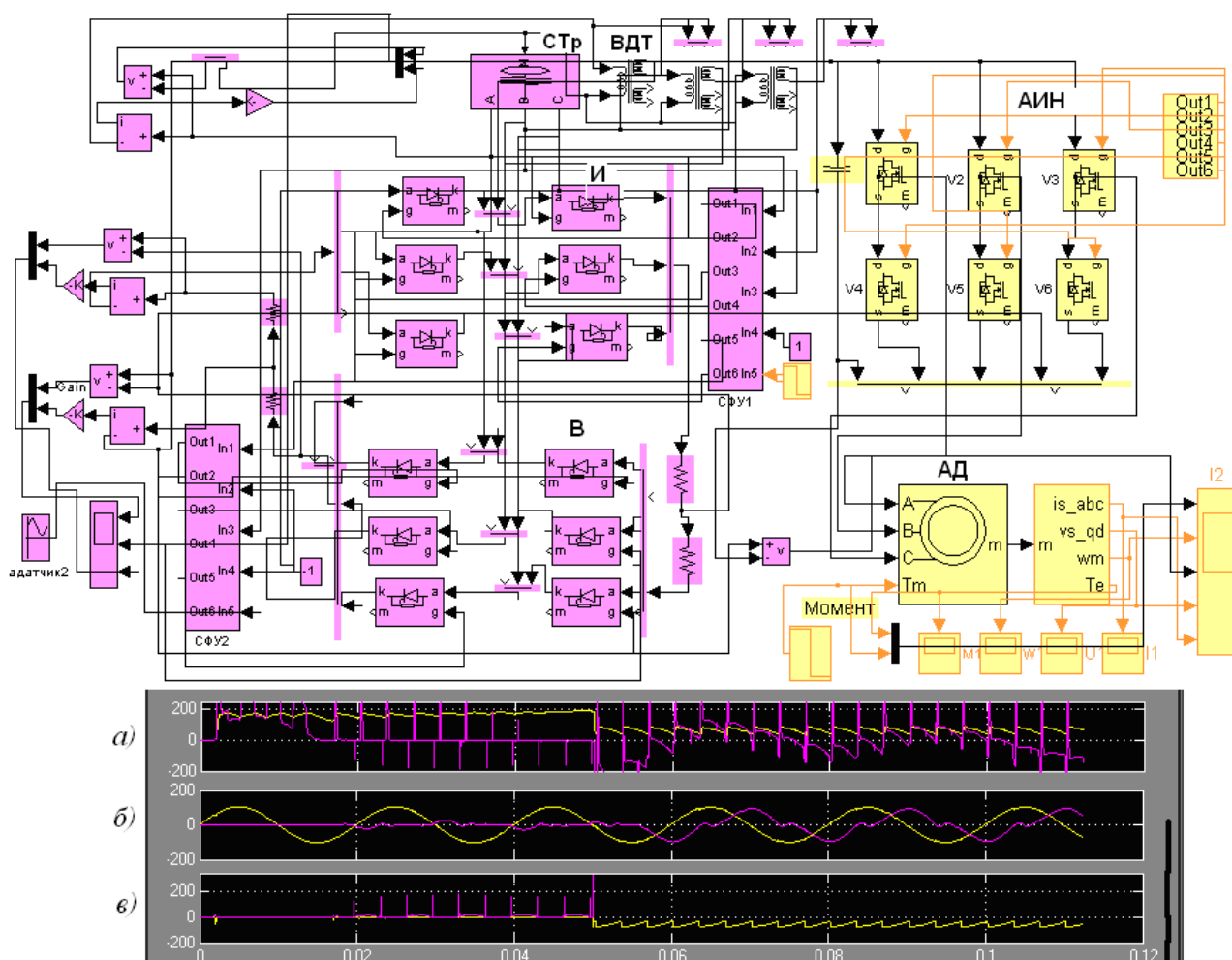


Рис.6.4. Компьютерная модель существующего варианта ЭП с блоком выпрямления/инвертирования, оснащённым вольтодобавочным автотрансформатором

Как отмечалось, устранение уравнильных реакторов в реверсивном преобразователе данного типа потребовало введения в силовую схему дополнительного вольтодобавочного трансформатора. (ВДТ). Представленные на рис.6.4 кривые напряжения и тока выходной цепи блока В/И(а), сетевого входа (б) и уравнильной цепи (в) иллюстрируют работу этого блока в выпрямительном (на интервалах $t \leq 0.05с.$) и инверторном (на интервалах $t \geq 0.05с$) режимах. Результаты моделирования подтверждают возможность безреакторного исполнения реверсивного преобразователя с вольтодобавочным автотрансформатором. Можно видеть, что данное решение действительно ведёт к уменьшению уравнильного тока в выпрямительном режиме и некоторому повышению этого тока в инверторном режиме. Тем не менее, значительная установленная мощность автотрансформатора ВДТ (710 кВА), достигающая 45% мощности силового трансформатора СТр(1600 кВА), не позволяет считать данное решение экономически оправданным, а потому требует поиска менее затратного исполнения обратимого преобразователя в безреакторном варианте.

7. ВАРИАНТЫ РЕКОНСТРУКЦИИ МНОГОДВИГАТЕЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА КОРДНОЙ ЛИНИИ

7.1. Примеры построения многодвигательного электропривода на основе обратимых преобразователей частоты

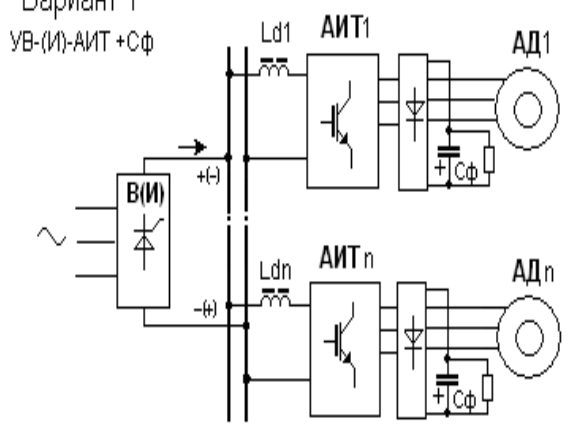
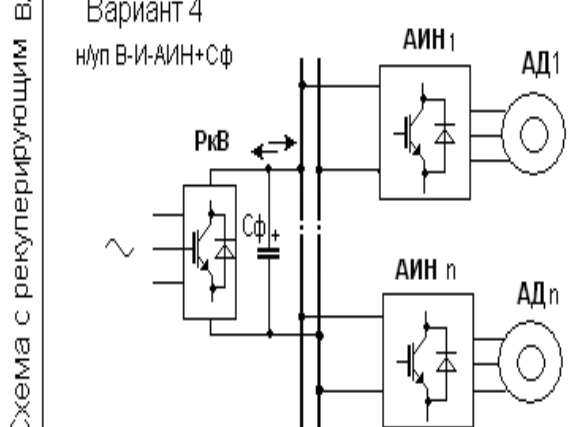
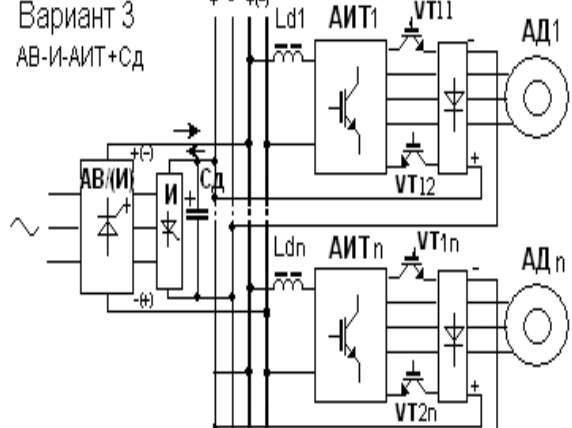
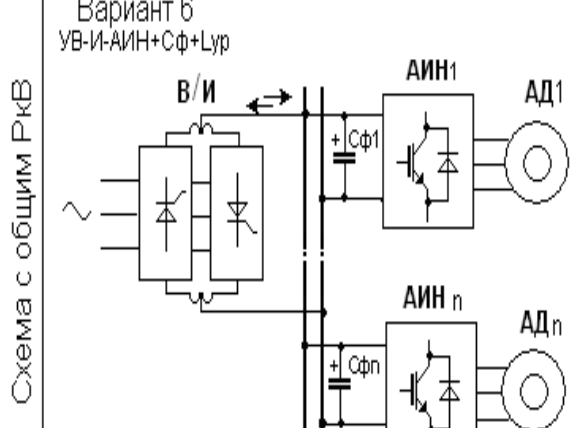
Как отмечалось, изготовление прорезиненного корда относится к числу наиболее сложных и энергоёмких технологических операций, определяющих производительность и суммарные энергозатраты шинопроизводства. Повышение технико-экономических показателей этого производства достигается за счёт увеличения средней скорости прохождения кордом технологических участков поточной линии при сохранении качественных параметров продукта и минимальном удельном потреблении электрической энергии. Опыт зарубежных фирм показывает, что решение подобной комплексной задачи следует искать с помощью многодвигательной системы частотно-регулируемого электропривода в унифицированном исполнении, способным удовлетворить требованиям к статическим и динамическим свойствам каждого привода поточной линии в отдельности. Новые требования обязывают выполнение установленных Международной электротехнической комиссией (МЭК) стандартов и нормативов в отношении электромагнитной совместимости электроприводов с питающей сетью. Приоритетными признаются решения, основывающиеся на принципах активного энергетического взаимодействия преобразователя с питающей сетью. Переход к активному электропотреблению превращает преобразователь в потребитель полезной (активной) мощности сетевого входа, а при необходимости повышения общесетевого коэффициента мощности – в компенсатор пассивных составляющих этой мощности, генерируемых другими нагрузками [88,89,90]. На сегодняшний день электроприводы кордной линии не отвечают указанным требованиям. Как правило, их эксплуатация сопряжена с необходимостью компенсации значительного объёма пассивной (реактивной) мощности, а так же мощности генерируемых в сеть высших гармоник тока. Представленный материал посвящён поиску более приемлемого решения. Дается сравнительный анализ нескольких вариантов построения многодвигательного электропривода на основе обратимых преобразователей частоты (ОПЧ). Применение ОПЧ позволяет избежать непроизводительного расхода электроэнергии на всех этапах технологического цикла, в том числе на интервалах рекуперативного торможения электроприводов. В схеме электропривода каландра с обратимым преобразователем данный процесс сопровождается превращением накопленной кинетической энергии тканевых рулонов в электрическую энергию, которая может быть использована для подпитки других инверторов в составе кордной линии или возвращена в питающую сеть для расходования в других нагрузках сети. Как отмечалось,

придание свойства обратимости может сочетаться с различными методами достижения энергетической эффективности полупроводниковых преобразователей, ведущих к устранению непроизводительных составляющих электрической мощности. Как правило, решение этой задачи состоит в получении квазисинусоидальной, синфазной с напряжением формы потребляемого тока. Выполнение обратимых преобразователей может быть разновариантным с применением той или иной элементной базы (одно или двух-операционных тиристоров, а так же силовых транзисторных ключей) на основе одно или двухзвенных преобразователей частоты, обладающих свойствами источников напряжения или источников тока. Представляющие наибольший интерес варианты частотно-регулируемых приводов на основе двухзвенных ОПЧ приведены в таблице 7.1.

Не смотря на схемные отличия, обсуждаемые варианты реализуют одинаковый принцип структурного построения многодвигательного электропривода, заключающийся в питании нескольких ($n \geq 1$) автономных инверторов от общих шин постоянного тока с единственным для всех приводов первичным источником питания этих шин в виде блока выпрямления/инвертирования (В/И). На этапе сравнительного анализа выполнение электроприводов рассматривается как на основе автономного инвертора тока АИТ (варианты 1-3), так и на основе автономного инвертора напряжения АИН (варианты 4-6). Окончательный выбор того или иного варианта представляет задачу следующего этапа разработки, который должен исходить из конкретных требований механизма и способа регулирования АД. В свою очередь, исполнение блока В/И так же может быть различным, в зависимости от выбранной элементной базы и количества вентильных комплектов в составе реверсивного преобразователя. Известно, что выполнение двухзвенного преобразователя частоты на основе АИТ допускает однокомплектное исполнение блока В(И), в то время, как в схемах на основе АИН этот блок должен быть двухкомплектным. Не одинаковое исполнение блока В/И создаёт различные условия для реализации обратимости в схемах с инверторами тока и напряжения. Происходящие в обратимых преобразователях частоты изменения знака активной мощности в схемах с АИТ достигаются за счёт переплюсовки напряжения в звене постоянного тока, в то время, как в схемах с АИН этот процесс происходит в следствие изменения направления тока.

Таблица 7.1

Варианты исполнения многодвигательного электропривода

	Схемы с групповым включением АИТ		
Схема с общим В/(И) и индивидуальными конденсаторами фильтра Сф	<p>Вариант 1 УВ-(И)-АИТ+Сф</p> 	<p>Вариант 4 н/уп В-И-АИН+Сф</p> 	Схема с общим В/(И) и общим конденсатором фильтра Сф
Схема с общими АВ/(И) и демпфирующим конденсатором Сд	<p>Вариант 2 УВ-И-АИТ+Сф</p> 	<p>Вариант 5 А(В)-АИН+Сф</p> 	Схема с общим PкВ

Очевидно, что в многодвигательном электроприводе с общим звеном постоянного напряжения указанная особенность создаёт различные личные условия для сохранения автономности электропитания инверторов тока и напряжения в различных энергетических режимах. Если в схемах на основе АИН условие автономности считается априорно выполненным, то в схемах на основе АИТ для этого требуются дополнительные решения. Варианты возможного исполнения многодвигательного электропривода, способные удовлетворить названным требованиям, приведены в таблице 7.1.

7.2. Рассмотрение энергетического взаимодействия обратимых преобразователей частоты с питающей сетью и друг с другом

Понятие обратимости предусматривает мгновенную готовность преобразователей частоты к изменению направления потоков активной мощности между двигательной нагрузкой и питающей сетью. Применительно к многодвигательному электроприводе с общим звеном постоянного напряжения это свойство допускает возможность многостороннего посредством общих питающих шин влияния электроприводов кордной линии друг на друга. Очевидно, что если первое из указанных свойств следует отнести к достоинствам системы электропитания, то второе требует дополнительного изучения, так как наряду с экономией электроэнергии может приводить к нарушениям технологического режима. Непосредственной причиной смены энергетического режима работы электропривода служат, как известно, изменения скорости и момента на рабочем валу механизма, которые, в свою очередь, могут являться как причиной, так и следствием изменения параметров питающего напряжения статорных обмоток асинхронных двигателей и последующей смены выпрямительного и инверторного режимов работы блока В/И. Таким образом, условия установления энергетического режима каждого из приводов зависят от большого числа переменных параметров.

При составлении расчётной схемы замещения ограничимся рассмотрением 2-х двигательного привода, режимы работы которого определяются соотношением сетевого напряжения E_1 и напряжения на шинах постоянного тока E_d как функции угла управления тиристорами α блока В/И – с одной стороны и приведённой эдс вращения двигателя E_{12} – с другой стороны. Рассмотрение проведём с учётом эквивалентных сопротивлений сети r_1, L_1 и обмоток статора АД $(r_2, L_2,)$. Начальное представление об условиях выпрямительного и инверторного режимов в тиристорном преобразователе даёт приведённая на рис.7.1 компьютерная модель однодвигательного привода, выполненного, согласно варианту 1, на основе автономного инвертора тока. Известно, что основной обла-

стью применения АИТ служат системы частотно-токового электропривода. Главным предназначением блока В(И) в данных системах является задание величин тока и момента АД, в то время, как регулирование частоты вращения двигателя осуществляется путём изменения частоты переключения вентилях в схеме АИТ. Условием работы частотно-токовых электроприводов является задание не только величины, но и фазы тока на выходе АИТ. С этой целью АИТ выполняется на запираемых вентилях с односторонней проводимостью тока, попарная работа которых в составе мостовой схемы происходит с длительностью проводящего состояния каждого вентиля на периоде $\lambda=2\pi/3$. В этих условиях отсутствие обратных диодов и конденсаторного фильтра в звене ЗЗПТ могут привести к значительным коммутационным перенапряжениям в моменты запираания вентилях. Одно из наиболее простых устройств защиты от перенапряжений работает по принципу вывода избыточной энергии коммутации в полярный конденсатор фильтра Сф, оснащённый параллельно подключенным разрядным резистором. Ввиду невозможности нахождения полярного конденсатора в звене ЗЗПТ со знакопеременным напряжением, его подключение, как показано на рис.7.1, осуществляется посредством вспомогательного диодного моста параллельно статорным обмоткам двигателя АД. Достижимое, благодаря ключам с односторонней проводимостью, постоянство знака тока $i_d(t)$ на входах АИТ делает возможным, как уже отмечалось, выполнение блока выпрямления/(инвертирования)В/(И) в виде однокомплектного преобразователя. Согласно варианту 2, элементной базой этого преобразователя могут служить однооперационные тиристоры. Обозначенное скобками, звено И присутствует в составе однокомплектного преобразователя в неявном виде, так как его функции обеспечиваются установкой угла управления тиристорами в диапазоне $\alpha \geq \pi/2$, в то время, как функции звена В требуют установки угла управления этими же тиристорами в диапазоне $\alpha \leq \pi/2$. Данное свойство подтверждают приведённые на рис.7.1,б результаты компьютерного моделирования. Полученная картина иллюстрирует перевод блока В/(И) в момент $t=0.12$ с. из выпрямительного режима в инверторный. Видно, что произошедшее в данный момент изменение знака выпрямленного напряжения $e_d(t)$ способствует началу рекуперативного торможения. На это указывает снижение скорости вала $\omega \rightarrow 0$, сопровождающееся передачей накопленной энергии двигателя не только в конденсатор Сф, но и посредством звена И в питающую сеть. Процесс сопровождается снижением напряжения конденсатора $u_c(t)$ (кривая 2) и потребляемого тока на сетевом фазном входе $i_1(t)$. Происходящая на интервале торможения $t \geq 0.12$ с подпитка со стороны электрической машины объясняет поддержание токов статорных обмоток двигателя $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$ в это время на некотором постоянном уровне.

Аналитическое описание однодвигательного привода предполагает получение результирующего вектора 3-ёх фазного синусоидального напряжения питания в комплексной форме записи:

$$\bar{E}_1 = (e_A(t)a^0 + e_B(t)a^1 + e_C(t)a^2) \cdot 2/3 = E_{1M} \exp(j\omega_1 t), \quad (7.1)$$

где

$$e_A(t) = E_{1M} \sin(\omega_1 t); e_B(t) = E_{1M} \sin(\omega_1 t - 2\pi/3); e_C(t) = E_{1M} \sin(\omega_1 t + 2\pi/3);$$

$$a^0 = 1; a^1 = \exp(j2\pi/3); a^2 = \exp(j4\pi/3).$$

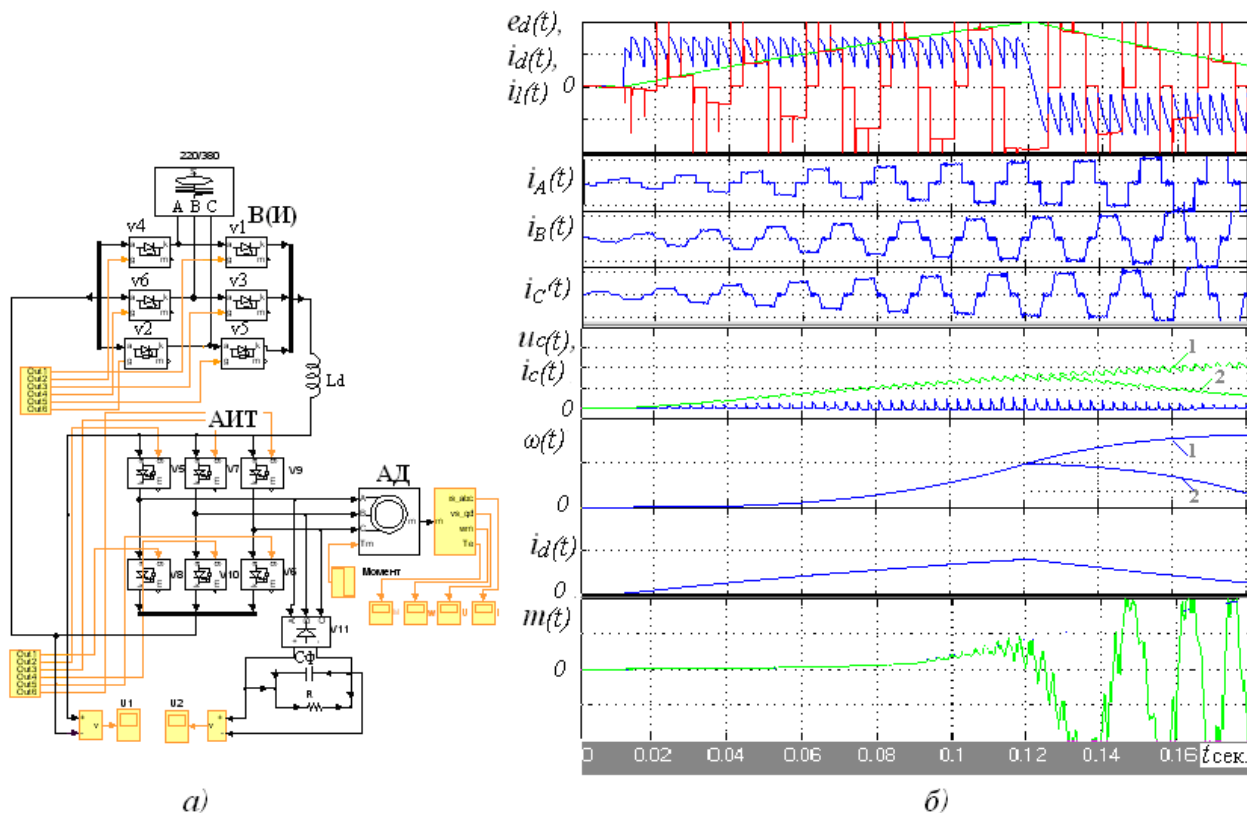


Рис.7.1. Компьютерная модель однодвигательного привода с инвертором тока (а) и полученные с её помощью диаграммы выпрямительного при $t \leq 0.12$ с., $\alpha \leq \pi/2$ и инверторного при $t \geq 0.12$ с., $\alpha \geq \pi/2$ режимов (б).

Аналогичное представление остальных напряжений и токов в схеме замещения рис.7.2 превращает блоки В/(И) и АИТ в однофазную вентильную схему с эквивалентными параметрами сетевого входа $r_1, x_1, \bar{E}_1, \bar{E}_{12}$ и нагрузки r_2, L_2, \bar{E}_2 [21,34,91,94,98,99,103,116].

Тогда для рассмотрения энергетического взаимодействия ОПЧ с питающей сетью достаточно записать уравнение баланса установившихся напряжений в цепях сетевого входа полученной модели [21,35]:

$$\bar{E}_1 = \bar{E}_{12} + \bar{I}_1 r + j\bar{I}_1 x, \quad (7.2)$$

где $\bar{E}_{12} = \mu E_{12m} \cdot \exp(j\varphi_E)$ - вектор приведённой к сетевому входу основной гармоники противо-эдс вращения двигателя; $\bar{I}_1 = I_{1m} \exp(j\varphi_i)$ - вектор основной гармоники сетевого тока; $r=r_1+r_2$; $x=x_1+x_2$ - эквивалентные, приведённые к сетевому входу, активное и индуктивные сопротивления схемы замещения. Указанное приведение осуществляется исходя из баланса активной мощности сетевого входа и звена постоянного тока (ЗПТ) $\bar{E}_1 \bar{I}_1 3/2 = E_d I_d$ [21]. На плоскости вращающихся с частотой сети ω_1 ортогональных координат $[x ; jy]$ уравнение (7.2) можно отобразить в виде неподвижной векторной диаграммы (рис.7.3,а,б).

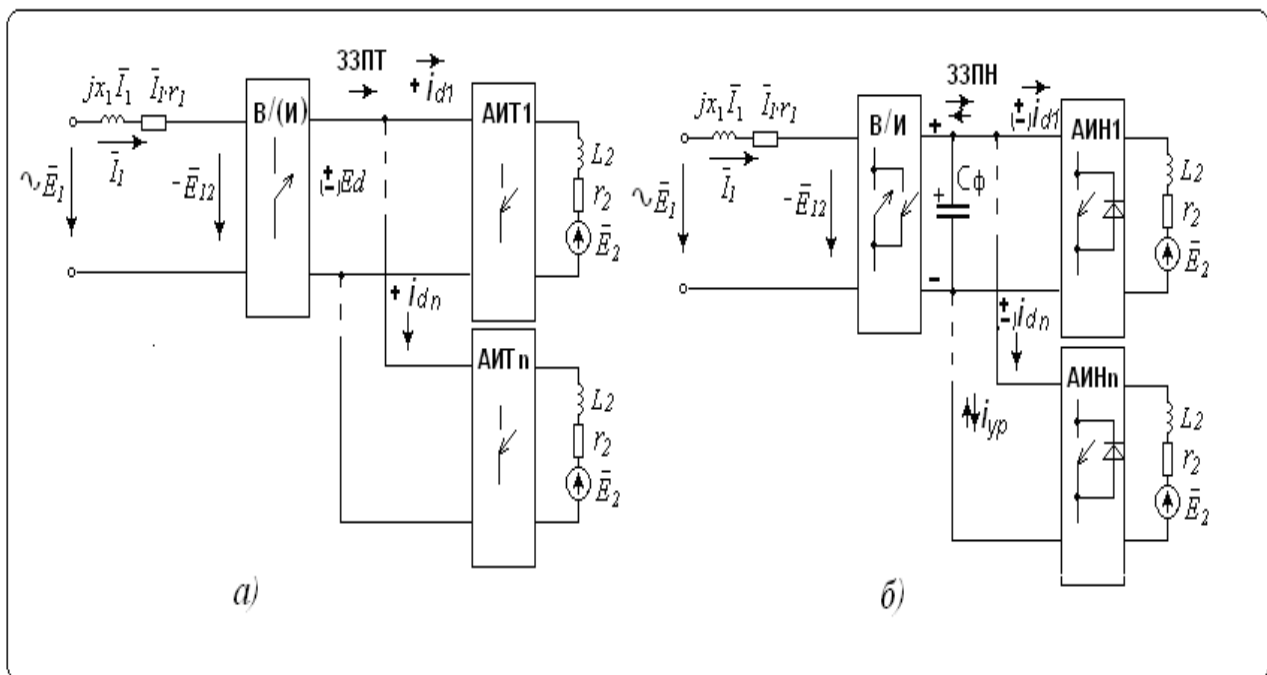


Рис.7.2. Упрощенная схема замещения многодвигательного электропривода на основе инверторов тока АИТ1÷АИТn (а) и инверторов напряжения АИН1÷АИНn (б).

Совместим неизменный по модулю $E_{m1}=const$ и фазе $\varphi=0$ вектор сетевого напряжения с вещественной осью Ox этой диаграммы.

Видим, что существование того или иного энергетического режима зависит от величины и взаимного расположения двух векторов, представляющих сетевое напряжение \bar{E}_1 и приведённую к сетевому входу эдс звена постоянного тока \bar{E}_{12} . Геометрическая разность указанных векторов, согласно уравнению (7.2), представляет вектор падения напряжения на суммарном эквивалентном сопротивлении схемы замещения \bar{I}_{12} . Рассмотренный на рис.7.3 случай характеризует работу ОПЧ в режиме компенсированного преобразователя при отсутствии в составе мощности сетевого входа $S_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2}$ реактивной составляющей $Q_1=0$. Видно, что данный режим существует, благодаря отсут-

ствию фазового сдвига тока относительно сетевого напряжения $\varphi_1=0$. Видно, что возникновению компенсированного режима при нулевых значениях угла управления тиристорами $\alpha=0$ в условиях подтормаживания привода $E_{12} \leq E_1$ может способствовать уменьшение реактивного сопротивления схемы замещения $x \rightarrow 0$ (см. рис.7.3,б). И наоборот, при подкручивании двигателя со стороны нагрузки $E_{12} \geq E_1$ сохранения компенсированного режима при $\varphi_1=0$ можно добиться уменьшением активного сопротивления этой схемы $r \rightarrow 0$ (см. рис.7.3,б).

Известно, что фазовое регулирование напряжения на выходе тиристорного выпрямителя при $\alpha = \varphi_i \geq 0$ превращает блок В(И), а значит и весь электропривод, в потребитель «реактивной мощности сдвига» из питающей сети. Наглядным отображением энергетических процессов в данном электроприводе может служить 2-ух квадрантная энергетическая диаграмма. На рис.7.4 показано, что осями указанного графика могут служить величины активной P_1 и реактивной Q_1 мощностей сетевого входа ОПЧ. При этом верхний квадрант иллюстрирует работу блока В/(И) в выпрямительном режиме с потреблением обеих составляющих мощности $P_1 \geq 0, Q_1 \geq 0$, в то время, как нижний квадрант помогает выяснить условия возникновения инверторного режима, протекающего при $P_1 \leq 0, Q_1 \geq 0$.

Как отмечалось, рассмотрение потоков электрической мощности в структуре многодвигательного электропривода должно учитывать наличие общих шин питания инверторов и появляющуюся в связи с этим возможность взаимного энергетического влияния приводов друг на друга. Признаком существующего энергетического режима в схеме ОПЧ служит знак активной мощности в среднем звене двухзвенной структуры. При определении этого знака следует учитывать степень проводимости ключей инвертора. Выполнение АИТ на однонаправленных ключах превращает указанную часть схемы в звено знакопостоянного тока (ЗЗПТ). В противоположность данным схемам, выполнение АИН на ключах с двухсторонней проводимостью делает эту часть схемы звеном знакопостоянного напряжения (ЗЗПН). Рассмотрение условий энергетического взаимовлияния ОПЧ проведём с помощью схем замещения на рис.7.2 в предположении синусоидальности сетевого напряжения. Наличие общего блока питания В/И позволяет считать величину и форму напряжения на входе всех инверторов одинаковой. В связи с этим основной причиной энергетического взаимовлияния приводов в многодвигательной структуре следует рассматривать уравнительный ток $i_{yp} = i_{d1} - i_{dn}$.

$$\bar{E}_1 = \bar{E}_{12} + \bar{I}_1 r + j\bar{I}_1 x \quad \text{при}$$

$$\varphi_E := \frac{-\pi}{6} \quad E1(t) := \sin(t) \quad E12(t) := 0.5 \cdot \sin(t + \varphi_E)$$

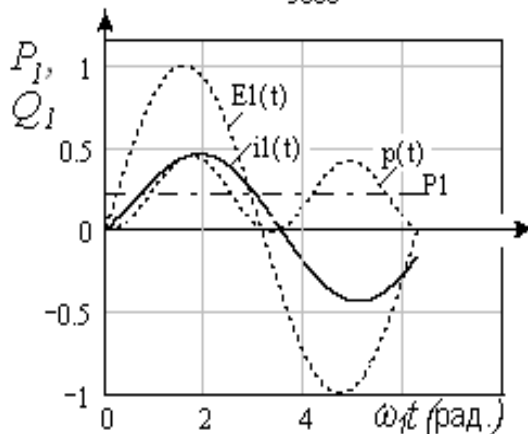
Given

$$\frac{d}{dt} i1(t) + i1(t) \cdot 1 = E1(t) - E12(t)$$

$$i1(0) = 0$$

$$i1 := \text{Odesolve}(t, 3 \cdot \pi, 500)$$

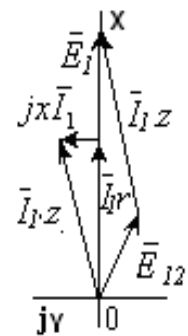
$$t := 0, \frac{1}{5000} \dots 2 \cdot \pi$$



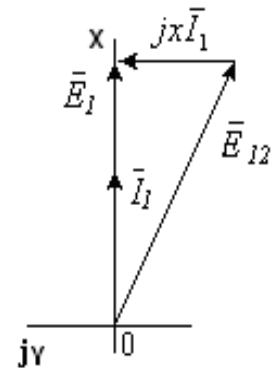
a)

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 dt}; \quad p(t) = E_1(t)i_1(t); \quad S_1 = \frac{E_{1M}}{\sqrt{2}} I_1;$$

$$P_1 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p(t) dt; \quad \varphi_1 = \arctg\left(\frac{Q_1}{S_1}\right); \quad Q_1 = S_1 \sin(\varphi_1).$$



б) при $x \rightarrow 0$



в) при $r \rightarrow 0$

Рис.7.3. Алгоритм получения векторной диаграммы ОПЧ с помощью программы Matchad (процедура Given): расчётные кривые мгновенных $E_1(t), i_1(t), p(t)$ и интегральных P_1, Q_1 координат при $\varphi=0, Q_1=0$ (а); векторные диаграммы для случаев $E_1 \geq E_{12}$ (б), $E_1 \leq E_{12}$ (в)

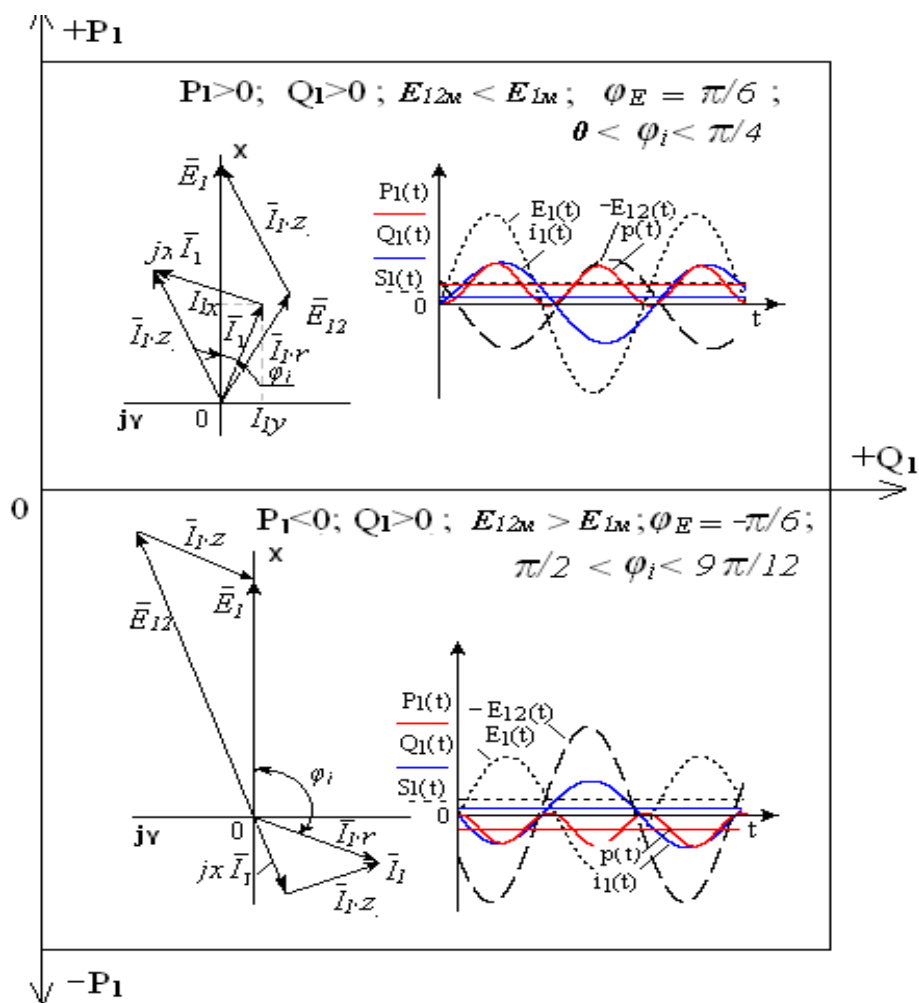


Рис.7.4. Энергетическая диаграмма ОПЧ с однокомплектным тиристорным преобразователем В/(И) на сетевом входе

Из схемы ЗЗПН на рис.7.2,б видно, что в схемах на основе АИН появление уравнивающего тока возможно в случаях работы соседних приводов в разных энергетических режимах, причём его замыкание происходит по цепям, минуя конденсатор C_ϕ . Положительной стороной данного явления следует рассматривать токовую разгрузку конденсатора и, соответственно, уменьшение пульсаций напряжения в звене ЗЗПН. Подтверждение данного вывода получено с помощью компьютерной модели 2-ух двигательного привода на рис.7.5, выполненной по варианту 4 (табл.7.1) на инверторах АИН1 и АИН2. При условии, что регулирование напряжения и частоты на выходах АИН ведётся широтно-импульсным способом, блок В может быть выполнен на неуправляемых вентилях (диодах), в то время, как блок И требует применения управляемых, а для устранения между В и И токов междуфазного к.з. – полностью управляемых (запираемых) вентилях. Наличие в звене ЗЗПН этой схемы конденсаторного фильтра C_ϕ обеспечивает не только традиционные функции сглаживания напряжения и замыкания реактивного тока, но и запирающие диоды блока В, препятствующего развитию тока меж-

дуфазного к.з. на интервалах одновременной работы вентилях блоков И и В.

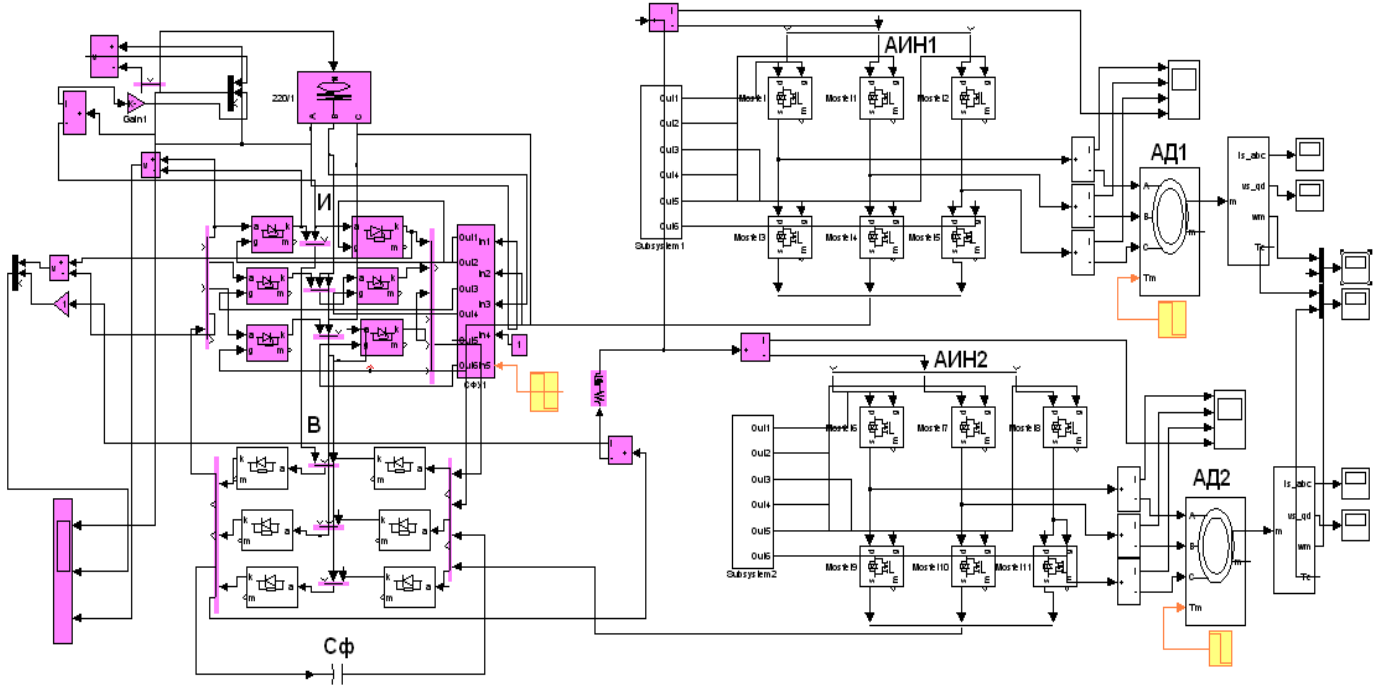


Рис.7.5. Компьютерная модель 2-ух двигательного электропривода, выполненного по системе н/уп В-И-АИН-АД+Сф (вариант 4)

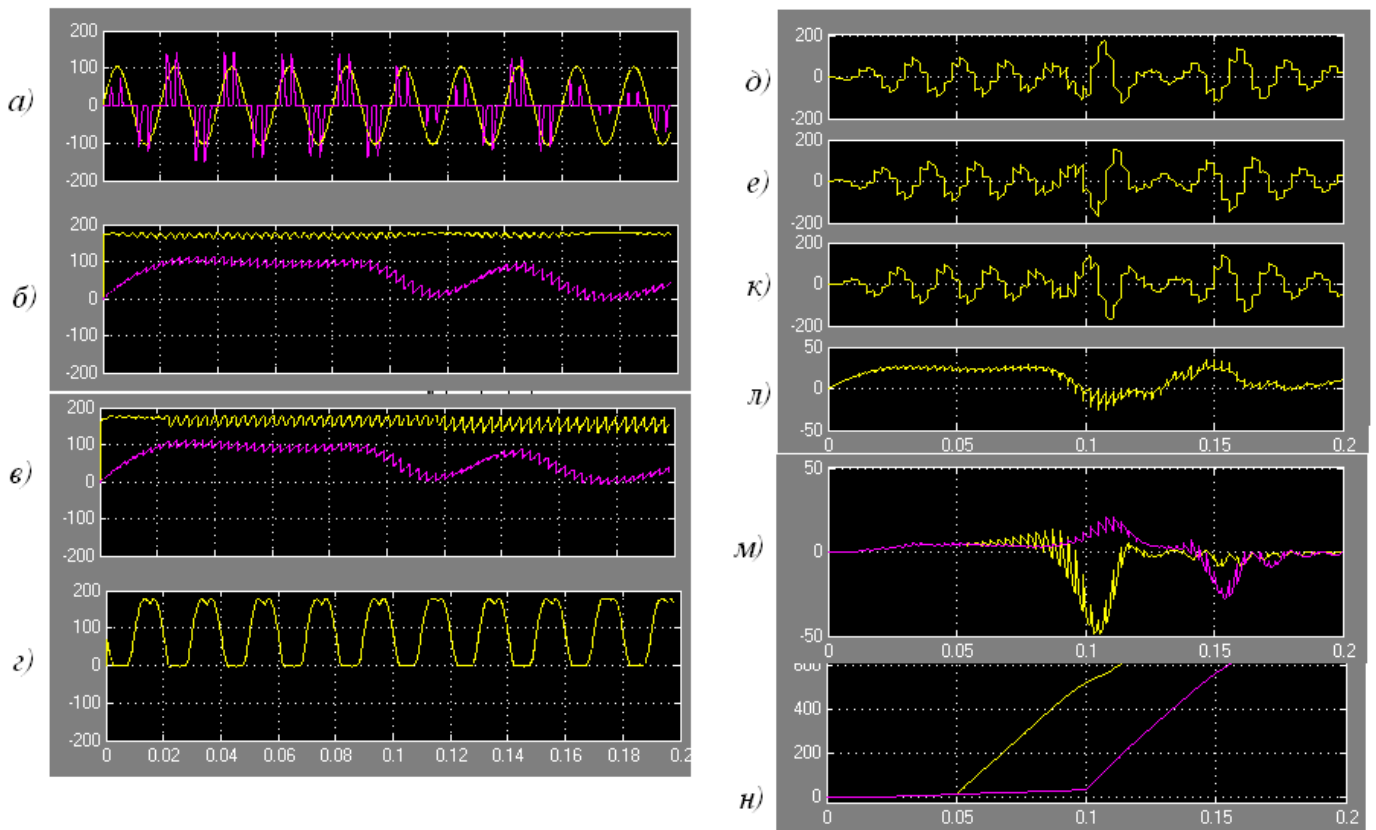


Рис.7.6. Результаты моделирования электропривода по системе н/уп В-И-АИН-АД+Сф (вариант 4): а – фазное напряжение и ток сетевого входа; б – выпрямленное напряжение и ток в звене ЗЗПН на общем входе инверторов; в - напря-

жение на одном из ключей блока В/И; д,е,к – токи статорных обмоток АД1; л,м – кривые момента и скорости двигателей

Программа испытаний модели включала запуск электропривода на холостом ходу с последующим последовательным переводом АД1 и АД2 в моменты $t=0.05$ с. и $t=0.1$ с. в режим рекуперативного торможения путём приложения к валу подкручивающего момента. Для сравнения торможение проведено при выключенном и включённом состояниях сетевого инвертора И. Как видно из кривой рис.7.6,б, перевод АД2 в момент $t=0.1$ с в генераторный режим, наряду с повышением уровня напряжения конденсатора, привёл к заметному уменьшению результирующего тока на входе инвертора АИН1 $i_{d1} = i_{d2} - i_{yp}$ (см. рис.7.6,л). Повторение этого эксперимента при включённом инверторе И позволило стабилизировать напряжение конденсатора на меньшем уровне (см. рис.7.6,в).

В противоположность данным схемам, появление уравнивающего тока в схемах с инверторами тока, по причине односторонней проводимости ключей, оказывается не возможным. Тем не менее, говорить об энергетической автономности приводов в схеме варианта 1 (табл.7.1) нельзя. Причиной взаимозависимости приводов в данной схеме является совмещение функций выпрямления и инвертирования в одном блоке В/(И), поэтому перевод этого блока во время торможения одного из приводов в инверторный режим повлечёт не желательное изменение величины и знака напряжения питания на входах всех остальных приводов кордной линии. Таким образом, использование инверторного режима в схеме варианта 1 имеет смысл лишь в одном случае, а именно - при экстренном электрическом торможении и одновременном выключении всех приводов кордной линии. Тем не менее, удовлетворить требованию автономности приводов в схемах с АИТ можно, для чего необходимо разделить потоки потребляемой и возвращаемой мощностей приводов, работающих в разных энергетических режимах. Для этого каждый из приводов предлагается оснастить индивидуальными цепями вывода энергии торможения в общий конденсатор фильтра C_f на входе единого для всей линии рекуперирующего инвертора. Согласно варианту 2 (табл.7.1), структурная схема многодвигательного электропривода с отдельными потоками мощностей, кроме шин потребляемой мощности, оснащается дополнительными шинами возвратной мощности. В отличие от первых, полярность напряжения на шинах обратной мощности, благодаря выпрямительным диодам, сохраняется неизменной, соответствующей проводящему состоянию тиристоров рекуперирующего инвертора. Проверка данного решения проведена с помощью представленной на рис.7.7 компьютерной модели 2-х двигательного привода с автономными инверторами АИТ1 и АИТ2. Так же, как и ранее, программа испытаний включала одновременный запуск электродвигателей АД1 и АД2 на холостом ходу с последующим переводом их в режим рекуперативного торможения. Этот перевод осу-

существовал последовательным приложением к двигателям при $t=0.1$, $t=0.15$ с. отрицательного момента нагрузки.

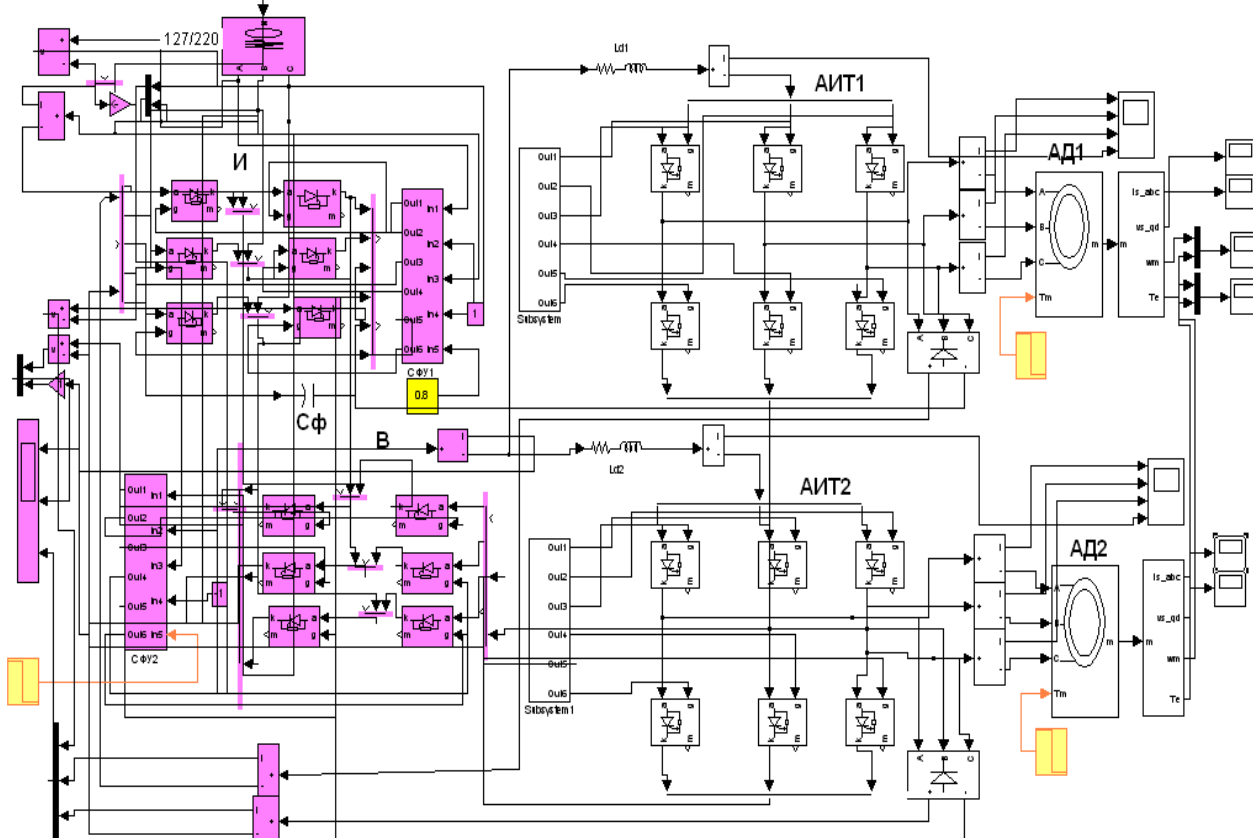


Рис.7.7. Компьютерная модель 2-ух двигательного электропривода по системе УВ-И-АИТ-АД+Сф (вариант 2) с отдельными шинами прямого и обратного потоков мощности

Как видно из рис.7.8,м, возникающее подкручивание двигателей сопровождается дополнительным увеличением скорости и противо-э.д.с. вращения, однако, в зависимости от состояния рекуперирующего инвертора И, это может по-разному влиять на уровень напряжения конденсаторного фильтра C_ϕ (рис.7.8,г). Согласно варианту 2, обкладки этого конденсатора подключены в проводящем направлении к входным зажимам инвертора И, образуя тем самым упомянутые шины возвратной мощности. С целью сравнения работа этого инвертора рассматривалась в закрытом при $\alpha \rightarrow \pi$ и открытом при $\alpha \rightarrow \pi/2$ состояниях. Как можно видеть из рис.7.8,в, закрытие инвертора приводит к существенному росту напряжения конденсатора, являясь причиной недопустимого роста перенапряжений. В этих условиях ограничить рост перенапряжений можно лишь путём рассеивания избыточной энергии в разрядном резисторе. В противоположность этому, кривые напряжения и тока конденсатора C_ϕ на рис.7.8,г демонстрируют возможность решения задачи с помощью открытых для обратного потока мощности тиристоров инвертора И. Видно, что появляющаяся возможность направить энергию тор-

можения в питающую сеть ведёт к уменьшению уровня напряжения на обкладках конденсатора.

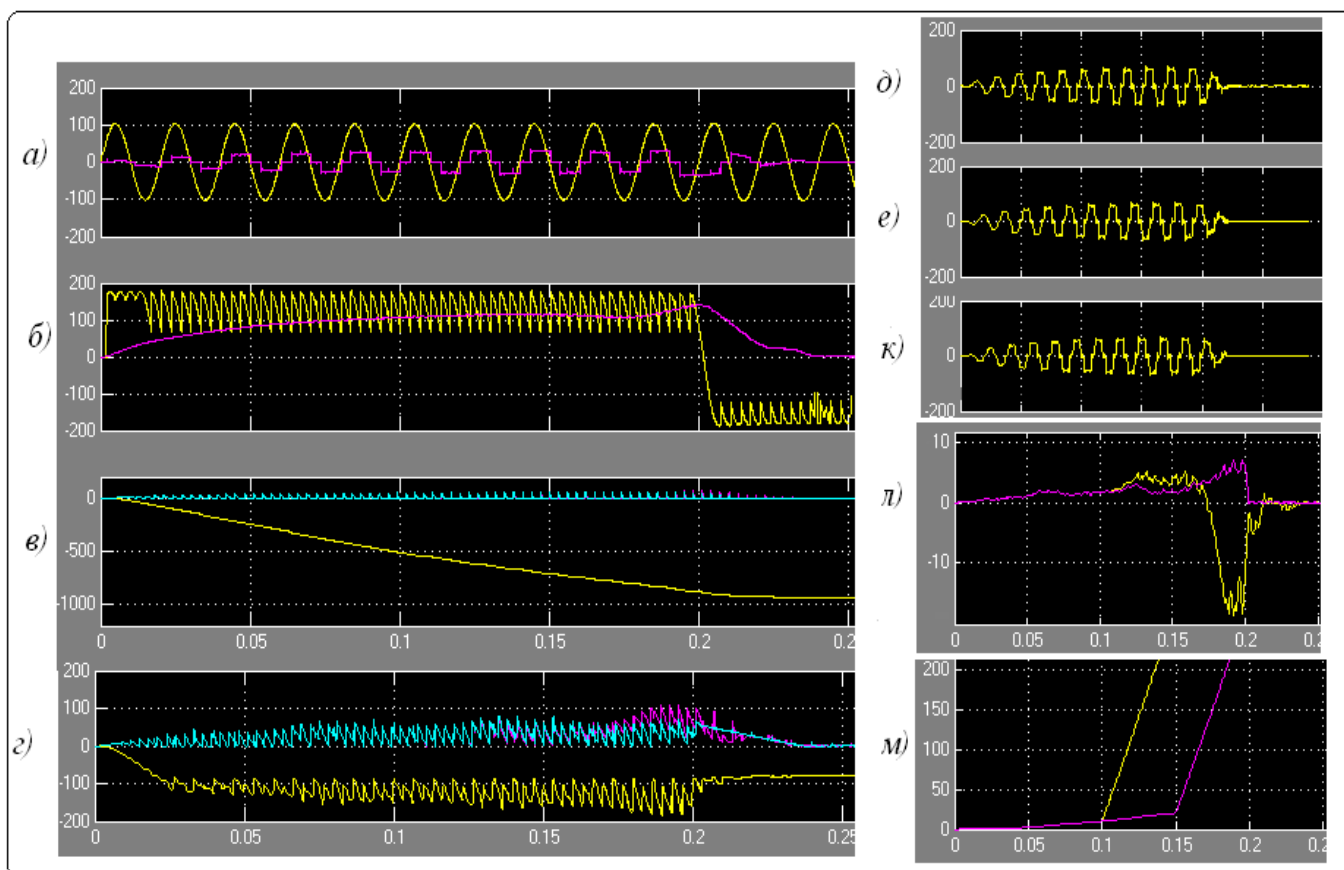


Рис.7.8. Результаты моделирования электропривода по системе УВ-И-АИТ-АД+Сф (вариант 2): а – фазное напряжение и ток сетевого входа; б – выпрямленное напряжение и ток в звене 3ЗПТ на общем входе инверторов; в,г - напряжение и ток конденсатора фильтра Сф в закрытом (в) и открытом (г) состояниях сетевого инвертора (И); д,е,к – токи статорных обмоток АД; л,м – кривые момента и скорости двигателей

Главное достоинство этого варианта состоит в возможности изменять уровень установившегося напряжения конденсатора, регулируя угол управления тиристорами звена И в диапазоне $\alpha = \pi/2 \div \pi - \gamma_m$, где γ_m – максимальный угол коммутации, исключающий возможность аварийного режима «опрокидывания» инвертора. Результаты проверки эффективности этого решения подтверждают не только снижение перенапряжений, но и отсутствие энергетического взаимовлияния приводов с отдельными потоками мощности. Из диаграмм рис.7.8 можно убедиться, что происходящие в моменты $t=0.1, 0.15$ с. изменения энергетического режима одного из приводов не оказывают какого либо влияния на величины тока и скорости другого привода. Получило подтверждение и другое упомянутое свойство многодвигательного электропривода с однокompлектным блоком В(И) на сетевом входе, создающее условия для экстренного выключения всех приводов кордной линии во время аварий: из полученных на рис.7.8 диаграмм видно, как предпринятый в момент $t \geq 0.2$ с. завершающий перевод блока В(И) в инверторный режим

действительно обеспечил экстренное торможение и одновременное выключения всех приводов кордной линии.

7.3. Применение активных выпрямителей на сетевом входе электропривода каландра

Освоение производства запираемых полупроводниковых вентилях послужило появлению нового энергетического объекта – активного выпрямителя (АВ). Название АВ отражает способность данного устройства активно влиять на энергетический баланс преобразователя с питающей сетью [21,35,116].

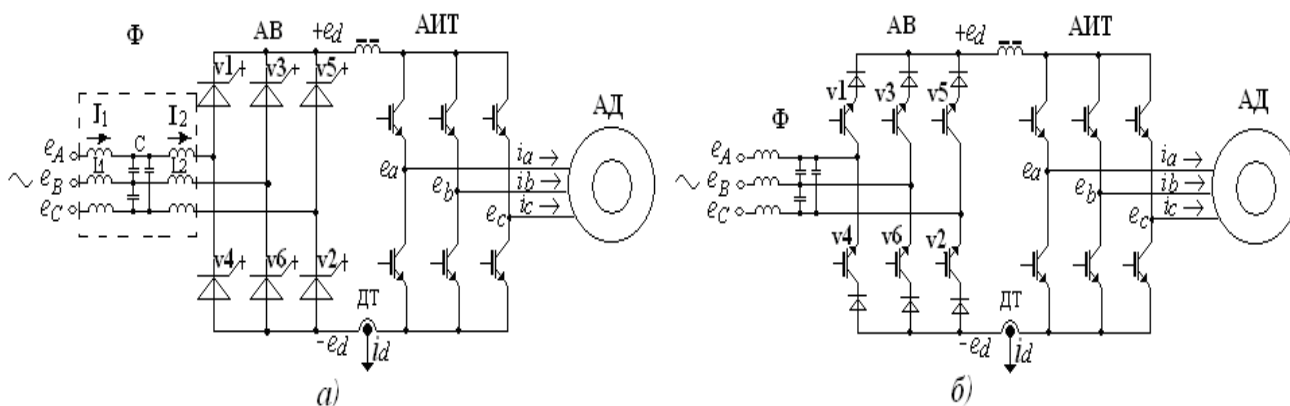


Рис.7.9. Варианты исполнения АВ на двухоперационных тиристорах (а) и силовых транзисторах с защитными диодами (б) в составе двухзвенного преобразователя частоты с автономным инвертором тока

Как правило, целью разработки АВ служит поддержание электромагнитной совместимости преобразователя с питающей сетью, предполагающей частичное или даже полное устранение в составе мощности сетевого входа пассивных составляющих. В условиях синусоидальности сетевого напряжения к числу пассивных составляющих полной мощности относят реактивную мощность основной гармоники и мощность искажения, создаваемой высшими гармониками потребляемого тока. Данные меры означают минимизацию потребляемого тока, так как в энергетическом балансе сетевого входа полностью компенсированного преобразователя остаётся лишь активная составляющая мощности первой гармоники. Усреднённое за период сети интегральное значение активной мощности АВ может быть положительного знака – в выпрямительном режиме или отрицательного знака – в инверторном режиме работы преобразователя. При необходимости функциональные возможности АВ позволяют не только устранять, но и генерировать пассивные составляющие мощности, с целью компенсации аналогичных составляющих других нагрузок в общей сети.

Существование того или иного энергетического режима зависит от принятого алгоритма переключений в схеме АВ, разработка которых должна исходить из конечного быстродействия и частотных свойств

запираемых вентилях. Перечень рассматриваемых в данной главе решений предполагает работу АВ на сравнительно низкой (основной) частоте переключений, определяемой пульсностью выпрямителя $\omega_{\text{п}}=m_1\omega_1$. В этой связи, примером использования рассматриваемых алгоритмов могут служить АВ на основе запираемых тиристоров типа ГТО, GCT, IGCT, отличающихся от силовых транзисторов меньшей частотной полосой пропускания [47]. Известны недостатки традиционного способа импульсно-фазового регулирования тиристоров на основной частоте. К их числу относится невозможность средствами управления повлиять на соотношение токов входных и выходных цепей АВ. Причиной служит минимальное число управляющих координат (степеней свободы) в виде единственного параметра - угла включения тиристоров α , что обуславливает жёсткую привязку потребляемого сетевого тока I_1 к величине выпрямленного тока нагрузки I_d . Новизна рассматриваемого способа автономного регулирования активной и реактивной составляющих сетевого тока АВ вытекает из возможности изменения не только углов включения (α_1), но и выключения (α_2) ГТО в течение каждой полуволны выпрямленного напряжения. Показывается, что результатом может стать работа регулируемого электропривода при минимальном сетевом токе в установившихся режимах или ограничение бросков этого тока в переходных режимах работы вентиляльного электропривода.

7.3.1. Выбор способа управления активным выпрямителем

Выбор энергетически эффективного способа управления АВ должен учитывать способность вентиляльных элементов искажать форму сетевого тока, а в случае соизмеримости мощностей преобразователя и сети эти искажения распространяются и на сетевое напряжение. Обобщённым энергетическим показателем, учитывающим влияние амплитудных и фазовых искажений потребляемого тока служит коэффициент мощности K_M , выражение которого при синусоидальной форме сетевого напряжения имеет вид:

$$K_M = P_1/S = \frac{I_{11}}{I_1} \cos \varphi_1, \quad (7.3)$$

где I_{11}, φ_1 - действующее значение и фазовый сдвиг основной гармоники первичного (сетевого) тока выпрямителя. Из выражения (7.3) следует, что повышения K_M в схемах АВ можно достичь лишь за счёт исключения из энергетического баланса пассивных, то есть непроизводительных составляющих полной мощности S . Наиболее важный результат повышения K_M заключается в уменьшении действующего значения потребляемого тока I_1 на сетевом входе преобразователя. Однако в случае работы АВ на двигательную нагрузку выявление удельно-

минимального значения сетевого тока с помощью выражения (7.3) оказывается затруднительным, так как величины токов I_{11} , I_1 являются вторичной функцией выпрямленного тока нагрузки I_d . Известно, что в электроприводе минимальное токопотребление задаётся идущим на создание электромагнитного момента выпрямленным током нагрузки $I_H = I_d$. Приведённый к сетевому входу, этот ток может служить критерием сравнительного анализа переключательных алгоритмов в схеме АВ по признаку токопотребления. В этой связи более приемлемым показателем энергетической эффективности алгоритма следует считать коэффициент использования тока $K_i = I_1/I_d$ в виде отношения действующего значения тока сети к средневыпрямленному току нагрузки [38]. Установить связь данного показателя с коэффициентом мощности позволяет равенство активных мощностей сетевого входа и нагрузки выпрямителя на идеальных ключах $3E_\phi I_{11} \cos \varphi_1 = E_d(\alpha) I_d$, откуда получаем $K_i = E_d(\alpha) / 3E_\phi K_M(\alpha)$. Не трудно заметить, что в условиях традиционного импульсно-фазового регулирования выпрямителей, изменения угла управления $\alpha = 0 \div \pi/2$ сопровождаются одинаковыми относительными изменениями $E_d(\alpha)$ и $K_M(\alpha)$, в результате коэффициент использования тока тиристорных выпрямителей при фазовом регулировании сохраняется неизменным $K_i = \text{const}$. В частности для 3-ёх фазной мостовой схемы выпрямления получаем известное значение $K_i = \sqrt{2/3}$. Постоянство K_i свидетельствует о том, что достигаемое при $\alpha \rightarrow \pi/2$ уменьшение выпрямленной ЭДС и мощности нагрузки происходит при постоянстве потребляемого тока на сетевом входе электропривода. Причина этого свойства фазового регулирования при $\alpha = \text{var}$, $I_d = \text{const}$ вытекает из изменений активной и реактивной составляющих сетевого тока во взаимно противоположных направлениях. Иными словами, уменьшение активной составляющей тока сетевого входа восполняется увеличением его реактивной составляющей. Данный вывод свидетельствует о невозможности повышения K_i в условиях традиционного регулирования тиристорных выпрямителей. Как уже отмечалось, применение запираемых вентиляй позволяет прибегнуть к иным способам, приводящим к желаемому уменьшению токовой загрузки сети по мере уменьшения выпрямленного напряжения. Представленные на рис.7.10 результаты компьютерного моделирования позволяют сравнить токопотребление вентильного электропривода в пусковом режиме при традиционном (рис.7.10,а) и модифицированном (рис.7.10,б) алгоритмах переключения вентиляй. Как видно из рис.7.10,б, модифицированный способ состоит в чередующемся с основной частотой подключении нагрузки к сетевому источнику и последующем шунтировании её противофазными вентилями мостовой схемы АВ. В целях корректности, сравнение кривых потребляемого тока в фазе А сети $i_1(t) = i_A(t)$ ведётся при одинаковых бросках пускового тока якоря $i_d(t)$ и установившейся скоро-

сти вала $\omega(t)$. Рассмотрение показывает, что периодические шунтирования нагрузки в случае рис.7.10,б способствуют устранению реактивной составляющей в сетевом токе, проявляющемся в уменьшении амперсекундных площадей под кривой этого тока $i_A(t)$. Известно, что площадь под кривой тока характеризует его действующее значение. Визуальная оценка представленных кривых показывает, что уменьшение действующего значения потребляемого тока I_1 при модифицированном управлении ключами АВ следует ожидать не менее, чем на (30-50)% .

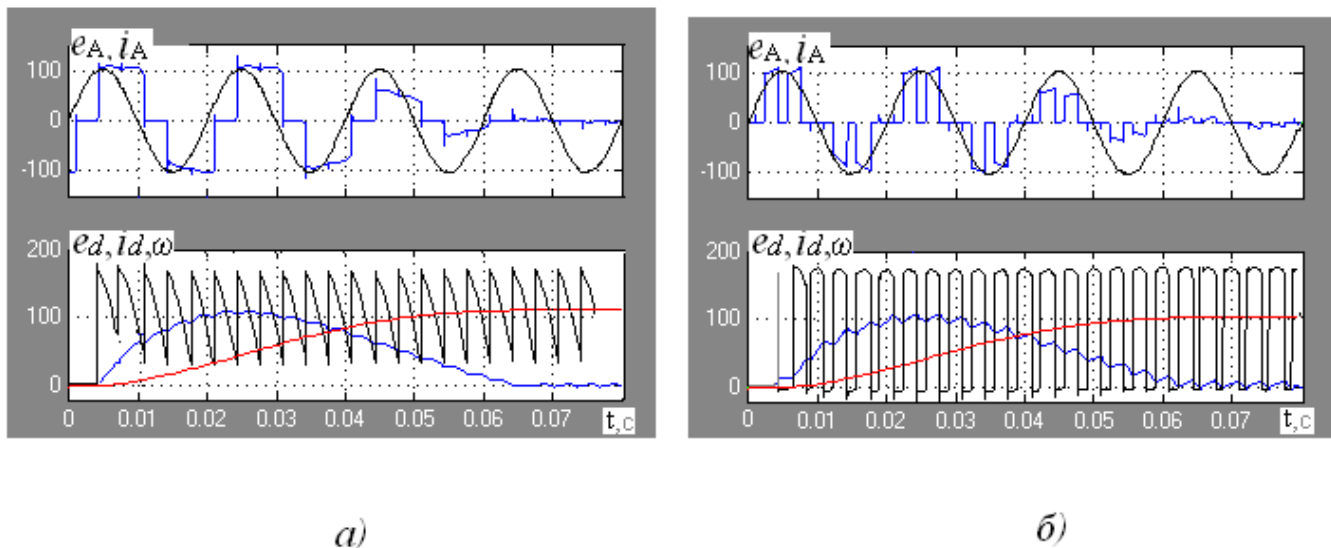


Рис.7.10. Диаграммы сетевого e_A, i_A и выпрямленного e_d, i_d напряжения и тока , а так же скорости вала двигателя $\omega(t)$ на выходе АВ в пусковом режиме при традиционном (а) и модифицированном (б) способах переключения вентилей

7.3.2. Активный выпрямитель в системе векторного управления объектом « сетевой фильтр – АВ – нагрузка»

Выполнение АВ на запираемых тиристорах типа GTO ограничивает возможную частоту переключений на сравнительно низком уровне (не более сотен Гц) [38]. В целях синхронизации, переключения удобно проводить на основной частоте выпрямителя, кратной частоте сети. Работа на основной частоте может приводить к заметным искажениям потребляемого тока, для устранения которых на сетевом входе устанавливается так называемый синусоидальный фильтр (Ф) (см. рис.7.9,а). Рассмотрение процессов в системе «Ф-АВ-Н» проведём в предположении, что отыскание моментов переключений происходит методом векторной ШИМ [21,35,99,116].

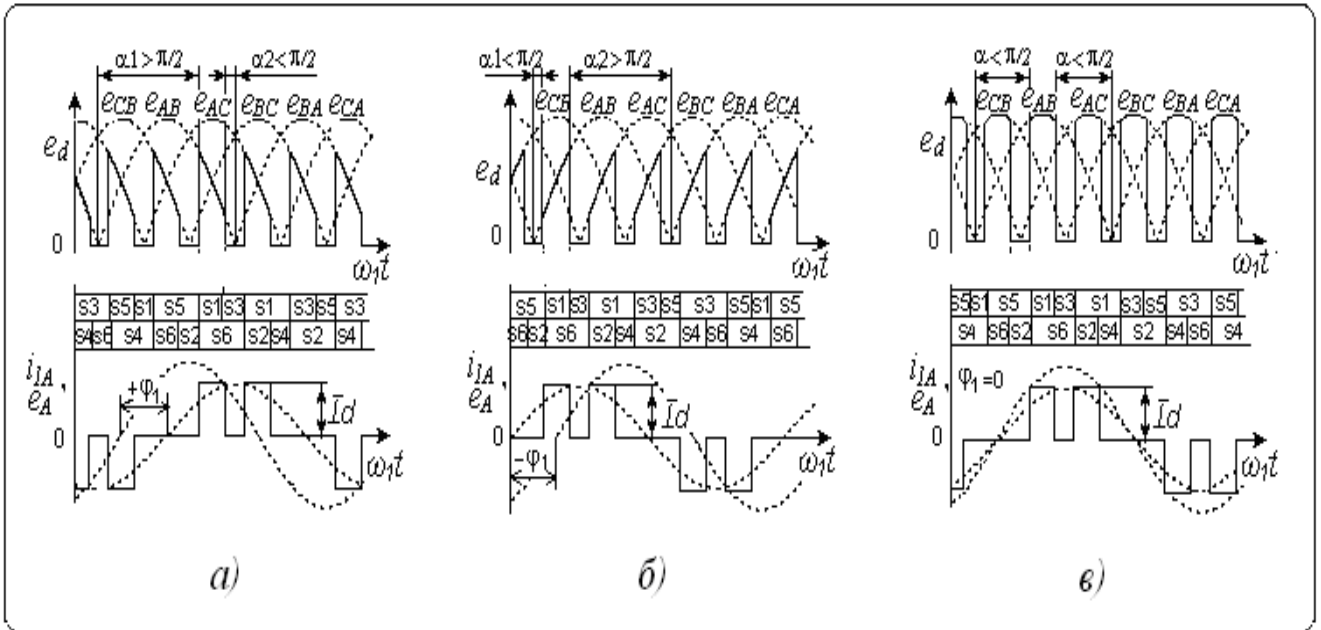


Рис.7.11. Диаграммы выпрямленного напряжения e_d , переключающих функций s_1, s_2, \dots, s_6 , а так же кривых сетевого фазного напряжения e_A , тока i_A и его основной гармоники в режимах потребления (а), генерирования (б) и отсутствия реактивной мощности сдвига на сетевом входе АВ (в)

Для показа возможности осуществления векторной ШИМ на основной частоте, получим выражения обобщённого вектора (ОВ) тока I_2 и противо-ЭДС E_n непосредственно на входных зажимах 3-ёх фазного моста (см. рис.7.9,а). При допущении постоянства выпрямленного тока $I_d = \text{const}$ и противо-ЭДС двигателя $E_2 = \text{const}$ искомые переменные запишутся:

$$I_2 = \Phi_{II} \cdot I_d; \quad E_{II} = \Phi_{II} \cdot E_2. \quad (7.4)$$

Здесь $\Phi_{II} = [\Phi_{IIA} \quad \Phi_{IIB} \quad \Phi_{IIC}]^T$ - переключающая вектор-функция,

где $\Phi_{IIA} = \{S1; S4\}$; $\Phi_{IIB} = \{S3; S6\}$; $\Phi_{IIC} = \{S5; S2\}$ - система 3-ёх фазных переключающих функций. Исходя из указанного на рис.7.11 алгоритма следования импульсов $S1, S2, \dots, S6$, запишем выражения вектора $I_2(k)$ на каждом $k=0, 1, \dots, 10$ -ом участке периода сетевого напряжения в фазе А :

на $k=0$ -ом участке включения вентилей V1, V6 (при $S1=S6=1$)

$$I_2(0) = \frac{2}{3} I_d (1 - \exp(j2\pi/3)) = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d \exp(j(-\pi/6)); \quad (7.5)$$

на $k=1$ -ом участке включения вентилей V1, V4 (при $S1=S4=1$)

$$I_2(1) = \frac{2}{3} I_d (1 - 1) = 0;$$

на $k=2$ - ом участке включения вентилей V1, V2 (при $S1=S2=1$)

$$I_2(2) = \frac{2}{3} I_d (1 - \exp(j4\pi/3)) = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d \exp(j(\pi/6)); \quad (7.6)$$

на $k=3$ - ем участке включения вентилей V2, V5 (при $S2=S5=1$)

$$I_2(3) = \frac{2}{3} I_d (\exp(j4\pi/3) - \exp(j4\pi/3)) = 0;$$

на $k=4$ – ом участке включения вентилей V_2, V_3 (при $S_2=S_3=1$)

$$I_2(4) = \frac{2}{3} I_d (\exp(j2\pi/3) - \exp(j4\pi/3)) = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d \exp(j(\pi/2)); \quad (7.7)$$

.....
на $k=10$ – ом участке включения вентилей V_5, V_6 (при $S_5=S_6=1$)

$$I_2(10) = \frac{2}{3} I_d (\exp(j4\pi/3) - \exp(j2\pi/3)) = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d \exp(j(3\pi/2)). \quad (7.8)$$

Будем считать, что реализация векторного управления происходит в условиях попарной работы вентилей моста. Из общего числа возможных

сочетаний работающих вентилей $C^2_6 = \frac{6!}{2!(6-2)!} - 6 = 9$ получаем 6 ба-

зовых векторов, активизация которых чередуется с активизацией одного из 3-ёх возможных нулевых векторов, приводящих к шунтированию нагрузки и обнулению тока на входе моста $I_2(k)=0$.

Характер перемещений результирующего вектора на комплексной плоскости определяется общим выражением базового вектора в любом из указанных состояний при $k=0,2,4,\dots,10$

$$I_2(k) = 2 \cdot 3^{-0.5} I_d \exp(j(\pi k / 3 - \pi / 6)). \quad (7.9)$$

Из уравнения (7.9) видно, что каждое подключение к сети сопровождается дискретным поворотом вектора $I_2(k)$ против часовой стрелки на угол $\pi/3$. Получаемая картина во многом аналогична той, которую можно наблюдать при векторном управлении автономным инвертором напряжения (АИН) [35,116]. Данный вывод позволяет организовать векторное управление АВ аналогичным образом, осуществляя переключение вентильных пар в моменты перехода задающего вектора тока из одного сектора круговой векторной диаграммы в другой сектор.

В связи с одинаковым выражением коммутационной функции Φ_n в уравнениях (7.4), поведение вектора противо-ЭДС $E_n(k)$ на комплексной плоскости будет аналогичным.

При анализе электромагнитных процессов воспользуемся допущением идеальности вентилей и симметричности 3-ёх фазных токов и напряжений в символической форме записи: $\bar{V}(V_A, V_B, V_C)$ при $V_A + V_B + V_C = 0$. Попарная работа вентилей не меняет структуры токоведущих цепей 3-ёх фазной мостовой схемы, в связи с чем конфигурация этих цепей при любом $k=0,2,\dots$ остаётся неизменной. Уравнения баланса напряжений схемы во вращающейся с произвольной скоростью двухфазной системе координат запишутся:

$$\begin{cases} \bar{E}_1 = \bar{I}_1 r + L \frac{d\bar{I}_1}{dt} + j\omega_k L \bar{I}_1 + \bar{U}_C; \\ \bar{E}_\Pi = \bar{I}_2 r + L \frac{d\bar{I}_2}{dt} + j\omega_k L \bar{I}_2 + \bar{U}_C; \\ C \frac{d\bar{U}_C}{dt} = \bar{I}_1 - \bar{I}_2 - j\omega_k C \bar{U}_C; \\ I_d = \frac{3}{2E_d} \bar{E}_\Pi \bar{I}_2, \end{cases} \quad (7.10)$$

где \bar{I}_1, \bar{I}_2 - результирующие векторы сетевого тока и входного тока преобразователя, соответственно.

Модель удобно представить в синхронной системе координат (x,y), ориентированной по вектору напряжения сети \bar{E}_1 [21,116], тогда $\omega_k = \omega_1$; $E_{1X} = E_1$; $E_{1Y} = 0$;

$$\begin{vmatrix} V_X \\ V_Y \end{vmatrix} = \frac{2}{3} \begin{vmatrix} \cos(\varphi_k) & \cos(\varphi_k - 2\pi/3) & \cos(\varphi_k + 2\pi/3) \\ -\sin(\varphi_k) & -\sin(\varphi_k - 2\pi/3) & -\sin(\varphi_k + 2\pi/3) \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{vmatrix}. \quad (7.11)$$

После замены $V_C = -V_A - V_B$ уравнения координатного преобразования переменных (a,b,c) → (x,y) примут вид:

$$\begin{vmatrix} E_{1X} \\ 0 \end{vmatrix} = A(\varphi_k) \begin{vmatrix} E_{1A} \\ E_{1B} \end{vmatrix}; \quad \begin{vmatrix} E_{\Pi X} \\ E_{\Pi Y} \end{vmatrix} = A(\varphi_k) \begin{vmatrix} E_{\Pi A} \\ E_{\Pi B} \end{vmatrix}; \quad \begin{vmatrix} I_{1X} \\ I_{1Y} \end{vmatrix} = A(\varphi_k) \begin{vmatrix} I_{1A} \\ I_{1B} \end{vmatrix}; \quad (7.12)$$

$$\begin{vmatrix} I_{2X} \\ I_{2Y} \end{vmatrix} = A(\varphi_k) \begin{vmatrix} I_{A2} \\ I_{B2} \end{vmatrix}; \quad \begin{vmatrix} U_{CX} \\ U_{CY} \end{vmatrix} = A(\varphi_k) \begin{vmatrix} U_{CA} \\ U_{CB} \end{vmatrix}, \quad (7.13)$$

где $A(\varphi_k) = \frac{2}{3} \begin{vmatrix} -\sin(\varphi_k + \pi/3) & -\sin(\varphi_k) \\ \cos(\varphi_k + \pi/3) & \cos(\varphi_k) \end{vmatrix}$ - матрица координатных преобразований; φ_k - угол поворота системы координат [21,116].

После указанных преобразований исходные уравнения (7.10) в проекциях на новые координатные оси (x,y) перепишутся:

$$\begin{cases} E_1 = I_{1X} r + L \frac{dI_{1X}}{dt} - \omega_1 L I_{1Y} + U_{CX}; \\ 0 = I_{1Y} r + L \frac{dI_{1Y}}{dt} + \omega_1 L I_{1X} + U_{CY}; \end{cases} \quad \begin{cases} E_{\Pi X} = I_{2X} r + L \frac{dI_{2X}}{dt} - \omega_1 L I_{2Y} + U_{CX}; \\ E_{\Pi Y} = I_{2Y} r + L \frac{dI_{2Y}}{dt} + \omega_1 L I_{2X} + U_{CY}; \end{cases} \quad (7.14)$$

$$\begin{cases} C \frac{dU_{CX}}{dt} = I_{1X} - I_{2X} - \omega_1 C U_{CY}; \\ C \frac{dU_{CY}}{dt} = I_{1Y} - I_{2Y} + \omega_1 C U_{CX}; \end{cases} \quad (7.15)$$

$$E_d = \frac{3(E_{\Pi X} I_{2X} + E_{\Pi Y} I_{2Y})}{2I_d}. \quad (7.16)$$

Отвечающую данным уравнениям структурную схему АВ удобно представить в виде сигнального графа (см. рис.7.12). Координатные преобразования позволили изобразить этот граф в виде непрерывной двухканальной системы с возможностью отдельного регулирования активной I_{1x} и реактивной I_{1y} составляющих тока на сетевом входе преобразователя.

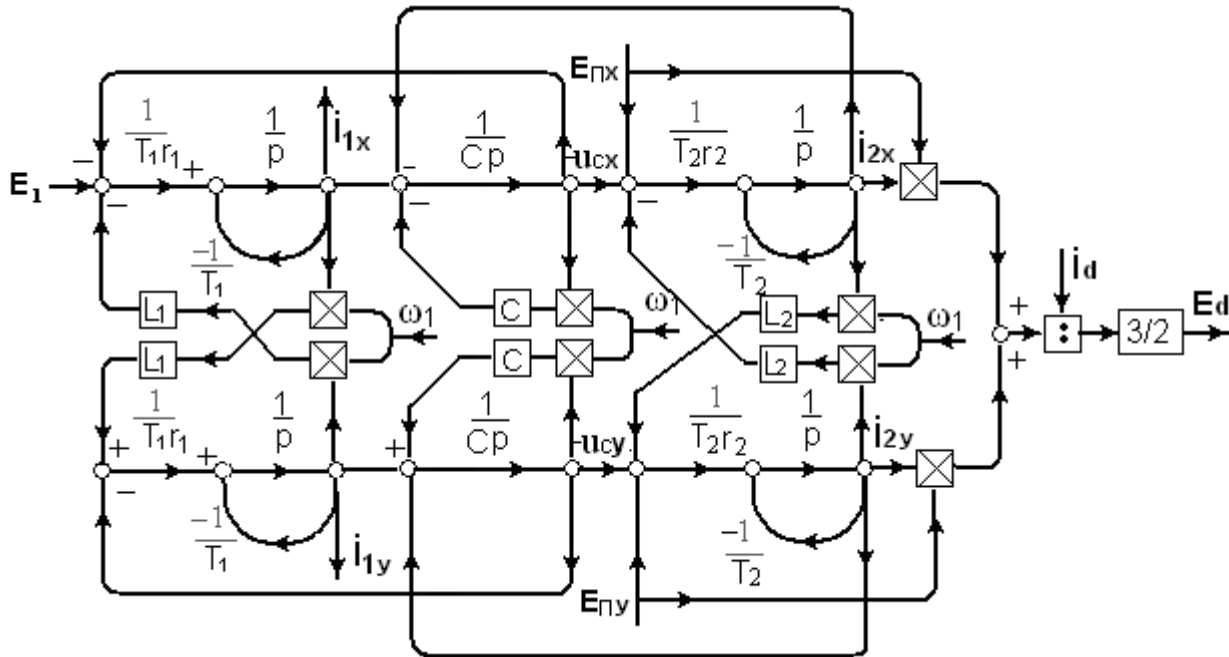


Рис.7.12. Сигнальный граф системы «Ф-АВ-Н»

Каждый из каналов представлен интегрирующим и двумя инерционными звеньями с постоянными времени $T_1=r_1/L_1$, $T_2=r_2/L_2$, на входы которых, кроме сетевой ЭДС E_1 , поступают сигналы перекрёстных обратных связей по напряжению конденсаторов фильтра и проекциям фазных токов. Управляющими воздействиями каналов могут служить ортогональные проекции противо-ЭДС сетевого входа $E_{пх}$, $E_{пy}$, величины которых однозначно задаются углами включения α_1 и выключения α_2 тиристоров. Выходными координатами модели, кроме выпрямленной ЭДС E_d , служат соответствующие проекции обобщённого вектора сетевого тока I_{1x} , I_{1y} . Если тем или иным способом свести к минимуму влияние перекрёстных связей [21,99], то задаваясь $E_{пх}$, $E_{пy}$, можно независимо управлять активной I_{1x} и реактивной I_{1y} составляющими тока на сетевом входе АВ.

Исходя из данного положения, получим передаточную функцию контура регулирования активного тока. Как следует из рис.7.12, граф этой части схемы имеет один прямой путь $K(p)$ от входной координаты $E_{пх}$ к выходной координате I_{1x} , касающийся двух замкнутых контуров $K_1(p)$ и $K_2(p)$. Следовательно, передаточная функция данного канала, согласно формуле Мейсона [39], запишется

$$W_{ix}(p) = \frac{I_{ix}(p)}{E_{ix}(p)} = \frac{K(p)}{1 - K_1(p) - K_2(p)} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow = \frac{\frac{1/r_2}{(1+T_2p)} \cdot \frac{1}{Cp} \cdot \frac{1/r_1}{(1+T_1p)}}{1 + \frac{1}{Cp} \cdot \frac{1/r_1}{(1+T_1p)} + \frac{1/r_2}{(1+T_2p)} \cdot \frac{1}{Cp}} = \frac{1/(r_1+r_2)}{a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0}, \quad (7.17)$$

где $a_3 = \frac{L_1L_2C}{r_1+r_2}$; $a_2 = \frac{C(L_1r_2+L_2r_1)}{r_1+r_2}$; $a_1 = \frac{C(r_1r_2)^2+L_1+L_2}{r_1+r_2}$; $a_0 = 1$.

Записывая характеристическое уравнение контура тока с единичной обратной связью

$$a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0 + 1/(r_1+r_2) = 0, \quad (7.18)$$

применим для анализа устойчивости полученной системы критерий Гурвица $a_2 \cdot a_1 \geq a_3 \cdot (a_0 + 1/(r_1+r_2))$. Раскрывая данное выражение, получим необходимое для сохранения работоспособности АВ семейство зависимостей ёмкости фильтра от эквивалентной индуктивности сетевого входа $C(L_1)$ при постоянстве остальных параметров схемы $L_2, r_1, r_2 = \text{const}$ (см. рис.7.13,а):

$$C \geq \frac{L_1 \cdot L_2 \cdot (r_1 + r_2)}{(L_1r_2 + L_2r_1)((r_1r_2)^2 + L_1 + L_2)}. \quad (7.19)$$

Экстремальный вид полученных зависимостей позволяет оценить индуктивность L_1 , при которой ёмкость конденсатора фильтра требует максимального значения

$$\frac{d}{dL_1} \left(\frac{L_1 \cdot L_2 \cdot (r_1 + r_2)}{(L_1r_2 + L_2r_1)((r_1r_2)^2 + L_1 + L_2)} \right) = \frac{(L_2r_1^3r_2^2 + r_1L_2^2 - r_2L_1^2)(r_1 + r_2)L_2}{(r_2L_1 + r_1L_2)^2(L_1 + L_2 + r_1^2r_2^2)^2} = 0, \quad (7.20)$$

откуда

$$L_1 = \sqrt{\frac{L_2r_1^3r_2^2 + r_1L_2^2}{r_2}}, \quad \text{в частности при } L_2=0.01\text{Гн, } r_1=r_2=1\text{Ом}$$

получаем $L_1=0.1$ Гн.

Для решения задач синтеза представим передаточную функцию рассматриваемого контура тока (7.17) в форме Вышнеградского [18,22]

$$W_{ix}^*(s) = \frac{1}{s^3 + As^2 + Bs + 1}, \quad (7.21)$$

где $s=p \cdot m_t$ – модифицированный оператор;

$m_t = (a_0/a_3)^{1/3}$ - масштабный коэффициент времени;

$A = \frac{a_2}{a_0} \cdot m_t^2$; $B = \frac{a_1}{a_0} m_t$ - коэффициенты Вышнеградского.

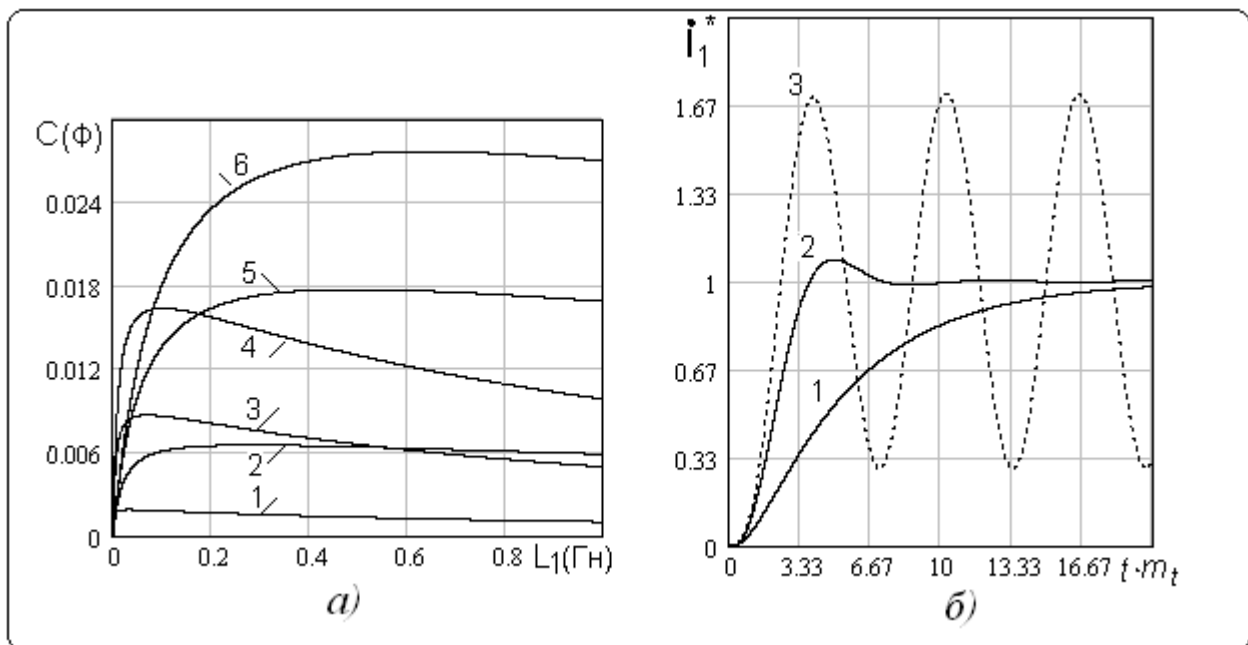


Рис.7.13. Кривые зависимости $C(L_1)$ при постоянстве параметров (а):

- 1- $L_2=0.001$ Гн, $r_1=r_2=1$ Ом; 2- $L_2=0.01$ Гн, $r_1=2$ Ом, $r_2=1$ Ом; 3- $L_2=0.005$ Гн, $r_1=r_2=1$ Ом;
 4- $L_2=0.01$ Гн, $r_1=r_2=1$ Ом; 5- $L_2=0.03$ Гн, $r_1=2$ Ом, $r_2=1$ Ом;
 6- $L_2=0.05$ Гн, $r_1=2$ Ом, $r_2=1$ Ом; кривые переходного процесса в контуре активного тока при: 1- $A=B=6$; 2- $A=B=2$; 3- $A=B=1$ (б)

Переход от операторного изображения тока $I(s)=L^{-1}\{W_{ix}^*(s)/s\}$ к оригиналу позволяет получить выражения переходных характеристик контура тока $i(t \cdot m_t)$ для различных A и B . Для примера на рис.7.13,б приведены кривые переходного процесса в устойчивом (при $A=B=6$; $A=B=2$) и неустойчивом (при $A=B=1$) состояниях работы активного выпрямителя.

7.3.3. Работа активного выпрямителя на высокой несущей частоте переключений

В отличие от тиристоров GTO, транзисторные ключи типа IGBT и MOSFET обладают большим быстродействием и потому способны работать на более высокой несущей частоте переключений. Покажем, что благодаря этому свойству, выполнение АВ на транзисторных ключах (например, по схеме рис.7.9,б) позволяет получить желаемую форму входных и выходного токов АВ модуляционным методом. Для рассмотрения новых возможностей транзисторных АВ, установим связь входных и выходных напряжений в 3-ёх фазной мостовой схеме выпрямителя с помощью матричного уравнения

$$\begin{bmatrix} +e_d \\ -e_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_A & s_B & s_C \\ s_{-A} & s_{-B} & s_{-C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix}. \quad (7.22)$$

Будем считать, что коэффициентами данного уравнения служат логические переменные s_A, s_{-A}, s_B, \dots , выполняющие роль управляющих импульсов для одноимённых транзисторов в схеме АВ. Для решения задачи электромагнитной совместимости, переключения транзисторных ключей с помощью этих импульсов должны приводить к непрерывной квазисинусоидальной форме токов на сетевом входе и достаточно гладкому току на выходе АВ. Диаграммы на рис.7.14 иллюстрируют один из вариантов решения этой задачи на основе высокочастотного широтно-импульсного регулирования (ШИР) выпрямленного напряжения. Данный способ предполагает выработку первичных импульсов f в результате сравнения управляющего $x(t)$ и опорного $x_{оп}(t)$ сигналов с последующим их распределением по транзисторам в соответствии с логическим уравнением:

$$\begin{bmatrix} s_A \\ s_{-A} \\ s_B \\ s_{-B} \\ s_C \\ s_{-C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (s_{CB2} + s_{BC1}) & (s_{AB1} + s_{AC2}) & (s_{AC1} + s_{AB2}) \\ (s_{BC2} + s_{CB1}) & (s_{BA1} + s_{CA2}) & (s_{CA1} + s_{BA2}) \\ (s_{AC2} + s_{CA1}) & (s_{BC1} + s_{BA2}) & (s_{BA1} + s_{BC2}) \\ (s_{AC1} + s_{CA2}) & (s_{AB2} + s_{CB1}) & (s_{AB1} + s_{CB2}) \\ (s_{AB1} + s_{BA2}) & (s_{CB2} + s_{CA1}) & (s_{CB1} + s_{CA2}) \\ (s_{AB2} + s_{BA1}) & (s_{AC1} + s_{BC2}) & (s_{BC1} + s_{AC2}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f \\ \frac{f}{f} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (7.23)$$

где $s_{AB1}, s_{CB2}, \dots, s_{AC2}$ – синхронизирующие импульсы, делящие полупериод сетевого напряжения на шесть равных интервалов.

Согласно (7.22),(7.23), формирование выпрямленного напряжения $e_d(t)$ происходит чередующимся подключением выходных зажимов АВ к линейным напряжениям сети двух уровней: верхнего уровня относительной величины 0.86–1.0 и среднего уровня (0.5–0.86). Ограниченный в указанных пределах, диапазон регулирования оказывается в большинстве случаев достаточным для поддержания постоянства тока на выходе АВ, в предположении, что основные функции регулирования выходного напряжения и частоты выполняются с помощью АИ. Положительной особенностью указанного алгоритма является увеличенный интервал активного состояния каждого вентиля на периоде сети, в пределе составляющий $\lambda=\pi$, вместо $\lambda=2\pi/3$ при обычном способе импульсно-фазового управления [38,83]. Как видно из диаграмм рис. 7.14, результатом служит устранение в сетевом токе традиционных для трёхфазной мостовой схемы нулевых пауз ($\pi/3$). Оценить влияние переключений на форму сетевых токов можно, получив кривые “формообразующих” напряжений в цепях протекания этих токов:

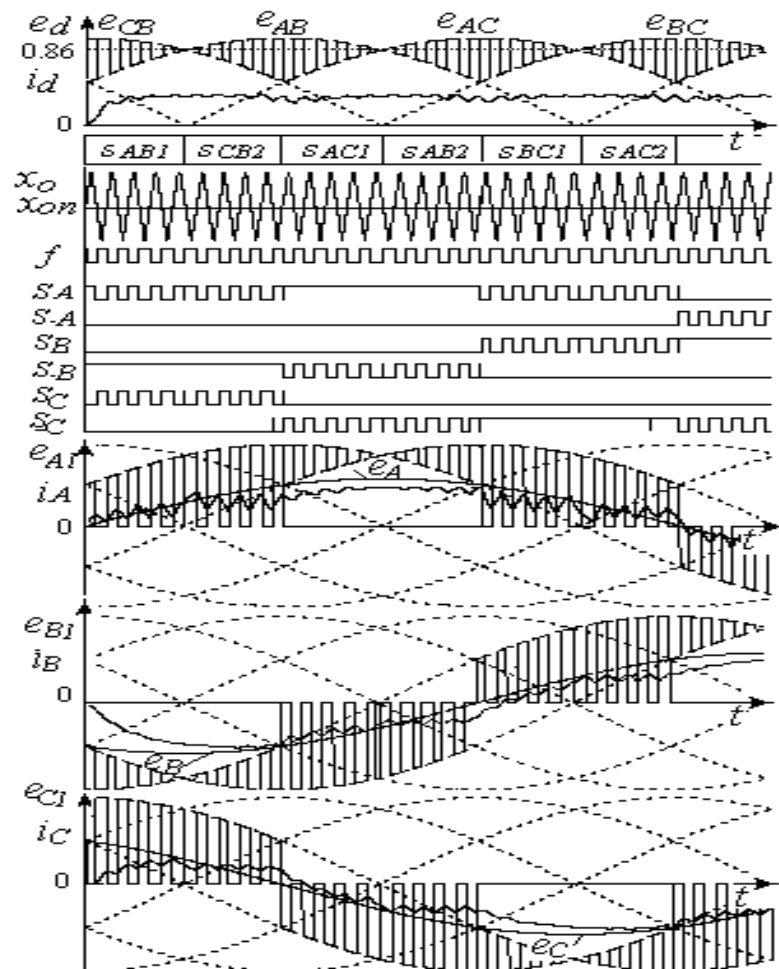


Рис. 7.14. Процессы управления транзисторными ключами в схеме АВ

$$\begin{aligned}
 e_{A1}(t) &= e_{AB}(t) \cdot (s_A \cdot s_{-B} + s_{-A} \cdot s_B) + e_{AC}(t) \cdot (s_A \cdot s_{-C} + s_{-A} \cdot s_C); \\
 e_{B1}(t) &= e_{BA}(t) \cdot (s_B \cdot s_{-A} + s_{-B} \cdot s_A) + e_{BC}(t) \cdot (s_B \cdot s_{-C} + s_{-B} \cdot s_C); \\
 e_{C1}(t) &= e_{CA}(t) \cdot (s_C \cdot s_{-A} + s_{-C} \cdot s_A) + e_{CB}(t) \cdot (s_C \cdot s_{-B} + s_{-C} \cdot s_B).
 \end{aligned}
 \tag{7.24}$$

Из диаграмм рис.7.14 видно, что формирование этих напряжений происходит под воздействием двух видов модуляции: амплитудной – со стороны питающей сети и широтно-импульсной – со стороны звена постоянного тока. Положительное влияние амплитудной модуляции приводит к тому, что основные гармоники рассматриваемых напряжений совпадают по времени и форме с напряжениями сетевых фаз $e_A(t), e_B(t), e_C(t)$. Кривые фазных токов $i_A(t), i_B(t), i_C(t)$ на рис.7.14 отражают реакцию активно-индуктивной цепи на указанные напряжения, подтверждая возможность приближения формы сетевых токов к форме фазных напряжений сети увеличением частоты переключения транзисторных ключей.

8. РАЗРАБОТКА СРЕДСТВ ЗАЩИТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ЗАПИРАЕМЫХ ВЕНТИЛЯХ ОТ КОММУТАЦИОННЫХ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

8.1. Новый принцип проведения коммутаций в схеме автономного инвертора тока на запираемых вентилях с применением демпфирующего конденсатора

Следует отметить, что наиболее распространённым вариантом исполнения инвертора тока во многих отраслях до сих пор остаётся мостовая схема АИТ на однооперационных тиристорах с отсекающими диодами и шестью коммутирующими конденсаторами [38,83,85,95,115]. Изображение силовой схемы этого преобразователя с поясняющими картинками сетевого тока, напряжения в звене постоянного тока, а также тока и напряжения в фазных обмотках асинхронного двигателя, приведено на рис. 8.1.

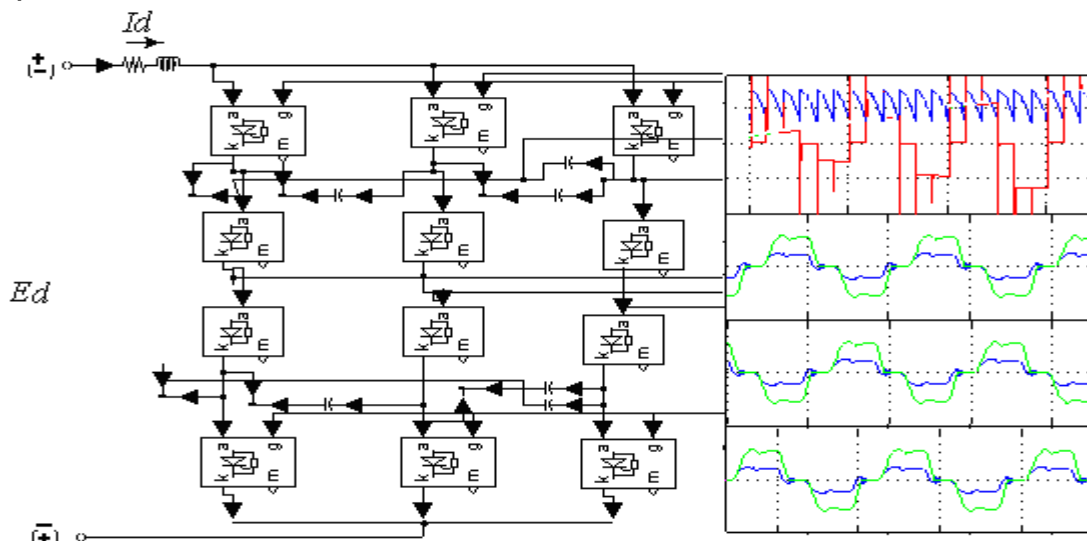


Рис.8.1. Фрагмент силовой схемы электропривода по системе «тиристорный АИТ с отсекающими диодами – асинхронный двигатель» и поясняющие диаграммы входных и выходных напряжений и токов

Замена однооперационных тиристоров на запираемые вентили ведёт к устранению коммутирующих конденсаторов как наиболее громоздкой и наименее надёжной части силовой схемы АИТ. Достижимое упрощение многодвигательного электропривода создаёт предпосылки для существенного улучшения технико-экономических показателей кордной линии. Однако замена элементной базы будет адекватной, если сохранит плавность изменения коммутирующих токов в схеме АИТ при ограниченном уровне коммутационных перенапряжений. Напомним, что в схеме рис.8.1 этой задаче служат неполярные коммутирующие конденсаторы, совмещающие функции запираения однооперационных тиристоров с функциями защиты от коммутационных перенапряжений.

Достижимый в этой схеме эффект плавной коммутации тока обеспечивает не более, чем 1.5 – кратное превышение коммутирующего напряжения конденсаторов над амплитудой питающего напряжения, а так же повышение перегрузочной способности и надёжности инвертора в работе за счёт снижения динамических нагрузок вентилях. Покажем, что в предлагаемой на рис.8.2, рис.8.3 схеме АИТ на запираемых вентилях решение указанных задач возможно при меньшем количестве вспомогательных элементов, к числу которых относится единственный полярный конденсатор фильтра C_d и пара коммутирующих транзисторов VT_{K1}, VT_{K2} с разделительными диодами $VD1$ и $VD2$.

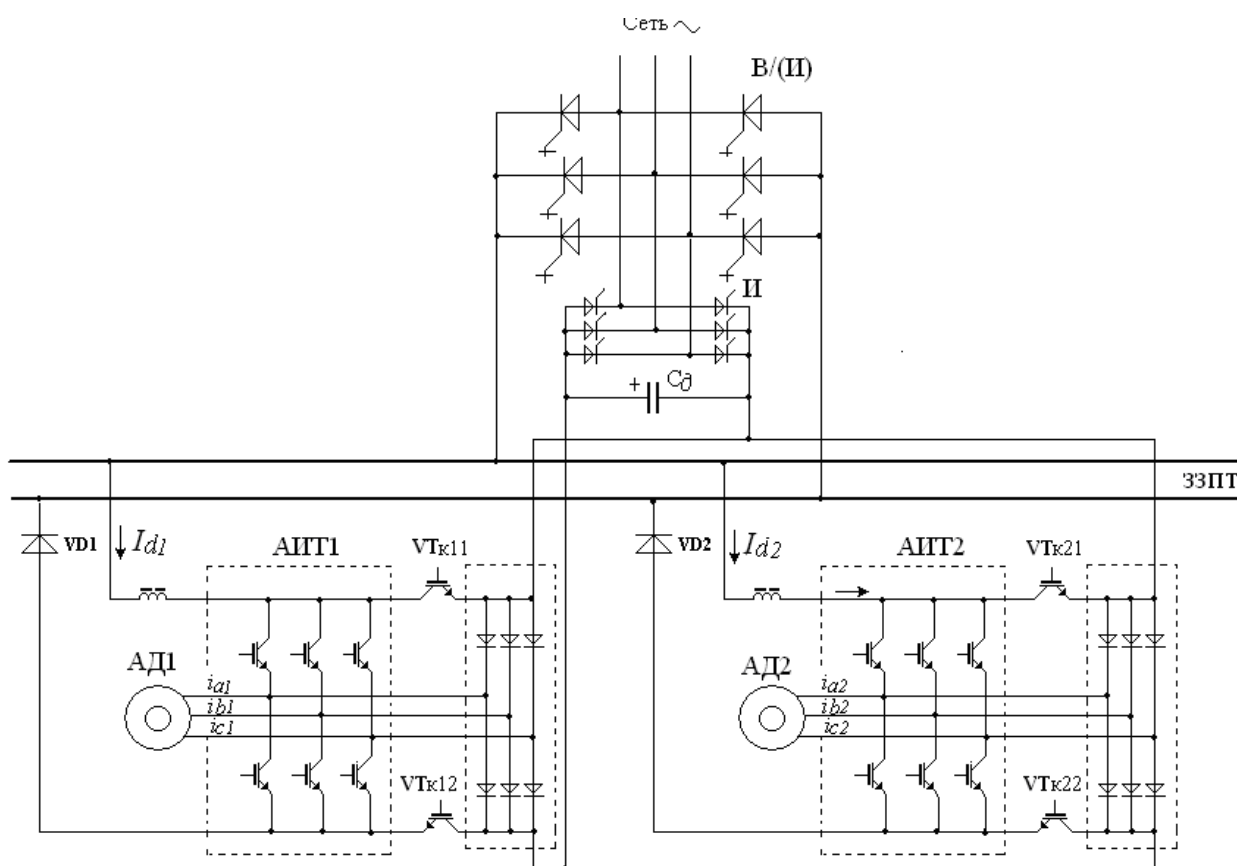


Рис. 8.2. Схема 3-го варианта исполнения многодвигательного электропривода на основе модифицированных инверторов тока: В(И) –совмещённый блок выпрямления/инвертирования на одном комплекте вентилях ; И – рекуперирующий инвертор; C_d – полярный демпфирующий конденсатор; $VD1, VD2$ - разделительные диоды

Как объект обратимого электропитания, схема многодвигательного привода на рис.8.2 представляет 3-й вариант привода, реализующий упомянутый выше принцип разделения потоков прямой и обратной мощности (см. табл.7.1).

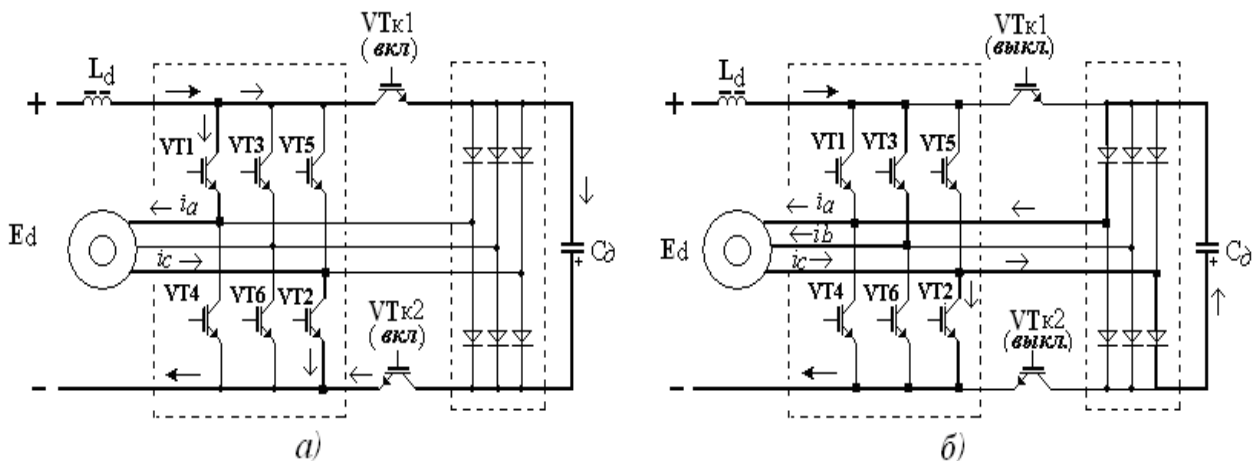


Рис.8.3. Схема замещения транзисторного АИТ на первом (а) и втором (б) этапах плавной коммутации тока из фазы А в фазу В с помощью демпфирующего конденсатора C_d

В связи с кратковременностью действия лишь во время коммутаций, вспомогательные транзисторы $VTk1, VTk2$ имеют сравнительно малую установленную мощность. Их применение, как уже отмечалось, позволяет использовать конденсатор фильтра C_d не только для вывода избыточной энергии торможения, но и для демпфирования коммутирующих токов. Для этого проведение каждой коммутации осуществляется в два этапа. Проведение коммутаций рассмотрим на примере перевода тока нагрузки из фазы А с выходящим из работы силовым транзистором $VT1$ в фазу В со вступающим в работу силовым транзистором $VT3$. Будем считать, что на предваряющем внекоммутационном интервале ток нагрузки протекал по цепи с элементами: $L_d, VT1$, обмотка фазы А, обмотка фазы С, $VT2$. Началом коммутации в данной схеме служит включение вспомогательных транзисторов $VTk1$ и $VTk2$. Превышение начального напряжения демпфирующего конденсатора C_d над амплитудой межфазного напряжения статора вызовет процесс перехода тока выключаемого транзистора $VT1$ в показанную на рис.8.3,а утолщённой линией параллельную цепь с элементами $VTk1, C_d, VTk2$. Данный процесс будет сопровождаться частичным разрядом конденсатора C_d . Последующее выключение транзисторов $VT1, VTk1, VTk2$ и подача отпирающего импульса на очередной силовой транзистор $VT3$ приведёт, согласно схеме рис.8.3,б, ко второму этапу коммутации. Основным процессом второго этапа служит повторный заряд C_d , приводящий к восстановлению начального напряжения конденсатора. При этом заряд конденсатора будет происходить достаточно плавно под воздействием снижающегося до нуля тока выходящей из работы обмотки фазы А по цепи из элементов: обмотка фазы С, диоды выпрямительного моста, конденсатор C_d , обмотка фазы А. В это время ток вступающей в работу фазы В будет нарастать по цепи, содержащей реактор L_d , силовой транзистор $VT3$, обмотку фазы В, обмотку фазы С и транзистор $VT2$.

Ввиду достаточно большой ёмкости демпфирующего конденсатора, его заряд будет протекать достаточно плавно, обеспечивая такое же плавное изменение токов в коммутирующих фазах А и В. В установившемся режиме процесс коммутации завершится переходом тока нагрузки в цепь силовых транзисторов VT3, VT2 с восстановлением начального напряжения на обкладках конденсатора и запираением диодов моста VD1÷VD6 до начала следующей коммутации. Представленные на рис.8.4 результаты компьютерного моделирования подтверждают эффективность и достоинства предлагаемого способа коммутации. К числу последних следует отнести ограничение перенапряжений без применения разрядного резистора, возможность установки заданного уровня перенапряжений за счёт изменения длительности первого этапа коммутации, а так же плавность изменения токов статорных обмоток во время коммутаций, завершающихся выключениями силовых транзисторов в обесточенном состоянии.

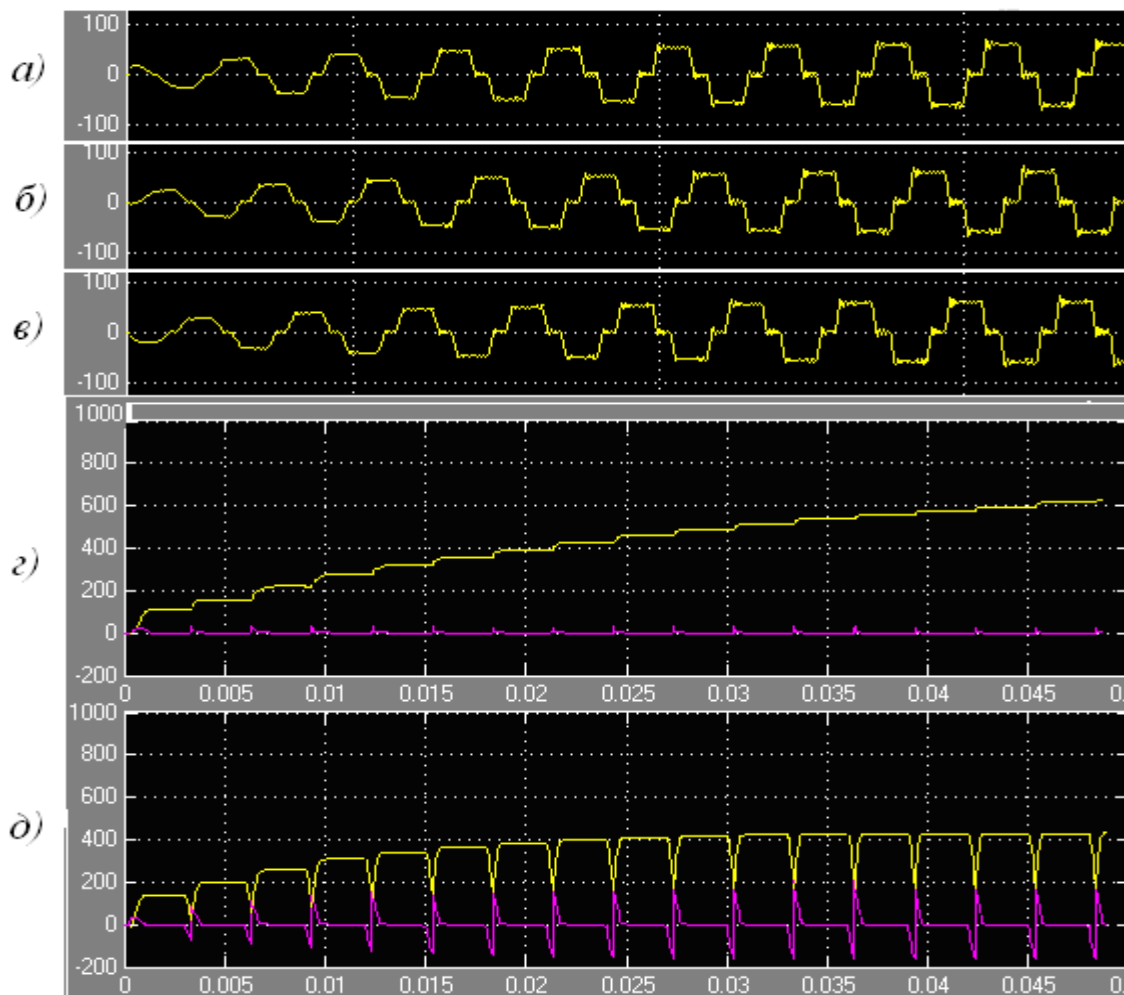


Рис.8.4. Кривые фазных токов на выходе АИТ (а,б,в) , а так же напряжения и тока демпфирующего конденсатора, позволяющие сравнить уровень коммутационных перенапряжений при традиционном (в) и предлагаемом (д) способах проведения коммутаций запираемых вентиляей

8.2. Универсальная методика анализа и синтеза преобразователей на запираемых вентилях с демпфирующим конденсатором

Как уже отмечалось, работа запираемых вентилях в схемах активных выпрямителей (АВ), автономных инверторов (АИ) и преобразователей частоты (ПЧ) сопровождается прерываниями токов, приводящими к многократным коммутационным перенапряжениям. Появление перенапряжений вызывается несколькими физическими явлениями, протекающими на разных частотах и потому требующих различных средств защиты. К числу средств, ориентированных на быстропротекающие процессы изменения объёмного заряда и прерывания обратного тока полупроводников, относятся снабберы. С учётом высокой частоты указанных процессов, выполнение снабберов ведётся с применением неполярных конденсаторов сравнительно малой ёмкости. Разработке данных устройств посвящается в последнее время значительное число публикаций [38,47,83]. Менее изученной остаётся проблема вывода и утилизации электромагнитной энергии, выделяющейся на индуктивных элементах контура коммутации в моменты прерывания полного тока вентилях. Ввиду значительности этой энергии, едва ли не единственным средством её уменьшения является ограничение (демпфирование) скорости изменения коммутирующих токов. К числу демпфирующих устройств с наименьшими удельными массо-габаритными показателями относятся полярные конденсаторы фильтра низких частот, работа которых может происходить при одностороннем поступлении избыточной энергии коммутации (пассивные демпфирующие устройства (ПДУ)) или при двухстороннем обмене энергией конденсатора с индуктивными элементами (активные демпфирующие устройства (АДУ)). Одинаковое по своей сути выполнение ДУ в схемах АВ и АИТ позволяет предложить универсальную модель коммутационных процессов в цепях запираемых вентилях. Как показано на рис.8.5,а, главным элементом этой модели служат полярный демпфирующий конденсатор C_d , подключенный посредством вспомогательного диодного моста в параллель к индуктивным элементам преобразователя. Отличие в вариантах схемы замещения сводится к тому, что в АВ питающее напряжение представлено сетевым напряжением E_1 , а в схемах АИТ – выпрямленным напряжением питания (E_d), в то время, как выходная цепь схемы замещения представлена эквивалентными параметрами электрической машины R_2, L_2, E_2 . Как следует из общего принципа действия ПДУ, работа конденсатора C_d состоит в чередовании разряда под воздействием тока вступающей в работу фазы питающей сети (в схемах АВ) или статорной обмотки АД (в схемах АИТ) с последующим зарядом током выходящей из работы фазы.

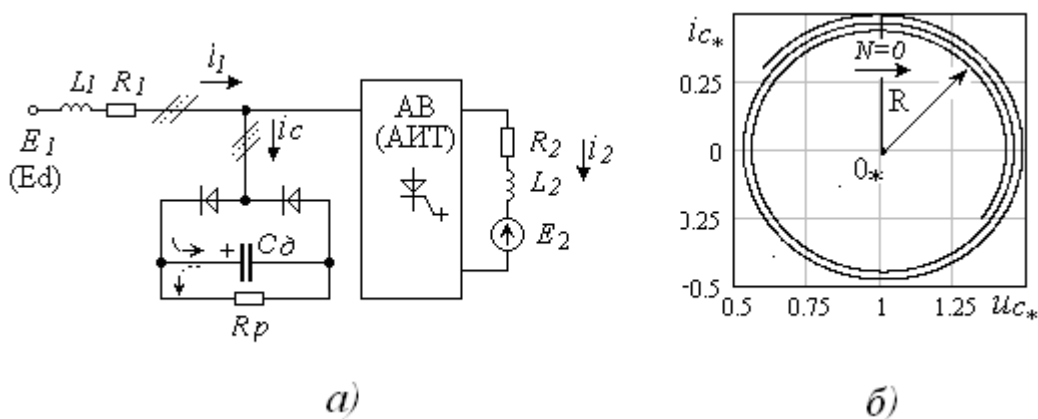


Рис.8.5. Универсальная схема замещения преобразователя на запираемых вентилях с пассивным демпфирующим устройством (а) и полная фазовая траектория перезаряда конденсатора (б)

Общепринятые допущения позволяют записать исходные дифференциальные уравнения схемы на рис.8.5,а для временных интервалов на периоде повторяемости T :

для интервала разряда конденсатора по цепи с балластным резистором R_p длительностью $0 \leq t \leq t_p$

$$\frac{d}{\omega t} u_{c1} = -\frac{1}{R_p C_0} i_{c1}; \quad (8.1)$$

для последующего интервала заряда в течение промежутка времени $t_p \leq t \leq t_\gamma$

$$\frac{d}{\omega t} \begin{bmatrix} i_{12} \\ u_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_1 & -1 \\ 1/C_0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{12} \\ u_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e \\ E \end{bmatrix}, \quad (8.2)$$

где $i_{12} = i_{c2}$ – ток выходящей из работы фазы двигателя (ток конденсатора) на интервале заряда;

$t_\gamma = t_p + t_3$ – общая длительность коммутации, равная времени разряда и последующего заряда конденсатора.

Так как переменными состояниями являются напряжение $u_c(t)$ и ток $i_c(t) = C_0 du_c(t)/dt$ конденсатора, рассмотрение удобно вынести на фазовую плоскость [8]. После перехода в систему относительных единиц $t^* = \omega t$; $u_{c^*} = u_c/U_6$ $i_{c^*} = i_c/I_6$, исходным уравнениям (8.1), (8.2) можно поставить в соответствие уравнения изоклин $N(u_{c^*}; i_{c^*})$:

$$\frac{di_{c^*}}{dt^*} = e_* - 2gi_{c^*} - u_{c^*}; \quad \frac{du_{c^*}}{dt^*} = i_{c^*}, \quad (8.3)$$

откуда $N = di_{c^*}/du_{c^*} = (u_{c^*} - e_*)/(i_{c^*}) - 2g$, где g – декремент затухания.

Решением уравнения (8.3) на плоскости $[u_{c^*}; i_{c^*}]$ рис.8.5,б служит логарифмическая спираль, фокус которой отыскивается проведением нор-

мали к оси напряжений из точки пересечения спирали с изоклиной $N=0$ [8,18]. В связи с малостью декремента затухания $g \ll 1$, рабочие участки фазовых траекторий между переключениями аппроксимируются дугами окружности с ошибкой, не превышающей долей процента. При этом центр окружности совпадает с фокусом спирали $O^* [e; 0]$, а радиус определяется соотношением

$$R = (u_{c^*}(t_3) + u_{c^*}(t_3 + \pi)) / 2, \quad (8.4)$$

где t_3 - время заряда конденсатора в масштабе относительных единиц. Аппроксимация существенно облегчает отыскание переменных состояния ($u_{c^*} = e + R \cos t^*$; $i_{c^*} = R \sin t^*$) и временных интервалов, сводя анализ к простым графическим замерам и построениям. При этом решение задач синтеза требует рассмотрения ДУ как объекта управления – с одной стороны и как объекта энергетических взаимодействий – с другой.

8.2.1. Демпфирующее устройство как объект управления

Функциональные возможности ДУ позволяют рассматривать данное устройство в виде некоего объекта управления. Неявная зависимость выходной координаты $u_c(t)$ от управляющих (t_3, t_p) и возмущающих $e(t), i_2(t)$ воздействий, делает данный объект нелинейным. В общем виде эти функциональные зависимости для интервалов разряда и заряда конденсатора на $n=0, 1, \dots$ -ом периоде повторяемости можно представить

$$\begin{aligned} u_c(t_p) &= F_1(u_c[n], t_p, e); \\ u_c(T_n) &= u_c[n+1] = F_2(u_c(t_p), t_3, i_c(t_p), e), \end{aligned} \quad (8.5)$$

где $u_c[n] = u_c(0)$; $u_c[n+1] = u_c(t_p + t_3)$ - дискретные значения напряжения конденсатора на границах $n=0, 1, \dots$ -го периода повторяемости.

Припасовывая уравнения (8.5) в момент $t=t_p$, получаем нелинейное разностное уравнение ДУ как многомерного объекта регулирования $u_c[n+1] = F_2(F_1(u_c[n], t_p, e), t_3, i_c(t_p), e)$. Линеаризация уравнения может быть осуществлена аналитически путём разложения переменных в ряд Тейлора и исключения слагаемых второго и более высокого порядка малости. В результате разностное уравнение для отклонений переменных переписывается

$$\Delta u_c[n+1] = F_\Delta(\Delta u_c[n] \cdot k_1, \Delta t_p \cdot k_2, \Delta t_3 \cdot k_3, \Delta i_c \cdot k_4, \Delta e \cdot k_5), \quad (8.6)$$

$$\text{где } k_1 = \frac{\partial F_0}{\partial u_c[n]}; \quad k_2 = \frac{\partial F_0}{\partial t_p}; \quad k_3 = \frac{\partial F_0}{\partial t_3}; \quad k_4 = \frac{\partial F_0}{\partial i_c}; \quad k_5 = \frac{\partial F_0}{\partial e}.$$

Применение z-преобразования позволяет получить дискретные передаточные функции объекта для каждого из воздействий, а затем рассчитать кривые переходного процесса. Так например, подавая на управляющий вход воздействие в виде единичной функции $\Delta t_p(z) = z/z-1$, полу-

чим, в предположении $\Delta t_3 = \Delta e = \Delta i = 0$, z -изображение выходной координаты

$$\Delta u_c(z) = \Delta t_p(z) \frac{k_2 z}{(z-1)(z-k_1)}, \quad (8.7)$$

которое после возвращения в область оригинала даёт выражение переходного процесса по управляющему воздействию в виде решётчатой функции

$$\Delta u_c(n) = \sum_1^2 \text{Res}(\Delta u_c(z) \cdot z^{n-1}) = \Delta t_p \frac{k_2(1-k_1^n)}{1-k_1}, \quad (\text{при } k_1 < 1) \quad (8.8)$$

Анализ устойчивости в вентильных структурах часто сводится к выяснению условий самовыравнивания. Данное свойство ведёт к повторяемости периодических процессов и проявляет себя в виде замкнутых фазовых траекторий или так называемых предельных циклов. Существование предельного цикла подтверждается в процессе графических построений методом точечных преобразований [16,18]. Записывая уравнения напряжений конденсатора на интервалах разряда и заряда, получим так называемые функции последования

$$\begin{aligned} u_c[n] &= f_1(u_{c1}(t_p)); \\ u_c[n+1] &= f_2(u_{c1}(t_p)), \end{aligned} \quad (8.9)$$

устанавливающие связь напряжений конденсатора в начале $u_c[n] = u_{c1}(0)$ и конце $u_c[n+1] = u_{c2}(t_p + t_3)$ n -го периода повторяемости с промежуточным значением в конце интервала разряда $u_{c1}(t_p)$. В этой связи данные функции удобно назвать разрядной (РХ) и зарядной (ЗХ) характеристиками ДУ, соответственно, а получаемая с их помощью картина – лестничной диаграммой Ламерея [8].

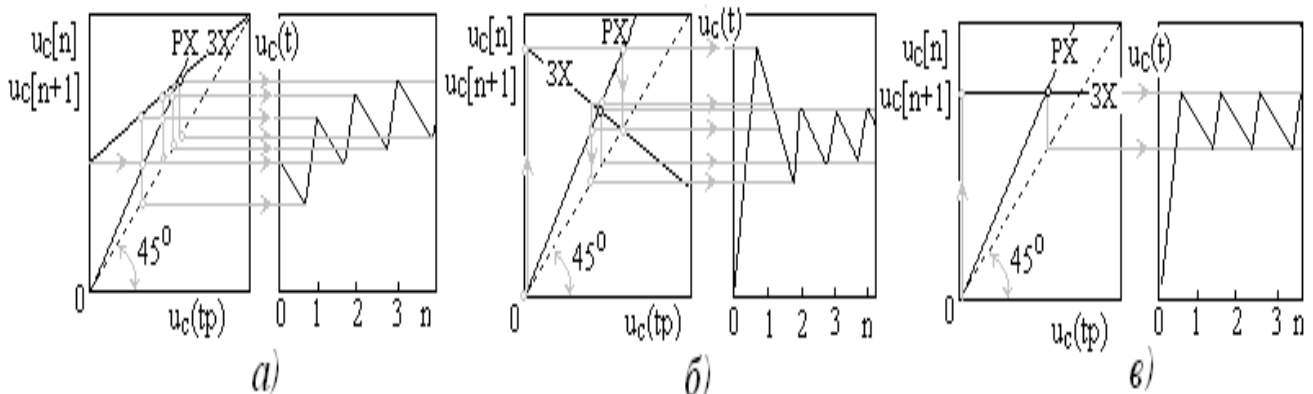


Рис.8.6. Варианты лестничной диаграммы и переходных процессов в ДУ

Задаваясь начальным напряжением конденсатора, а затем, проецируя, согласно принципу действия, рабочую точку с одной характеристики на другую, можно получить дискретный ряд напряжений $u_c^*[0], u_c^*[1], \dots$ дающий представление о переходном процессе. Не трудно заме-

титель, что существование такого явления, как самовыравнивание, зависит от углов наклона РХ и ЗХ к оси абсцисс:

$$\begin{aligned} \gamma_p(t_p) &= \arctg(\partial u_c[n] / \partial u_{c1}(t_p)); \\ \gamma_3(t_3) &= \arctg(\partial u_c[n+1] / \partial u_{c1}(t_p)). \end{aligned} \quad (8.10)$$

В случае $\gamma_p(t_p) \geq \gamma_3(t_3)$ переходные процессы сходятся, то есть стремятся к завершению в точке пересечения РХ и ЗХ. Сходимость переходного процесса свидетельствует об асимптотическом характере устойчивости, в то время, как равенство названных углов наклона $\gamma_p(t_p) = \gamma_3(t_3)$ говорит о более редко встречающемся нейтральном типе устойчивости. Невыполнение названных условий грозит расходящимся процессом, что означает потерю устойчивости, а с ним и контроля за уровнем перенапряжений. Восстановление свойства самовыравнивания происходит при соответствующем изменении времени разряда t_p конденсатора. Установлено, что всевозможные изменения временных интервалов t_p , t_3 способны вызвать отклонения углов наклона РХ и ЗХ в пределах $-\pi/4 < \gamma_3 < +\pi/4$; $-\pi/2 < \gamma_p < +\pi/2$. При этом существует несколько вариантов взаимного расположения РХ и ЗХ на диаграмме Ламерея (см. рис.8.6). Каждому варианту соответствует тот или иной тип переходного процесса: монотонный затухающий (рис.8.6,а), колебательный затухающий (рис.8.6,б) и предельный по быстродействию (рис.8.6,в). В этом можно убедиться из временных графиков $u_c(nT)$, порядок построения которых поясняется с помощью вспомогательных стрелок. В частности показано, что перенос напряжения $u_c(t_p)$ с горизонтальной оси диаграммы Ламерея на вертикальную ось временного графика $u_c(nT)$ возможен, если осуществляется промежуточным проецированием точек с РХ на указанную пунктиром биссектрису прямого угла.

8.2.2. ДУ как объект энергетического взаимодействия питающей сети и демпфирующего конденсатора

Рассмотрение энергетических процессов в ДУ ставит задачей обеспечить работу преобразователя при минимальных уровнях перенапряжений и суммарных коммутационных потерь мощности в резисторе R_p , конденсаторе C_d и силовых вентилях. Отражением происходящих процессов в ДУ служит пульсирующая форма кривой напряжения на обкладках конденсатора

$$u_c(t) = u_{c0} - \Delta u_{c1}(t) + \Delta u_{c2}(t - t_p),$$

где u_{c0} - постоянная составляющая; $\Delta u_{c1}(t)$, $\Delta u_{c2}(t - t_p)$ - приращения напряжения на интервалах частичного разряда и последующего заряда. Соответственно, баланс энергий, получаемых и отдаваемых конденсатором в течение периода повторяемости T в установившемся режиме, можно представить

$$W_C = W_{C0} - \Delta W_{C1} + \Delta W_{C2}, \quad (8.11)$$

где $W_{C0} = C_0 u_{c0}^2 / 2$ - накопленная энергия, полученная конденсатором в переходных процессах;

$$\Delta W_{C1} = \frac{1}{\omega} \int_0^{t_p} u_{c1}(t) i_{c1}(t) dt - \text{энергия, отдаваемая конденсатором на}$$

интервале частичного разряда в установившемся режиме;

$$\Delta W_{C2} = \frac{1}{\omega} \int_{t_p}^{t_p+t_3} u_{c2}(t) i_{c2}(t) dt - \text{энергия, получаемая конденсатором}$$

на интервале заряда в установившемся режиме.

Можно заключить, что основные составляющие потерь находятся в прямой зависимости от амплитуды пульсаций Δu_c , в то время, как уровень перенапряжений определяется суммарным значением напряжения конденсатора $u_{CM} = u_{C0} + \Delta u_c$. Баланс энергий (8.11) указывает на противоречивость задач минимизации потерь и перенапряжений, так как снижение коммутационных потерь за счёт уменьшения Δu_c будет сопровождаться увеличением u_{C0} и, соответственно, повышением результирующего уровня напряжения. Компромиссное решение будет оптимальным, если ведёт к минимизации энергетического функционала конденсатора

$$\Delta P_{C^*} = \int_0^{T_n} P_{C^*}(u_{c^*}, i_{c^*}) dt_* = \int_0^{t_{k^*}} u_{c^*}(t_*) \cdot i_{c^*}(t_*) dt_* \rightarrow 0, \quad (8.12)$$

рассмотрение которого возможно при наличии граничных условий $u_{c^*}(0) = u_{C0}$; $u_{c^*}(t_3) = u_{CM^*}$ и непрерывности производной $\dot{u}_{c^*}(t_*) = \dot{i}_{c^*}(t_*)$ на каждом интервале между переключениями. Согласно вариационному методу оптимизации, функционал (8.12) принимает минимальное значение, если подинтегральная функция $u_{c^*}(t_*)$ удовлетворяет уравнению Эйлера – Лагранжа [68]

$$F = \frac{\partial P_{C^*}}{\partial u_{c^*}} - \frac{d}{dt_*} \frac{\partial P_{C^*}}{\partial \dot{u}_{c^*}} = 0. \quad (8.13)$$

Уравнения (8.12), (8.13) могут служить для отыскания оптимальных соотношений между параметрами ДУ. В качестве примера рассмотрим возможные варианты использования энергетического функционала: для минимизации разности энергий заряда и разряда конденсатора в уравнении баланса (8.11). В этом случае выражение функционала переписывается:

$$\Delta P_C = \int_0^{t_p} -u_{c1^*}(t_*) \cdot \dot{u}_{c1^*}(t_*) dt_* + \int_{t_p}^{t_p+t_3} u_{c2^*}(t_*) \cdot \dot{u}_{c2^*}(t_*) dt_*, \quad (8.14)$$

при этом оптимизирующее уравнение (7.13) примет вид

$$F = \sum_{i=1}^2 \left(\frac{\partial P_C}{\partial u_{ci^*}} - \frac{d}{dt_*} \frac{\partial P_C}{\partial \dot{u}_{ci^*}} \right) = 0, \quad (8.15)$$

где $u_{ci^*} = e_0 + R_i \cos t_*$; $i_{ci^*} = R_i \sin t_*$; R_i – радиус аппроксимирующей окружности на фазовой диаграмме процесса;

для минимизации потерь активной мощности непосредственно в конденсаторе:

$$\Delta P_C = \int_0^{t_p} \left(\frac{1}{R_c} u_{c1^*}^2(t_*) + r_c \dot{u}_{c1^*}^2(t_*) \right) dt_* + \int_{t_p}^{t_p+t_3} \left(\frac{1}{R_c} u_{c2^*}^2(t_*) + r_c \dot{u}_{c2^*}^2(t_*) \right) dt_*. \quad (8.16)$$

Здесь $R_c = (\omega_1 C \operatorname{tg} \sigma_1)^{-1}$; $r_c = \operatorname{tg} \sigma_2 / \omega_2 C$ – эквивалентные значения активного сопротивления диэлектрика и проводников в 3-ёх элементной расчётной схеме замещения электролитического конденсатора [58],

где C – ёмкость оксидного слоя в схеме замещения конденсатора, принятая равной номинальной ёмкости демпфирующего конденсатора ($C = C_\partial$);

σ_1, σ_2 – значения угла потерь, определяемые, согласно стандартной методике, при двух значениях эквивалентной частоты напряжения конденсатора (максимальной ω_1 и минимальной ω_2) [58].

Решая уравнение оптимизации (8.13)

$$\frac{\partial P_C}{\partial u_{c1^*}} + \frac{\partial P_C}{\partial u_{c2^*}} = \frac{4}{R_c} (e_0 + R \cos t_*); \quad \frac{d}{dt_*} \left(\frac{\partial P_C}{\partial \dot{u}_{c1^*}} + \frac{\partial P_C}{\partial \dot{u}_{c2^*}} \right) = 4r_c (e_0 + R \cos t_*);$$

$$F = \frac{1}{R_c} (e_0 + R \cos t_*) - r_c (e_0 + R \cos t_*) = 0,$$

получаем возможность оценить оптимальное значение времени разряда

$$t_* = t_p = \arccos(e_0 / R R_c r_c),$$

или, задаваясь последним, оценить уровень перенапряжений

$$u_{cm^*} = e_0 (1 + e_0 / R_c r_c \cos t_p).$$

Меры по минимизации коммутационных потерь мощности в силовых вентилях рассмотрены далее.

8.3. Анализ и расчёт коммутационных процессов в цепях пассивного ДУ

Анализ проведём представленным выше методом фазовой плоскости. Для этого осуществим переход от исходных уравнений состояния пассивного ДУ в схеме АВ к эквивалентному дифференциальному уравнению второго порядка

$$L_1 C_\partial \frac{d^2 u_c}{dt^2} + R_1 C_\partial \frac{du_c}{dt} + u_c = E_m \sin(\omega t + \alpha). \quad (8.17)$$

Кратковременность коммутации позволяет принять правую часть данного уравнения постоянной величиной. По аналогичной причине

уравнение (8.17) может служить для описания коммутации в схеме АИТ. Заменой аргумента $t_* = \omega_0 t$ и делением (8.17) на E_M перейдем в систему относительных единиц

$$L_1 C_\delta \omega_0^2 \frac{d^2 u_{c^*}}{dt_*^2} + R_1 C_\delta \omega_0 \frac{du_{c^*}}{dt_*} + u_{c^*} = e_0, \quad (8.18)$$

после чего, принимая условие $L_1 C_\delta \omega_0^2 = 1$, получим дифференциальное уравнение в стандартной для цепей и систем второго порядка форме записи [8]

$$\frac{d^2 u_{c^*}}{dt_*^2} + 2g \frac{du_{c^*}}{dt_*} + u_{c^*} = e_0, \quad (8.19)$$

где: $e_0 = \sin \alpha$ - относительное напряжение питания АВ;

$u_{c^*}(t_*) = u_c(t_*) / U_\delta$ - относительное напряжение конденсатора ($U_\delta = E_M$ - в схеме АВ; $U_\delta = E_d$ - в схеме АИТ);

$g = R_1 \sqrt{C_\delta} / 2\sqrt{L_1}$ - коэффициент демпфирования;

$\omega_0 = 1 / \sqrt{C_\delta L_1}$ - резонансная частота контура коммутации;

$\rho = U_\delta / I_\delta = 1 / C_\delta \omega_0$ - волновое сопротивление контура коммутации.

В системе относительных единиц $u_{c^*}(t_*) = u_c(t_*) / E_M$; $i_{c^*}(t_*) = i(t_*) / I_\delta$, ($I_\delta = U_\delta / \rho$) при начальных условиях $u_{c^*}(0) = u_{c_0}$; $i_{c^*}(0) = i_0$ решения уравнения (8.19) запишутся

$$\begin{aligned} u_{c^*}(t_*) &= e_0 + U_M \exp(-g\omega_0 t) \cdot \sin(\omega_0 t + f_u); \\ i_{c^*}(t_*) &= I_M \exp(-g\omega_0 t) \cdot \sin(\omega_0 t - f_i). \end{aligned} \quad (8.20)$$

Здесь: $U_M = ((u_{c_0} - e_0)^2 + (i_0 + g(u_{c_0} - e_0))^2)^{0.5}; \quad (8.21)$

$$I_M = (i_0^2 + (gi_0 + (u_{c_0} - e_0)(1 + g^2))^2)^{0.5}; \quad (8.22)$$

$$f_u = \arctg((u_{c_0} - e_0) / ((u_{c_0} - e_0)g + i_0)); \quad (8.23)$$

$$f_i = \arctg(i_0 / ((u_{c_0} - e_0)(1 + g^2) + gi_0)). \quad (8.24)$$

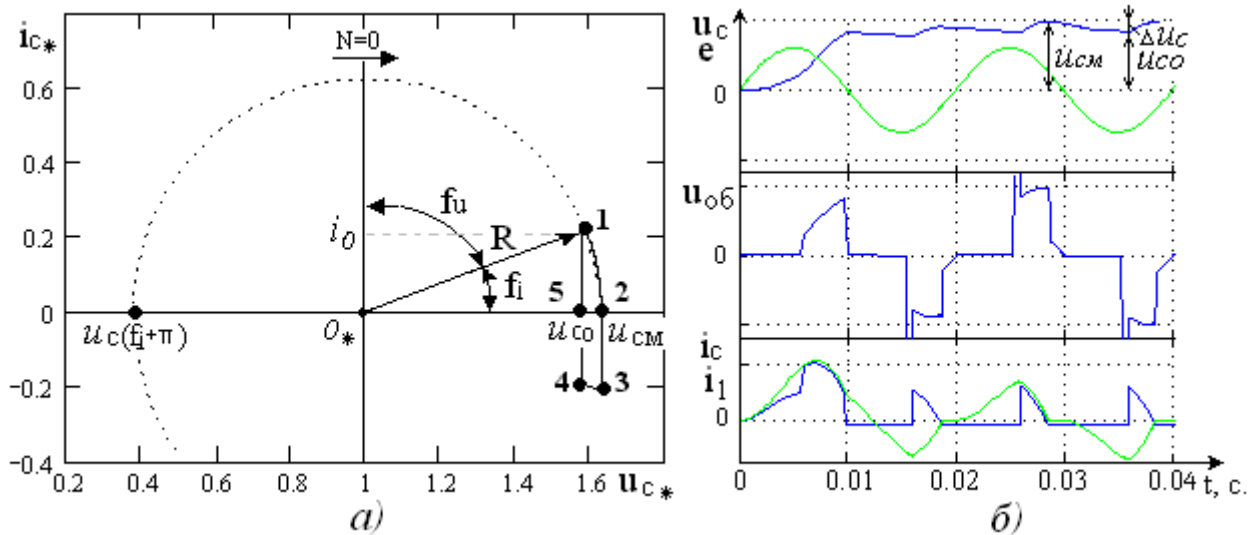


Рис.8.7. Фазовые (а) и временные (б) диаграммы пассивного ДУ в режиме $u_{c0} \geq e_0$

На фазовой плоскости $[u_{c*}; i_{c*}]$ рис.8.7,а уравнениям (8.20)-(8.24) соответствует участок 1-2 логарифмической спирали с фокусом $O^* [e_0; 0]$. В начале коммутации ($t=0$) рабочая точка занимает положение 1 $[u_{c0}; i_0]$, после чего начинает движение, “закручиваясь” по часовой стрелке с частотой ω_0 . В точке 2 $[u_{cm}; 0]$ ток снижается до нуля и коммутация завершается. Её длительность легко определяется аналитически (8.24) или графически путём замера угла $t_3=f_i$ при условии $u_{c0} > e_0$ или $t_3 = |f_u| + \pi/2$ при $u_{c0} < e_0$ или $t_3 = \pi/2$ при $u_{c0} = e_0$. В каждом случае фазовые углы тока и напряжения сохраняют соотношение $|f_u| + |f_i| = \pi/2$. Ввиду малого коэффициента демпфирования $g \ll 1$, фазовая траектория достаточно точно аппроксимируется уравнением окружности

$$R^2 = i_{c*}^2 + (u_{c*} - e_0)^2, \quad (8.25)$$

центр которой совпадает с фокусом $O^* [e_0; 0]$, а радиус удовлетворяет уравнению

$$R = (u_{c*}(t_3) - u_{c*}(t_3 + \pi)) / 2 = U_m \exp(-gt_3). \quad (8.26)$$

Следующий участок 3-4 длительностью $t_p = T_\pi - t_3$ отражает послекоммутационный процесс разряда конденсатора и рассеивания энергии в разрядном резисторе R_p . Пропорциональное изменение напряжения и его производной придаёт этому участку вид прямой линии. Координаты граничных точек линии должны удовлетворять условиям замыкания фазовой траектории в установившемся режиме, в связи с чем получаем точки 3 $[u_{cm}; -u_{cm}/R_p]$ и 4 $[u_{c0}; -u_{c0}/R_p]$.

Признаком повторяемости процесса является равенство напряжений в точках 1 и 4 $u_c(0) = u_c(t_p)$. Данное равенство может существовать при том или ином уровне накопленной энергии, определяющем величину возможных перенапряжений. Как следует из (8.20), уровень перенапряжений (u_{cm}) при установившейся работе ДУ зависит от величин прерываемого тока нагрузки i_0 и напряжения конденсатора u_{c0} в момент

начала коммутации. Повлиять на величину u_{c0} можно, изменяя сопротивление разрядного резистора R_p . В свою очередь, изменение ёмкости демпфирующего конденсатора C_d можно рассматривать как способ получения заданной амплитуды пульсаций Δu_c . В зависимости от соотношения напряжений конденсатора u_{c0} и питания e_0 в момент начала коммутации можно получить два основных рабочих режима.

Р е ж и м $u_{c0} \geq e_0$, как это видно из фазовой траектории рис.8.7,а, характеризуется сравнительно малым временем заряда $t_3 = f_i < \pi/2$, а потому может обеспечить минимальный уровень пульсаций напряжения на обкладках конденсатора $\Delta u_c \rightarrow 0$. Следовательно, данный режим можно рекомендовать как средство достижения минимальных потерь энергии в разрядном резисторе и конденсаторе. Однако, как уже отмечалось, убыль Δu_c компенсируется возрастанием уровня u_{c0} , который начинает превышать амплитуду сетевого напряжения. Установлено, что демпфирующий конденсатор в этом случае теряет способность к усреднению кратковременных всплесков коммутационного напряжения. Присутствие коммутационных повышений в кривой обратного напряжения вентилях $u_{об}(t)$ демонстрируют осциллограммы режима рис.8.7,б. Их снижения можно добиться уменьшением разрядного сопротивления R_p . Последнее должно привести к понижению постоянной составляющей напряжения конденсатора u_{c0} до уровня, не превышающего напряжения питания в момент начала коммутации $u_{c0} < e_0$.

Переход в режим $u_{c0} < e_0$ рис.8.8 ведёт к восстановлению защитных функций демпфирующего конденсатора. Эффективность данного приёма подтверждается сравнением осциллограмм $u_{об}(t)$ на рис.8.7,б и рис.8.8,б, полученных при разных величинах R_p . Фазовая траектория рис.8.8,а показывает, что время заряда конденсатора в этом режиме увеличивается $t_3 = \pi - |f_i| > \pi/2$, что может придать переходным процессам колебательный характер. Появляющийся эффект перерегулирования увеличивает динамический всплеск коммутационного напряжения в первый момент пуска $u_{смд} \geq u_{см}$. Таким образом, оценка уровня перенапряжений в режиме $u_{c0} < e_0$ должна производиться отдельно для установившегося и переходного режимов. Условием установившейся работы служит замыкание фазовой траектории, благодаря которому можно принять $u_{c0} = 2e_0 - u_{см}$.

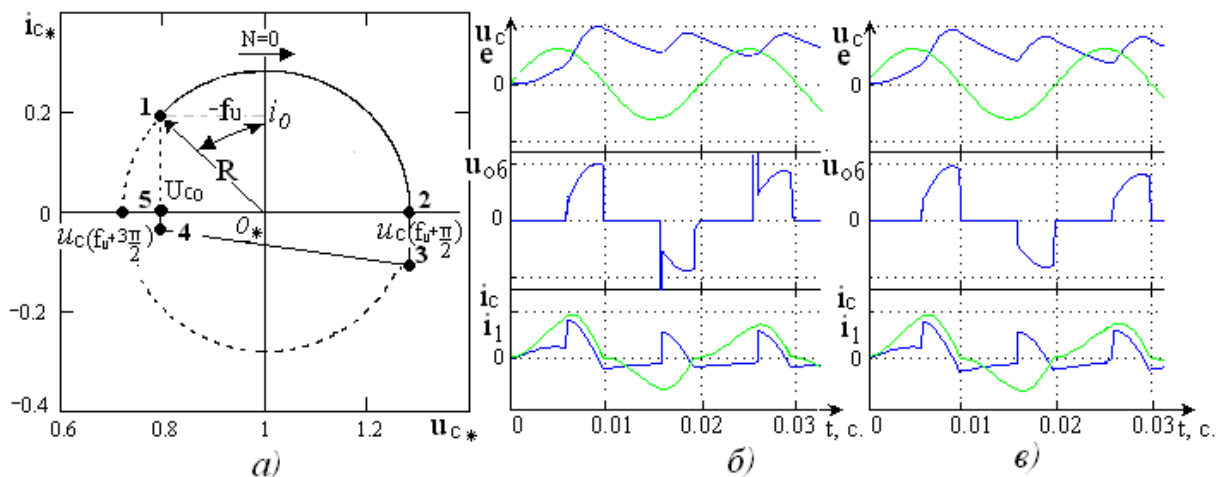


Рис.8.8. Фазовые (а) и временные (б,в) диаграммы пассивного ДУ в режиме $u_{c0} < e_0$

Подстановка данного соотношения в (8.20),(8.21) позволяет рассчитать максимальное напряжение конденсатора в точке 2 фазовой траектории

$$u_{cm} / e_0 = (1 + e^{-gt_3} (e_0 \cos t_3 + i_0 \sin t_3)) / e_0 (1 + e^{-gt_3} \cos t_3), \quad (8.27)$$

где $t_3 = \pi + \arctg(i_0 / ((e_0 - u_{cm})(1 + g^2) + gi_0))$.

Оценка перенапряжений в динамических режимах требует расчёта наибольшего за время пуска значения напряжения ($u_{см\delta}$). Из анализа осциллограмм следует, что пик перенапряжений наблюдается в конце первого с начала пуска интервала повторяемости. Необходимое выражение получается подстановкой в (8.27) начального напряжения $u_{c0} = 0$

$$u_{см\delta} / e_0 = (1 + e^{-gt_{31}} (-e_0 \cos t_{31} + i_0 \sin t_{31})) / e_0, \quad (8.28)$$

где $t_{31} = \pi + \arctg(i_0 / (gi_0 - e_0(1 + g^2)))$.

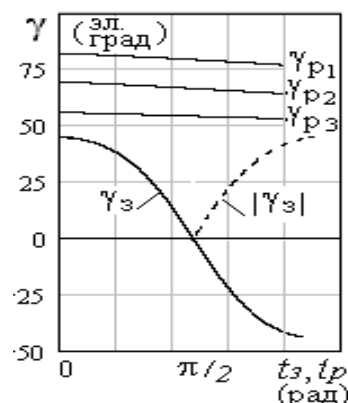
Результаты оценки уровня коммутационных перенапряжений в статическом и динамическом режимах с помощью выражений (8.27),(8.28) приведены в таблице 8.1.

Таблица 8.1.

Уровень коммутационных перенапряжений										
i_0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
u_{cm}/e_0	1.1	1.3	1.5	1.6	1.8	2.0	2.2	2.2	2.3	2.3
$u_{см\delta}/e$	7	4	2	9	7	4	1	4	0	8
o	1	2	4	7	2	7	2	8	4	1

Примечание: Расчёт проведён при $e_0=1, g=10^{-4}$. Установлено, что вариации коэффициента демпфирования в реальных пределах $g < 10^{-2}$ не ведут к заметным изменениям полученных данных.

Отыскание границ монотонного и колебательного протекания переходных процессов наглядно осуществляется с помощью разрядной (РХ) и зарядной (ЗХ) характеристик, методика получения которых рассмотрена ранее. Применительно к пассивному ДУ вы-



ражения РХ $u_c[n]=F_1(u_{c0}(t_p))$ и ЗХ $u_c[n+1]=F_2(u_{c0}(t_3))$ имеют вид

$$\begin{cases} u_c[n] = u_{c0} \exp(t_p / R_p C_d), & (8.29) \\ u_c[n+1] = e_0 + \exp(-gt_3)((u_{c0} - e_0) \cdot \cos(t_3) + i_0 \cdot \sin(t_3)), \end{cases}$$

где $t_p=T- t_3$ – время разряда на периоде Т.

Рис.8.9. Зависимости

$$\gamma_3(t_3), \gamma_p(t_p)$$

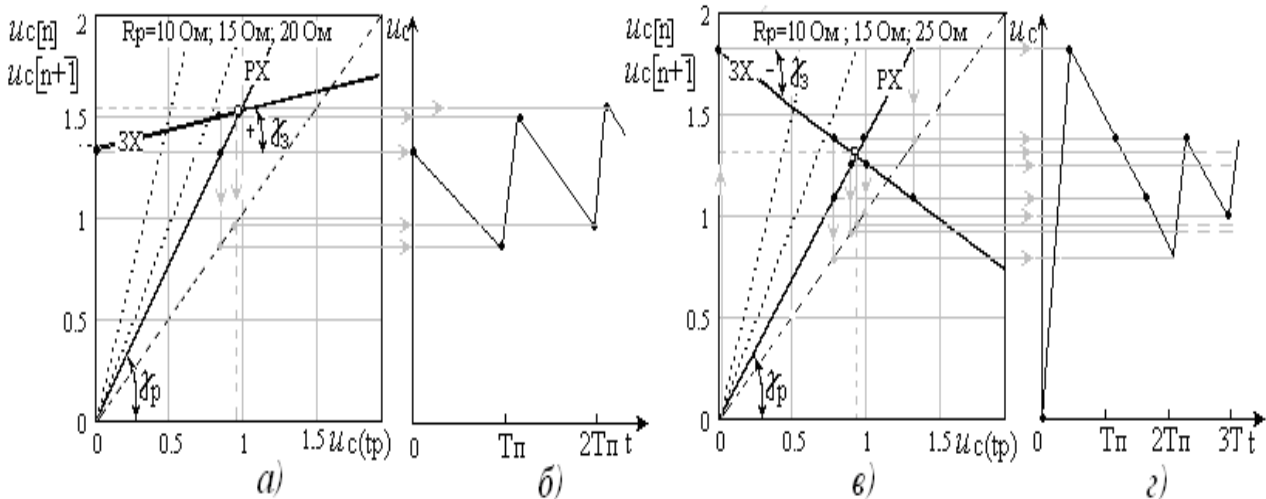


Рис.8.10. К анализу ПДУ методом точечных преобразований

Выражения для углов наклона ЗХ и РХ к оси абсцисс имеют вид

$$\begin{aligned} \gamma_3 &= \arctg \frac{\partial u_c[n+1]}{\partial u_{c0}} = \arctg(\exp(-gt_3)(\cos t_3 + g \sin t_3)); \\ \gamma_p &= \arctg \frac{\partial u_c[n]}{\partial u_{c0}} = \arctg(\exp(t_p / R_p C_d)). \end{aligned} \quad (8.30)$$

Полученные с помощью (8.30) графики зависимостей $\gamma_3(t_3)$, $\gamma_p(t_p)$ при $t_p=T_\pi - t_3$ приведены на рис.8.9. Видно, что в отличие от РХ, угол наклона ЗХ может принимать как положительные (при $t_3=f_i < \pi/2$), так и отрицательные (при $t_3=\pi+f_i > \pi/2$) значения. Соответственно, работа пассивного ДУ может происходить в условиях монотонного (при $0 < \gamma_3 < \pi/4$) или колебательного (при $-\pi/4 < \gamma_3 < 0$) протекания переходных процессов. Возникновение того или другого режимов зависит от расположения начальной точки 1 $[u_{c0}; i_0]$ фазовой траектории, непосредственно предшествующей моменту пуска. При этом границей указанных режимов служит фаза вектора R , проведённого в указанную точку из центра $0^*[e_0; 0]$

$$f_{изр} = t_{зр} = \lim(f_i)_{u_{c0} \rightarrow e_0} = \pi/2.$$

Если начальная точка удовлетворяет условию $u_{co} > e_0$, при котором $f_{iap} > f_{io} > 0$; $t_{30} = f_{io}$, переходный процесс будет протекать монотонно. Как видно из рис.8.10,а,б, данный случай наблюдается в режиме пуска с предварительно заряженным конденсатором. Если же в начальной точке выполняются другие условия: $u_{co} < e_0$; $-\pi < f_{io} < 0$; $t_{30} = \pi - |f_{io}|$, процесс будет протекать с перерегулированием. Частным случаем такого режима является пуск с нулевым начальным напряжением конденсатора (см.рис.8.10,в,г).

Разработку пассивного ДУ целесообразно увязать с решением так называемой прямой или обратной задачи.

Прямая задача предполагает отыскание уровней напряжения u_{co} , u_{cm} , Δu_c при заданных параметрах схемы замещения преобразователя и ДУ. В отличие от рассмотренного выше графического подхода, аналитическое решение данной задачи основывается на уравнении замыкания. Для его отыскания приравняем, согласно равенству $u_c[n] = u_c[n+1]$, правые части уравнений (8.29), в результате получаем

$$u_{co}(i_o) = \frac{e_0(1 - \exp(-gt_3)\cos(t_3)) + i_o \exp(-gt_3)\sin(t_3)}{\exp(t_p / \omega_0 R_p C_d) - \exp(-gt_3)\cos(t_3)};$$

$$\Delta u_c = u_{co}(\exp(t_p / \omega_0 R_p C_d) - 1);$$

$$u_{cm} = u_{co} + \Delta u_c,$$
(8.31)

где $t_3 = \arctg(i_o / (u_{co} - e_0))$; $t_p = T_n / \omega_0 - t_3$.

Так, например, подставляя в уравнения (7.31) $i_o = 1.0$; $e_0 = 1.0$; $T_n = 0,01$ с.; $R_p C_d = 35 \cdot 10^{-3}$ с, получаем $u_{co} = 1.6$; $\Delta u_c = 0.54$; $\Delta u_c / 100 u_{cm} = 25\%$.

Решение обратной задачи ставит целью определение параметров ДУ (R_p , C_d), исходя из заданного уровня перенапряжений и коммутационных потерь мощности в разрядном резисторе. В качестве примера произведём расчёт пассивного ДУ, способного ограничить перенапряжения на уровне $u_{cm} \leq 1.5e_0$.

Пример. Дано: $R_1 = 0,01$ Ом; $L_1 = 0,01$ Гн; $i_o = 0.3$; $u_{cm} = 1,5$; $\alpha = \pi/2$.

1) Определяем напряжение конденсатора в начальный момент коммутации u_0 , для чего запишем уравнение (8.20) в предположении $g=0$

$$((u_0 - e_0)^2 + i_o^2)^{0.5} = 1,5e_0,$$

откуда получаем

$$u_0 = e_0 - (e_0^2 - 2e_0 u_{cm} i_o + u_{cm}^2)^{0.5} = 1 - (1 - 2 \cdot 1 \cdot 1,5 \cdot 0,3 + 1,5^2)^{0.5} = 0,6 .$$

2) С помощью (8.23) оцениваем в первом приближении фазовый угол

$$\psi_U = \arctg\left(\frac{u_0 - e_0}{i_o}\right) = \arctg(-4/3) = -0,927.$$

3) Рассчитываем коэффициент демпфирования

$$g = \frac{i_0 \cdot \operatorname{tg} \psi_U - u_0 + e_0}{(u_0 - e_0) \cdot \operatorname{tg} \psi_U} = \frac{0.3 \cdot \operatorname{tg}(-0.927) - 0.6 + 1}{(0.6 - 1) \cdot \operatorname{tg}(-0.927)} = 4.6 \cdot 10^{-4}.$$

4) С помощью (8.19) определяем ёмкость конденсатора

$$C = \frac{4g^2 L_1}{R^2} = \frac{(4 \cdot 4.6 \cdot 10^{-4})^2 \cdot 0.01}{0.01^2} = 85 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}.$$

5) Отыскиваем время заряда конденсатора в относительной системе единиц

$$t_3 = |\psi_U| + \pi/2 = 0.927 + 1.571 = 2.498,$$

после чего с помощью (8.26) определяем радиус аппроксимирующей окружности

$$R = \exp(-g \cdot t_3) \cdot ((u_0 - e_0)^2 + (i_0 + g \cdot (u_0 - e_0))^2)^{0.5} = \\ = \exp(-4.6 \cdot 10^{-4} \cdot 2.498) \cdot (0.3 + 4.6 \cdot 10^{-4} (0.6 - 1))^{0.5} = 0.499.$$

6) Проверяем соответствие максимального напряжения конденсатора заданному значению

$$u_{cm} = e_0 + R = 1 + 0.499 = 1.499 < 1.5.$$

7) Замыкая фазовую траекторию, приравняем напряжения в точках 1 и 4 $u(0) = u(t_p)$, откуда получим условие, содержащее постоянную времени разряда

$T_p = t_p / (\ln(u(0)/u(t_p)))$. Принимая в абсолютной системе единиц

$$t_p = T_{II} - \frac{\pi - t_3}{\omega_0} = 7.5 \cdot 10^{-3} \text{ с}; \quad u(0) = 0.6 \cdot 1.4 \cdot 220; \quad u(t_p) = 1.5 \cdot 1.4 \cdot 220,$$

получаем искомое значение $T_p = R_p C = 0.011 \text{ с}$.

8) Запишем выражение для энергии ΔW_{C+} , получаемой конденсатором в течение одной коммутации установившегося режима

$$\Delta W_{C+} = \int_0^{t_3} u_{C*}(t_*) \cdot i_{C*}(t_*) dt_* = \int_0^{t_3} (e + R \cdot \cos t_*) \cdot \sin t_* dt_*.$$

Рассчитаем это выражение в системе абсолютных единиц

$$\Delta W_{C+} = \frac{E_m^2}{\omega_0} \int_0^t (e + R \cdot \cos t_*) \cdot \left(\frac{1}{\rho} \cdot \sin t_3\right) dt_* = \\ = \frac{2 \cdot 220^2}{10^3} \int_0^{\pi-0.643} (1 + 0.499 \cdot \cos t_*) \cdot 85 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 \sin t_* dt_* = 15 \quad (\text{Дж}).$$

9) Запишем выражение для энергии ΔW_C , рассеиваемой в разрядном резисторе в течение периода $T = 0,01 \text{ с}$ установившегося режима

$$\Delta W_{C-} = \int_0^{t_p} u_{C^*}(t_*) \cdot i_{C^*}(t_*) dt_* = \int_0^{t_p} \frac{u_{CM}^2}{R_p} \exp(-2t/T_p) dt =$$

$$= \frac{T_p \cdot (1.5 \cdot \sqrt{2} \cdot 220)^2}{2R_p} (1 - \exp(-2t_p/T_p)).$$

Исходя из равенства энергий заряда и разряда $\Delta W_{C+} = |\Delta W_{C-}|$ определяем сопротивление разрядного резистора $R_p = 26.4 \text{ Ом}$.

10) Оценим КПД преобразователя, оснащённого пассивным ДУ. Для этого вычислим базовую мощность преобразователя

$$I_6 U_6 = U_6^2 / \rho = U_6^2 (C_d / L_1)^{0.5} = 2 \cdot 220^2 \cdot (85 \cdot 10^{-6} / 0.01)^{0.5} = 9 \cdot 10^3 \text{ (Вт)}$$

и эквивалентную мощность рассеивания

$$\Delta P = \Delta W_{C-} / t_p = 15 / 7.5 \cdot 10^{-3} = 2 \cdot 10^3 \text{ (Вт)},$$

после чего максимальное значение КПД (без учёта остальных составляющих потерь мощности) определится

$$\text{КПД} = (I_6 U_6 - \Delta P) / I_6 U_6 = (9 - 2) / 9 = 0,78.$$

8.4. Исследование электромагнитных процессов в схемах с активным демпфирующим устройством

Принцип активного демпфирования предполагает введение в схему рассматриваемых преобразователей дополнительных коммутирующих вентилях, с помощью которых удаётся перевести полярный конденсатор C_d в режим двухстороннего обмена энергией с индуктивными элементами сетевого входа (в схемах АВ) или обмоток асинхронного двигателя (в схемах АИТ). В схеме замещения рис.8.11 для этого понадобились вспомогательные ключи $V_{к1} \div V_{к4}$, которые ввиду кратковременности действия, оказываются меньшей по сравнению с силовыми вентилями установленной мощности. К числу достоинств схемы следует отнести отсутствие разрядного резистора, а также возможность проведения «мягкой» коммутации силовых вентилях практически в обесточенном состоянии.

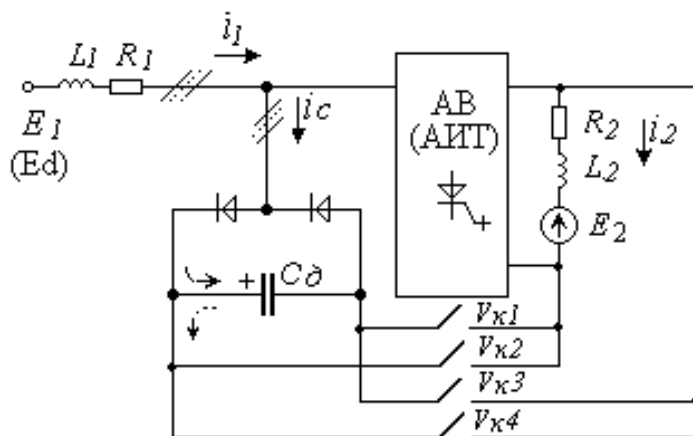


Рис.8.11. Универсальная схема замещения преобразователя на запираемых вентилях с активным демпфирующим устройством

Условием является превышение начального напряжения конденсатора над питающим напряжением $u_{c0} \geq e_0$, делающее возможным проведение коммутации фазных токов сети (в схемах АВ) или токов статора (в схемах АИТ) в два этапа. При положительном направлении тока нагрузки $i_2(t) > 0$ началом первого этапа в схеме рис.8.11 служит замыкание ключей $V_{к1}, V_{к4}$. Это приведёт к уходу тока нагрузки $i_2(t)$ из силовых вентилях в параллельно подключенный конденсатор C_d . Возникающий процесс частичного разряда конденсатора будет сопровождаться возрастанием с нуля тока конденсатора $i_c(t)$ и таким же уменьшением тока силовых вентилях $i_1(t)$ в цепи выходящей из работы фазы.

С учётом связи коммутирующих токов с током нагрузки $i_2(t) = i_1(t) + i_c(t)$, уравнение баланса энергий на первом этапе коммутации $t=0 \div t_p$ запишется

$$\Delta W_C = \Delta W_H - \Delta W_1, \quad (8.32)$$

где $\Delta W_C = \frac{1}{\omega} \int_0^{t_p} i_c(t) \cdot u_c(t) d\omega t$ - энергия, отдаваемая конденсатором в нагрузку;

$\Delta W_H = \frac{1}{\omega} \int_0^{t_{r1}} i_2(t) \cdot u_c(t) d\omega t$ - суммарная энергия, потребляемая нагрузкой;

$$\Delta W_1 = \frac{1}{\omega} \int_0^{t_p} i_1(t) \cdot u_c(t) d\omega t - \text{энергия, получаемая нагрузкой из сети.}$$

Видно, что первый этап коммутации будет протекать с передачей энергии конденсатора в нагрузку. Одновременное выключение коммутирующих и силовых вентилях приведёт к началу второго этапа ($t=t_p \div t_\gamma$), длительность которого (t_γ) зависит от эквивалентных R, L - параметров схемы и тока нагрузки. В связи с перераспределением тока нагрузки по двум параллельным цепям, выключение силовых вентилях будет происходить практически в обесточенном состоянии. На втором этапе ток выходящей из работы фазы будет вынужден втекать с помощью вспомогательных диодов в положительную обкладку конденсатора C_d , способствуя его повторному заряду. Если в схемах АВ этот процесс будет происходить с передачей энергии индуктивных элементов сетевого входа в конденсатор, то в схемах АИТ в этом процессе будут участвовать обмотки статора асинхронного двигателя. В установившемся режиме коммутация тока завершится восстановлением первоначального напряжения на обкладках конденсатора.

Таким образом, видны преимущества активной коммутации, одно из которых состоит в устранении накапливания заряда без необходимости рассеивания избыточной энергии в разрядном резисторе. Запирание силовых вентилях при уменьшенном значении тока является другим достоинством, ведущим к уменьшению коммутационных потерь, а значит к повышению КПД и перегрузочной способности преобразователя. Осциллограммы на рис.8.12(б,в) подтверждают, что уведение тока нагрузки $i_2(t)$ в параллельно подключенный конденсатор приводит к уменьшению предкоммутационного значения тока силовых вентилях примерно в два раза $i_1(t_p) \approx 0.5i_2(t_p)$.

Анализ двухэтапной коммутации затрудняет более высокий, чем в схемах пассивного демпфирования, порядок дифференциальных уравнений первого этапа (8.3). Понижения порядка без ущерба для точности и общности получаемых результатов можно добиться, принимая условие подобия параметров входных и выходных цепей преобразователя $R_1/L_1 \approx R_2/L_2$.

Тогда для первого этапа коммутации $t=0 \div t_p$ исходное уравнение запишется

$$\frac{d^2 u_c}{dt^2} + \frac{R_1}{L_1} \frac{du_c}{dt} + \frac{L_1 + L_2}{C_\delta L_1 L_2} u_c = e(t) \frac{1}{C_\delta L_1}. \quad (8.33)$$

Используя ранее принятую систему относительных единиц

$$t_* = \omega_{01} t; \quad e_{01} = e(t) \frac{1}{C_\delta L_1 \omega_{01}^2}; \quad \frac{L_1 + L_2}{C_\delta L_1 L_2 \omega_{01}^2} = 1,$$

представим это уравнение в стандартной форме [8]

$$\frac{d^2 u_{c*}}{dt_*^2} + 2g_1 \frac{du_{c*}}{dt_*} + u_{c*} = e_{01}(t_*), \quad (8.34)$$

где $g_1 = \sqrt{R_1^2 L_2 C_\delta} / 2\sqrt{L_1(L_1 + L_2)}$ - коэффициент демпфирования;

$\omega_{01} = \sqrt{L_1 + L_2} / \sqrt{L_1 L_2 C_\delta}$ - резонансная частота контура коммутации;

$\rho_1 = U_\delta / I_\delta = 1 / C_\delta \omega_0$ - волновое сопротивление контура коммутации.

После чего решения уравнения (8.34) при начальных условиях

$u_{c*}(0) = u_{cm}; \quad i_{c*}(0) = 0$ примут вид

$$u_{c*}(t) = e_{01} + U_{m1} \exp(-g_1 \omega_{01} t) \cdot \sin(\omega_{01} t + f_{u1}); \quad (8.35)$$

$$i_{c*}(t) = I_{m1} \exp(-g_1 \omega_{01} t) \cdot \sin(\omega_{01} t - f_{i1}). \quad (8.36)$$

Здесь $U_{m1} = ((u_{cm} - e_{01})^2 + g_1^2 (u_{cm} - e_{01}))^{0.5} \approx u_{cm} - e_{01}; \quad (8.37)$

$$I_{m1} = (g_1^2 (1 - u_{cm} + e_{01})^2 + (u_{cm} - e_{01} + g_1^2)^2)^{0.5}; \quad (8.38)$$

$$f_{u1} = \arctg((u_{cm} - e_{01}) / (u_{cm} - e_{01})g);$$

$$f_{i1} = \arctg(g_{01}(1 - u_{cm} + e_{01}) / (u_{cm} - e_{01} + g_1^2)). \quad (8.39)$$

Уравнения в т о р о г о этапа коммутации $t = t_p \div t_\gamma$ полностью совпадают с уравнениями для пассивного ДУ (8.4), в связи с чем принимается:

$$g_2 = R1\sqrt{C} / 2\sqrt{L1}; \quad \omega_{02} = 1 / \sqrt{CL1}; \quad \rho_2 = 1 / C\omega_{02}; \quad e_{02} = e_0; \quad R_2 = R.$$

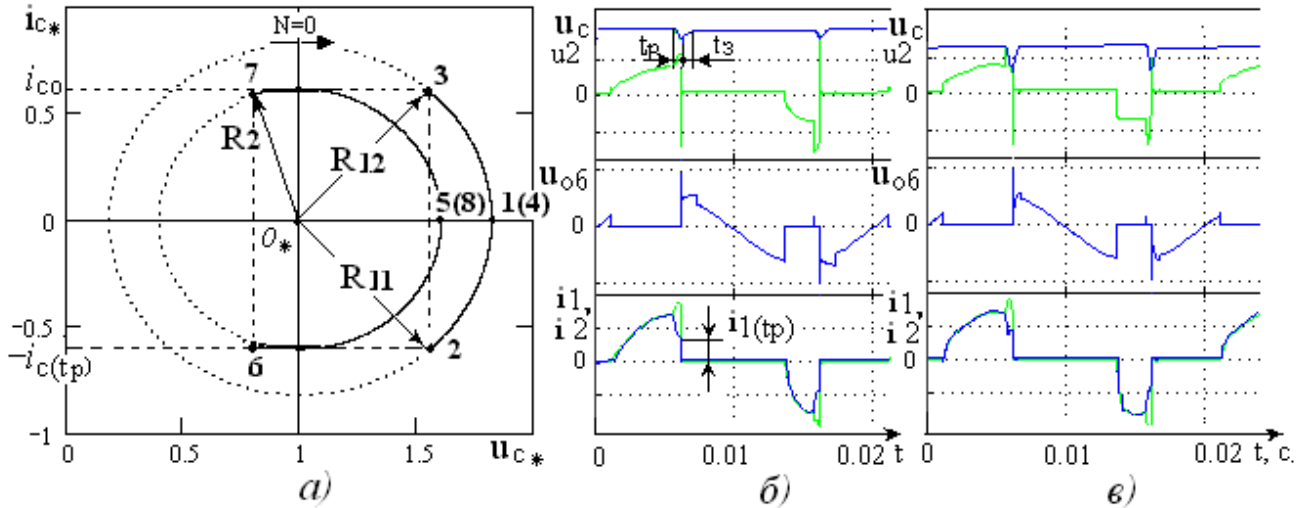


Рис.8.12. Фазовые (а) и временные (б,в) диаграммы активного ДУ

В зависимости от соотношения начального напряжения конденсатора и напряжения питания в работе активного ДУ можно выделить два случая. В первом варианте $u_c(0) = u_c(t_p) > e_{01}$ начальному этапу коммутации соответствует участок фазовой траектории 1-2, располагающийся в нижнем квадранте графика $[u_c^*; -i_c^*]$ рис.8.12. Так же, как при анализе пассивного ДУ, данный участок может быть аппроксимирован уравнением окружности с центром $O^*[e_{01}; 0]$ и величиной радиуса

$$R_{11} = (u_{c1^*}(0) - u_{c1^*}(\pi)) / 2 = U_{m1} \exp(-g_1 t_p).$$

Второму этапу соответствует участок 3-4 траектории верхнего квадранта $[u_c^*; +i_c^*]$. Аналогичный вид, но меньшего радиуса R_2 , имеют траектории 5-6 и 7-8 в случае $u_c(t_p) < e_{01}$. Замечаем, что при условии $L_2 > L_1$ и постоянстве i_0, α наблюдается численное равенство параметров первого и второго этапов $g_1 \approx g_2 = g$; $\omega_{01} \approx \omega_{02} = \omega_0$; $e_{01} \approx e_{02} = e_0$, что свидетельствует о совпадении центров и равенстве радиусов аппроксимации указанных траекторий $R_{11} = R_{12} = R_1$. В этой связи участок 1-2 процесса разряда конденсатора можно рассматривать как продолжение участка 3-4 его заряда в течение предыдущей коммутации. Отсюда следует, что условие замыкания фазовой траектории является равенство мгновенных значений тока конденсатора в конце первого и начале второго этапов коммутации $i_{c1^*}(t_p) = i_1^*(t_p)$. Условие выполняется, если второй этап начинается в момент достижения ток разряда конденсатора половинного значения тока нагрузки $i_{c1^*}(t_p) \approx 0,5i_0$. Техническое вы-

полнение данного условия с помощью компараторов как в аналоговом, так и цифровом исполнениях не представляет затруднений.

Анализ устойчивости двухэтапной коммутации проведём, как и ранее, методом точечных преобразований. Для этого запишем функции последования в виде разрядной (РХ) $u_c[n]=F_1(u_c(t_p))$ и зарядной (ЗХ) $u_c[n+1]=F_2(u_c(t_p))$ характеристик активного ДУ

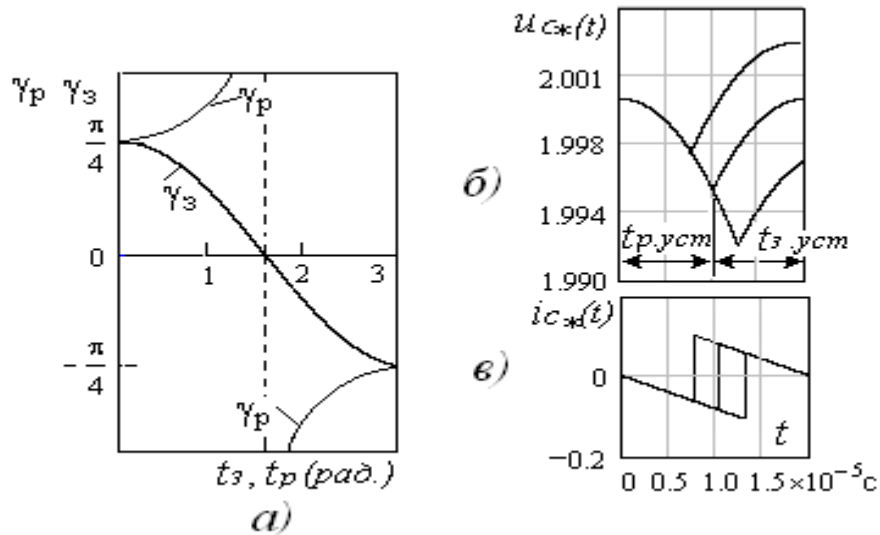


Рис.8.13. Зависимости углов наклона РХ и ЗХ (а) ,
 графики изменения напряжения (б) и тока
 конденсатора (в) на периоде повторяемости

$$\begin{cases} u_c[n] = \{u_c(t_p) - e_0(1 - F(t)_{t=t_p})\} / F(t)_{t=t_p}; \\ u_c[n+1] = u_c(t_p)F(t)_{t=t_3} + e_0(1 - F(t)_{t=t_3}) + i_0 \exp(-gt_3) \sin t_3, \end{cases} \quad (8.40)$$

где $F(t) = \exp(-gt)(\cos(t) + g \sin(t))$,

а затем определим углы наклона РХ и ЗХ к оси абсцисс

$$\gamma_p = \arctg \frac{\partial u_c[n]}{\partial u_c(t_p)} = F(t)^{-1}_{t=t_p}; \quad \gamma_z = \arctg \frac{\partial u_c[n+1]}{\partial u_c(t_p)} = F(t)_{t=t_3}. \quad (8.41)$$

Построенный с помощью (8.41) график рис.8.13,а указывает на превышение угла наклона РХ над углом ЗХ $|\gamma_p(t_p)| > |\gamma_z(t_3)|$ во всём диапазоне возможного изменения времени разряда и заряда конденсатора $t_v = t_p + t_3 = 0 \div \pi$. Как отмечалось ранее, данное расположение РХ и ЗХ является признаком асимптотической устойчивости и сходимости переходных процессов. Отмеченное свойство позволяет рассматривать длительность первого этапа в качестве управляющего параметра, каждое изменение которого в допустимых пределах $t_p < t_v$, ведёт к установлению на обкладках конденсатора напряжения нового уровня. Характер реакции напряжения и тока конденсатора $u_c(t), i_c(t)$ на изменение t_p отражён на рис.8.13,б,в. Видно, что признаком установившегося состояния является равенство напряжений в начале и конце коммутации $u_c[n+1] = u_c[n]$.

В переходном режиме уменьшение времени разряда $t_p < t_{p,ycm}$ ведёт к повышению напряжения в конце второго этапа $u_c[n+1] > u_c[n]$ и наоборот, увеличение времени разряда сопровождается уменьшением указанного напряжения. Эти изменения автоматически сопровождаются изменением времени второго этапа коммутации t_3 . В результате каждый переход в новое установившееся состояние заканчивается достижением равенства не только напряжений, но и новых длительностей первого и второго этапов коммутации $t_{p,ycm} = t_{3,ycm}$.

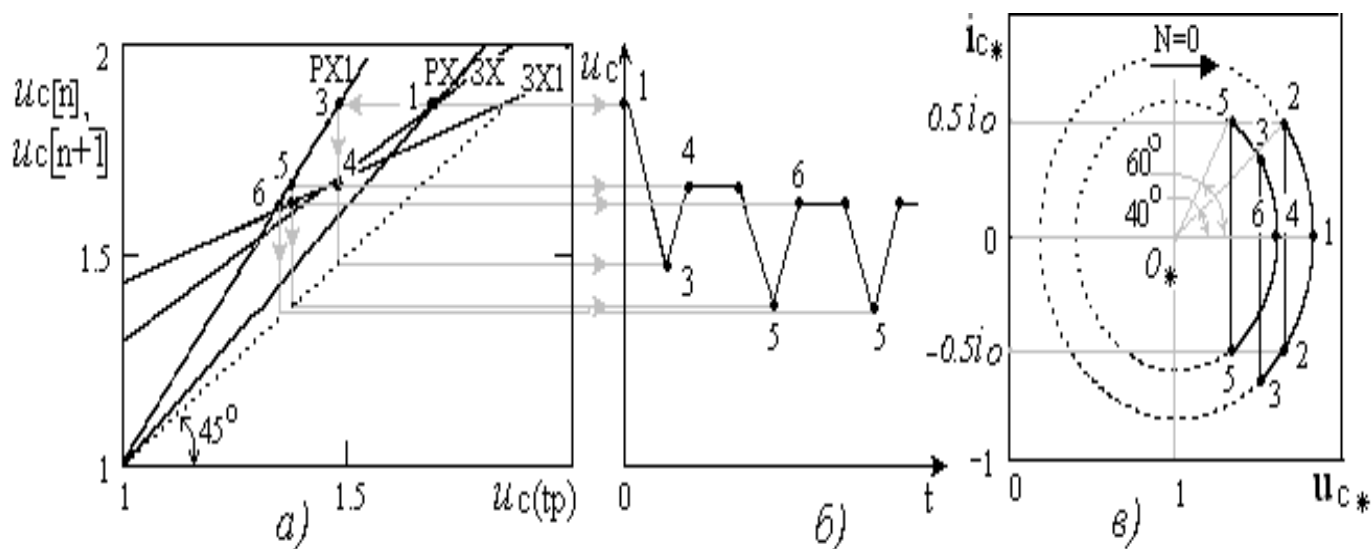


Рис.8.14. К вопросу о существовании установившегося режима в схеме активного ДУ

Характер протекания переходного процесса, вызванного скачкообразным увеличением длительности первого этапа коммутации $t_p > t_{p,ycm}$ иллюстрируют диаграммы на рис.8.14,а,б. Показано, что расположение исходной точки 1 на рис.8.14,а задано пересечением РХ и ЗХ, полученных с помощью уравнений (8.41) при $t_p = t_3 = 40$ эл.град.. Увеличение времени разряда до величины $t_p = 60$ эл. град. приводит, согласно зависимостям $\gamma_p(t_p), \gamma_3(t_3)$, к повороту РХ против, а ЗХ – по часовой стрелке. На пересечении новых прямых РХ1 и ЗХ1 получаем новую точку 6 установившегося режима ниже исходной. Последовательное проецирование рабочей точки с РХ1 на ЗХ1 и т.д. позволяет получить дискретный ряд напряжений конденсатора $u_c[n], u_c(t_p)$ вплоть до установления нового режима в точке 6. Развёртка полученных значений напряжения во времени на рис.8.14,б даёт представление о реальной кривой переходного процесса $u_c(t)$. Иллюстрация этого же процесса на фазовой плоскости рис.8.14,в осуществлена в предположении постоянства тока нагрузки и напряжения питания $i_o, e_o (const)$. Видно, что замкнутая траектория установившегося режима 1-2-1 сменилась новой траекторией 6-5-6. Пе-

ремещение изображающей точки из одного режима в другой происходит по пути 1-2-3-4-5-6.

Перечисленные явления указывают на существование в схеме активного ДУ эффекта саморегулирования. Его полезным применением может служить автоматическое ограничение уровня перенапряжений путём изменения длительности первого этапа коммутации в функции тока нагрузки и предкоммутационного напряжения сети $t_p = F[i_*(t), e_*(t)]$. Приравняв решения уравнений (8.40) $u_c[n+1] = u_c[n]$ при допущении $g \rightarrow 0$, получаем возможность оценить совместное влияние указанных переменных на уровень напряжения конденсатор в установившемся режиме работы

$$u_{c1}(t_p) = \frac{e_*(t)(1 - \cos(t_3) \cos(t_p)) + i_*(t) \sin(t_3) \cos(t_p)}{1 - \cos(t_3) \cos(t_p)}. \quad (8.42)$$

Попутно отметим, что учёт конечной величины коэффициента демпфирования $g(C_d) = 10^{-2} \div 10^{-4}$ не оказывает заметного влияния на левую часть уравнения (8.42). Следовательно, уровень перенапряжений в схеме активного ДУ зависит от ёмкости конденсатора C_d косвенным образом, так как последняя определяет диапазон возможного изменения параметра $t_p < t_\gamma$. Рассматривая работу в установившемся режиме (при $t_p = t_3$), зададимся в (8.42) уровнем допустимых перенапряжений $u_{cm} = u_{c1}(t_p) + \Delta u_c = \text{const}$, получив тем самым уравнение связи параметра t_p и указанных возмущающих воздействий

$$t_p = \frac{1}{2} \arcsin\left(\frac{2(u_{cm} - \Delta u_c - e_*(t))i_*(t)}{(u_{cm} - \Delta u_c - e_*(t))^2 + i_*^2(t)}\right). \quad (8.43)$$

Выражение (8.43) показывает, как следует изменять параметр t_p , чтобы возможные изменения тока $i_*(t)$ и напряжения питания $e_*(t)$ не приводили к отклонениям напряжения конденсатора от заданного уровня. Принимая в качестве проверки $e_*(t) = \sin(t^*)$, $i_*(t) = \sin(t^* - \pi/6)$, $u_{cm} = 1,5; 1,75$, получим после подстановки (8.43) в (8.42) кривую напряжения конденсатора на периоде изменений сетевого напряжения в схеме АВ. Видно, что напряжение конденсатора, изменяясь в области допустимых значений $u_{c1}(t_p) \leq u_{cm}$ остаётся постоянным $u_{c1}(t_p) = u_{cm}$ на участках происходящей стабилизации (см. рис.8.15,а).

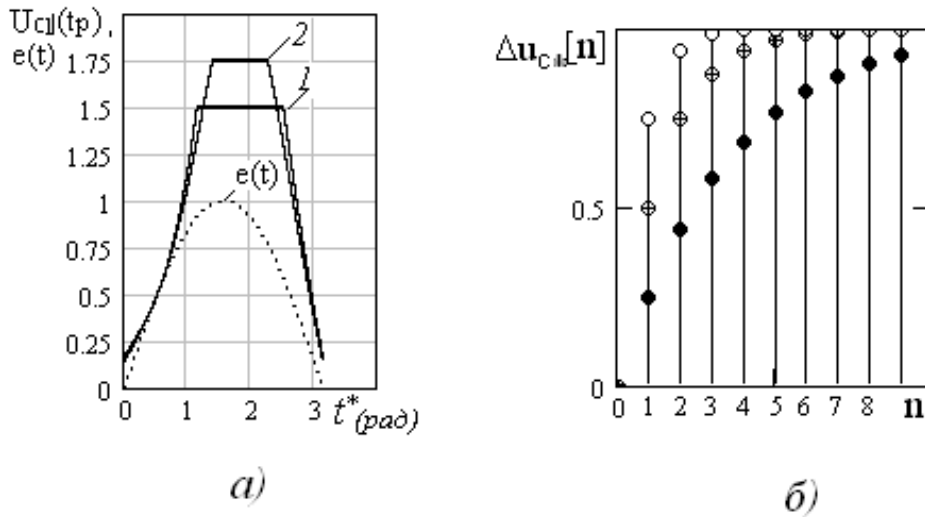


Рис.8.15. График зависимости $u_{c1}(tp)=f(t^*)$ (а) и график переходного процесса в АДУ (б)

Представляет интерес и оценка качества динамических режимов в данной схеме. Их описание можно рассматривать как частный случай решения линеаризованного разностного уравнения ДУ (8.8), приведённого в разделе 8.2 для случая $i_0=const$:

$$\Delta u_c[n+1] - \Delta u_c[n]k_1 + \Delta t_p k_2 + \Delta t_s k_3 + \Delta i_0 k_4 + \Delta e_0 k_5,$$

где $k_1 = \cos(t_{p0})\cos(t_{s0})$; $k_2 = (e_0 - u_c[n]_0)\sin(t_{p0})\cos(t_{s0})$;

$$k_3 = (e_0 - u_c[n]_0)\sin(t_{s0})\cos(t_{p0}) + i_0 \cos(t_{s0})$$

$$k_4 = \sin(t_{s0})$$

$$k_5 = 2 - \cos(t_{s0})\cos(t_{p0}); \quad t_{p0} = t_{p.учм}; \quad t_{s0} = t_{s.учм}.$$

Начальные условия $k_3=k_4=k_5=0$ позволяют рассчитать переходный процесс при скачкообразном изменении времени разряда Δt_p (см. рис.8.15,б)

$$\Delta u_{c*}[n] = \Delta u_c[n] \frac{1 - k_1}{\Delta t_p k_2} = 1 - k_1^n. \quad (8.44)$$

Оценку быстродействия ДУ можно осуществить по количеству тактов протекания переходного процесса. Предположение о том, что переходный процесс заканчивается при выполнении условия $\Delta u_{c*}[n] \leq 0,95$, позволяет вычислить указанное количество тактов $n = \text{ent}(\log_{k_1} 0.95)$. Анализ полученного выражения (8.44) позволяет сделать вывод, что условием предельного быстродействия ДУ (при $n=1$) является установка времени разряда $t_{p0} = \pi/2$.

8.5. Выполнение активного корректора коэффициента мощности на основе демпфирующего конденсатора

Покажем, что схема активного ДУ после надлежащего изменения закона управления может выполнять более сложные функции активного корректора коэффициента мощности (ККМ). Основное предназначение ККМ состоит в обеспечении электромагнитной совместимости нелинейных, в том числе преобразовательных нагрузок, с питающей сетью. В отличие от традиционных элементов компенсации реактивной мощности и мощности высших гармоник, активные ККМ способны решать указанные задачи в комплексе, в том числе при изменяющейся величине и форме тока компенсируемой нагрузки. При выполнении преобразовательной нагрузки на запираемых вентилях в задачу ККМ должны входить рассмотренные ранее функции демпфирования сетевого тока и ограничения коммутационных перенапряжений. Эта особенность расширяет области возможного применения ККМ на основе активного ДУ.

Рассмотрение общих принципов активной компенсации проведем на примере базовой схемы ККМ в виде однофазного инвертора напряжения с накопительным конденсатором C_k на стороне постоянного тока и согласующим дросселем L_k на сетевом входе [38]. Данная схема реализует известный универсальный принцип параллельной компенсации, не имеющий каких-либо принципиальных ограничений на области возможного применения. При анализе будем считать, что потери мощности в схемах рассматриваемых компенсаторов равны нулю, а напряжение сети сохраняет синусоидальную форму.

Работа ККМ на простейшую активно-индуктивную нагрузку иллюстрируется диаграммами на рис.8.16. Полагается, что отстающий от ЭДС сети ток нагрузки $i_n(t)$ представлен суммой активной и реактивной составляющих

$$i_n(t) = i_{на}(t) + i_{нр}(t). \quad (8.45)$$

Здесь:

$$i_{на}(t) = I_m \sin(\omega_o t - \varphi_n); \quad i_{на}(t) = I_m \cos(\varphi_n) \sin(\omega_o t);$$

$$i_{нр}(t) = I_m \sin(\varphi_n) \sin(\omega_o t - \pi/2),$$

где I_m , φ_n – амплитудное значение тока и фазовый угол нагрузки. При условии, что ток параллельно работающего компенсатора изменяется в противофазе по отношению к равной по модулю реактивной составляющей тока нагрузки

$$i_k = -i_{нр} = I_m \sin(\varphi_n) \cos(\omega_o t), \quad (8.46)$$

система «нагрузка-компенсатор» будет потреблять из сети минимальное значение тока $i(t)=i_{на}(t)$, то есть только активную мощность. Как видно из рис.8.16,а,б, задача формирования тока компенсатора решается без применения дополнительного источника энергии в результате взаимо-

действия реактивных элементов C_k , L_k и нагрузки с помощью четырёх транзисторов $V_{k1} \div V_{k4}$.

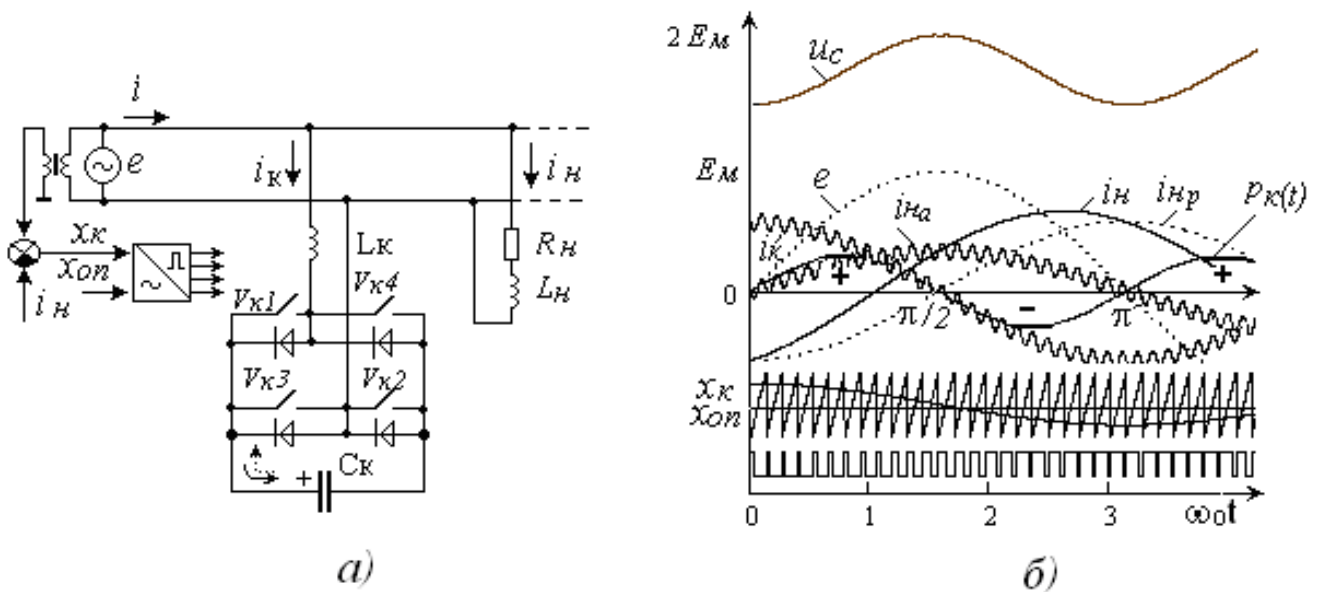


Рис.8.16. Функциональная схема ККМ на основе демпфирующего конденсатора (а) и его рабочие диаграммы (б)

Полагается, что переключения транзисторов происходят, согласно способу ШИМ-2, с высокой несущей частотой в моменты равенства опорного сигнала $x_{оп}(t)$ и управляющего сигнала (ошибки регулирования) $x_k(t) = k \cdot e(t) - i_n(t)/I_M$, где $e(t)$ – приведённая к амплитуде относительная ЭДС сети; $k = i_{на}/i_n = \cos(\varphi_n)$ – коэффициент сдвига тока нагрузки. Формирование тока компенсатора на каждом периоде несущей частоты происходит в два этапа. Если на первом этапе включение соответствующей пары транзисторов будет приводить к возрастанию тока компенсатора, благодаря разряжающемуся конденсатору, то на втором этапе наблюдается обратная картина - выключение транзисторов будет приводить к уменьшению втекающего в положительную обкладку заряжающегося конденсатора тока компенсатора. Результатом высокочастотных переключений и соответствующего изменения длительности включённого состояния транзисторов будет служить необходимой величины и формы ток на сетевом входе компенсатора $i_k(t)$. Его суммирование с током нагрузки приведёт к разгрузке сети от реактивной составляющей тока $i(t) = i_k(t) + i_n(t) = i_{на}(t)$. При этом пульсации тока и напряжения компенсатора, ввиду высокой частоты переключений, легко поддаются сглаживанию.

Анализ электромагнитных процессов показывает, что совместная работа ККМ и компенсируемой нагрузки протекает в условиях взаимного энергетического обмена реактивной мощностью. Длительная работа в установившемся режиме требует соблюдения баланса энергий как на периоде сети, так и внутри каждого такта несущей частоты. Выяснению

условий баланса на частоте сети помогают выражения мгновенной мощности сетевого входа, записанные без учёта пульсаций:

для компенсатора

$$p_k(t) = e(t)i_k(t) = \frac{I_m E_m}{2} \sin(\varphi_H) \cdot \sin(2\omega_o t); \quad (8.47)$$

для нагрузки

$$p_H(t) = e(t)i_H(t) = I_m \cos(\varphi_H) \sin^2(\omega_o t) - \frac{I_m E_m}{2} \sin(\varphi_H) \sin(2\omega_o t). \quad (8.48)$$

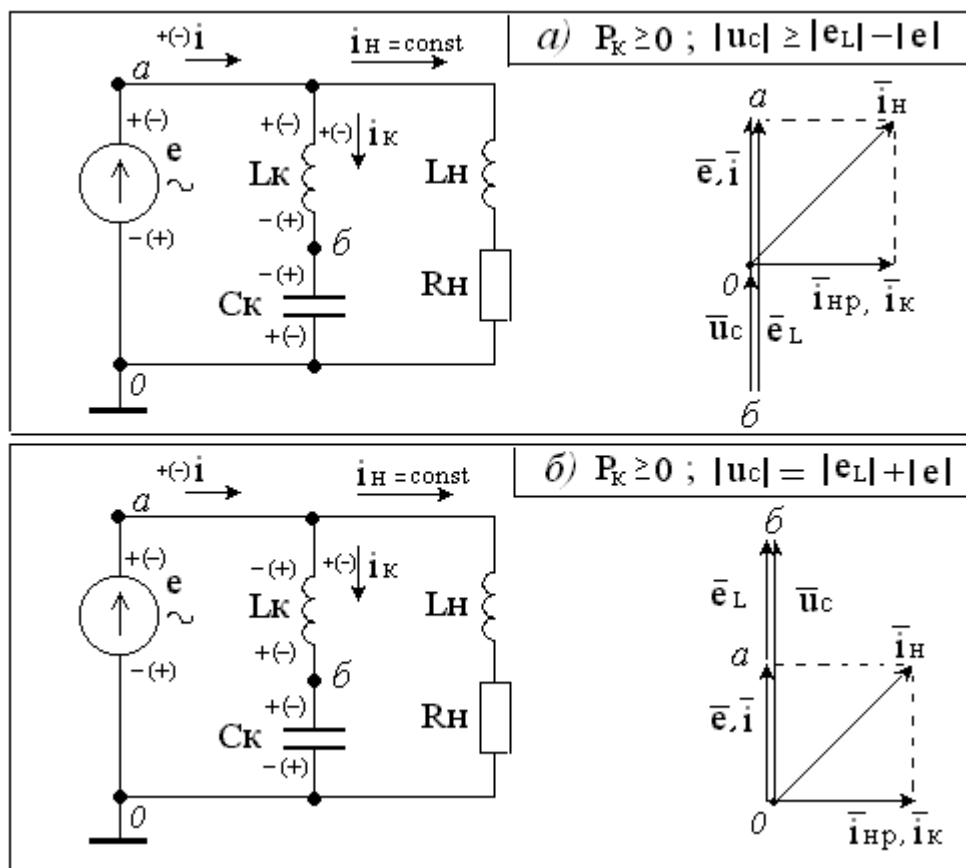


Рис.8.17. Энергетические обменные процессы в схеме ККМ при $p_k(t) > 0$ на интервалах разряда (а) и заряда (б) конденсатора C_K

Видно, что выражение (8.47) и второе слагаемое в составе (8.48) представляют собой обменную (реактивную) составляющую мгновенной мощности, которой обмениваются нагрузка и компенсатор, в то время, как первое слагаемое в составе (8.48) представляет активную составляющую мощности, получаемую из сети. Диаграммы рис.8.16,б показывают, что кривая обменной мощности $p_k(t)$ дважды меняет знак на сетевом периоде. Влияние изменений знака $p_k(t)$ на баланс напряжений внутри периода тактовой частоты проведём с помощью схем замещения и векторных диаграмм, изображённых на рис.8.17 в предположении постоянства тока нагрузки. Из рис.8.17,а видно, что на интервалах потребления мощности $p_k(t) > 0$ условием начала первого этапа (этапа ча-

стичного разряда накопительного конденсатора) служит превышение напряжения конденсатора над разностью ЭДС индукции дросселя и ЭДС сети $u_c(t) \geq e_L - e$, в то время, как второй этап (этап заряда накопительного конденсатора) осуществляется под воздействием сумм этих ЭДС $u_c(t) = e + e_L$ (см. рис.8.17,б). Данные условия обуславливают тенденцию к возрастанию уровня напряжения на конденсаторе от одного такта ШИМ к другому. На интервалах возврата мощности $p_k(t) < 0$ условия энергетического баланса меняются, так как теперь для разряда требуется превышение напряжения конденсатора над суммарным значением ЭДС сети и дросселя $u_c(t) \geq e + e_L$ (см. рис.8.18,а). На практике напряжение конденсатора в это время должно быть не меньше удвоенной амплитуды сетевого напряжения. Однако получению такого превышения не способствуют условия последующего заряда, который на каждом такте происходит под воздействием разности указанных ЭДС $u_c(t) = e_L - e$ (см. рис.8.18,б).

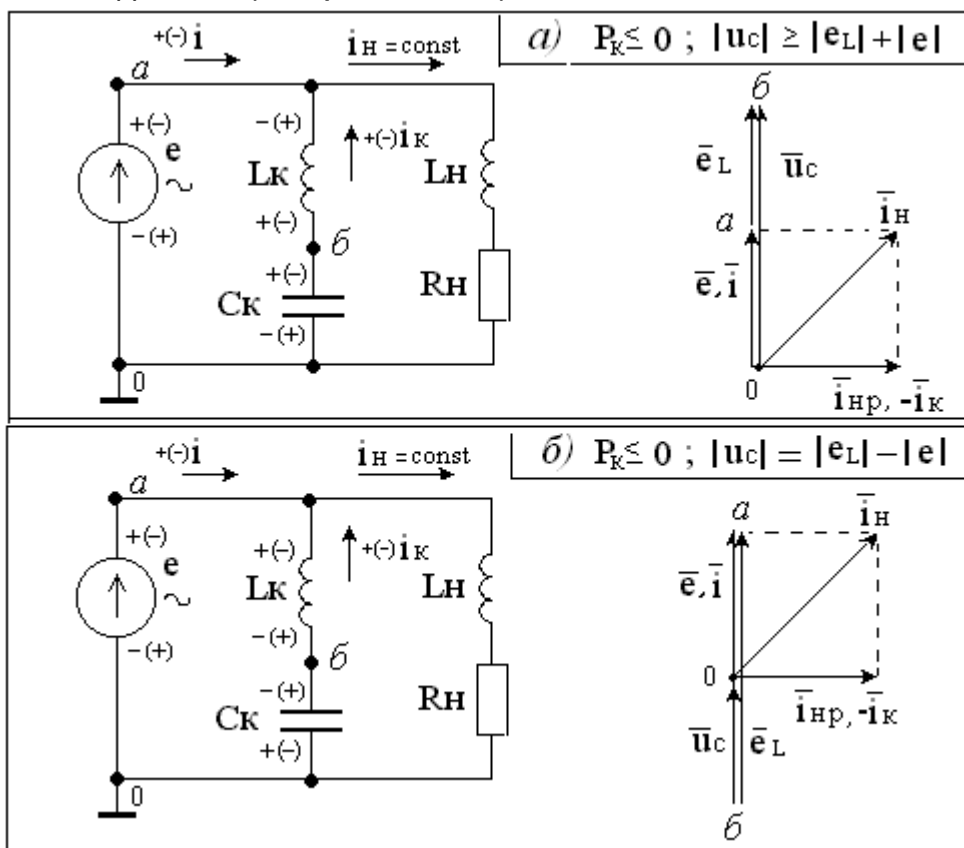


Рис.8.18. Энергетические обменные процессы в схеме ККМ при $p_k(t) \leq 0$ на интервалах разряда (а) и заряда (б) конденсатора C_K

В результате напряжение конденсатора на интервалах $p_k(t) < 0$ снижается. Таким образом, работа ККМ сопровождается низкочастотными колебаниями напряжения накопительной ёмкости. Как видно из рис.8.16,б, колебания происходят относительно некоторого среднего уровня U_{co} с удвоенной частотой сети и амплитудой Δu_c , зависящих от амплитуды тока I_M и фазового угла φ_H компенсируемой нагрузки. Получим граничную зависимость между параметрами накопителя и нагрузки.

Для этого подсчитаем энергию, которую должен возвращать компенсатор на каждом интервале $p_{\kappa}(t) < 0$ длительностью $\pi/2$ (5 мс):

$$\Delta W_{\kappa} = \frac{1}{\omega_o} \int_{\pi/2}^{\pi} p_{\kappa}(t) d\omega_o t = -\frac{I_m E_m}{2\omega_o} \sin(\varphi_n). \quad (8.49)$$

Значение располагаемой энергии следует выразить через параметры конденсаторного накопителя [35,38,83]

$$\Delta W_c = \frac{C_{\kappa}}{2} [(u_{co} + \Delta u_c / 2)^2 - (u_{co} - \Delta u_c / 2)^2] = C_{\kappa} u_{co} \Delta u_c, \quad (8.50)$$

где u_{co} – средний за указанный интервал времени уровень напряжения конденсатора; Δu_c – полное изменение напряжения конденсатора на интервале $\pi/2 \div \pi$. Условие баланса энергий в установившемся режиме работы с учётом возможных потерь запишется

$$C_{\kappa} u_{co} \Delta u_c \geq \frac{I_m E_m}{2\omega_o} \sin(\varphi_n). \quad (8.51)$$

Попутно определим необходимую ёмкость неполярного “косинусного” конденсатора в традиционной схеме параллельной компенсации реактивной мощности [35]

$$C_c = \frac{I_m}{E_m \omega_o} \sin(\varphi_n). \quad (8.52)$$

Сравнение (7.51) и (7.52) показывает, что в условиях реальных ограничений переменных $u_{co} \leq 2E_m$, $\Delta u_c \leq E_m/4$ применение ККМ требует большей ёмкости полярного конденсатора

$$\frac{C_{\kappa}}{C_c} = \frac{E_m^2}{2u_{co} \Delta u_c} \geq 1. \quad (8.53)$$

Данный вывод не умаляет достоинств ККМ, область применения которых значительно шире приведённого примера. Кроме того известно, что удельные характеристики полярных конденсаторов в составе ККМ превышают аналогичные характеристики неполярных аналогов, обуславливая их малые массо-габаритные и стоимостные показатели.

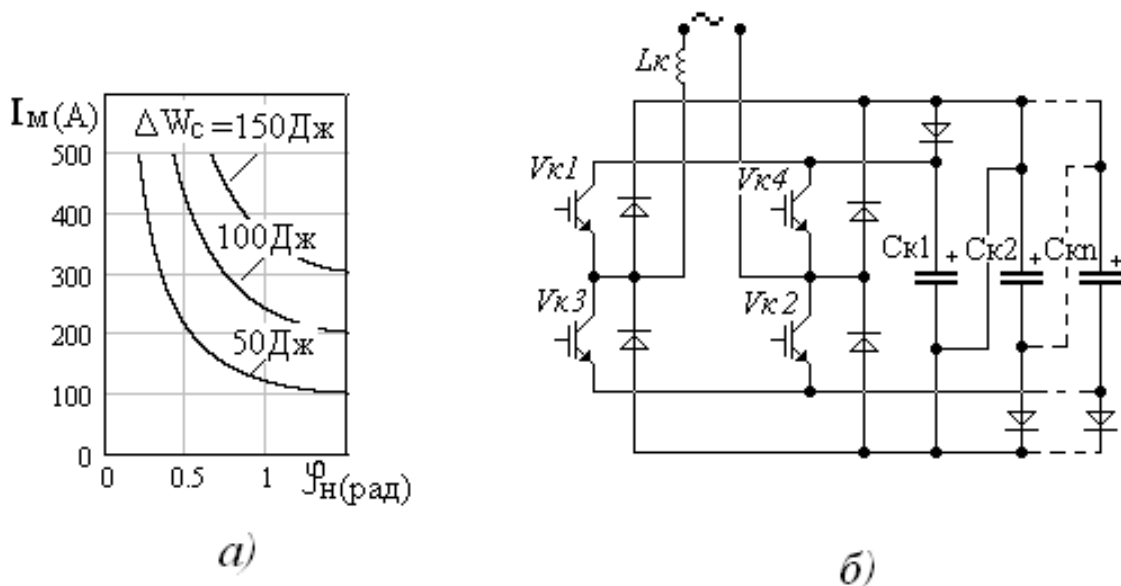


Рис.8.19. Рабочая область (а) и схема модификации ККМ (б)

Согласно полученной зависимости (8.51) на рис.8.19,а построено семейство гиперболических кривых $I_M=f(\varphi_H)$, ограничивающих рабочую область ККМ при той или иной величине энергоёмкости $\Delta W_C=const$.

Расширение этой области в условиях упомянутых ограничений на величину пульсаций Δu_C требует увеличения ёмкости конденсатора C_K или среднего уровня напряжения на его обкладках u_{co} . Однако увеличение C_K может не дать ощутимых результатов, так как ведёт к уменьшению уровня u_{co} . Указанное противоречие требует конструктивных изменений. В схеме рис.8.19,б нежелательное понижение напряжения конденсатора на интервалах $p_K(t)<0$ компенсируется последовательным соединением нескольких одинаковых секций конденсатора $C_{к1}=C_{к2}=\dots=C_{кn}$. Благодаря разделительным диодам подключение секций к питающей сети на интервалах заряда происходит параллельно, а на интервалах разряда – последовательно. Саморазряду конденсаторов на интервалах включения транзисторов препятствует переход обратных диодов в запертое состояние. Число последовательно включённых секций в данной схеме определяется необходимым уровнем превышения напряжения конденсатора на первом этапе коммутации. Нежелательное повышение этого напряжения на интервалах $p_K(t)>0$ можно исключить периодическим возвратом схемы в исходное состояние, однако это решение потребует дополнительных транзисторных ключей. Покажем, что другим вариантом построения компенсирующего устройства без увеличения числа транзисторов может служить схема активного ДУ.

8.6. Работа активного ДУ в режиме ККМ в составе преобразователя на запираемых вентилях

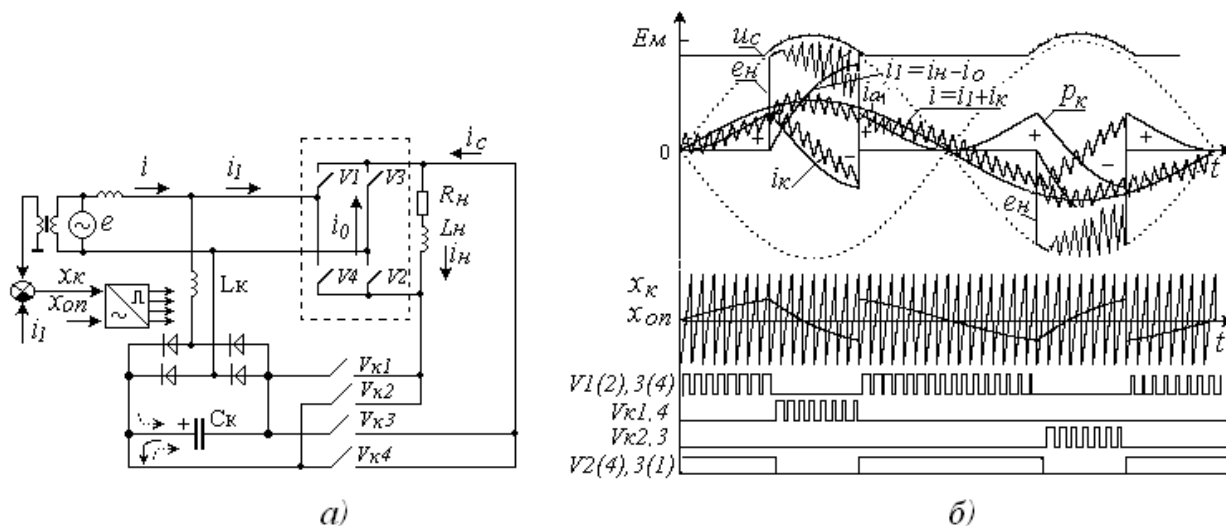


Рис.8.20. Схема совмещённого исполнения АДУ и ККМ (а) и поясняющие диаграммы (б)

Представленная на рис.8.20,а схема выполняется по принципу “встроенного” исполнения ККМ в составе преобразователя на запираемых вентилях. Конструктивные особенности данного варианта позволяют совмещать защитные функции активного ДУ с функциями компенсации пассивной мощности сетевого входа. Электромагнитная совместимость преобразователей на запираемых вентилях с питающей сетью во многом зависит от выбранного способа регулирования. Один из способов регулирования однофазного переменного напряжения на частоте сети иллюстрируют диаграммы рис.8.20,б. Видно, что благодаря симметричным переключениям, этот процесс не приводит к фазовому сдвигу тока $i(t)$ относительно сетевой ЭДС $e(t)$ и, соответственно, исключает появление реактивной мощности сдвига. Указанная особенность существенно упрощает проблему электромагнитной совместимости рассматриваемых преобразователей. В задачу ККМ входит лишь компенсация мощности высших гармоник, которая решается доведением сетевого тока преобразователя до квазисинусоидальной формы. Так же, как и в схеме базового варианта, это достигается суммированием тока преобразовательной нагрузки $i_1(t)$ с током компенсирующей добавки $i_k(t)$, приводящим к потреблению из сети минимального (активного) значения тока сетевого источника $i(t) = i_{1a}(t)$. В связи с меняющимся знаком мгновенной мощности компенсатора $p_k(t) = i_k(t)e(t)$, способ формирования $i_k(t)$ на интервалах импульсов и пауз в цепи нагрузки, должен быть различным. Пример на рис.8.20,б показывает, что положительный знак этой мощности во время пауз $p_k(t) > 0$ чередуется с отрицательным зна-

ком $p_k(t) < 0$ во время импульсов. Если во время пауз для этого требуется подгрузка сетевого источника дополнительным током компенсатора $i_k(t) > 0$, то во время импульсов необходимо добиться уменьшения мгновенных значений сетевого тока на величину $i_k(t) < 0$. В схеме ККМ это достигается встречными подключениями конденсатора C_k параллельно нагрузке, что возможно с помощью транзисторов $V_{k1}-V_{k4}$ при условии превышения напряжения на его обкладках над уровнем сетевой ЭДС. В свою очередь, создание подгрузочного тока компенсатора на интервалах $p_k(t) > 0$ можно обеспечить кратковременным шунтированием сетевого входа с помощью силовых вентилях $V1, V3$ ($V2, V4$). Как видно из диаграмм рис.8.20,б, переключения вентилях ККМ осуществляются с помощью ШИМ-модулятора, управляющий сигнал которого (ошибка регулирования) должен задавать величину и форму тока компенсирующей добавки $i_k(t)$ на обоих указанных промежутках времени. Ввиду несинусоидальности токов, управляющий сигнал должен определяться активной составляющей первой гармоники тока нагрузки $x_k(t) = (i_{1a} \cdot e(t) - i_1(t)) / I_m$, где $i_1(t) = i_n(t) - i_o(t)$ – мгновенные значения входного тока преобразователя за вычетом тока силовых вентилях, шунтирующих цепь нагрузки на интервалах пауз. Условием работоспособности ККМ на интервалах $p_k(t) < 0$ является превышение напряжения конденсатора над уровнем ЭДС сети $u_{co}(t) > e(t)$ в начале каждого периода несущей частоты. Поддержанию необходимого уровня напряжения способствует присоединение C_k с помощью дросселя L_k и диодного моста к сетевому входу. Благодаря выполнению указанного требования формирование положительной полуволны тока $i_k(t)$ с помощью V_{k1}, V_{k4} и отрицательной полуволны – с помощью V_{k2}, V_{k3} на каждом периоде происходит в два этапа. Встречное подключение конденсатора C_k к нагрузке на первом этапе, в связи с указанным превышением, будет приводить к уменьшению мгновенного тока сетевого входа $i(t)$ на величину тока разряжающегося конденсатора $i_c(t) = i_{k1}(t)$. Решение исходных уравнений активного ДУ (8.35), (8.36) позволяет вычислить ток заряда конденсатора на первом этапе при $0 \leq t \leq t_p$

$$i_{k1}(t_*) = \exp(-gt_*) [(u_{co} - e(t)) \sin t_* + i_{k1}(0) \cos t_*]. \quad (8.54)$$

Последующее выключение коммутирующих транзисторов приведёт к началу второго этапа, в течение которого конденсатор C_k , благодаря диодам выпрямительного моста и наличию индуктивности L_k , вновь восстановит напряжение до уровня, превышающего мгновенное значение ЭДС сети. Происходящее на рассматриваемом такте уменьшение компенсирующего тока $i_c(t) = i_{k2}(t)$ будет сопровождаться временным **в о з р а с т а н и е м** тока сетевого входа $i(t)$. Аналогичное решение уравнений (8.35), (8.36) позволяет представить ток заряда конденсатора при $t_p \leq t \leq t_p + t_3$ в следующем виде

$$i_{k2}(t_*) = \exp(-g(t_* - t_3)) [(e(t) - u_{co}) \sin t_* + i_{k2}(0) \cos t_*]. \quad (8.55)$$

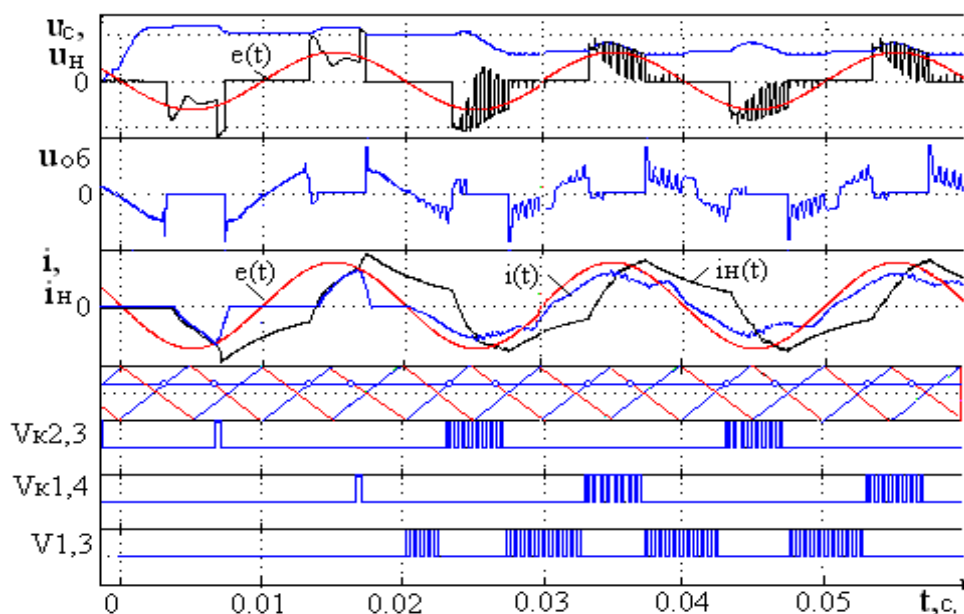


Рис.8.21. Результаты компьютерного моделирования процессов в схеме АДУ+ККМ

Проследить влияние чередования указанных этапов на форму сетевого тока позволяют результаты компьютерного моделирования на рис.8.21. С целью сравнения осциллограммы напряжений конденсатора $u_c(t)$ и нагрузки $u_n(t)$, а так же токов сети $i(t)$ и нагрузки $i_n(t)$ приведены для случаев выключённого и включенного состояний ККМ. Блокирование ШИМ-модулятора на начальной стадии процесса при $t < 0.02$ с. позволило выключить ККМ из работы, ограничив функции конденсатора C_k активным демпфированием тока запираемых клапанов. Необходимость данного режима для защиты от коммутационных перенапряжений была рассмотрена в разделе 8.3. Видно, что кривая сетевого тока $i(t)$ на указанном интервале времени имеет обычную для таких случаев искажённую форму, существенно отличающуюся от гармонической кривой сетевого напряжения. Видно так же, что включение в момент $t \geq 0.02$ с. ШИМ-модулятора и перевод демпфирующего конденсатора в режим ККМ положительным образом изменяет форму сетевого тока. Амплитудные и фазовые искажения его кривой, в отличие от кривой тока нагрузки $i_n(t)$, заметно уменьшаются. Уравнения компенсирующей добавки тока позволяют провести аналитическое исследование электромагнитных процессов. Методом припасовывания значений токов $i_{k2}(0) = i_{k1}(t_p)$ можно получить разностное уравнение, связывающее дискретные значения переменных на границах n -го периода несущей частоты $i_{k1}(0) = i_k[n]$, $i_{k2}(t_3) = i_k[n+1]$, $\Delta u_{c1}(0) = \Delta u_c[n]$, $\Delta u_{c2}(t_3) = \Delta u_c[n+1]$, где $\Delta u_c(t) = u_{co}(t) - e(t)$. Уравнение даёт возможность оценить получаемое превышение напряжения конденсатора над уровнем сетевой ЭДС $\Delta u_c(t)$ в переходных и установив-

шихся режимах. Так, например, исходя из признака установившегося процесса $i_k[n+1]=i_k[n]$, $\Delta u_c[n+1]=\Delta u_c[n]$, получаем оценку зависимости указанного превышения от тока и длительности интервалов между переключениями

$$\Delta u_c[n] = \frac{i_k[n](1 - \exp(-g(t_p + t_3)\cos t_p \cos t_3))}{\exp(-gt_p)\sin t_p + \exp(-g(t_p + t_3)\sin t_3 \cos t_p)}. \quad (8.56)$$

Численный анализ производной данного выражения $d(\Delta u_c[n])/d(i_k[n]) < 0,01-0,02$ показывает, что превышение напряжения конденсатора над ЭДС сети практически не зависит от изменений тока, если коэффициент демпфирования и период несущей частоты ограничены реальными пределами $g=10^{-2} \div 10^{-4}$, $T < 0.25$. Данный вывод подтверждается моделированием. Из представленных на рис.8.21 осциллограмм видно, что на интервалах импульсов напряжения в цепи нагрузки начальный уровень напряжения конденсатора повторяет кривую ЭДС сети $u_{co}(t) \approx e(t)$ с постоянным превышением, зависящим от величины индуктивности цепей заряда. Видно так же, что указанное превышение практически не зависит от изменений тока компенсатора $i_k(t) < 0$ и связанных с этим изменений глубины высокочастотных пульсаций напряжения нагрузки.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основным средством повышения производительности и качества продукции в автомобильном шинопроизводстве остаются автоматические поточные линии, оснащаемые многофункциональными системами регулируемого электропривода. Значительная роль в повышении качества продукта шинопроизводства отводится управляющим алгоритмам электроприводов. Важной задачей алгоритма управления служит получение высоких показателей качества, производительности и минимальных затрат электроэнергии на выполнение первичной экструзионной подготовки резинотехнического сырья. Возникающая необходимость отыскания наилучшего варианта решения указанных проблем приводит к решению так называемой многокритериальной оптимизационной задачи. Препятствием для получения желаемого результата могут служить нарушения технологического режима экструзии, такие как неустойчивое течение полимера, приводящее к колебаниям скорости перемещения и пульсациям давления смеси на входе формующей головки и, соответственно, к возникновению дефектов и брака в образцах выпускаемой продукции. Представленное исследование позволило выработать требования к регулировочным и нагрузочным свойствам электроприводов, способствующим решению указанной оптимизационной задачи.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

- АД – асинхронный двигатель;
- АВ – активный выпрямитель;
- АДУ – активное демпфирующее устройство;
- АИ – автономный инвертор;
- АИН – автономный инвертор напряжения;
- АИТ – автономный инвертор тока;
- АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;
- АФХ – амплитудно-фазовая характеристика;
- БВ(И) – блок выпрямления (инвертирования);
- БД – блок деления;
- БК – блок компенсации;
- ДУ – демпфирующее устройство;
- ПДУ – пассивное демпфирующее устройство;
- ПЧ – преобразователь частоты;
- РТ – регулятор тока;
- РС – регулятор скорости;
- САУ – система автоматического управления.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Результаты исследования эксплуатационных показателей покрышек на ОАО «Нижекамскшина»

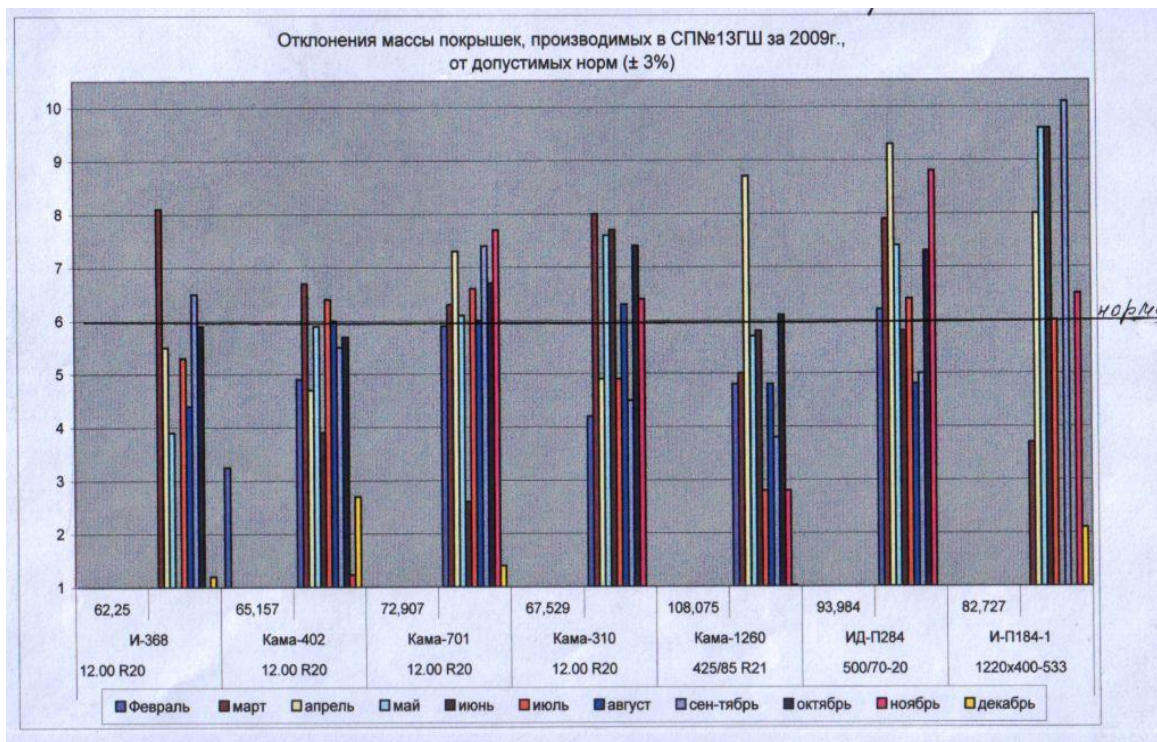


Рис.ПА.1 - Экспериментальные исследования покрышек

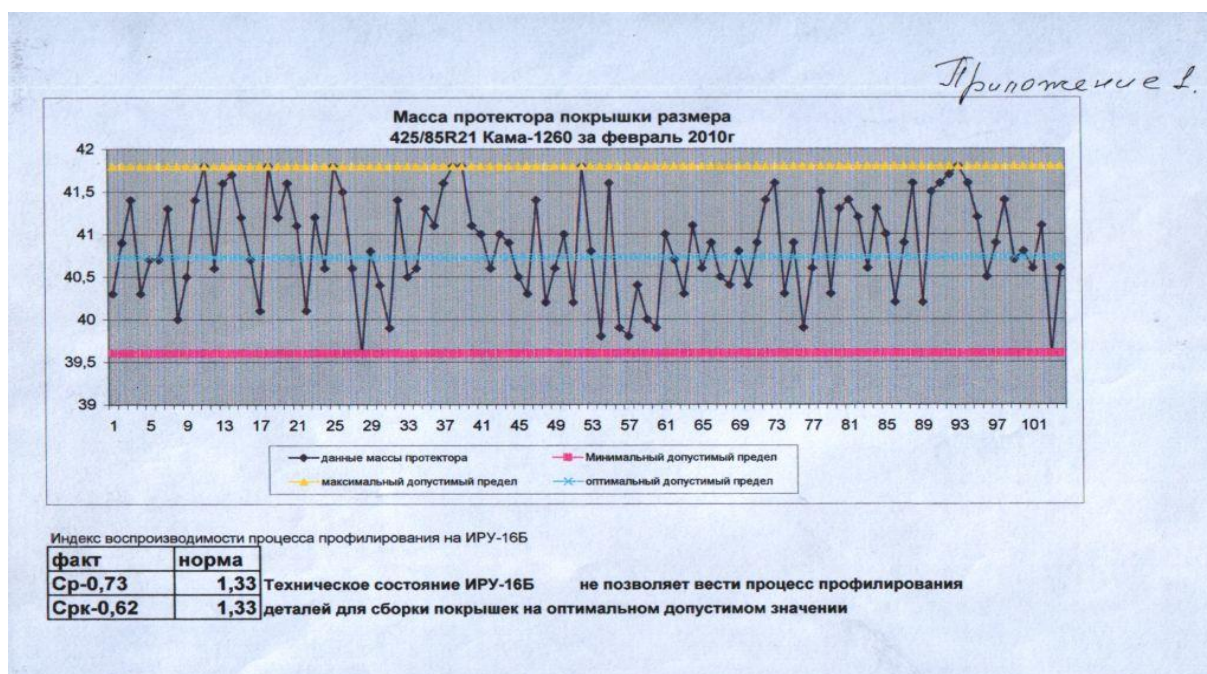


Рис.ПА.2 - Экспериментальные исследования протекторов

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Логарифмические частотные характеристики систем управления экструдером

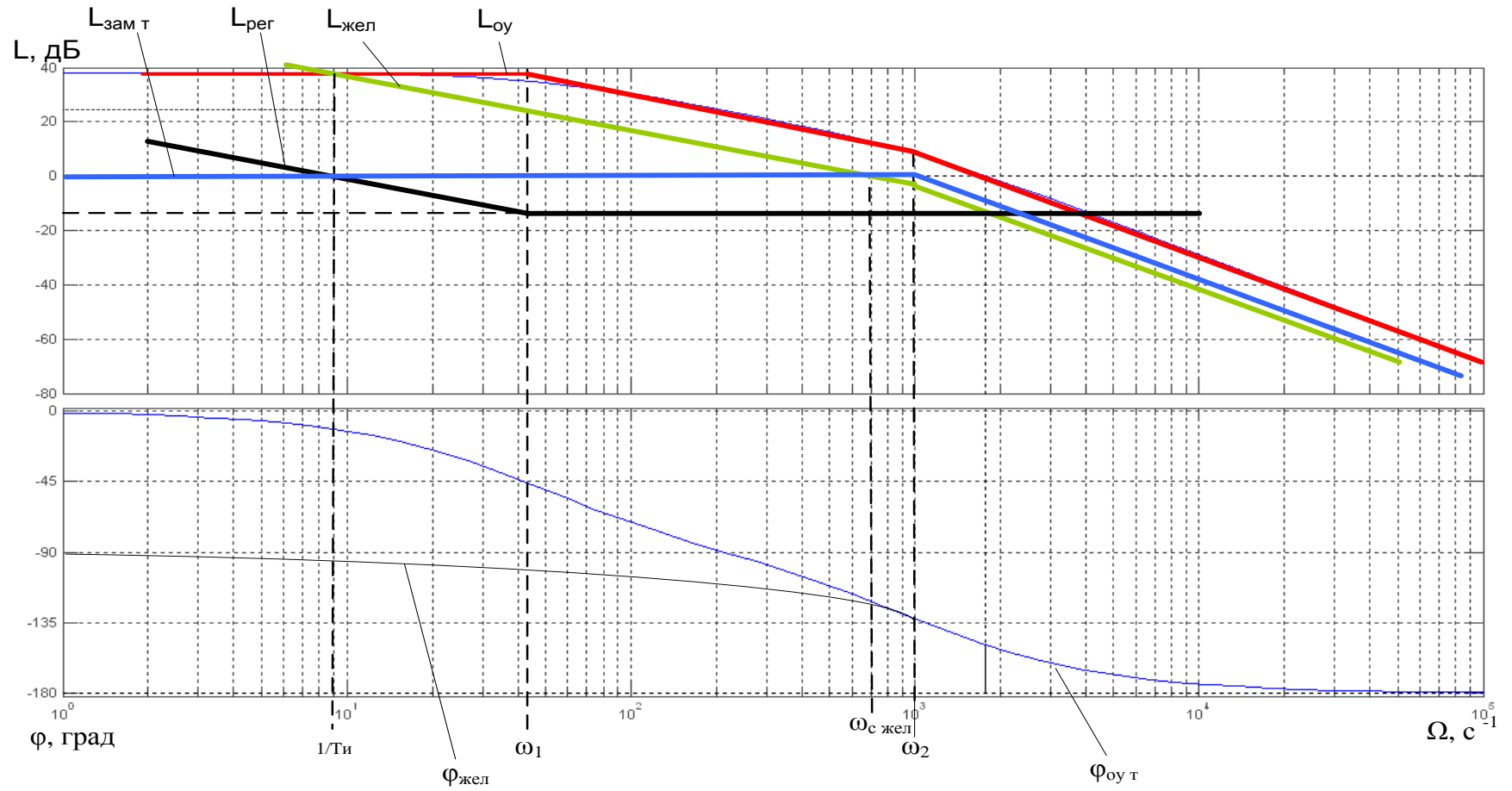


Рис. ПВ.1 ЛЧХ контура тока I_{1x} в системе векторного управления АД:

$L_{oy.T}$ – ЛАЧХ объекта управления в контуре тока (нескорректированной системы), $L_{жел.т}$ – желаемая ЛАЧХ разомкнутой системы регулирования тока, $L_{рег.т}$ – ЛАЧХ регулятора тока, $\phi_{oy.T}$ – ФЧХ нескорректированной системы

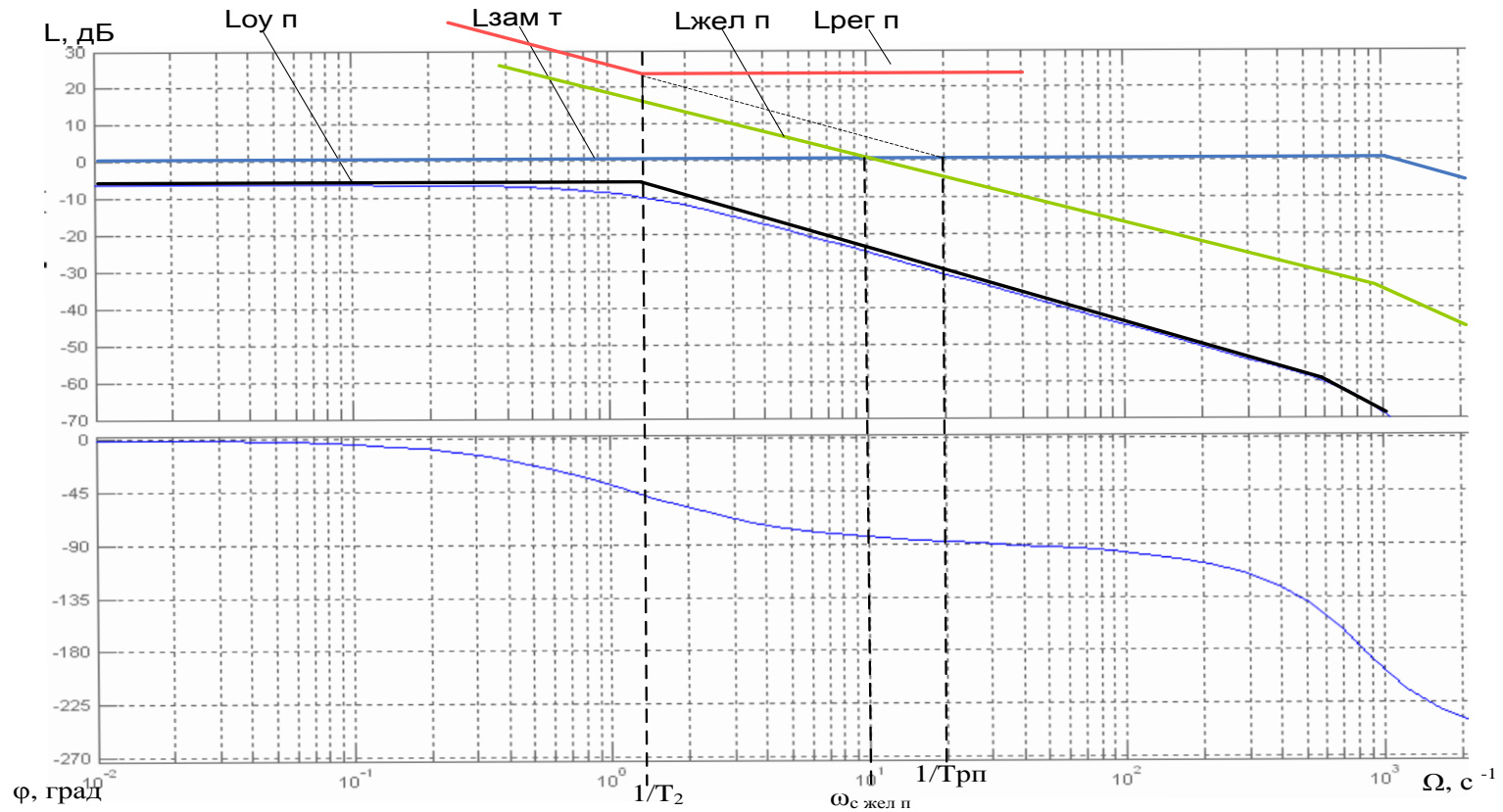


Рис. ПВ.2. ЛЧХ контура потокосцепления:

$L_{oy.п}$ – ЛАЧХ объекта управления в контуре потока (нескорректированной системы), $L_{жел.п}$ – желаемая ЛАЧХ разомкнутой системы регулирования потока, $L_{рег.п}$ – ЛАЧХ регулятора потока, $\phi_{oy.п}$ – ФЧХ нескорректированной системы

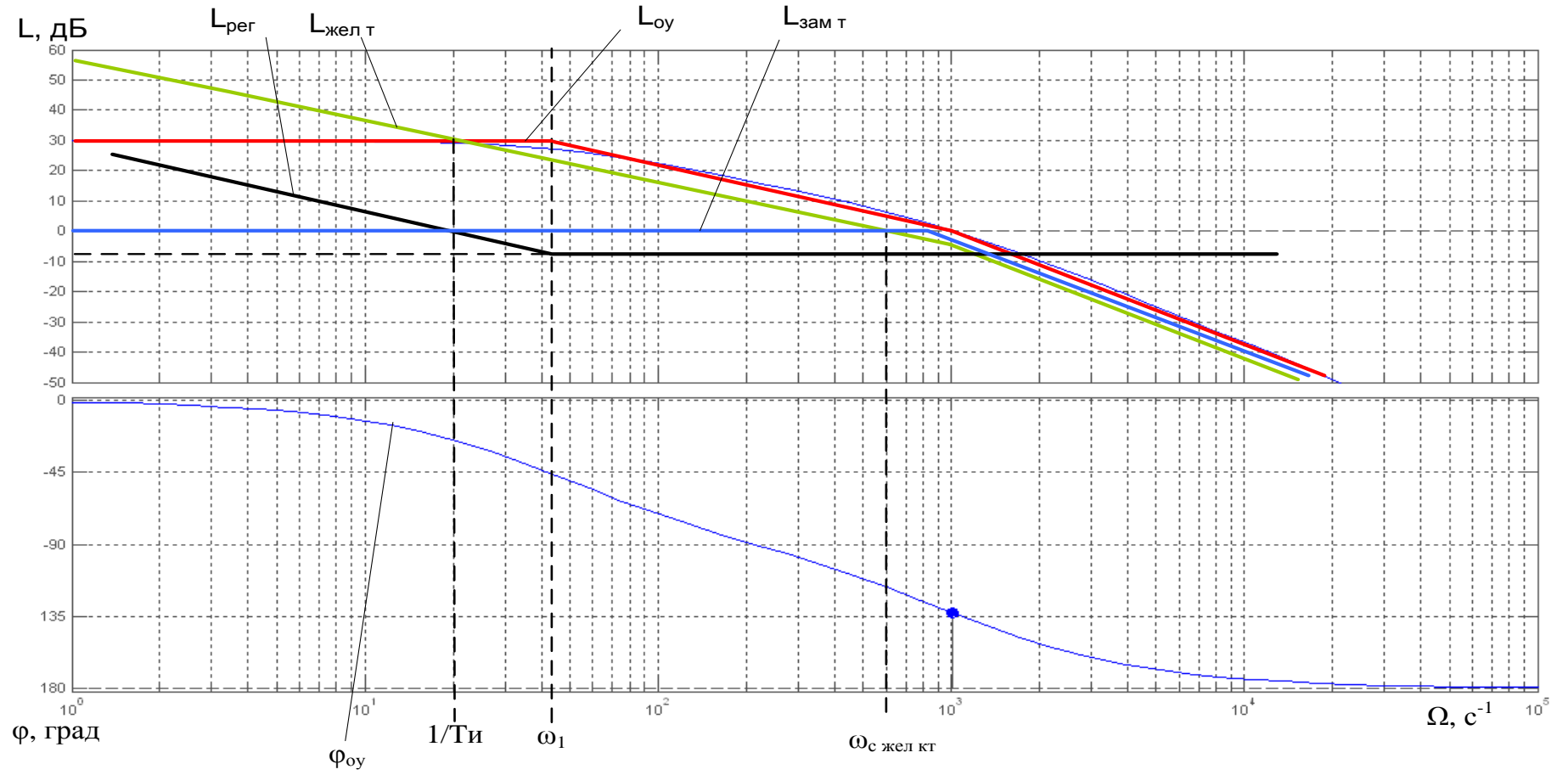


Рис. ПВ3. ЛЧХ контура тока I_{1y}

$L_{oy.c}$ – ЛАЧХ объекта управления в контуре скорости (нескорректированной системы), $L_{жел.c}$ – желаемая ЛАЧХ разомкнутой системы регулирования скорости, $L_{рег.c}$ – ЛАЧХ регулятора скорости, $\varphi_{oy.c}$ – ФЧХ нескорректированной системы

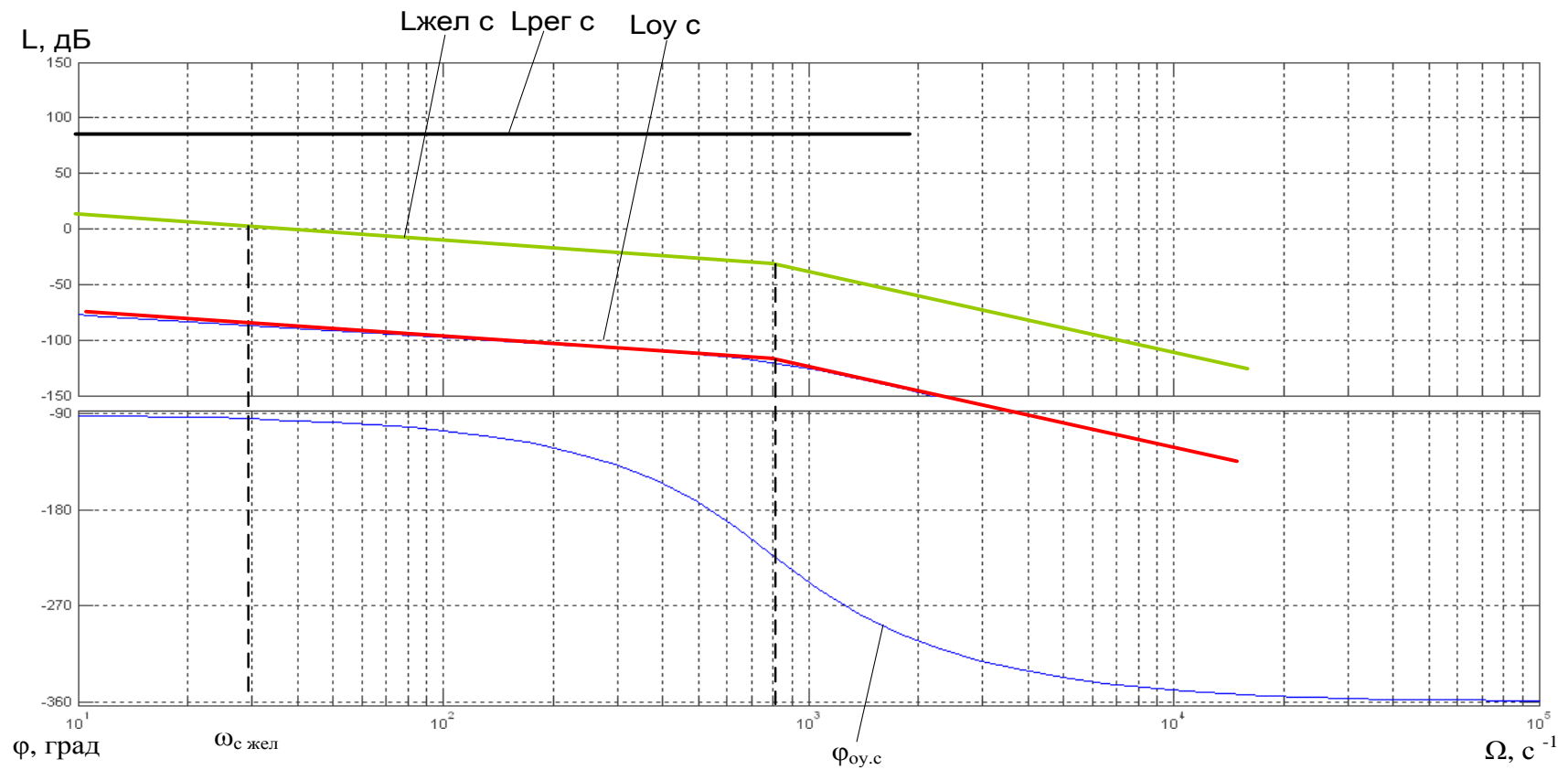


Рис. ПВ.4. ЛЧХ контура регулирования скорости:

$L_{oy.c}$ – ЛАЧХ объекта управления в контуре скорости (нескорректированной системы), $L_{жел.c}$ – желаемая ЛАЧХ разомкнутой системы регулирования скорости, $L_{per.c}$ – ЛАЧХ регулятора скорости, $\varphi_{oy.c}$ – ФЧХ нескорректированной системы

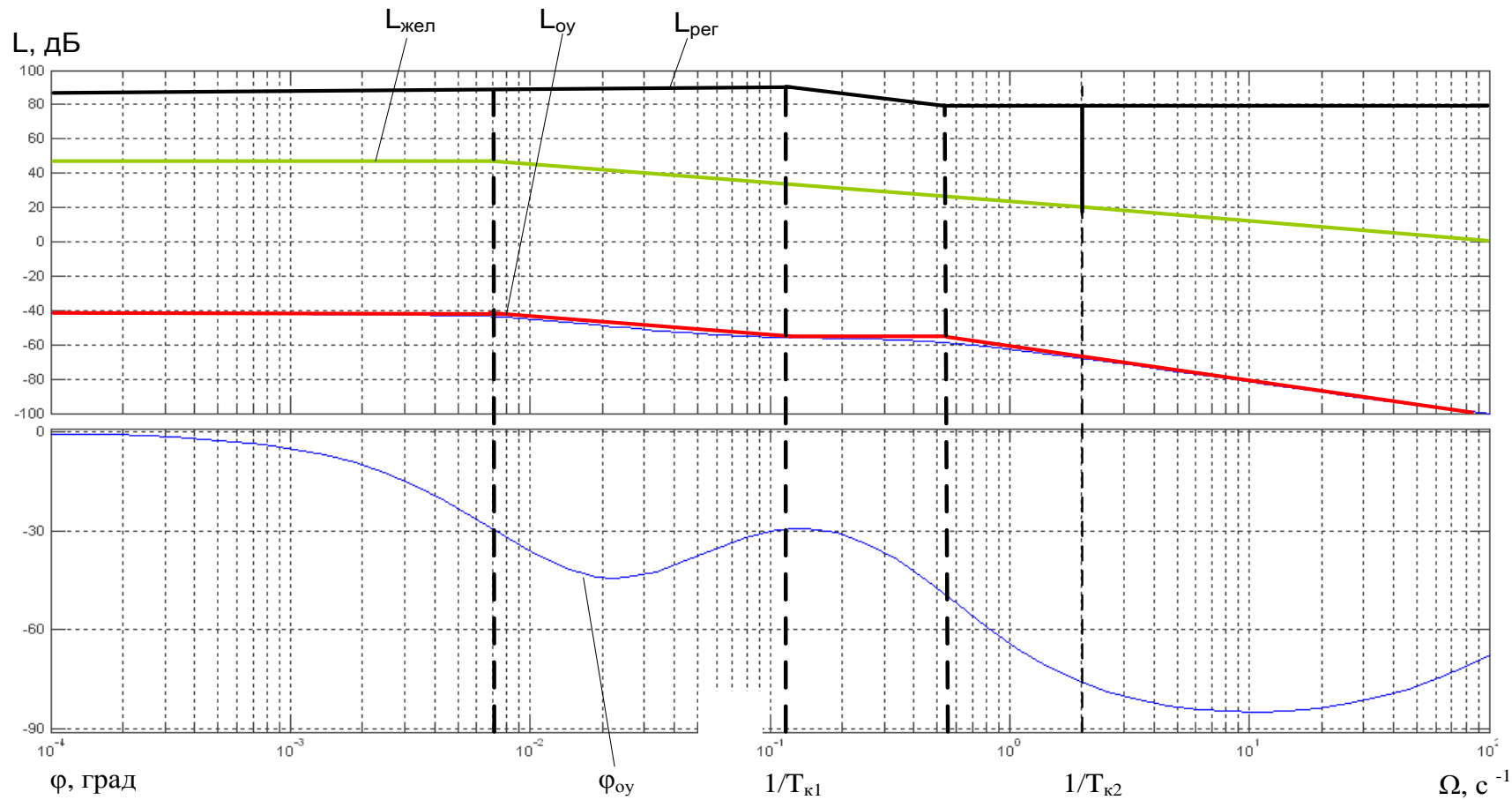


Рис. ПВ.5. ЛЧХ разомкнутого контура давления с системы с векторным управлением А (L_{oy} – ЛАЧХ объекта управления, φ_{oy} – ФЧХ объекта управления), желаемая ЛАЧХ контура ($L_{жел}$), ЛАЧХ регулятора давления ($L_{per.д}$)

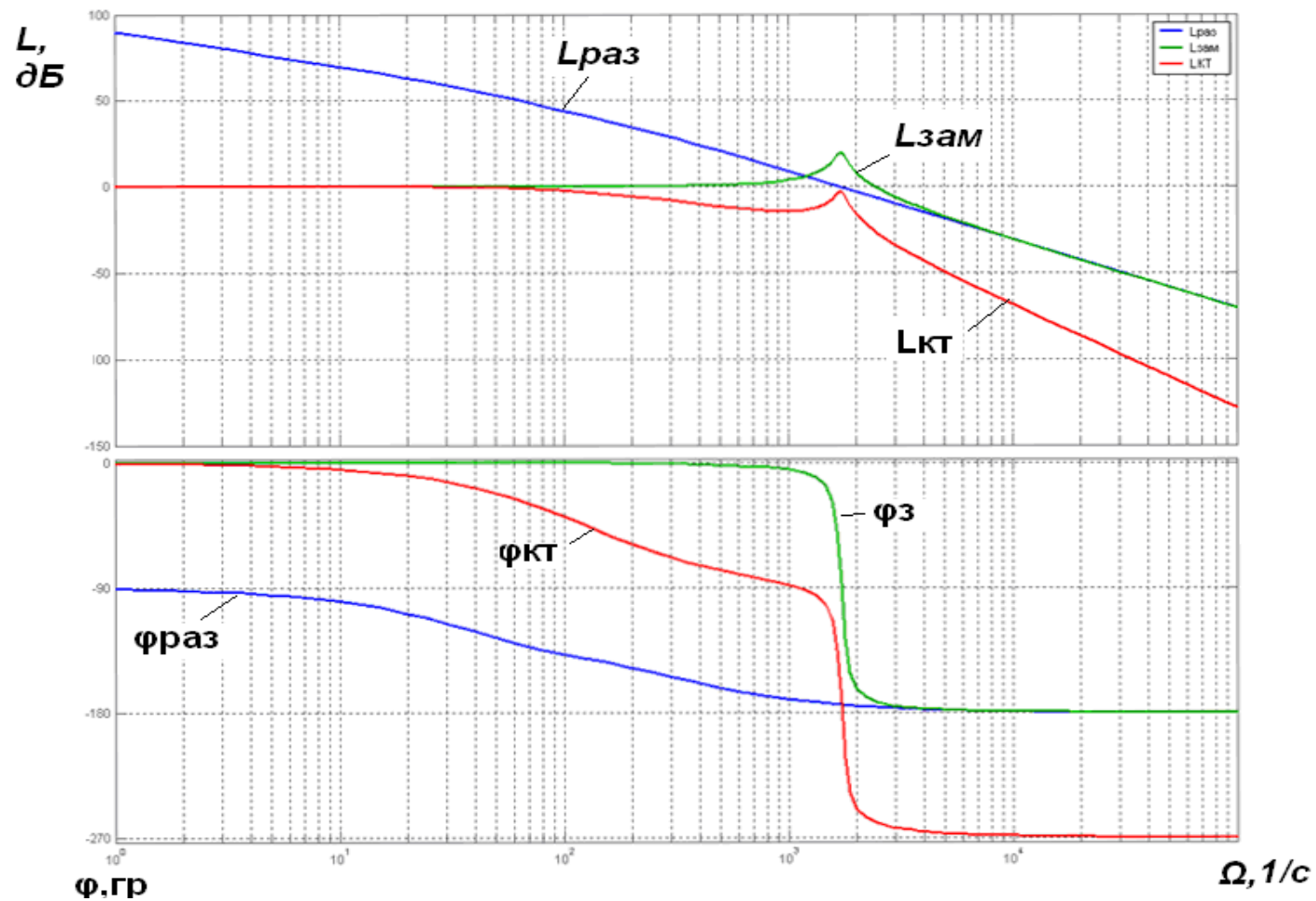


Рис. ПВ.6. ЛАЧХ контура тока в системе частотно-токового управле $L_{\text{раз}}$ – желаемая ЛАЧХ разомкнутой системы регулирования тока, $L_{\text{КТ}}$ – ЛАЧХ контура тока, $L_{\text{зам}}$. – ЛАЧХ замкнутой системы, $\varphi_{\text{раз}}$ – ФЧХ разомкнутой системы, $\varphi_{\text{КТ}}$ – ФЧХ контура тока, $\varphi_{\text{зам}}$ – ФЧХ замкнутого контура тока

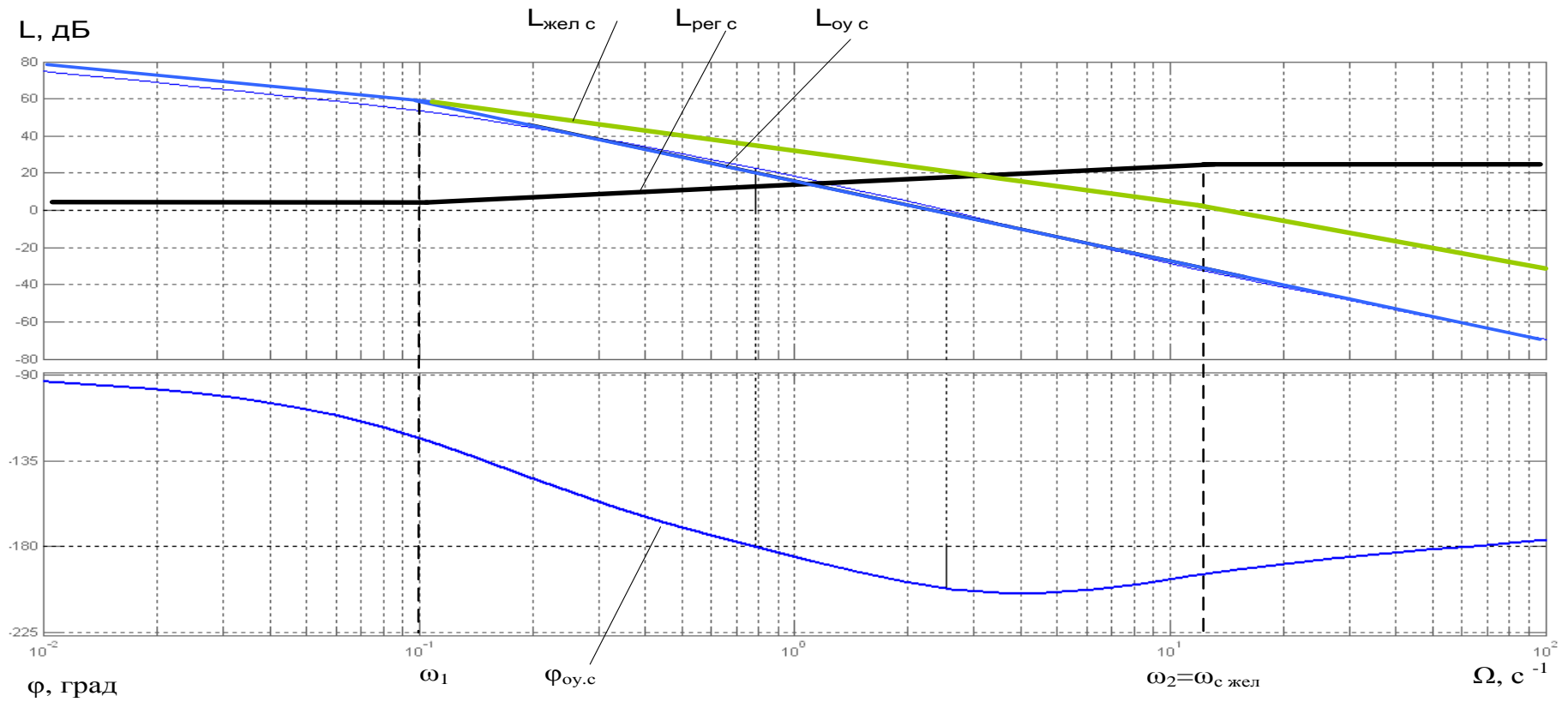


Рис. ПВ.7 ЛАЧХ контура скорости в системе частотно-токового управления:
 $L_{\text{жел.с}}$ – желаемая ЛАЧХ разомкнутой системы регулирования скорости, $L_{\text{рег.с}}$ – ЛАЧХ регулятора скорости, $\varphi_{\text{оу.с}}$ – ФЧХ не-
 скорректированной системы, $L_{\text{раз.с}}$ – ЛАЧХ разомкнутой системы

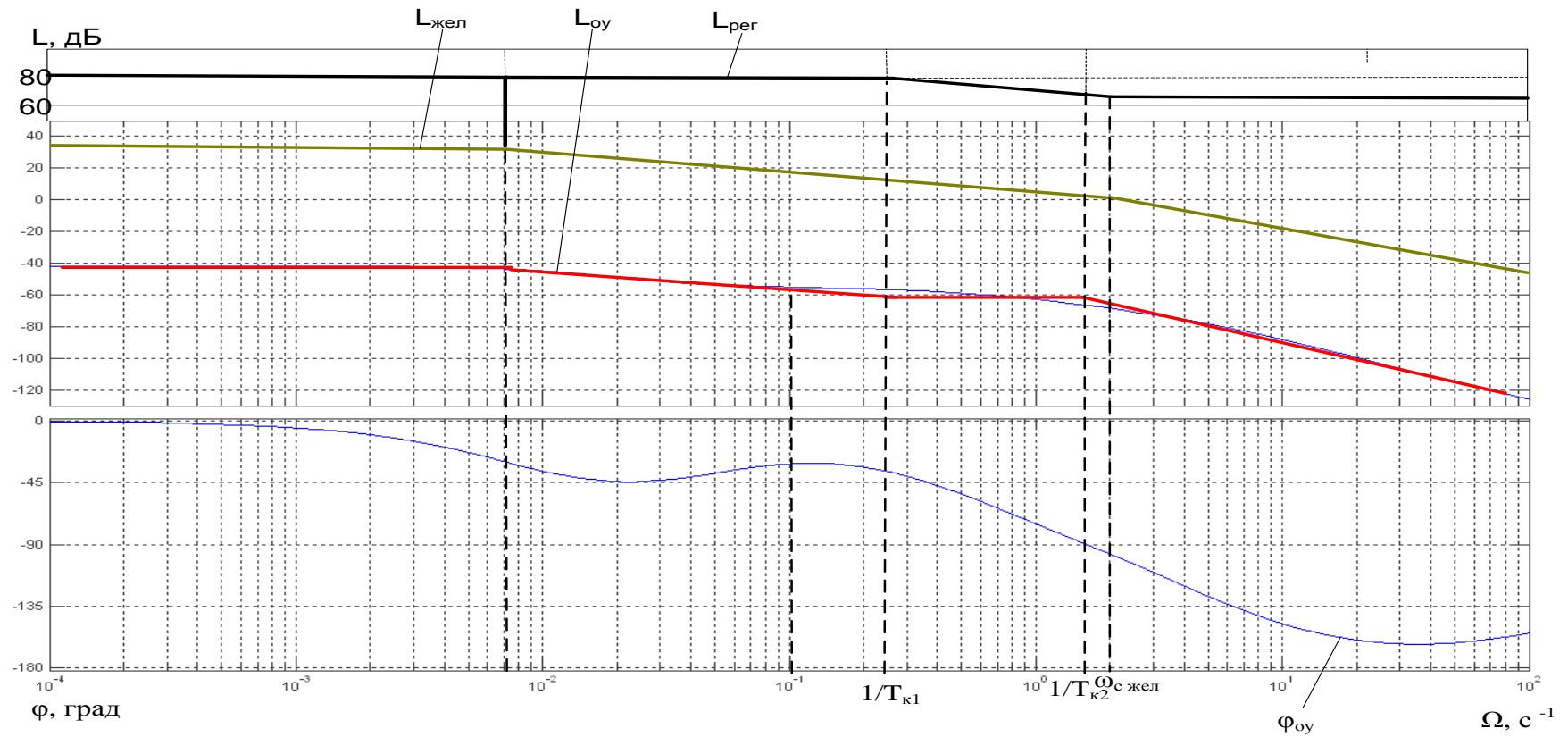


Рис. ПВ.8. ЛЧХ контура давления в частотно-токовой системе ($L_{\text{оу}}$ – ЛАЧХ объекта управления, $\phi_{\text{оу}}$ – ФЧХ объекта управления), желаемая ЛАЧХ контура ($L_{\text{жел}}$), ЛАЧХ регулятора давления ($L_{\text{рег.д}}$)

ПРИЛОЖЕНИЕ С

Графики переходных процессов в разработанных системах электропривода экструдера

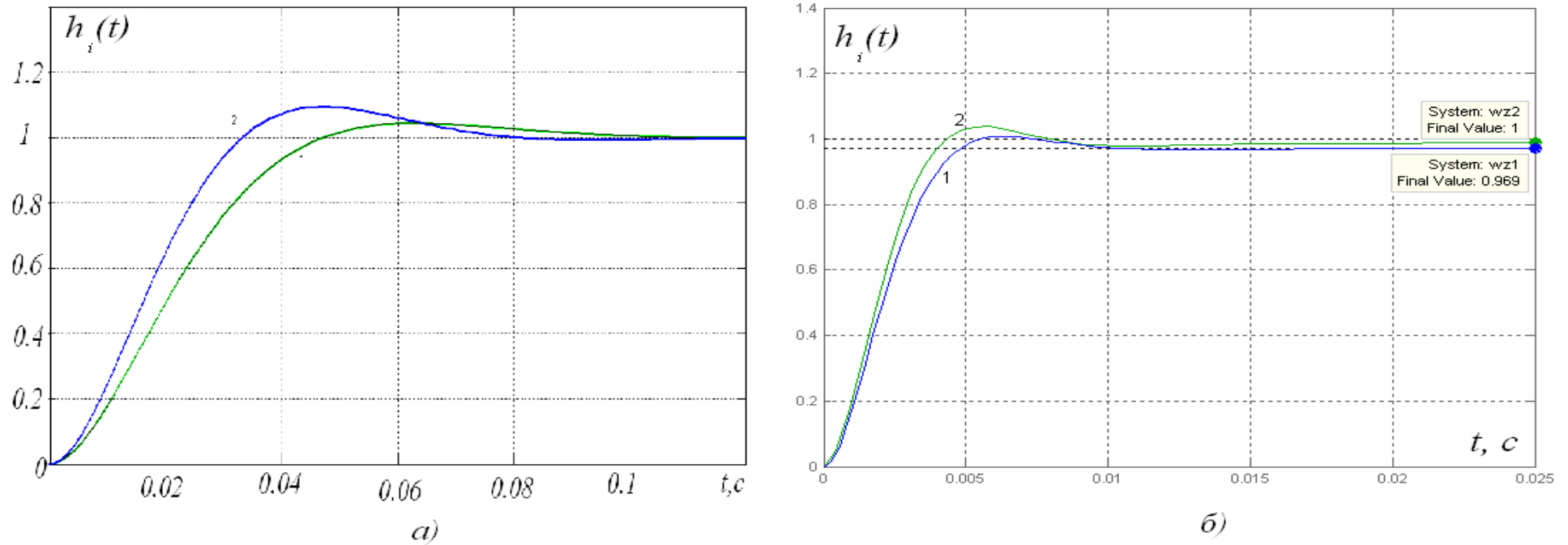
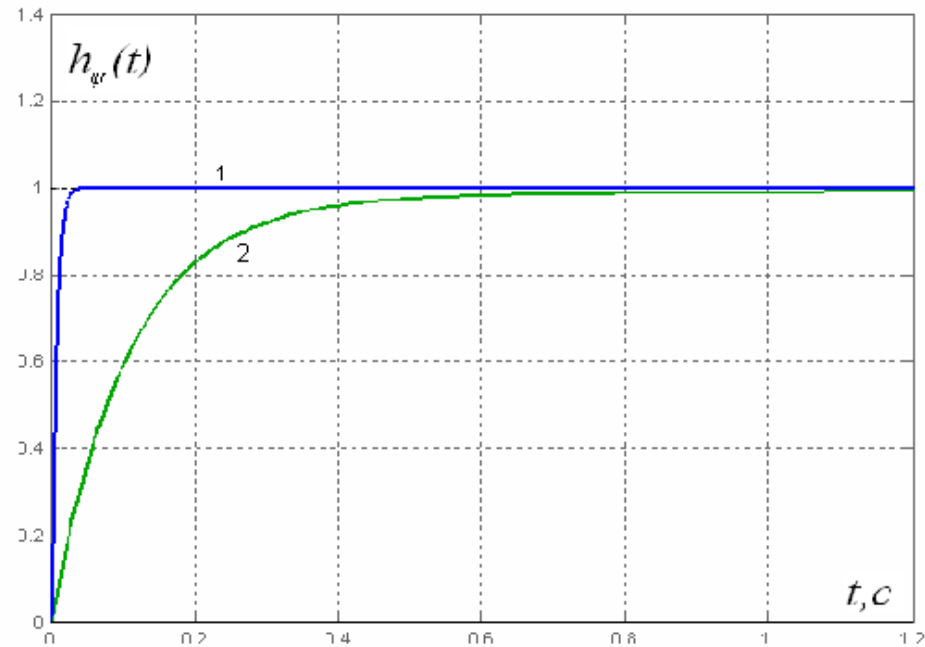
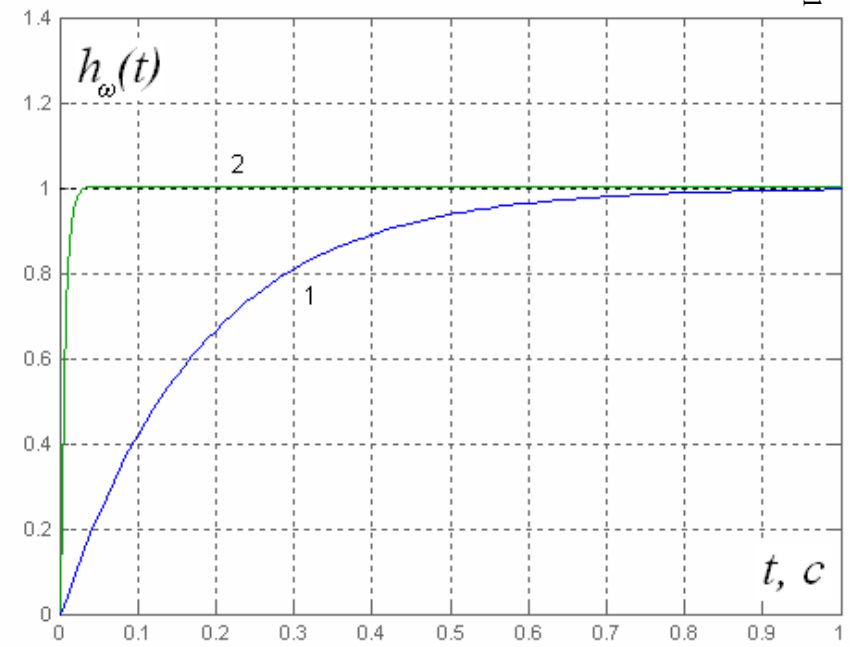


Рис. ПС1. Переходные процессы при обработке скачка задания по току в контуре потокосцепления: а) 1 – график получен при синтезе РТ методом стандартных настроек, 2 – при частотном методе синтеза; б) переходные процессы при обработке скачка задания по току в контуре скорости: 1 – синтез РТ методом стандартных настроек, 2 – частотный метод синтеза



a)



б)

Рис. ПС.2. Переходные процессы при обработке скачка задания: а) в контуре потокосцепления: 1 – синтез РП методом стандартных настроек, 2 – частотный метод синтеза; б) в контуре скорости: 1 – синтез РС методом стандартных настроек, 2 – частотный метод синтеза

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Аксёнов, М.И. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов : учебное пособие / М.И. Аксёнов, Г.Б. Онищенко. – М.: ВЗПИ, 1991. - 300 с.
2. Автоматизированный электропривод под общ. ред. Ильинского Н.Ф. - М.: Энергоатомиздат, 1990. – 544 с.
3. Автоматизированный электропривод промышленных установок: учебное пособие для вузов / Г.Б. Онищенко [и др.]; под ред. Г.Б. Онищенко. – М.: РАСХН – 2001. – 520 с.
4. Автоматизированный электропривод, силовые полупроводниковые приборы, преобразовательная техника. Актуальные проблемы и задачи/ под ред. Н.Ф.Ильинского, И.А. Тепмана, М.Г. Юнькова – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 472 с.
5. Алгоритм Левенберга — Марквардта/ материал из Википедии – свободной энциклопедии [Электронный ресурс]. – режим доступа: http://ru.wikipedia.org/wiki/Алгоритм_Левенберга_—_Марквардта.
6. Альбом технологических схем основных производств резиновой промышленности / А.А. Мухутдинов [и др.]. – М. : Химия, 1980.—76 с.
7. Андрашников, Б.И. Интенсификация процессов приготовления и переработки резиновых смесей / Б.И. Андрашников. – М. : Химия, 1986.—224 с.
8. Андронов, А. А. Теория колебаний/ А. А. Андронов, А. А. Витт, С. Э. Хайкин. – М., 1957. – 915 с.
9. Анисимов, В.С. Автоматизированный электропривод в народном хозяйстве: Т.4 Автоматизированный электропривод агрегатов для шинной промышленности/ В.С. Анисимов, Ю.В. Смирнов. – М.: Энергия, 1974. – 210 с.
10. А.С. 1692855 СССР, М.Кл. В 29 С 47/00, Н 01 В 13/14 Головка экструдера / Попов Э.Б., Лебедевков В.Н., Родионов Е.Ю., БИ № 43,1991.
11. Асинхронный электропривод с частотным управлением экструдера линии КАМА-8 завода грузовых шин ОАО «Нижекамскшина»: технический проект 70.059.00.00.000 / разработ.ООО «Контакт-М». - Ульяновск, 2006. – 305 с.
12. Басов, Н.И. Расчет и конструирование формующего инструмента для изготовления изделий из полимерных материалов : учеб. для вузов / Н.И. Басов, В.А. Брагинский, Ю.В. Казанков. – М. : Химия, 1991. – 352 с.
13. Башарин, А.В. Примеры расчетов автоматизированного электропривода/ А.В. Башарин. – Л.: Энергия, 1972. – 440 с.
14. Башарин, А.В., Управление электроприводами: учебное пособие для вузов/ А.В Башарин, В.Л. Новиков, Г.Г.Соколовский. – Л.: Энергоиздат, 1982. – 392 с.

15. Бекин, Н.Г. Оборудование для изготовления пневматических шин / Н.Г. Бекин, Б.М. Петров. – Л. : Химия, 1982. – 264 с.
16. Белов, Г.А. Теория автоматического управления. Дискретные и нелинейные системы автоматического управления/ Г.А. Белов – Чебоксары : ЧГУ. – 2009. – 448 с.
17. Бернхардт, Э. Переработка термопластических материалов: пер. с англ. Р.В. Торнера и др. под ред. Г.В. Виноградова/ Э. Бернхардт. – М.: Госхимиздат, 1962 г. – 748 с.
18. Бессекерский, В. Л. Теория систем автоматического управления/ В.Л. Бессекерский, Е. П. Попов. – 4-е изд., перераб. и доп. – СПб.: Профессия, 2003. – 752 с.
19. Бондарь, А.Г. Математическое моделирование в химической технологии / А.Г. Бондарь. – Киев : 1973.—280 с.
20. Булгаков, А.А. Частотное управление асинхронными двигателями/ А. А. Булгаков. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.
21. Виноградов, А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А.В. Виноградов. – Иваново: ИГЭУ. 2008. – 298 с.
22. Воронов, А.А. Основы теории автоматического регулирования и управления: учебное пособие для вузов/ А. А. Воронов, В.К. Титов, Н.И. Новогранов. – М.: Высшая школа, 1977. – 519 с.
23. Востриков, А. С. Теория автоматического регулирования: учеб. пособие/ А. С. Востриков, Г. А. Французова. – Новосибирск: НГТУ, 2003. – 364 с.
24. Вострокнутов, Е.Г. Реологические основы переработки эластомеров / Е.Г. Вострокнутов, Г.В. Виноградов. – М. : Химия, 1988.—232с.
25. Вострокнутов, Е.Г. Переработка каучуков и резиновых смесей. Реологические основы, технология, оборудование/ Е.Г. Вострокнутов, М.И. Новиков, В.И. Новиков. – М.: Химия, 1980. – 280 с.
26. Выявление и устранение проблем в экструзии / К. Раувендааль и др. ; пер. с англ. Под ред. В.П. Володина. – СПб. : Профессия, 2008.—328 с.
27. ВЭМЗ-Спектр / Каталог продукции [Электронный ресурс] –.- Режим доступа: <http://www.spectr.ru> – Загл. с экрана
28. Ганиев, Р. Н. Частотно-токовый электропривод экструдера на основе запираемых вентилях/ Р.Н. Ганиев, И.Ф. Афлятунов - Сб. трудов XVII междунар. науч. практ. конф. «Современная техника и технологии» в 3 т, Т1 / НИТПУ. Томск, 2011. С.427 – 428.
29. Ганиев, Р. Н. Особенности выбора электродвигателей при модернизации приводных систем резинотехнической промышленности/ Р.Н. Ганиев, Е.Н. Гаврилов - Сб. трудов XVI междунар. науч. практ. конф. «Современная техника и технологии» в 3 т, Т1 / НИТПУ. Томск, 2010. С.400 – 401.
30. Ганиев, Р.Н. Модернизация электроприводов экструдеров в резинотехнической промышленности / Р.Н.Ганиев, Н.И. Горбачевский, В.Н. Платов,

- С.Н. Сидоров - Приводная техника. – 2010. – №6. – С. 8 – 15.
31. Ганиев, Р.Н. Проблемы модернизации электроприводов технологических установок экструзионного типа / Р.Н. Ганиев, Н.И. Горбачевский, В.Н. Платов - Известия Тульского госуд. ун-та. «Технические науки» : ТулГУ. Тула, 2010. С.16 – 22
 32. Ганиев, Р. Н. Частотно-токовый электропривод экструдера/ Р. Н. Ганиев// Материалы IX Всероссийской науч. техн. конф. «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем – ДНДС-2011». – Чебоксары: ЧГУ им. И. Н. Ульянова, 2011. – С.167 – 169.
 33. Ганиев, Р.Н. Оптимизация экструзионного процесса шинопроводства применением частотно-регулируемого электропривода / Р.Н. Ганиев - Автореферат диссертации на соискание учёной степени канд. техн. наук. Чебоксары. 2012.
 34. Горбачевский, Н.И. Разработка, исследование и внедрение электротехнического комплекса резиносмесителя / Н.И. Горбачевский – Автореферат диссертации на соискание учёной степени канд. техн. наук. Н. Новгород. 2006.
 35. Герман-Галкин, С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие / С.Г. Герман-Галкин – СПб.: Корона, 2001. – 320 с.
 36. Герман, Х. Шнековые машины в технологии: пер. с нем. Веденяпиной Л.Г. под ред. М. Фридмана / Х. Герман. – Л.: Химия, 1975. – 228 с.
 37. Гриф, А. Технология экструзии пластмасс/ А. Гриф. – М.: Мир, 1965. – 308
 38. Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники: учебн. Пособие/ Г.С. Зиновьев - 3-е изд.- Новосибирск. НГТУ. 2004.
 39. Дорф, Р. Современные системы управления: пер. с англ Б. И. Копылова/ Р. Дорф, Л. Бишоп. – М.: Лаборатория Базовых знаний, 2002. – 832 с.
 40. Дмитриев, В. Н. Электромеханические устройства перемещения ленточных носителей информации в специализированных вычислительных комплексах / В.Н. Дмитриев - Автореферат диссертации на соиск. учёной степени докт. техн. наук. г. Ульяновск. 2003.
 41. Дьяконов, В. П. Mathcad 11,12,13 в математике: справочник/ В. П. Дьяконов. – М.: Горячая Линия – Телеком, 2007 – 960 с.
 42. Дьяконов, В. П. MATLAB 7.*/R2006/R2007: Самоучитель/ В. П. Дьяконов. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 768 с.
 43. Донской, Н.В. Асинхронный двигатель в системах автоматического управления./ Н.В. Донской - Чебоксары : ЧГУ. 2012. - 284 с.
 44. Завгородний, В.К. Механизация и автоматизация переработки пластических масс/ В.К. Завгородний – 3-е изд., перераб. и доп. - М.: Машиностроение, 1970. – 596 с.

45. Зимин, Е.Н.. Автоматическое управление электроприводами: учеб. пособие для студентов вузов/ Е.Н. Зимин, В.И Яковлев. – М.: Высшая школа, 1979. – 317 с.
46. Иванов, Г.М. Автоматизированный электропривод в химической промышленности/ Г. М. Иванов, Г.Б. Онищенко.– М.: Машиностроение, 1975. – 312 с.
47. Иванов, А.Г. Запираемые тиристоры и их применение в силовой электронике: Учебное пособие/ А.Г. Иванов - Чебоксары: ЧГУ. 2012. – 136 с.
48. Ким, В.С. Теория и практика экструзии полимеров : учеб. и учеб. пособия для вузов / В.С. Ким. – М. : Химия, Колос, 2005.—568 с.
49. Киреев, В.И. Численные методы в примерах и задачах: учеб. пособие/В.И. Киреев, А.В. Пантелеев. — 3-е изд. стер. — М.: Высш. шк., 2008. — 480 с.
50. Кириллов, Р.С. Моделирование векторной системы управления с ориентацией по потокосцеплению ротора : учебное пособие по курсовому проектированию / Р.С. Кириллов. – Екатеринбург : 2010. – 30 с.
51. Кривицкий, С.О. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами/ С.О. Кривицкий, И.И. Эпштейн. – М.: Энергия, 1970. – 150 с.
52. Ключев, В.Н. Теория электропривода/ В. Н. Ключев. – М.: Энергоиздат, 2001 г. – 697 с.
53. Ковчин, С. А. Теория электропривода: учебник для вузов / С.А Ковчин, Ю.А. Сабинин. – СПб.: Энергоатомиздат, 1994. – 496с.
54. Корнев, А.Е. Технология эластомерных материалов : учеб. для вузов / А.Е. Корнев, А.М. Буканов, О.Н. Шевердяев. – М. : Издат. «Эксим», 2000.—288с.
55. Куропаткин, П.В. Теория автоматического управления: учебное пособие для вузов/ П.В. Куропаткин. – М.: Высшая школа, 1973. – 528 с.
56. Мак-Келви, Д.М. Переработка полимеров/ Д. М. Мак-Келви. – М.: Химия, 1965. – 464 с.
57. Кутузов, А.Г. Основы прикладной реологии и ее применение для решения технологических задач/ А. Г. Кутузов. – Казань: Школа, 2006. – 168 с.
58. Лернер, М.М. Выбор конденсаторов для электронных устройств/ М.М. Лернер- М.: Энергия.1970.- 300 с.
59. Матлаб в инженерных и научных расчетах : монография / А.Ф. Дашченко [и др.]. – Одесса: Астропринт, 2003. – 214 с.
60. Мартыненко, В.Е. Современное состояние и основные тенденции развития экструзионного оборудования/ В.Е. Мартыненко. –М.: ЦИНТИ Химнефтемаш, 1977. – 84 с.

61. Методы классической и современной теории автоматического управления: учебник: в 3 т.Т.3 / под. ред. Н.Д. Егупова. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2000. – 758 с.
62. Моделирование и расчет химического оборудования : межвуз. сб. науч. тр. / Яросл. политехн. ин-т. – Ярославль : 1987.—137с.
63. Мощинский, Ю.А. Определение параметров схемы замещения асинхронных машин по каталожным данным/ Ю.А. Мощинский, В. Я. Беспалов, А. А. Кириякин// Электричество. – 1998. – №4. – С. 38 - 42.
64. Оборудование для переработки пластмасс: справочное пособие по расчету и конструированию/ под ред. В.К. Завгороднего. – М.: Машиностроение, 1976. – 406 с.
65. Оборудование и основы проектирования заводов резиновой промышленности : Учеб. пособие для вузов / Бекин Н.Г. [и др.] ; под общ. ред. Н.Д. Захарова. – Л. : Химия, 1985. – 504 с
66. Осипов, О.И. Частотно-регулируемый асинхронный электропривод/ О.И. Осипов. – М.: МЭИ, 2004 г. – 80 с.
67. Осипов, О.И. Частотно-регулируемый асинхронный электропривод :учебное пособие к курсам “Электропривод на основе преобразователей частоты Simovert Master Drives”, “Электропривод на основе преобразователей частоты серий Micromaster”/ О. И. Осипов. – М.: МЭИ, 2004. – 122 с.
68. Олейников, В.А. и др. Основы оптимального и экстремального управления/ В.А. Олейников - М.: Высшая школа.1969. - 296 с.
69. Основы технологии шинного производства/ Г. Я. Власов [и др.] Воронеж.: Государственная технологическая академия – 2002. – 459 с.
70. Орлов, С. П. Повышение эффективности электрооборудования и системы управления экструзионной линии: дис. канд. техн. наук/ С. П. Орлов. – Краснодар, 2005. – 193 с.
71. Пантелеев, А. В. Методы оптимизации в примерах и задачах: учеб. пособие/ А. В. Пантелеев, Т. А. Летова. – 2-е изд., исправл. – М. Высш. шк., 2005. – 544 с.
72. Патент РФ. №2142361 Россия, М.Кл В29С 47/12 Головка экструдера с регулируемым профилем формующего канала / А.П. Остриков, О.В. Абрамов, Р.В. Ненахов; заяв. 08.10.1998, опуб. 10.12.1999 г.
73. Патент РФ. №2161556 Россия, М.Кл. В29С 47/12, В29С 47/16, В29С 47/22 Экструдер для производства профильных изделий с регулируемым сечением формующего канала / А.Н. Остриков, О.В. Абрамов, Р.В. Ненахов., А.С. Рудометкин; заяв. 09.07.1999 г., опуб.10.01.2001 г.
74. Потемкин, В. Г. Введение в Matlab [Электронный ресурс]/ В. Г. Потемкин.–Режим доступа: <http://exponenta.ru/soft/matlab/potemkin/book/>
75. Подлесный, Н.И. Элементы систем автоматического управления и контроля / Н.И. Подлесный, В.Г. Рубанов. – 2-е изд., перераб. и доп. – К.: Вища школа, 1982. – 237 с.

76. Проблемы оптимизации процесса шприцевания в промышленности РТИ. Тематический обзор. – М.: ЦНИИТЭНефтехим, 1981. – 87 с.
77. Проведение предремонтных инструментальных испытаний и регламентный контроль электроприводов поточной линии по производству протекторов ИРУ-16Б: отчет о НИР/ Нижнекамский химико-технол. ин-т. – Нижнекамск, 2009. – 142 с.
78. Проектирование экструзионных машин с учетом качества резинотехнических изделий: монография/ М.В.Соколов [и др.]. – М.: Машиностроение. – 2007. – 292 с.
79. Преобразователи частоты FR-A 700: руководство по эксплуатации. – Mitsubishi Electric. – 2005. – 830 с.
80. Рагулин, В.В. Технология шинного производства / В.В. Рагулин, А.А. Вольнов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Химия, 1981. – 264 с.
81. Раувендааль, К. Экструзия полимеров: пер. с англ.А. Я. Малкина/ К. Раувендааль. – СПб.: Профессия, 2008 – 762 с.
82. Рудаков, В.В Асинхронные электроприводы с векторным управлением/ В. В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау Л.: Энергоатомиздат, 1987.–136 с.
83. Розанов, Ю.К. Силовая электроника: учебник для вузов /Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснюк.- М.: Изд-во МЭИ. 2007. – 632 с.
- 84.Сандлер, А.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями/ А.С. Сандлер, Р.С. Сарбатов. – М.: Энергия, 1974. – 328 с.
85. Сандлер, А.С. Тиристорные инверторы с широтно-импульсной модуляцией/ А.С Сандлер, Ю.М Гусяцкий. – М.: Энергия, 1968. – 96 с.
86. Герман-Галкин, С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие / С.Г.Герман-Галкин – СПб.: Корона, 2001. – 320 с.
- 87.Системы управления тиристорными преобразователями частоты / В.А. Бизиков [и др.]. – М.: Энергоиздат, 1981. – 144 с.
- 88.Сидоров, С.Н. Алгоритмы управления двухоперационными вентилями в преобразователях с непосредственной связью. / С.Н. Сидоров - Электротехника.- 2001.-№5.-С.6-11.
- 89.Сидоров, С. Н. Система частотно-токового управления электроприводом на базе запираемых вентилях/ С. Н. Сидоров, Р. Н. Ганиев - Приводная техника. – 2011. – №1. – С.14 – 19.
- 90.Сидоров, С.Н. Активные преобразователи непосредственного типа на диодно-транзисторных модулях./С.Н. Сидоров - Электротехника.- 2004.- №4.- С.37-41.
91. Сидоров, С.Н. Матричный преобразователь частоты в режимах скалярного управления. /С.Н. Сидоров - Электричество.- 2010.-№7.- С.26-33.
- 92.Патент РФ №2444834. Способ управления двухзвенным преобразователем частоты.//Р.Н. Ганиев, Н.И. Горбачевский, В.Н. Дмитриев, С.Н. Сидоров. Оpubл. В БИ №5 ,2012.

93. Патент РФ №2461115. Двухзвенный преобразователь частоты на запираемых вентилях./ Р.Н. Ганиев, С.Н. Сидоров. Оpubл. В БИ №5, 2012.
94. Патент РФ №2262794. Рекуперирующий электропривод с инвертором напряжения. / С.Н. Сидоров. Оpubл. В БИ №29. 2005.
95. Патент РФ №2167484. Способ управления мощностью на сетевом входе трёхфазного вентильного преобразователя.. / С.Н. Сидоров. Оpubл. в БИ №14. 2001.
96. Патент РФ №2220494. Транзисторный регулятор переменного напряжения с демпфирующим конденсатором./ С.Н. Сидоров. Оpubл. в БИ №36. 2003.
97. Справочник по автоматизированному электроприводу. Под ред. Елисеева В.А. и Шинянского А.В. – М.: Энергоатомиздат. 1983. - 616 с.
98. Сабинин, Ю.А., Грузов В.Л. Частотно-регулируемые асинхронные электроприводы / Ю.А. Сабинин, В.Л. Грузов В.Л. – Л.: Энергоатомиздат. 1985. – 128 с.
99. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Соколовский Г.Г. – М.: Академия, 2006. – 265с.
100. Терехов, В.М. Системы управления электроприводов: учебник для вузов/ В. М. Терехов, О. И. Осипов. – М.: Академия. 2005. – 302 с.
101. Техническая кибернетика. Теория автоматического регулирования. Математическое описание, анализ устойчивости и качества систем автоматического регулирования/ под ред. Солодовникова. – Машиностроение, 1967. – 768 с.
102. Технология резиновых изделий: учебное пособие для вузов/ Ю. О. Аверко-Антонович [и др.]; под ред. П. А. Кирпичникова. – Л.: Химия, 1991. – 352 с.
103. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе / А.Я. Бернштейн [и др.]; общ. ред. Р.С. Сарбатова. – М.: Энергия, 1980 г. – 328 с.
104. Торнер, Р.В. Теоретические основы переработки полимеров (механика процессов) / Р.В. Торнер. – М. : Химия, 1977.—464с.
105. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления / А.Д Поздеев [и др.]; общ. ред. А.Д. Поздеева. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 206 с.
106. Усольцев, А.А. Векторное управление асинхронными двигателями: учебное пособие по дисциплинам электромех. цикла/ А.А. Усольцев. – СПб.: ИТМО 2002. – 126 с.
107. Усынин, Ю.С. Теория автоматического управления: учебник для вузов/ Ю. С. Усынин. – Челябинск: ЮУрГУ, 2009. – 190 с.
108. Филипс, Ч. Системы управления с обратной связью: пер. с англ. Б. И. Копылова/ Ч. Филипс, Р. Харбор. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2001. – 616 с. ил. Чернов, Е.А. Электропривод и электро-

- оборудование в автоматизированном производстве/ Е. А. Чернов. – М.: Машиностроение, 1992. – 304 с.
109. Чанг, Дей Хан Реология в процессах переработки полимеров : пер. с англ. Под ред. Г.В. Виноградова, М.Л. Фридмана. – М. : Химия 1979.— 368 с.
110. Чаки, Ф. Современная теория управления: нелинейные, оптимальные и адаптивные системы: перев. с англ. В.В. Капитоненко, С.А. Анисимова/ Ф. Чаки. – М.: издат. Мир, 1975 г. – 424 с.
111. Черных, И.В. Simulink : среда создания инженерных приложений / И.В. Черных ; под общ. ред. В.Г. Потемкина. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2003. – 496 с.
112. Чиликин, М.Г. Основы автоматизированного электропривода: учебное пособие для вузов/ М.Г. Чиликин , М.М. Соколов, А.В. Шинянский. – М.: Энергия, 1974. – 368 с.
113. Чиликин, М.Г. Теория автоматизированного электропривода: учеб. пособ. для вузов/ М.Г. Чиликин, В.И. Ключев, А.С. Сандлер. – М.: Энергия, 1979. – 615 с.
114. Электротехнический справочник в 4 т. Т.4 / под. ред. В.Г. Герасимова. – 8-е изд., испр. и доп. – М.: МЭИ, 2002. – 489 с.
115. Эпштейн, И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока/ И. И. Эпштейн. – М.: Энергоиздат, 1982. – 192 с.
116. Шрейнер, Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер – Екатеринбург: УРО РАН.- 2000.- 654 с.
117. Шенкель, Г. Шнековые прессы для пластмасс: пер с нем. под ред. Шапиро А.Я./Г. Шенкель. – Л.: Госхимиздат, 1962 г., 467 с.
118. Шины. Некоторые проблемы эксплуатации и производства / Р.С. Ильясов [и др.] ; под ред. В.П. Дорожкина. – Казань : 2000. – 576 с.

Содержание

Введение.....	3
Глава 1. Технологические требования к электроприводам на этапе экструзионной переработки резиновых смесей.....	6
1.1. Задачи экструзии как технологического процесса и пути их решения.....	6
1.2. Основные требования к электроприводам экструдеров.....	14
1.3. Опыт эксплуатации электроприводов экструдеров с ограниченными функциональными возможностями.....	17
Глава 2. Технологическая оптимизация экструзии с применением регулируемого электропривода.....	21
2.1. Исходные данные для решения оптимизационной задачи...	21
2.2. Исследование влияния параметров привода на процесс экструзии.....	34
2.3. Постановка и решение задачи параметрической оптимизации процесса экструзии.....	38
Глава 3. Математическая модель экструдера как объекта автомати- ческого управления посредством электропривода.....	49
3.1. Динамические свойства экструдера.....	49
3.2. Линеаризация модели системы «экструдер-продукт».....	55
3.3. Методика исследования устойчивости экструдера как нелинейного объекта управления.....	60
Глава 4. Разработка и исследование частотно-регулируемого элек- тропривода экструдера с векторным управлением.....	67
4.1. Обоснование необходимости векторного управления в экструзионном процессе.....	67
4.2. Работа асинхронного двигателя в режиме векторного управления.....	70
4.3. Работа системы ПЧ-АД при питании от источника напря- жения.....	73
4.4. Синтез регуляторов в системе векторного управления....	76
4.5. Моделирование векторной системы управления электро- Приводом экструдера.....	86
4.6. Моделирование системы векторного управления электроприводом экструдера с обратной связью по давлению....	92
Глава 5. Разработка и исследование системы электропривода с частотно-токовым управлением.....	99
5.1. Обоснование применения электропривода с частотно- токовым управлением.....	99
5.2. Математическое описание АД при питании от источника тока.....	99
5.3. Структурная схема частотного электропривода при питании от источника тока.....	107
5.4. Синтез регуляторов в системе частотно-токового управ- ления.....	114

5.5. Моделирование системы электропривода экструдера с частотно-токовым управлением.....	120
Глава 6. Технологические требования к многодвигательным электроприводам валковых машин.....	127
6.1. Описание технологии изготовления кордной ткани для протекторов грузовых автошин.....	127
6.2. Технологические требования к многодвигательному электроприводу кордной линии.....	130
6.3. Состав и построение существующего варианта многодвигательного электропривода кордной линии.....	132
6.4. Компьютерное моделирование существующего варианта электропривода каландра.....	137
Глава 7. Варианты реконструкции многодвигательного электропривода кордной линии.....	139
7.1. Примеры построения многодвигательного электропривода на основе обратимых преобразователей частоты.....	139
7.2. Рассмотрение энергетического взаимодействия обратимых преобразователей частоты с питающей сетью и друг с другом..	142
7.3. Применение активных выпрямителей на сетевом входе электропривода каландра.....	153
7.4. Выбор способа управления активным выпрямителем.....	154
7.5. Активный выпрямитель в системе векторного управления объектом «сетевой фильтр – АВ – нагрузка».....	156
7.6. Работа активного выпрямителя на высокой несущей частоте переключений.....	162
Глава 8. Разработка средств защиты преобразователей на запираемых вентилях от коммутационных перенапряжений.....	165
8.1. Новый принцип проведения коммутаций в схеме автономного инвертора тока на запираемых вентилях....	165
с применением демпфирующего конденсатора.....	169
8.2. Универсальная методика анализа и синтеза преобразователей на запираемых вентилях с демпфирующим конденсатором.....	169
8.2.1. Демпфирующее устройство как объект управления.....	171
8.2.2. ДУ как объект энергетического взаимодействия питающей сети и демпфирующего конденсатора.....	173
8.3. Анализ и расчёт коммутационных процессов в цепях пассивного ДУ.....	175
8.4. Исследование электромагнитных процессов в схемах с активным демпфирующим устройством.....	183
8.5. Выполнение активного корректора коэффициента мощности на основе демпфирующего конденсатора.....	191
8.6. Работа активного ДУ в режиме ККМ в составе преобразователя на запираемых вентилях.....	197

Заключение.....	201
Список сокращений.....	201
Приложение.....	221
Библиографический список.....	213
Содержание.....	221

